



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



UNIVERSITE MOHAMED KHIDER DE BISKRA
FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° ordre :.....

Série :.....

Mémoire

Présenté pour obtenir le diplôme de Magister nouveau régime en
Electrotechnique

OPTION : Electricité industrielle

THEME

**Estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue
du diagnostic des défauts rotoriques**

par :

Samir MERADI

Soutenu le :27/06/2007

Devant le jury :

Salah Eddine ZOUZOU	Prof.	Président	Université de Biskra
Abdelhamid BENAKCHA	M.C.	Rapporteur	Université de Biskra
Mohammed Saïd NAIT SAID	Prof.	Examineur	Université de Batna
Ammar GOLEA	M.C.	Examineur	Université de Biskra

ملخص

إن الماكينات الكهربائية الدوارة تحتل مكانة مهمة في المجال الصناعي. الماكينة لامتزامنة ذات القفص السنجابي هي الأكثر استعمالا بسبب صلابتها ، سهولة صناعتها و كذا كلفتها ، لكن خلال استعمالها تتعرض لبعض التأثيرات و الاختلالات الخارجية مما يسبب وقوع أضرار و أعطال للماكينة.

تهدف هذه الدراسة إلى دراسة الماكينة لامتزامنة من اجل إظهار و معرفة الانكسارات في قضبان الدوار, و ذلك عن طريق نموذج متعدد اللفات من أجل معرفة حالة الماكينة في غياب ووجود أعطال.

سوف نعرض في هذه الدراسة طريقة للترشيح في مجال مراقبة و متابعة بعض عناصر المحرك الحساسة الانكسارات في قضبان الدوار كالمقاومة و التيار تعرف باسم مرشح كالمان الممتد , إن المنهج المتبع يستخدم نموذج متنبئ مترافق مع مرشح كالمان الممتد وذلك من خلال عرض خوارزمية المرشح .

يقترح فيها التحكم بنظام كلاسيكي وأيضا بنظام المنطق الضبابي, لمحرك غير متزامن مغذى بتوتر مع إدارة حقله و توجيهه شعاعيا مع الاخذ بعين الاعتبار الانكسارات في قضبان الدوار. ونبين أن التحكم بنظام المنطق الضبابي يمتلك مزايا هامة بالنسبة للتحكم الكلاسيكي.

الكلمات المفاتيح

الماكينة لامتزامنة، نموذج متعدد اللفات، التشخيص، مرشح كالمان الممتد، التحكم، المنطق الضبابي، الانكسارات في قضبان الدوار

Résumé

Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels. Les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil sont les plus fréquemment utilisées grâce à leur robustesse, leur simplicité de construction et leur bas coût. Néanmoins, celles-ci subissent au cours de leur durée de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent les rendre défaillantes.

On propose une modélisation du schéma multi enroulements de la machine asynchrone permettant d'appréhender son comportement en présence ou en absence de défaillances.

Dans l'étape d'estimation des paramètres, on propose le suivi des paramètres sensible aux défauts, à savoir les courants rotoriques et les résistances des barres rotoriques, en utilisant le filtre de Kalman étendu.

Nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone utilisant les régulateurs PI et par logique floue en tenant compte de la présence d'un défaut rotorique. Une analyse par simulation met en évidence les bonnes performances et la robustesse de la commande par régulateur flou.

Mots-clés

Machine asynchrone- Diagnostic - schéma multi enroulements- Rupture de barre
-Commande vectorielle - Logique floue – estimation – filtre de Kalman

Abstract

Rotating electrical machines play an important role in the industrial world. Among them, the three-phase squirrel cage asynchronous machines are frequently used because of their robustness, their relatively simple construction and their low cost. Nevertheless, during their lifespan, these machines are submitted to external and internal stresses which can lead to several failures.

We propose the modelling of the diagram multi windings of the asynchronous machine allowing apprehending his behavior in presence or absence of failures.

In the stage of estimate of the parameters, one proposes the follow-up of the parameters sensitive to the defects, namely the rotor currents and resistances of the rotor bars, by using the Extended Kalman filter.

We were interested in the indirect field oriented control order of an asynchronous machine using PI regulators and by fuzzy logic control by taking account of the presence of a rotor defect. An analysis by simulation highlights the good performances and the robustness of control command by fuzzy regulator

Keywords

Asynchronous machine - Diagnostic - multi windings - Broken bar- field oriented control-Fuzzy Logic- Extended Kalman filter

Introduction générale

Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels. Les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil sont les plus fréquemment utilisées grâce à leur robustesse, leur simplicité de construction et leur bas coût. Néanmoins, celles-ci subissent au cours de leur durée de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent les rendre défaillantes. Les contraintes industrielles en fiabilité, maintenabilité, disponibilité et sécurité des équipements sont par ailleurs très fortes. C'est pourquoi le monde industriel est fortement intéressé par un ensemble de techniques permettant de déterminer l'état de santé de ces machines.[1]

Plus généralement, la surveillance et le diagnostic en génie électrique remettent en cause les concepts et les outils traditionnels utilisés en conception et commande des machines électriques tournantes. La modélisation des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic s'insère dans ce contexte.

Le présent travail s'intéresse à la synthèse d'un modèle de connaissance flexible permettant d'appréhender le comportement des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en absence et en présence de défaillances ainsi que l'estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue de la détection des défauts rotoriques en utilisant le filtre de Kalman étendu.

Ce mémoire est divisé en six chapitres :

Le premier chapitre permettra d'apporter quelques éléments de diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil. Le diagnostic consiste à connaître, évaluer, prévoir, mesurer et maîtriser les défaillances de la machine. Après une description des motivations de cette nouvelle science de l'ingénieur, nous présenterons les différents concepts terminologiques et méthodologiques associés. Suite à ces considérations générales, nous serons amené à préciser le système étudié. Nous nous concentrerons ici exclusivement sur les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil. Nous présenterons l'état de l'art concernant les techniques et les différents travaux réalisés dans le domaine du diagnostic en ligne en vue d'aboutir à une signature fiable des défauts rotoriques.

Le deuxième chapitre constituera la pierre angulaire du présent travail, dans lequel nous modéliserons la machine asynchrone à cage d'écureuil en choisissant l'approche analytique globale basée sur la signature des grandeurs externes telles que (courant, couple,...etc.). Pour cette raison, nous utiliserons un schéma multi-enroulements équivalent à la cage qui s'adapte bien au problème posé et où les équations sont écrites dans un référentiel lié au rotor, vu que les défauts envisagés se situent à son niveau. Un modèle réduit équivalent est également établi dans l'objectif de simplifier la modélisation.

Le troisième chapitre exploitera la flexibilité du modèle qui vient d'être synthétisé pour rendre compte des défaillances rotoriques qui peuvent affecter le bon fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Les différents résultats de simulation de la machine avec défauts seront présentés à vide et en charge. Nous opterons pour l'analyse spectrale du courant statorique, pour faire révéler les défauts des cassures des barres, par la présence d'harmoniques.

Le quatrième chapitre sera consacré à la présentation de la commande par flux orienté de la machine asynchrone alimentée en courant. Le comportement de la machine saine et en présence des défauts au rotor est mis en évidence.

Le cinquième chapitre consistera à estimer et à observer les courants et les résistances rotoriques afin de détecter les défauts rotoriques, en utilisant le filtre de Kalman étendu.

Le dernier chapitre de ce mémoire comportera les concepts de la logique floue nécessaires pour établir la méthodologie de conception appropriée des régulateurs flous. Les étapes de synthèse et l'application de la commande floue à la machine asynchrone seront présentées et nous analyserons aussi les performances dynamiques de ce type de réglage en présence de défauts rotoriques.

Enfin, une conclusion générale viendra clôturer les six chapitres de ce mémoire. Les perspectives et les travaux futurs possibles seront également évoqués.

Chapitre I

Diagnostic des défauts dans la machine asynchrone

I.1 Introduction

Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels. Les machines asynchrones triphasées à cage d'écuréuil sont les plus fréquemment utilisées grâce à leur robustesse, leur simplicité de construction et leur coût bas. Néanmoins, celles-ci subissent au cours de leur durée de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent les rendre défaillantes. Les contraintes industrielles en fiabilité, maintenabilité, disponibilité et sécurité des équipements sont par ailleurs très fortes. C'est pourquoi le monde industriel est fortement intéressé par un ensemble de techniques permettant de déterminer l'état de santé de ces machines.

Plus généralement, la surveillance et le diagnostic en génie électrique remettent en cause les concepts et les outils traditionnels utilisés en conception et commande des machines électriques tournantes. La modélisation des machines asynchrones triphasées à cage d'écuréuil en vue de la surveillance et du diagnostic s'insère dans ce contexte.

I.2 La maintenance [5]

La maintenance est définie comme étant « *toutes les activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement, pour accomplir une fonction requise. Ces activités sont une combinaison d'activités techniques, administratives et de management.* ».

Maintenir, c'est donc effectuer des opérations (dépannage, graissage, visite, réparation, amélioration...etc.) qui permettent de conserver le potentiel du matériel, pour assurer la continuité et la qualité de la production. Bien maintenir, c'est assurer ces opérations pour que le coût global soit optimum. La figure représente le diagramme des différents concepts de maintenance et les évènements associés.

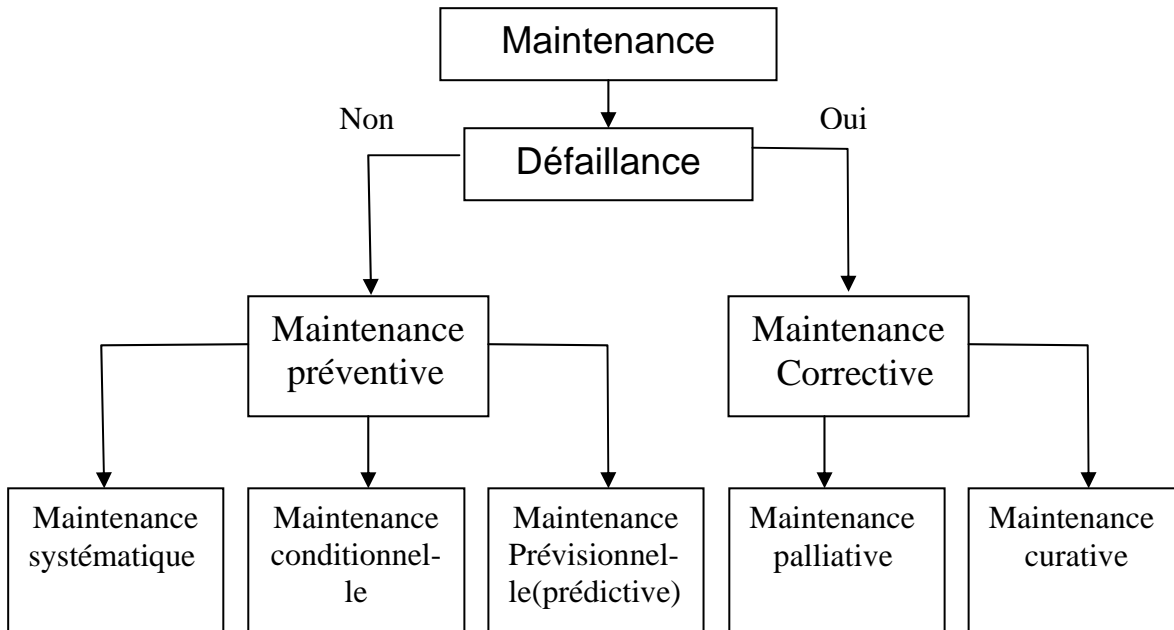


Figure I.1: Diagramme des différents concepts de maintenance

Maintenance corrective

« Ensemble des activités réalisées après la défaillance du bien, ou la dégradation de sa fonction pour lui permettre d'accomplir une fonction requise, au moins provisoirement : ces activités comportent notamment la localisation de la défaillance et son diagnostic, la remise en état avec ou sans modification, le contrôle du bon fonctionnement. »

- **Maintenance préventive**

« Maintenance ayant pour objet de réduire la probabilité de défaillance ou de dégradation d'un bien ou d'un service rendu. Les activités correspondantes sont déclenchées selon un échéancier établi à partir d'un nombre prédéterminé d'usage (maintenance systématique), et/ou des critères prédéterminés significatifs de l'état de dégradation du bien ou du service (maintenance conditionnelle). »

1. Maintenance préventive systématique

« Ce type de maintenance comprend l'ensemble des actions destinées à restaurer, en totalité ou partiellement, la marge de résistance des matériels non défaillants. Ces tâches sont décidées en fonction du temps ou de la production, sans considération de l'état des matériels à cet instant. »

2. Maintenance préventive conditionnelle

« Ce type de maintenance comprend toutes les tâches de restauration de matériels ou de composants non défectueux, entreprises en application d'une évaluation d'état et de la comparaison avec un critère d'acceptation préétabli (défaillance potentielle). »

3. Maintenance prévisionnelle (prédictive)

« C'est une maintenance préventive subordonnée à l'analyse de l'évolution surveillée de paramètres significatifs de la dégradation du bien. Elle permet de planifier les interventions. »

Mon travail consiste à effectuer une maintenance prédictive ` à la demande ´ plutôt que d'effectuer une maintenance systématique (méthode traditionnelle). Cela évite de faire des changements de pièces qui dans 90 % des cas se font de manière prématurée. Cela permet aussi de prévoir une intervention lors d'un arrêt de production programmé ou, si le cas le nécessite, lors d'un arrêt d'urgence toujours moins pénalisant qu'un arrêt forcé. De plus, les réparations avant incident sont plus faciles à exécuter et moins coûteuses (en temps d'intervention et en matériel). Il est aussi important de savoir qu'un défaut non traité peut entraîner des dégradations encore plus importantes.

Le concept hautement stratégique de maintenance prédictive qui a poussé des chercheurs à y contribuer diversement, nécessite la connaissance des grandeurs significatives à mesurer pour avoir une image aussi proche que possible de l'état de la machine. Le système de suivi de la machine devrait pouvoir :

- interférer le moins possible avec le système (les grandeurs peuvent-elles être mesurées " en ligne ? ", problème de sécurité,...),
- être capable de suivre plusieurs grandeurs,
- être évolutif,
- être pilotable à distance,
- pouvoir stocker les données pour permettre une analyse tendancielle.

Quant à la stratégie adoptée, elle consiste à :

- recenser les défauts et les pannes pouvant se produire,
- trouver les grandeurs mesurables liées à ces défauts,
- choisir la méthode la plus proche des critères définis ci-dessus,

- définir les seuils "d'alarme " à partir desquels il faudra intervenir.

I.3 Techniques de contrôle en ligne (non destructif)

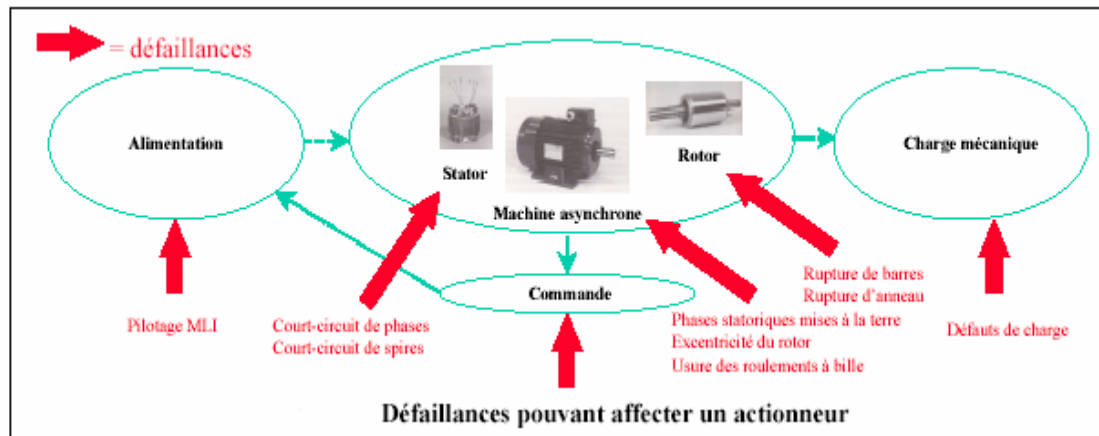


Figure I.2 : Différentes défaillances pouvant affecter une machine asynchrone [10]

Les entraînements électriques utilisent de plus en plus les moteurs asynchrones à cause de leur robustesse, leur puissance massique et leur faible coût de construction, mais il arrive que ces machines présentent des pannes (défauts) électriques ou mécaniques. Des études statistiques nous révèlent que certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres, ce qui nous amène à axer notre étude vers un type de défaut le plus courant. Parmi les pannes majeures, nous trouvons les suivantes :

1. Les cassures de barres et de portions d'anneaux des cages

La détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue de fonctionner. Ces défauts ont, par ailleurs, un effet cumulatif. Le courant que conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine. Elles provoquent aussi une dissymétrie de répartition de courant au rotor et des à-coups de couples, ceci va générer des vibrations et l'apparition de défauts mécaniques.

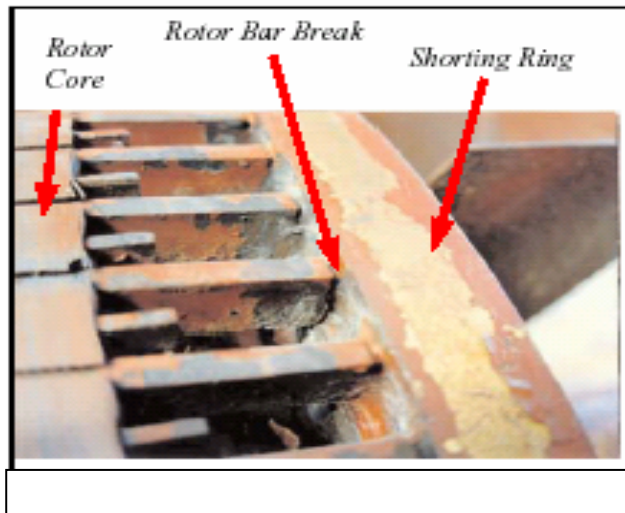


Figure I.3 : Barre cassé au niveau du rotor [12]

2. Les courts-circuits internes

un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. Cependant, un court-circuit au bobinage près du neutre ou entre spires n'a pas un effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui a une répercussion directe sur le couple. Ce type de défauts perturbe aussi sensiblement les commandes développées sur la base du modèle de Park (hypothèse d'un modèle équilibré).

3. Les décharges partielles

Ce phénomène naturel, dû aux décharges dans les isolants entre conducteurs ou entre conducteurs et la masse, s'amplifie avec le vieillissement des isolants. Il est pratiquement imperceptible dans les isolants neufs par les moyens de mesures classiques car son effet n'est pas discernable par rapport aux bruits de mesure. Sa présence précède l'apparition des courts-circuits entre phases ou entre phases et masse lorsque ces décharges partielles ont suffisamment détérioré les isolants.

4. Dissymétrie du rotor

Celui-ci provoque la variation de l'entrefer dans le moteur, une répartition non homogène des courants dans le rotor et le déséquilibre des courants statoriques. Le déséquilibre des efforts sur les barres génère un couple global non constant.

Les défauts qui se produisent au niveau du rotor et leurs effets sur les signaux électriques (courant, couple, flux), mécaniques (vibrations) et chimiques (dégagement d'ozone, composition de l'huile des paliers) de la machine asynchrone sont importants et intéressent actuellement de plus en plus les chercheurs vu les gros progrès

réalisés au niveau du stator et vu les études statistiques qui indiquent des pourcentages élevés des défauts qui se produisent au niveau du rotor. Par exemple, une étude statistique effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW), a montré que : 22 % des défauts sont des défauts rotoriques.

Les méthodes traditionnelles de détection de défauts reposent sur des prélèvements statistiques ou des essais destructifs effectués sur des échantillons à tester : diagnostic de l'isolation, mesures vibratoires, tests chimiques,

Toutes ces techniques exigent un arrêt total des machines nécessitant une main d'œuvre qualifiée et induisant une perte de production donc un préjudice économique, ce qui justifie l'intérêt des recherches menées aujourd'hui en vue d'aboutir à une surveillance non destructive (en ligne) qui permet de détecter à temps le 1^{er} défaut, donc éviter les dysfonctionnements ainsi que les opérations de maintenance lourdes et coûteuses associées.

Ces méthodes de C.N.D (contrôle non destructif) se sont concrétisées grâce surtout aux outils de modélisation, des techniques de traitement de signal, ...

Les principales techniques de C.N.D sont:

- Contrôle d'étanchéité (détection de fuites, trous, porosité,..)
- Ressuage (détection de discontinuité matière ouverte, contrôle de l'état de surface, ...)
- magnétoscopie (détection de défauts superficiels sur matériaux ferromagnétiques, arbre, anneaux, ...)
- Radiographie (détection de inhomogénéité en épaisseur, fissures, corrosion, ...)
- Ultra sons (contrôle de défauts internes, fissures, cordons de soudure, ...)
- Courants de Foucault (détection : anomalies dans la conductivité électrique ou dans la perméabilité magnétique, variation de composition d'un alliage,
- Thermiques (détection d'anomalies de transmission de chaleur au sein de la matière, ...)
- Emission acoustique (détection d'écoulement de fluide, rupture par fatigue, déformation plastique, ...)
- Holographie (détection du manque de liaisons, vibration de faible amplitude, ...)
- Analyse de signature (détection d'anomalies au niveau des masses, vibrations, ...)

I.4 Les approches usuelles de détection

On va présenter deux méthodes utilisées en diagnostic de systèmes physiques :

Méthodes sans modèle analytique,

Méthodes basées sur les modèles analytiques.

I.4.1 Méthodes sans modèle analytique

I.4.1.1 Analyse fréquentielle (Filtrage)

Une première approche du traitement du signal repose sur l'analyse fréquentielle (transformée de Fourier). Elle est bien évidemment très utilisée pour la détection de phénomènes périodiques comme en analyse vibratoire. L'analyse du spectre des signaux issus des capteurs permet de déterminer très efficacement

l'état de l'installation sous surveillance. Les signaux sont ici tout d'abord analysés en état normal de fonctionnement. Ensuite, toute déviation des caractéristiques fréquentielles d'un signal est reliée à une situation de panne (le problème, c'est qu'un changement de consigne modifie les caractéristiques fréquentielles et cela n'a rien d'un défaut).

I.4.1.2 Redondance matérielle

Cette méthode consiste à multiplier physiquement les capteurs critiques d'une installation.

Un traitement des signaux issus des éléments redondants effectue des comparaisons et distingue l'élément défectueux en cas d'incohérence. Cette méthode est pénalisante en termes de poids, puissance consommée, volume et coût (d'achat et de maintenance). Elle est donc essentiellement réservée aux cas où la continuité de service est obligatoire (e.g. l'aérospatiale, le nucléaire). En effet, elle apporte l'avantage, une fois la défaillance détectée et localisée, de pouvoir utiliser la partie de l'équipement encore saine mais cette technique ne s'applique généralement que sur des capteurs.

I.4.1.3 Capteurs spécifiques (capteurs-détecteurs)

Des capteurs spécifiques peuvent également être utilisés pour générer directement des signaux de détection ou connaître l'état d'un composant. Par exemple, les capteurs de fin de course, d'état de fonctionnement d'un moteur ou de dépassement de seuils sont largement employés dans les installations industrielles.

I.4.1.4 Réseaux de neurones artificiels

Quand la connaissance sur le procédé à surveiller n'est pas suffisante et que le développement d'un modèle de connaissance du procédé est impossible, l'utilisation de modèle dit « boîte noire » peut être envisagée. Pour cela des réseaux de neurones artificiels (RNA) ont été utilisés. Un RNA est en fait un système informatique constitué d'un nombre de processeurs élémentaires (ou nœuds) interconnectés entre eux qui traite -de façon dynamique- l'information qui lui arrive à partir des signaux extérieurs.

I.4.2 Méthodes basées sur les modèles analytiques

La plupart des méthodes de détection et de diagnostic en ligne s'appuient sur des les mesures.

Il existe des méthodes qui utilisent plus de connaissances que celles apportées par les seuls capteurs physiques. Ces connaissances peuvent en particulier provenir de la connaissance du comportement entrée /sortie d'un procédé ou des processus qui en gouverneraient l'évolution. Cette connaissance est généralement exprimée sous forme de modèles mathématiques.

Parmi les différentes méthodes de détection utilisant des modèles mathématiques, nous trouverons principalement l'espace de parité, les observateurs et l'estimation paramétrique.

I.4.2.1 Espace de parité

Son nom provient du domaine de l'informatique où le contrôle de parité se faisait dans les circuits logiques. Le principe de la méthode est la vérification de la consistance existante entre les entrées et les sorties du système surveillé

I.4.2.2 Observateurs

Par la suite, nous ferons référence à la stratégie appelée par certains auteurs « par observateurs » ou encore « en boucle fermée » par opposition aux méthodes en boucle ouverte, qui correspondent à celles de l'espace de parité décrit précédemment.

I.4.2.3 Estimation paramétrique

L'approche d'estimation paramétrique mesure l'influence des défauts sur les paramètres et non plus, comme précédemment, sur les variables du système physique.

Le principe consiste à estimer en continu des paramètres du procédé en utilisant les mesures d'entrée/sortie et en l'évaluation de la distance qui les sépare des valeurs de référence de l'état normal du procédé .

L'estimation paramétrique possède l'avantage d'apporter de l'information sur la taille des déviations. Toutefois, un des inconvénients majeurs de la méthode réside dans la nécessité d'avoir un système physique excité en permanence. Ceci pose des problèmes pratiques dans le cas de procédés dangereux ou fonctionnant en mode stationnaire. De plus, les relations entre les paramètres mathématiques et physiques ne sont pas toujours inversibles de façon unitaire, ce qui complique la tâche du diagnostic basé sur les résidus.

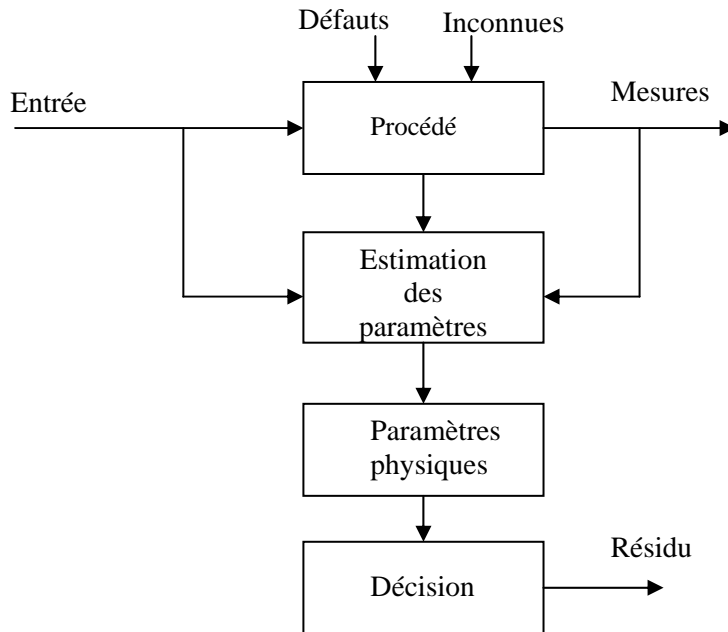


Figure I.4 : Estimation paramétrique pour la détection et le diagnostic de défauts

I.5 Description des différentes méthodes d'analyse

Le diagnostic en ligne de défauts rotoriques dans les machines asynchrones en vue d'aboutir à une maintenance prédictive a poussé les chercheurs à mettre au point diverses techniques. La majorité de ces travaux se sont basés sur la signature de grandeurs externes telles que (courant, couple) utilisant la théorie de champs tournants et celle des circuits électriques.

Durant la décade passée, les équipes de **Williamson et Smith** ont basé leur étude faite en régime permanent sur la détection des signaux modulés à une fréquence double du glissement ($2 \cdot g \cdot f_s$) apparaissant lors de dissymétries rotoriques suite à des défauts de cage.

Ils ont utilisé le schéma multi- enroulement équivalent, où chaque maille électrique est assimilée à un enroulement monophasé générant deux champs tournant en sens inverse à la fréquence ($g \cdot f_s$) par rapport au rotor, donc à la fréquence de **Delerio** [10] :

$$f_k = f_s [(k/p) \cdot (1-g) + g]$$

Où

k : rang harmonique

p : nbre de paire de pôles

g : le glissement

f_s : fréquence fondamentale

Par rapport au stator. Ils ont constaté une diminution des courants statoriques ainsi que du couple et une surcharge en courant dans les barres voisines au défaut.

Ils ont conclu aussi qu'il est difficile de détecter la première barre cassée à cause de la faible amplitude de la raie de défaut.

T.Boumegoura [3] « *recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic* » a fait une étude sur les effets des défauts de la machine asynchrone et a proposé une approche qui repose sur la surveillance de paramètres de modèles comportementaux de la machine, sensible aux défauts : Les résistances rotoriques d'un modèle triphasé, l'inductance magnétisante et la résistance rotorique d'un modèle diphasé.

Des outils de détection des défauts rotoriques, basés sur des observateurs de Kalman et grand gain étendu adaptés aux systèmes non- linéaires ont été synthétisés pour tracer les paramètres précédents.

S. Amrane [7] a envisagé une surveillance en ligne des machines (concept de maintenance prédictive) et s'est particulièrement intéressée à la détection de défauts de cages de moteurs d'induction, en utilisant une approche analytique basée sur la signature des grandeurs externes. Pour améliorer le diagnostic, elle a proposé un mode de surveillance actif par action sur les grandeurs d'entrée et de sortie du système.

D. Gaétan, H. Razik [9] ont développé une technique maintenant répandue qui est l'« *analyse de la signature du courant du moteur* » en vue de la détection d'une panne électrique ou mécanique. Ils ont mis l'accent sur la détection d'un défaut au rotor, rupture partielle ou non d'une barre de la cage d'écureuil ou d'une portion d'anneau, par l'analyse spectrale du courant absorbé au réseau électrique.

Jufer et Abdellaziz [16] ont proposé un schéma multi- enroulement équivalent à la cage rotorique tenant compte de l'influence du stator par le biais de sources de potentiel équivalentes à l'effet du bobinage en utilisant la théorie des deux axes.

Ils ont mis en évidence le même phénomène de modulation en amplitude du courant statorique à $(2.g.f_s)$, mais le champ d'application de leur méthode se trouve limité par le fait qu'ils ne considèrent que des défauts concentrés suite à un phénomène d'avalanche ne touchant que les barres adjacentes au défaut : surcharge du courant direct (i_d) en cas de barres cassées et surcharge du courant transversal (i_q) en cas de rupture d'anneaux.

E.Ritchie, X.Deng and T.Jokinen [15] ont fait une étude en régime dynamique utilisant le schéma multi- enroulement avec référentiel lié au rotor.

Les résultats de simulation de la cage saine concordent très bien avec ceux de l'expérience, le modèle étant limité en cas de rupture de barres. Ils ont proposé d'affecter à la résistance de la barre cassée une valeur finie au lieu d'une valeur infinie pour prendre en compte les courants inter-barres.

Roland Casimir [2] « *diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes* » a fait une approche qui est basée sur l'utilisation des méthodes de reconnaissance des formes. Un vecteur de paramètres, appelé vecteur forme, est extrait de chacune des mesures effectuées sur la machine. Les règles de décisions utilisées permettent de classer les observations, décrits par le vecteur forme, par rapport aux différents modes de fonctionnement connus avec ou sans défauts.

Des défauts ont été créés au rotor et au stator de la machine asynchrone, alimentée soit à partir du réseau, soit par le biais d'un onduleur de tension.

Les procédures de décisions, basées sur la règle des **k**- plus proches voisins et sur le calcul direct des frontières, ont été utilisées pour détecter les défauts. Ces algorithmes ont montré l'efficacité de l'application de la reconnaissance des formes au diagnostic.

Vas, Filippetti ont proposé des modèles de $(N+3)$ mailles et deux axes (d et q) à partir d'un schéma multi-circuits pour la simulation de la cage saine et celle en défaut des machines asynchrones en régime transitoire moyennant la résistance R_r et l'inductance L_r équivalentes. Leur choix de signature du défaut de cage s'est porté sur la composante directe (i_{ds}) du courant statorique qui n'était faible que pour un nombre élevé de barres cassées.

Dorell, Paterson ont opté pour l'analyse spectrale du courant de phase statorique. Ils ont constaté que :

La fréquence $(1-2.g.f_s)$ domine lorsque la tension est réduite ou si l'inertie est grande la fréquence $(1+2.g.f_s)$ domine lorsque la tension est élevée si l'inertie est faible.

I.6 Conclusion

D'après l'état de l'art des méthodes utilisées pour l'identification et le diagnostic des défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil, dans sa partie rotorique, on a constaté que : Les défauts dans la partie rotorique de la machine asynchrone occupent une partie importante dans le domaine du diagnostic.

Chapitre II

Modélisation du schéma multi enroulements de la machine asynchrone

II.1 Introduction

Les machines asynchrones à rotor en court-circuit consomment plus de 40% de l'énergie électrique produite ; elles sont largement utilisées vu les avantages qu'elles présentent à savoir :

- leur simplicité et leur robustesse mécanique,
- leur fonctionnement sans génération d'étincelles d'où un entretien réduit,
- la normalisation des réseaux de distribution de l'énergie électrique se prête bien à l'utilisation directe de ces moteurs (tensions et fréquences constantes),
- un prix de revient relativement faible.

Par ailleurs, la machine asynchrone, malgré ses qualités, peut présenter des défauts structurels. Dans ce chapitre, nous portons notre attention sur la rupture totale ou partielle de barres rotoriques, tout particulièrement au niveau de la brasure barre- anneau. Pour ce faire, il convient de développer un modèle qui tienne compte de la structure du rotor.

En effet, Pour étudier ces machines à induction on fait appel soit à la théorie du champs électromagnétique (équations de Maxwell), soit à la théorie des circuits électriques (lois de Kirchhoff) ; ou bien la méthode mixte combinant la théorie du champ électromagnétique et la théorie des circuits électriques [7].

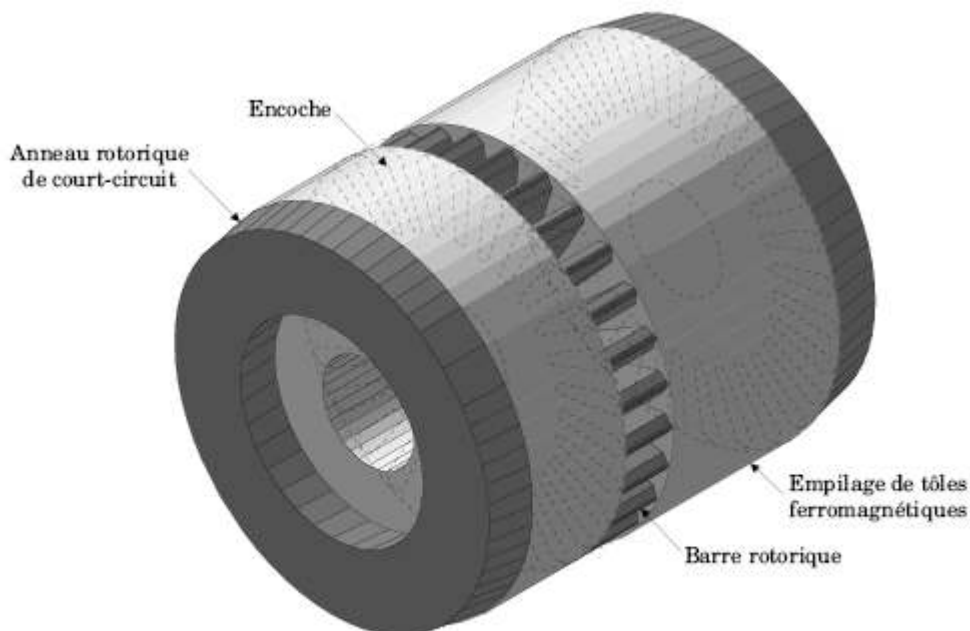


Figure II.I : Constitution et disposition d'une cage rotorique [1]

II.2 Modèle d'étude

Il est fonction du type d'approche utilisée. On en distingue deux, assez complémentaires :

- une approche dite « locale » car basée sur la signature de grandeurs locales telles que la densité de flux ; il s'agit souvent de méthodes numériques par éléments finis permettant une analyse fine des phénomènes physiques locaux associés aux défauts de cages,
- une approche analytique basée, quant à elle, sur la signature de grandeurs externes globales telles que courants, couple électromagnétique ; elle utilise le modèle de Kirchhoff, (réseau électrique équivalent à la machine) ainsi que la transformation « des 2 axes » appliquée aux équations électriques du système multi enroulements étudié. En fin, cette approche s'adapte particulièrement bien au problème posé ici et vu sa simplicité nous l'avons adoptée comme démarche.

II.3 Schéma multi enroulements équivalent

Pour l'étude analytique des performances des moteurs d'induction avec dissymétries rotoriques, nous avons adopté le schéma multi enroulements équivalent qui s'adapte bien au problème posé, car il décrit le rotor comme un ensemble de mailles interconnectées entre elles, chacune formée par deux barres adjacentes et les portions d'anneaux qui les relient (figure II.1).

A partir d'hypothèses classiques qui supposent que la perméabilité du fer est infinie, que l'entrefer est lisse et constant et que la f.m.m. statorique est à distribution sinusoïdale, on calcule les différentes inductances et mutuelles qui interviennent dans les équations du circuit.

II.3.1 Calcul des inductances [4]

II.3.1.1 Stator

L'induction due à la bobine statorique de la phase m s'écrit :

$$B_{sm}(\theta) = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{ep} I_{sm} \cos\left(p\theta - m \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.1})$$

Par conséquent, le flux principal et l'inductance cyclique sont donnés par :

$$\Phi_{psm} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} RLI_{sm} \tag{II.2}$$

$$L_{sc} = \frac{3}{2} L_{sp} + l_{sl} = \frac{6}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} RL + L_{sl} \tag{II.3}$$

II.3.1.2 Rotor

Le rotor à cage est représenté par la figure II.2. La figure II.3 représente la forme d'onde de l'induction produite par la maille rotorique k.

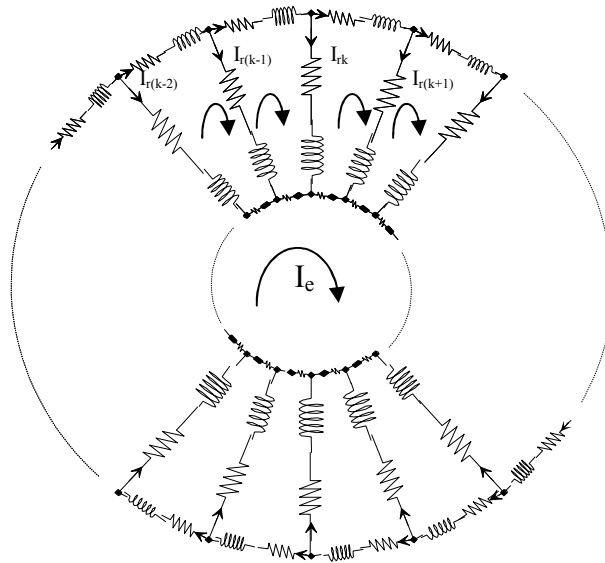


Figure II.2 :
Schéma multi enroulements du rotor

I_{rk} Représente le courant de maille k et I_{bk} le courant de barre K , avec :

$$I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k+1)} \tag{II.4}$$

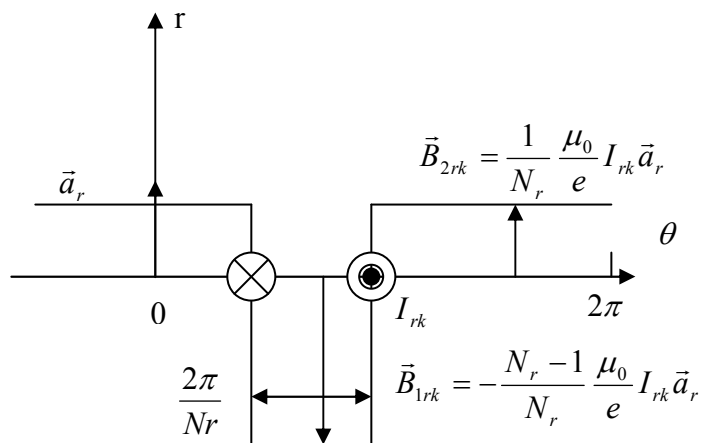


Figure II.3 : Induction produite par une maille du rotor

On voit bien, à travers la figure II.2 qu'il n'est pas possible de retenir l'hypothèse du premier harmonique qui concerne l'induction produite par une maille du rotor. Partant de cette répartition, on calcule alors l'inductance principale d'une maille rotorique ainsi que la mutuelle entre deux mailles :

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi LR \quad (\text{II.5})$$

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi LR \quad (\text{II.6})$$

II.3.1.3. Stator Rotor

L'induction produite par la bobine statorique de la phase m induit dans la maille rotorique K le flux :

$$\Phi_{smrk} = \int_{S_{rk}} \vec{B}_{sm} \cdot \vec{dS}_{rk} = - \int_{\frac{\theta}{p} + k \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{p} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} B_{sm}(\theta') LR d\theta' \quad (\text{II.7})$$

$$\Phi_{smrk} = -\frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{e p} N_s I_{sm} LR \frac{1}{p} \left[\sin \left(p\theta' - m \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\frac{\theta}{p} + k \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{p} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} \quad (\text{II.8})$$

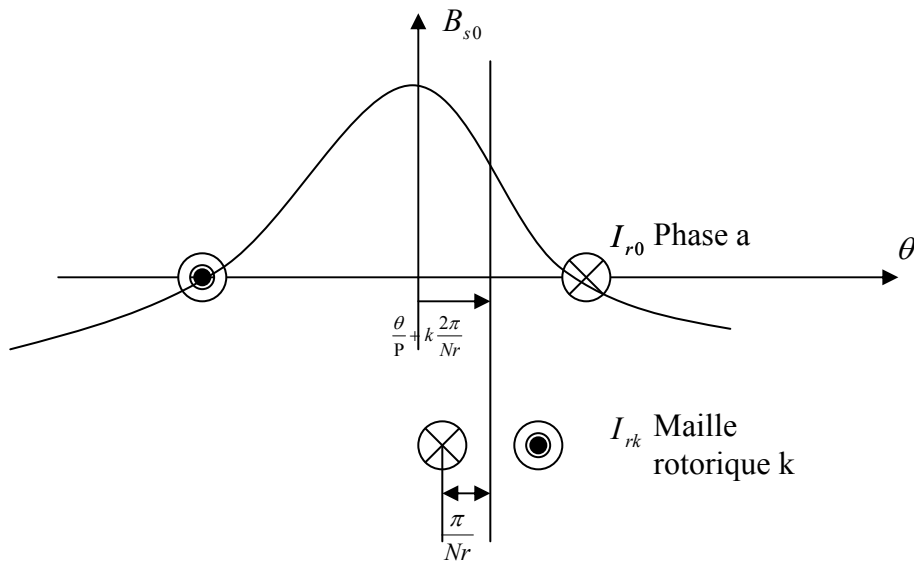


Figure II.4 : Position de la maille rotorique K , par rapport à la bobine de la phase statorique ($m = 0$)

Il en résulte la mutuelle stator rotor entre la phase statorique m et la maille rotorique K :

$$M_{smrk} = -M_{sr} \cos \left(\theta - m \frac{2\pi}{3} + k\alpha \right) \quad (\text{II.9})$$

$$\text{Où } M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{e p^2} N_s LR \sin \left(\frac{\alpha}{2} \right) \quad (\text{II.10})$$

Et $\alpha = p \frac{2\pi}{N_r}$ est l'angle électrique entre deux mailles rotoriques.

II.3.2. Mise en équation

Nous utilisons une transformation de Clarke pour passer des grandeurs triphasées statoriques (a, b, c) aux grandeurs diphasées (α, β). Nous pouvons effectuer la simulation avec deux repères distincts pour le stator et le rotor.

Pour alléger le temps de calcul, on élimine l'angle θ de la matrice de couplage en choisissant le repère le plus adéquat et qui est celui du rotor. Dans ce repère, toutes les grandeurs ont une pulsation $g\omega_s$ en régime permanent. Cette caractéristique peut être utilisée pour l'analyse de rupture de barres rotoriques dans la machine par l'observation du courant i_{ds} .

II.3.2.1. Stator

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (\text{II.11})$$

Après transformation et rotation, les équations électriques dans le repère rotorique s'écrivent :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \quad (\text{II.12})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$\Phi_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} - M_{sr} \begin{bmatrix} \cdots & \cos j\alpha & \cdots \\ \cdots & \sin j\alpha & \cdots \\ \vdots & & \\ I_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Nous obtenons :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega \left[L_{sc} i_{qs} - M_{sr} (\sin 0\alpha I_{r0} + \sin 1\alpha I_{r1} + \dots + \sin j\alpha I_{rj} + \dots + \sin(N_r - 1)\alpha I_{r(N_r - 1)}) \right] \\ + L_{sc} \frac{di_{ds}}{dt} - M_{sr} (\cos 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \cos 1\alpha \frac{dI_{r1}}{dt} + \dots + \cos j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \cos(N_r - 1)\alpha \frac{dI_{r(N_r - 1)}}{dt}) \quad (\text{II.15})$$

Et :

$$V_{gs} = R_s i_{gs} + \omega \left[L_{sc} i_{ds} - M_{sr} (\cos 0\alpha I_{r0} + \cos 1\alpha I_{r1} + \dots + \cos j\alpha I_{rj} + \dots + \cos(N_r - 1)\alpha I_{r(N_r - 1)}) \right] \\ + L_{sc} \frac{di_{gs}}{dt} - M_{sr} (\sin 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \sin 1\alpha \frac{dI_{r1}}{dt} + \dots + \sin j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \sin(N_r - 1)\alpha \frac{dI_{r(N_r - 1)}}{dt}) \quad (\text{II.16})$$

On écrit les équations sous la forme :

$$[L] \frac{d}{dt} [I] = [V] - [R][I] \quad (\text{II.17})$$

Donc :

$$L_{sc} \frac{di_{ds}}{dt} - M_{sr} (\cos 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \dots + \cos j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \cos(N_r - 1)\alpha \frac{dI_{r(N_r - 1)}}{dt}) = V_{ds} - R_s i_{ds} \quad (\text{II.18}) \\ + \omega L_{sc} i_{gs} - \omega M_{sr} (\sin 0\alpha I_{r0} + \dots + \sin j\alpha I_{rj} + \dots + \sin(N_r - 1)\alpha I_{r(N_r - 1)})$$

Et :

$$L_{sc} \frac{di_{gs}}{dt} - M_{sr} (\sin 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \dots + \sin j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \sin(N_r - 1)\alpha \frac{dI_{r(N_r - 1)}}{dt}) = V_{gs} - R_s i_{gs} \quad (\text{II.19}) \\ - \omega L_{sc} i_{ds} + \omega M_{sr} (\cos 0\alpha I_{r0} + \dots + \cos j\alpha I_{rj} + \dots + \cos(N_r - 1)\alpha I_{r(N_r - 1)})$$

II.3.2.2 Rotor

Une maille du rotor à cage est représentée par la figure II.5

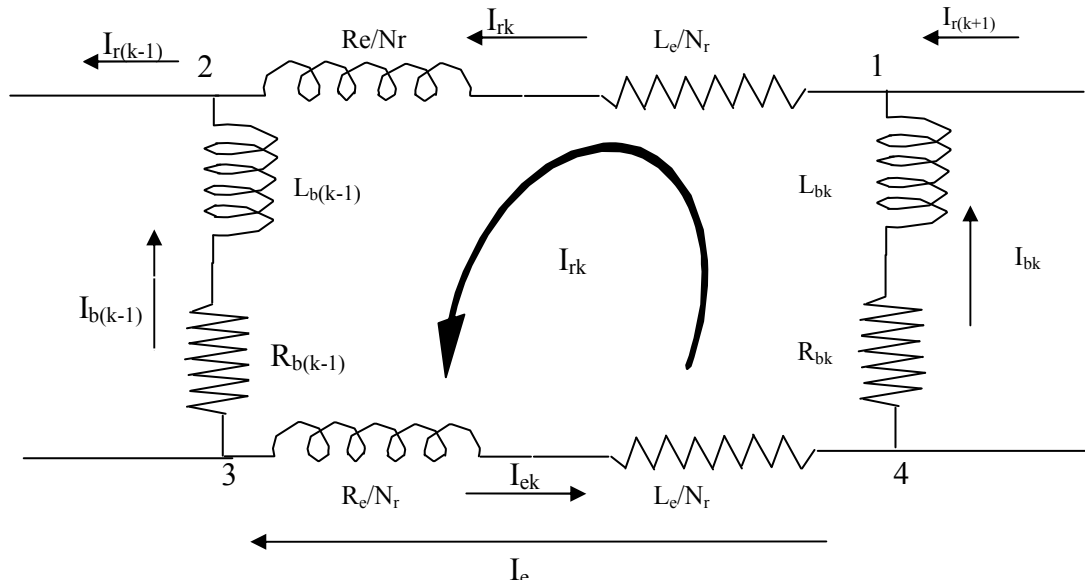


Figure II.5 : Représentation d'une maille rotorique

I_{rk} représente le courant de maille K , I_{bk} le courant de la barre K .

Pour le nœud n° 1 :

$$I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k+1)} \quad (\text{II.20})$$

Pour le nœud n° 2 :

$$I_{b(k-1)} = I_{r(k-1)} - I_{rk} \quad (\text{II.21})$$

L'équation électrique relative à la maille K est :

$$0 = \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} [I_{r(k-1)} - I_{rk}] + \frac{R_e}{N_r} [I_{rk} - I_e] + R_{bk} [I_{rk} - I_{r(k+1)}] + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} \quad (\text{II.22})$$

Donc l'équation électrique relative à la maille K devient :

$$0 = \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - I_{b(k-1)} R_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} [I_{rk} - I_e] + I_{bk} R_{bk} + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} \quad (\text{II.23})$$

Le flux induit dans la maille rotorique est donné par :

$$\Phi_{rk} = L_{rp} I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr} (i_{ds} \cos K\alpha + i_{qs} \sin K\alpha) + \frac{L_e}{N_r} (I_{rk} + I_{ek}) + L_b (-I_{b(k-1)} + I_{bk}) \quad (\text{II.24})$$

Le terme en L_{rp} représente le flux principal, celui en M_{rr} représente le flux mutuel avec les autres mailles rotoriques, puis viennent les termes de couplage avec le stator. On remarquera le facteur $\frac{3}{2}$ par rapport à l'équation statorique à cause de la transformation de Clark.

Les termes en L_b et L_e représentent les fuites rotoriques.

On essaye d'écrire l'équation (II.24) uniquement en fonction des courants de maille ;

$$I_{rk} - I_e = I_{ek} \quad (\text{II.25})$$

Où : I_e représente le courant de l'anneau de court circuit, On a :

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & L_{rp} I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr} (i_{ds} \cos K\alpha + i_{qs} \sin K\alpha) + \frac{2L_e}{N_r} I_{rk} - \frac{L_e}{N_r} I_e \\ & - L_b [I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}] + 2L_b I_{rk} \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

on aboutit à :

$$\begin{aligned} (L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b) \frac{dI_{rk}}{dt} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{di_{ds}}{dt} \cos k\alpha + \frac{di_{qs}}{dt} \sin k\alpha \right) \\ - \frac{L_e}{N_r} \frac{dI_e}{dt} = - \left[\left(\frac{2R_e}{N_r} + R_{bk} + R_{b(k-1)} \right) I_{rk} - R_{b(k-1)} I_{r(k-1)} - R_{bk} I_{r(k+1)} - \frac{R_e}{N_r} I_e \right] \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

Pour l'anneau de court circuit

$$L_e \frac{dI_e}{dt} - \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{Nr-1} \frac{dI_{rk}}{dt} = - \left(R_e I_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \right) \quad (\text{II.28})$$

Le système complet $[L] \frac{d[I]}{dt} = [V] - [R][I]$ devient :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & \frac{L_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & \vdots \\ -\frac{3}{2}M_{sr} \cos k\alpha & -\frac{3}{2}M_{sr} \sin k\alpha & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b & \frac{L_e}{N_r} \\ 0 & 0 & \frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{L_e}{N_r} & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \vdots \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ \vdots \\ I_e \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -aL_{sc} & \dots & \dots & M_{sr} \omega \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ -aL_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} \omega \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 2\frac{R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b(Nr-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & \frac{R_e}{N_r} \\ 0 & 0 & 0 & -R_{b(k-1)} & 2\frac{R_e}{N_r} + R_{bk} + R_{b(k-1)} & -R_{bk} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & -R_{b(k-1)} & 2\frac{R_e}{N_r} + R_{bk} + R_{b(k-1)} & -R_{bk} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & 0 & 0 & -R_{b(Nr-2)} & 2\frac{R_e}{N_r} + R_{b(Nr-2)} + R_{b(Nr-1)} & \frac{R_e}{N_r} \\ 0 & 0 & \frac{R_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{N_r} & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \vdots \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ \vdots \\ I_e \end{bmatrix}$$

(II.29)

Le couple électromagnétique est obtenu par dérivation de la co-énergie:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [i_{sdq}]^t \frac{\delta}{\delta \theta} \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr} \cos(\theta + k\alpha) & \dots \\ \dots & -M_{sr} \cos(\theta + k\alpha) & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P M_{sr} \left\{ i_{ds} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \sin k\alpha - i_{qs} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \cos k\alpha \right\} \quad (II.31)$$

On y ajoute les équations mécaniques afin d'avoir la vitesse $\Omega = \frac{\omega}{P}$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} P (C_{em} - C_r - \frac{f}{P} \omega) \quad (II.32)$$

$$\text{Et } \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

Le système ci-dessus est très compliqué pour le programmer et l'exécution d'une simulation d'un tel modèle est très lente, c'est pour cela qu'on a opté pour un autre modèle, le modèle dq . Nous avons appliqué une transformation généralisée (N_r) qui permet de passer des N_r grandeurs équilibrées vers deux grandeurs dq . La simulation de ce modèle est très rapide.

II.4. La transformation de N_r grandeurs équilibrées en deux grandeurs dq [6]

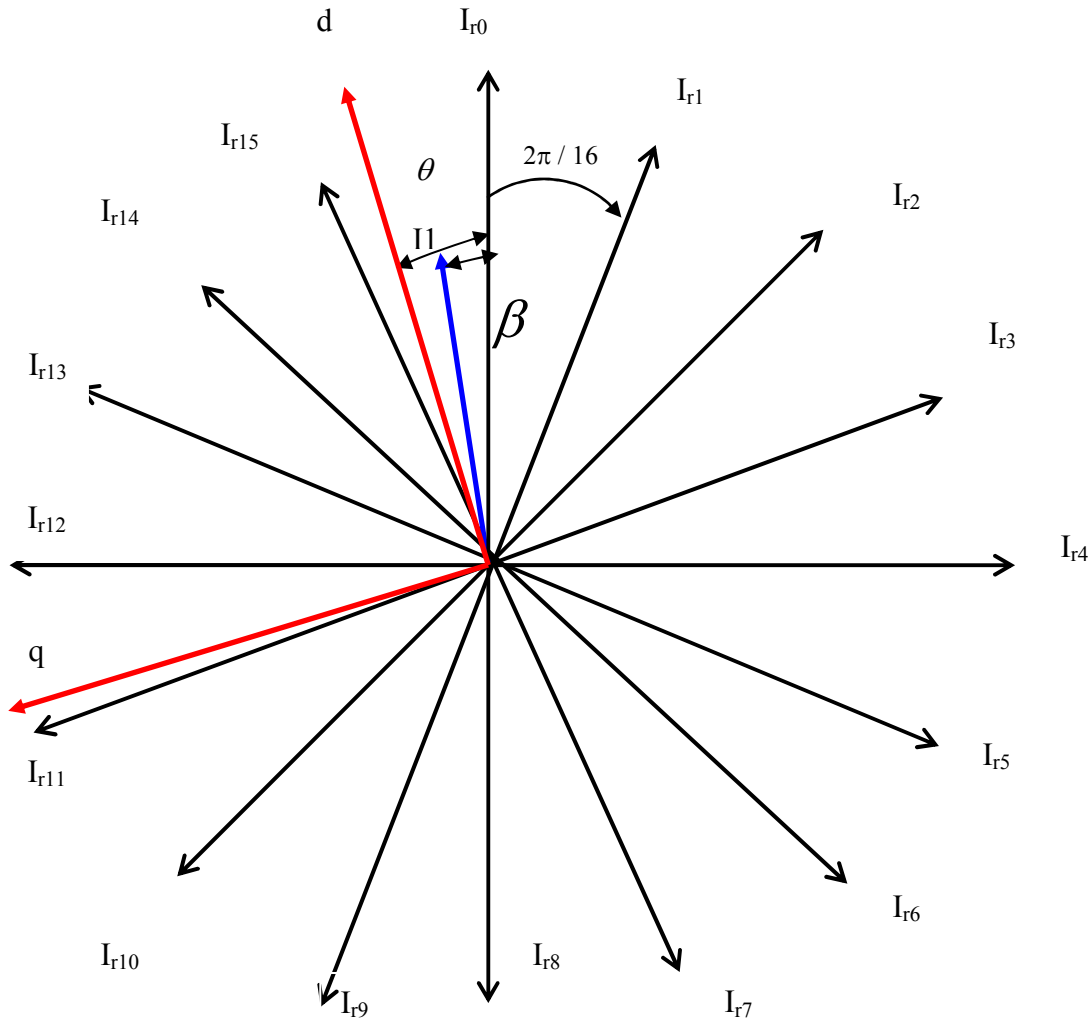


Figure II.6 : projection du modèle multi enroulement sur le modèle dq

➤ Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé

On calcule les différentes résistances équivalentes ($S_1, S_2, S_3, et S_4$) ;

$$S_1 = \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b15} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{b0} \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b15} + R_{b14} \right) \cos^2 15\alpha \right]$$

$$- \frac{4}{16} \left[(R_{b0} \cos(0\alpha) \cos(1\alpha)) + (R_{b1} \cos(1\alpha) \cos(2\alpha)) + \dots + (R_{b15} \cos(15\alpha) \cos(0\alpha)) \right] \quad (\text{II.33})$$

$$\begin{aligned}
S_2 = & -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_0} + R_{b_{15}} \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_1} + R_{b_0} \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_{15}} + R_{b_{14}} \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right] \\
& + \frac{2}{16} \left[(R_{b_0} \sin(0\alpha) \cos(1\alpha)) + (R_{b_1} \sin(1\alpha) \cos(2\alpha)) + \dots + (R_{b_{15}} \sin(15\alpha) \cos(0\alpha)) \right] \\
& + \frac{2}{16} \left[(R_{b_0} \cos(0\alpha) \sin(1\alpha)) + (R_{b_1} \cos(1\alpha) \sin(2\alpha)) + \dots + (R_{b_{15}} \cos(15\alpha) \sin(0\alpha)) \right] \quad (\text{II.34})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_3 = & -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_0} + R_{b_{15}} \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_1} + R_{b_0} \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_{15}} + R_{b_{14}} \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right] \\
& + \frac{2}{16} \left[(R_{b_0} \sin(0\alpha) \cos(1\alpha)) + (R_{b_1} \sin(1\alpha) \cos(2\alpha)) + \dots + (R_{b_{15}} \sin(15\alpha) \cos(0\alpha)) \right] \\
& + \frac{2}{16} \left[(R_{b_0} \cos(0\alpha) \sin(1\alpha)) + (R_{b_1} \cos(1\alpha) \sin(2\alpha)) + \dots + (R_{b_{15}} \cos(15\alpha) \sin(0\alpha)) \right] \quad (\text{II.35})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_4 = & \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_0} + R_{b_{15}} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_1} + R_{b_0} \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_{15}} + R_{b_{14}} \right) \cos^2 15\alpha \right] \\
& - \frac{4}{16} \left[(R_{b_0} \cos(0\alpha) \cos(1\alpha)) + (R_{b_1} \cos(1\alpha) \cos(2\alpha)) + \dots + (R_{b_{15}} \cos(15\alpha) \cos(0\alpha)) \right] \quad (\text{II.36})
\end{aligned}$$

Si l'on considère que toutes les barres sont saines ($R_{b_0} = R_{b_1} = \dots = R_{b_{15}}$), les résistances équivalente S_1 , S_2 , S_3 , et S_4 deviennent :

$$S_1 = S_4 = 2 \frac{R_e}{N_r} + 2R_b (1 - \cos \alpha)$$

$$S_2 = S_3 = 0, \text{ en posant : } R_r = 2 \frac{R_e}{N_r} + 2R_b (1 - \cos \alpha)$$

La nouvelle matrice des résistances du modèle dq équivalent, en considérant que toutes les barres sont saines, est [4] :

$$\begin{bmatrix}
R_s & -\omega L_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2} \omega M_{sr} & 0 \\
\omega L_{sc} & R_s & -\frac{Nr}{2} \omega M_{sr} & 0 & 0 \\
0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & R_e
\end{bmatrix} \text{ avec : } R_r = 2 \frac{R_e}{N_r} + 2R_b (1 - \cos \alpha) \quad (\text{II.37})$$

La nouvelle matrice d'inductances du modèle dq équivalent, en considérant que toutes les barres sont saines, est [4] :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \text{ avec : } L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2 \frac{L_e}{N_r} + 2L_b(1 - \cos \theta) \quad (\text{II.38})$$

Donc le modèle réduit, en considérant que toutes les barres sont saines, est :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2} \omega M_{sr} & 0 \\ \omega L_{sc} & R_s & -\frac{N_r}{2} \omega M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

II.5 Mode d'alimentation de la machine asynchrone

II.5.1 Contrôle des courants par hystérésis

Le principe de cette méthode de contrôle des courants par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soit limitées dans une bande d'hystérésis encadrant les références des courants.

Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de références. La sortie des comparateurs est reliée à la logique de commande de l'onduleur de manière à imposer une commutation des interrupteurs lorsque le courant s'écarte de la valeur d'hystérésis de sa référence.

Les ondulations du courant sont fixées par la valeur de la bande d'hystérésis. Dans cette méthode le courant est toujours imposé aux bornes de la machine. La figure II.7 donne le schéma de principe.

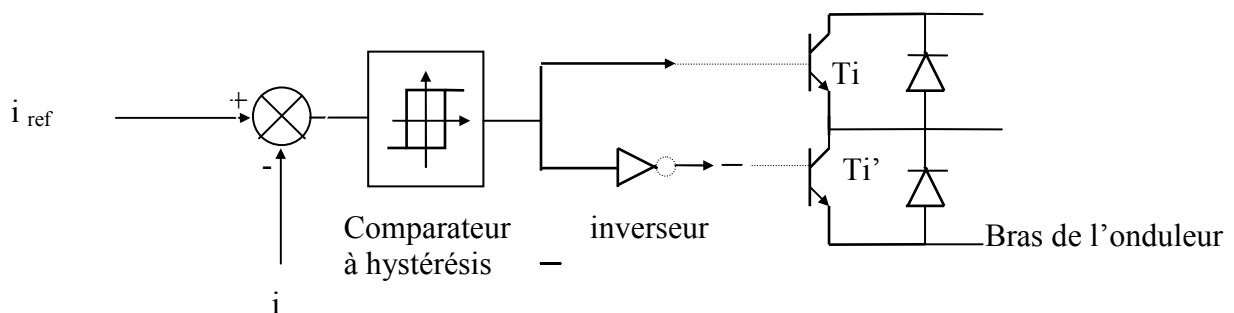


Figure II.7 :Principe du contrôle des courants par hystérésis

II.5.2 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu – alternatif. Il est composé de six transistors ($T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3$) shuntés en anti-parallèle par des diodes de récupération ($D_1, D_2, D_3, D'_1, D'_2, D'_3$), qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur .

La commutation des composants électriques est supposée instantanée (composants parfaits). Afin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur, une fonction logique F_i ($i=1,2,3$) qui est la sortie du modulateur à hystérésis.

Les fonctions logiques sont définies ainsi :

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K'_i \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert et } K'_i \text{ fermé} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Les tensions de ligne aiguillées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = \frac{U}{2} \cdot (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = \frac{U}{2} \cdot (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = \frac{U}{2} \cdot (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

La relation imposée par la machine aux tensions de phase s'exprime par :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.42})$$

En tenant compte de cette relation, on déduit les tensions simples :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

II.5.3 Modélisation du modulateur à hystérésis

Pour déterminer les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur, il suffit d'associer un modulateur à hystérésis pour chacune des trois phases de l'onduleur, ceci permet de comparer chaque courant de phase avec sa référence de courant sinusoïdale de telle sorte que la variation de courant dans chaque phase soit limitée dans une bande encadrant la référence des courants :

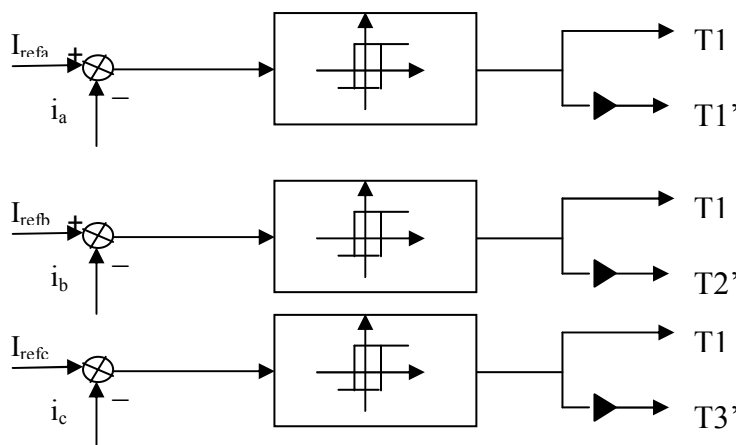


Figure II.8

Les fonctions logiques représentant les interrupteurs de l'onduleur sont définis par :

$$\begin{aligned} F_i &= 0 \quad \text{si } i_j - i_{jref} > h \\ F_i &= 1 \quad \text{si } i_j - i_{jref} > -h \end{aligned} \quad (\text{II.44})$$

$$F_i = F_i \text{ si } i_{j\text{ref}+h} > i_j > i_{j\text{ref}-h}$$

Avec i_j courant de phase, $j = a, b, c$ et $i_{j\text{ref}}$ courant de référence

II.6 Simulation du modèle réduit multi enroulements

a. Cas d'une machine saine à vide

- Alimentation sans onduleur

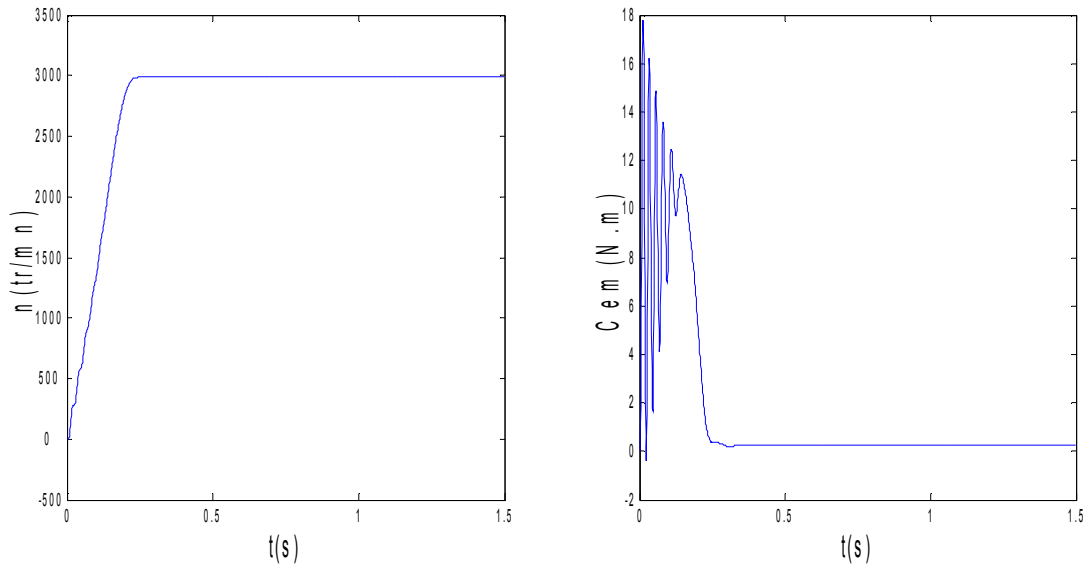


Figure II.9 : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec le modèle réduit, machine saine à vide

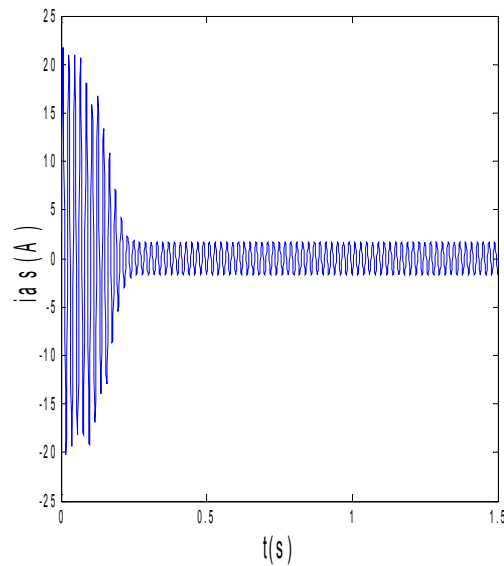


Figure II.10 : courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine saine à vide

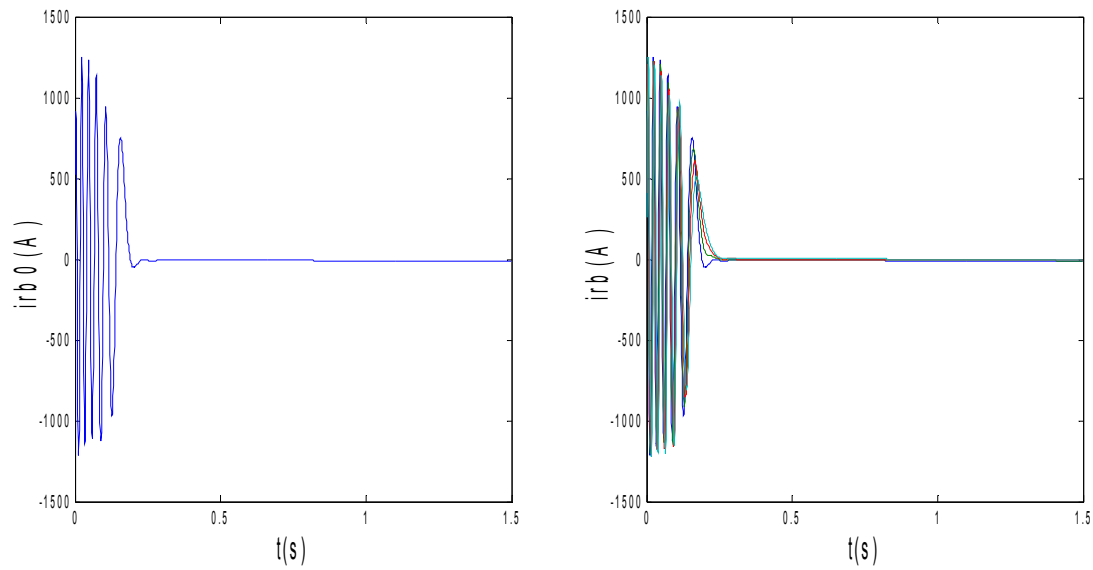
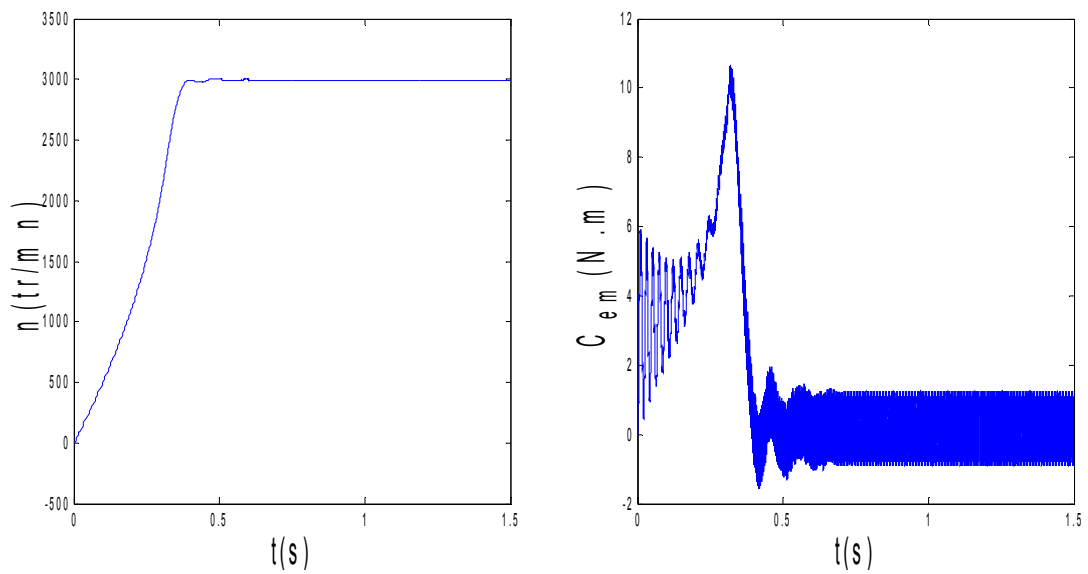


Figure II.11 : courants dans les barres rotoriques, $I_{rb0}, I_{rb1}, I_{rb2}, I_{rb3}$, simulation avec le modèle global, machine saine à vide

• Alimentation avec onduleur



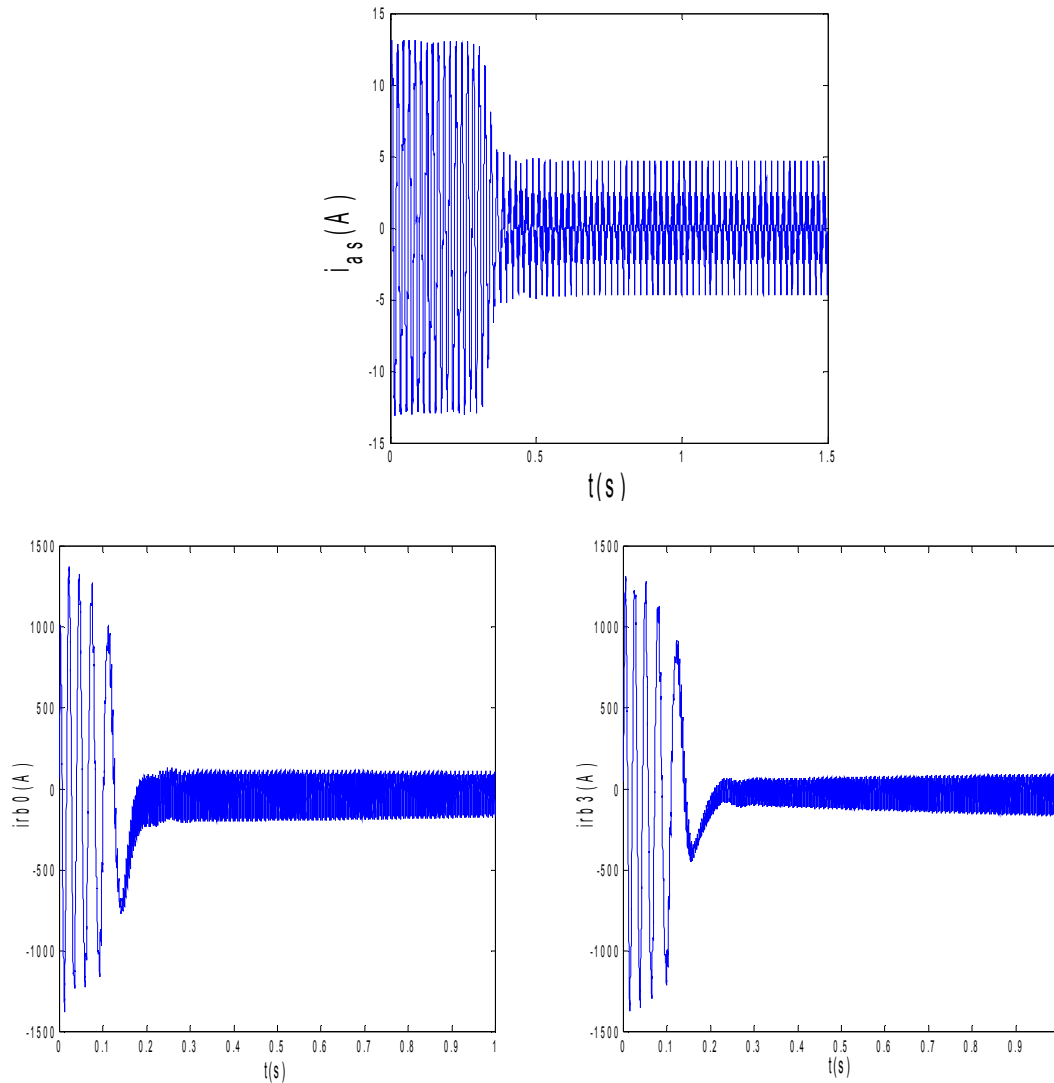


Figure II.12 : simulation du modèle réduit, alimentation avec onduleur à vide

A vide

On n'impose tout d'abord aucun couple de charge. La Figure II.9 illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent, de la vitesse de rotation. Après une phase transitoire, celle-ci se stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme à cause de l'absence d'un couple de charge. La figure illustre aussi le couple électromagnétique. Pour le couple, après une phase transitoire, celui-ci se stabilise à une valeur proche de zéro à cause de l'absence d'un couple de charge. La figure II.10 illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique en absence du couple de charge. La figure II.11 illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent, des courants de barres rotoriques I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} . On constate que les barres rotoriques sont parcourues par des courants faibles mais non nuls en régime permanent. On peut expliquer cette circulation de courants par l'existence d'un frottement visqueux qui génère un faible couple résistant, et par l'existence de champs harmoniques ne tournant pas, à la vitesse de synchronisme. Les boucles rotoriques soumises à des champs fluctuants sont alors le siège de courants induits.

b. Cas d'une machine saine en charge

- Alimentation sans onduleur

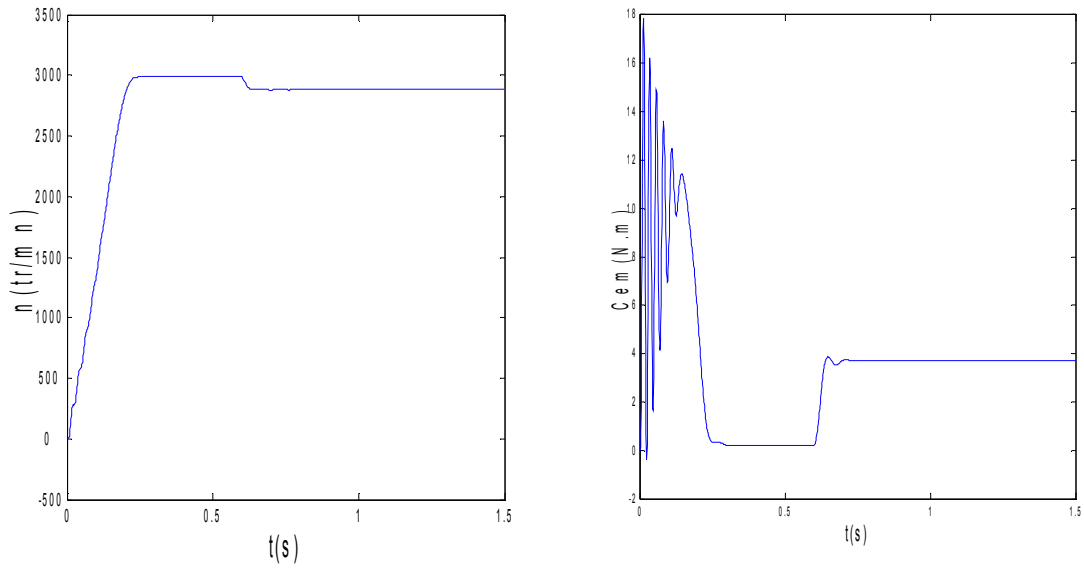


Figure II.13 : vitesse de rotation, couple électromagnétique, machine saine en charge $C_r=3.5N.m$

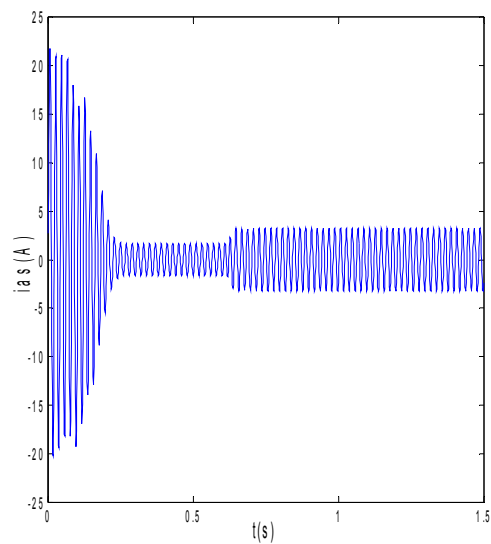


Figure II.14 : courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine saine en charge, $C_r=3.5N.m$

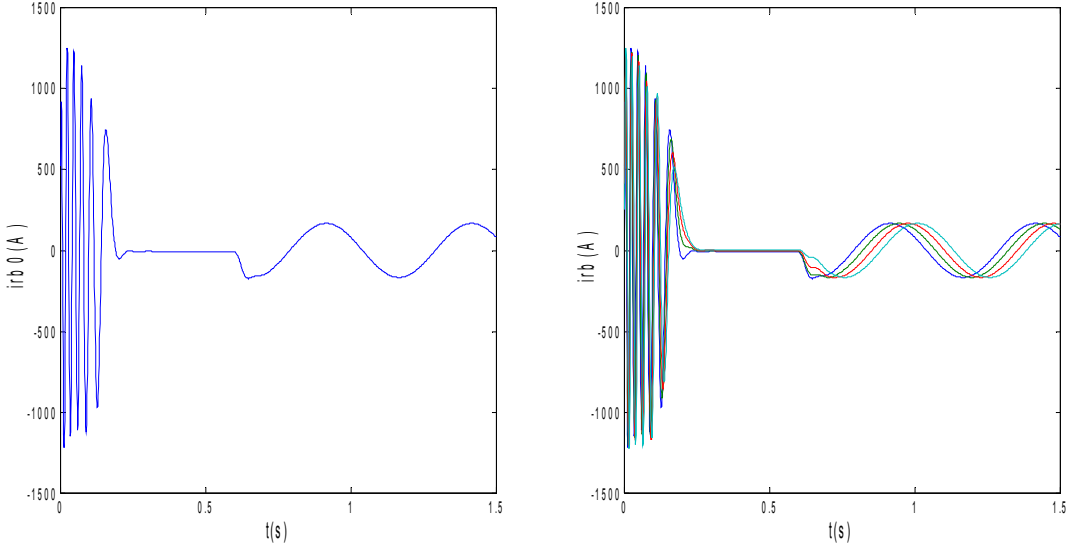
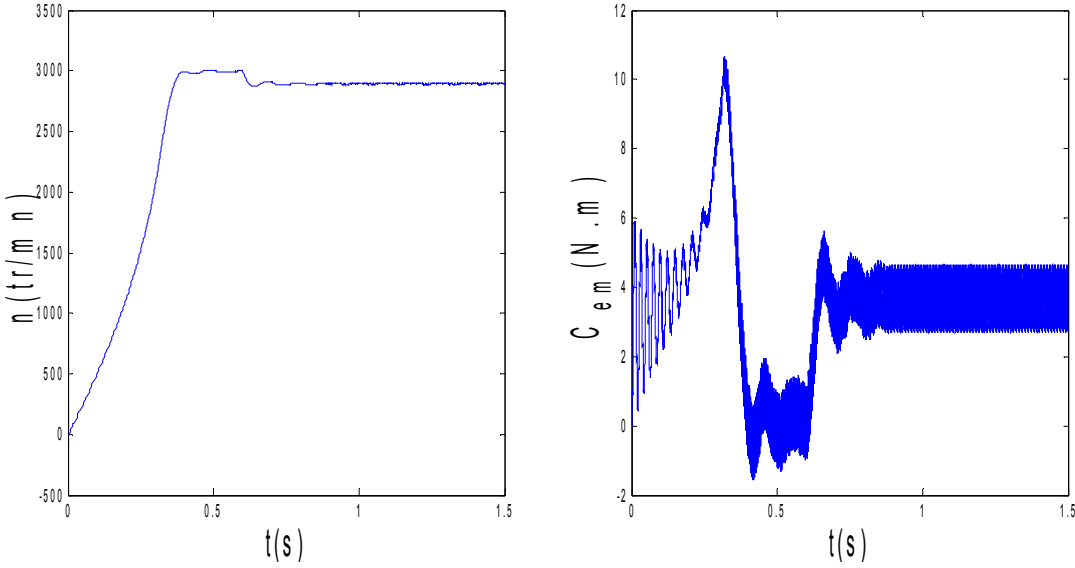


Figure II.15 :courants dans les barres rotoriques, $I_{rb0}, I_{rb1}, I_{rb2}, I_{rb3},$

• Alimentation avec onduleur



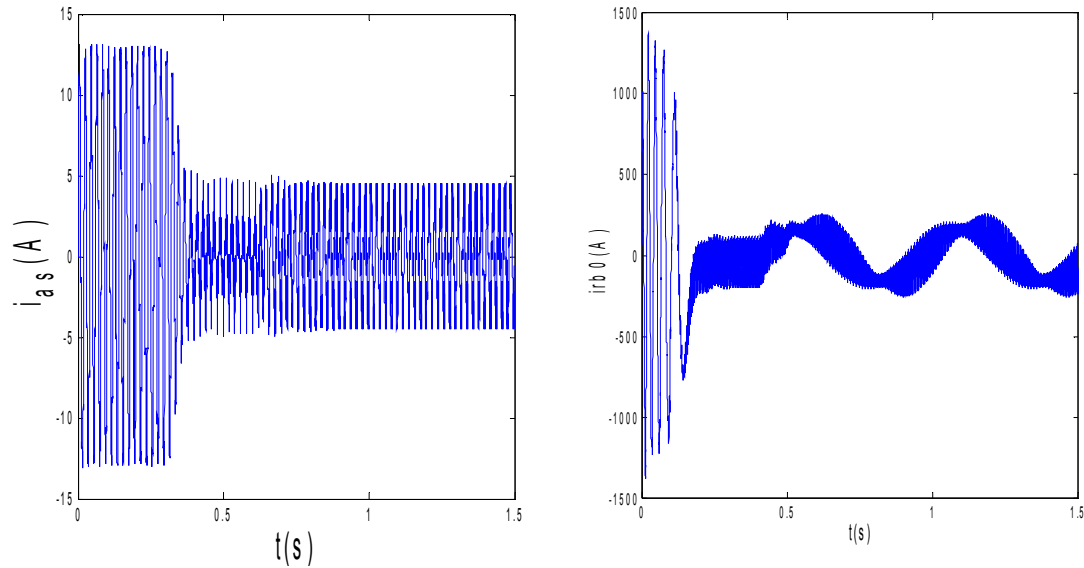


Figure II.16 : simulation du modèle réduit, Alimentation avec onduleur en charge

En charge

On impose maintenant un couple de charge de 3.5 N.m. La figure II.13 illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent, de la vitesse de rotation. Après une phase transitoire, celle-ci se stabilise à une valeur de 2885 tr/mn. La figure illustre aussi le couple électromagnétique. Pour le couple, après une phase transitoire, celui-ci se stabilise à une valeur proche de 3.5 N.m.

La figure II.14 illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent, du courant statorique en présence d'un couple de charge de 3.5 N.m.

La figure II.15 illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent, des courants de barres rotoriques I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} . On constate que les barres rotoriques sont logiquement parcourues par des courants de fréquence fondamentale gf_{s0} en régime permanent. Ceux-ci possèdent également une fréquence fondamentale gf_{s0} en régime permanent.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a traité la machine asynchrone en terme de circuit, et on a considéré que le rotor est constitué de plusieurs éléments, chaque élément de la cage est décrit par un circuit électrique équivalent de N_r grandeurs. Puis, on a fait la transformation de N_r grandeurs vers deux grandeurs, pour faciliter l'étude.

On remarque que la méthodologie de modélisation adoptée est assez générique, et peut très bien être adaptée pour la représentation d'autres types de machines électriques : machines asynchrones à rotor bobiné, machines synchrones à aimant permanent ou à rotor bobiné, machines à reluctance variable. Cette modélisation peut également servir dans une certaine mesure à des objectifs de conception.

Le modèle constitué donne des résultats identiques à ceux obtenus dans le cas du modèle classique de la machine asynchrone et permet d'étudier les différents défauts rotoriques, donc ce modèle s'adapte bien au problème posé.

Dans la suite de l'étude, on va plutôt exploiter la flexibilité du modèle pour rendre compte d'un certain nombre de défauts rotoriques pouvant affecter les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil.

Chapitre III

Modélisation et simulation des défauts rotoriques de la machine asynchrone

III.1 Introduction

La méthode qu'on a adoptée pour la simulation des défauts rotoriques consiste à remplacer la valeur initiale de la résistance des barres cassées par une valeur finie. Cette méthode est appelée méthode des résistances finies.

E. Ritchie estime qu'une augmentation de la résistance de la barre de 11 fois permet d'aboutir à des résultats en concordance avec ceux obtenus expérimentalement.

En ce qui nous concerne nous avons considéré des augmentations de 11 fois la résistance initiale de la barre.

En effet pour un pas de 10^{-3} s, une augmentation de plus de 11 fois conduit à une instabilité numérique (dans notre modèle).

La méthode d'intégration est celle de Runge Kutta d'ordre 4.

III.2 Modélisation des défauts dans le cas de cassures d'une et de deux barres

Le modèle II.39 démontré dans le chapitre précédent, et réécrit ci-dessous, permet de simuler la rupture de barres au rotor.

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}\omega M_{sr} & 0 \\ \omega L_{sc} & R & -\frac{N_r}{2}\omega M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_1 & S_2 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & S_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (III.1)$$

Avec:

$$S_1 = \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_0} + R_{b_{15}} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_1} + R_{b_0} \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_{15}} + R_{b_{14}} \right) \cos^2(15\alpha) \right] - \frac{4}{16} \left[(R_{b_0} \cos(0\alpha)\cos(1\alpha)) + (R_{b_1} \cos(1\alpha)\cos(2\alpha)) + \dots + (R_{b_{15}} \cos(15\alpha)\cos(0\alpha)) \right] \quad (III.2)$$

$$\begin{aligned}
S_2 = & -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b15} \right) \cos(0\alpha) \sin(0\alpha) - \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{b0} \right) \cos(1\alpha) \sin(1\alpha) - \dots - \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b15} + R_{b14} \right) \cos(15\alpha) \sin(15\alpha) \right] \\
& + \frac{2}{16} \left[(R_{b0} \sin(0\alpha) \cos(1\alpha)) + (R_{b1} \sin(1\alpha) \cos(2\alpha)) + \dots + (R_{b15} \sin(15\alpha) \cos(0\alpha)) \right] \\
& + \frac{2}{16} \left[(R_{b0} \cos(0\alpha) \sin(1\alpha)) + (R_{b1} \cos(1\alpha) \sin(2\alpha)) + \dots + (R_{b15} \cos(15\alpha) \sin(0\alpha)) \right] \quad (III.3)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_2 = & -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b15} \right) \cos(0\alpha) \sin(0\alpha) - \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{b0} \right) \cos(1\alpha) \sin(1\alpha) - \dots - \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b15} + R_{b14} \right) \cos(15\alpha) \sin(15\alpha) \right] \\
& + \frac{2}{16} \left[(R_{b0} \sin(0\alpha) \cos(1\alpha)) + (R_{b1} \sin(1\alpha) \cos(2\alpha)) + \dots + (R_{b15} \sin(15\alpha) \cos(0\alpha)) \right] \\
& + \frac{2}{16} \left[(R_{b0} \cos(0\alpha) \sin(1\alpha)) + (R_{b1} \cos(1\alpha) \sin(2\alpha)) + \dots + (R_{b15} \cos(15\alpha) \sin(0\alpha)) \right] \quad (III.4)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_4 = & \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b15} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{b0} \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b15} + R_{b14} \right) \cos^2 15\alpha \right] \\
& - \frac{4}{16} \left[(R_{b0} \cos(0\alpha) \cos(1\alpha)) + (R_{b1} \cos(1\alpha) \cos(2\alpha)) + \dots + (R_{b15} \cos(15\alpha) \cos(0\alpha)) \right] \quad (III.5)
\end{aligned}$$

Dans le cas où on veut simuler la rupture d'une barre ou de deux barres les seules valeurs qui vont changer sont celles de: S_1 , S_2 , S_3 et S_4

III.2.1. Cassures de barres

La cassure de barres est un des défauts les plus fréquents au rotor. Nos simulations nous permettront d'identifier les signatures de ce défaut et de prévoir les détériorations générées dans le moteur.

Pour illustrer la cassure totale de barre dans le modèle de la machine, nous augmentons la valeur de la barre cassée de 11 fois [7].

III.2.2 Simulation des défauts rotoriques à vide et en présence d'une charge sur l'arbre du moteur

III.2.2.1 Machine à vide

a. Cas d'une cassure d'une barre

- Alimentation sans inducteur

On n'impose tout d'abord aucun couple de charge. La figure III.1 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent de la vitesse de rotation en présence d'une rupture de barre (r_{b0}) à $t=1s$. Après une phase transitoire, celle-ci se stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme à cause de l'absence d'un couple de charge. La figure illustre aussi l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture de barre (r_{b0}). Après une phase

transitoire, celui-ci se stabilise a une valeur proche de zéro a cause de l'absence d'un couple de charge.

La figure III.2 illustre le courant statorique , en présence d'une rupture d'une barre (r_{b0}) à $t=1s$

La figure III.3 illustre les courants de barres I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} , en présence d'une rupture des barres (r_{b0}) à $t=1s$.

On remarque dans l'essai à vide, les signatures des défauts rotoriques sont très minimales.

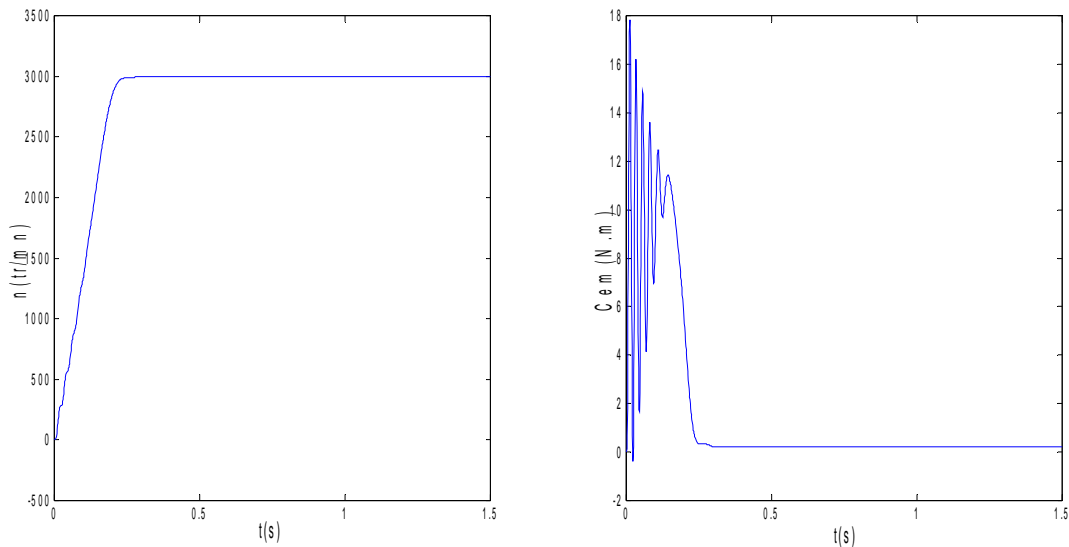


Figure III.1 : vitesse de rotation, couple électromagnétique (simulation avec le modèle réduit, machine en défaut à vide)

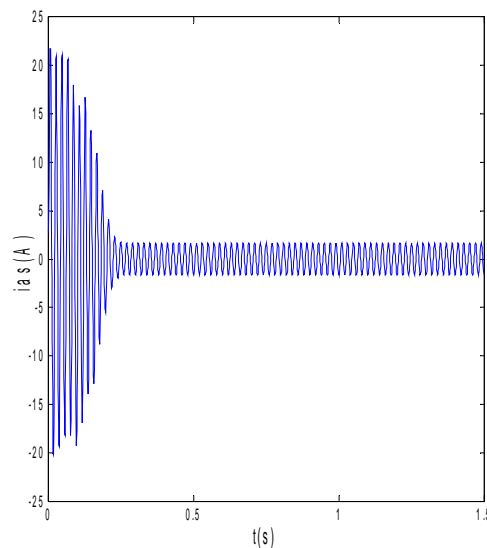


Figure III.2 : courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine en défaut à vide

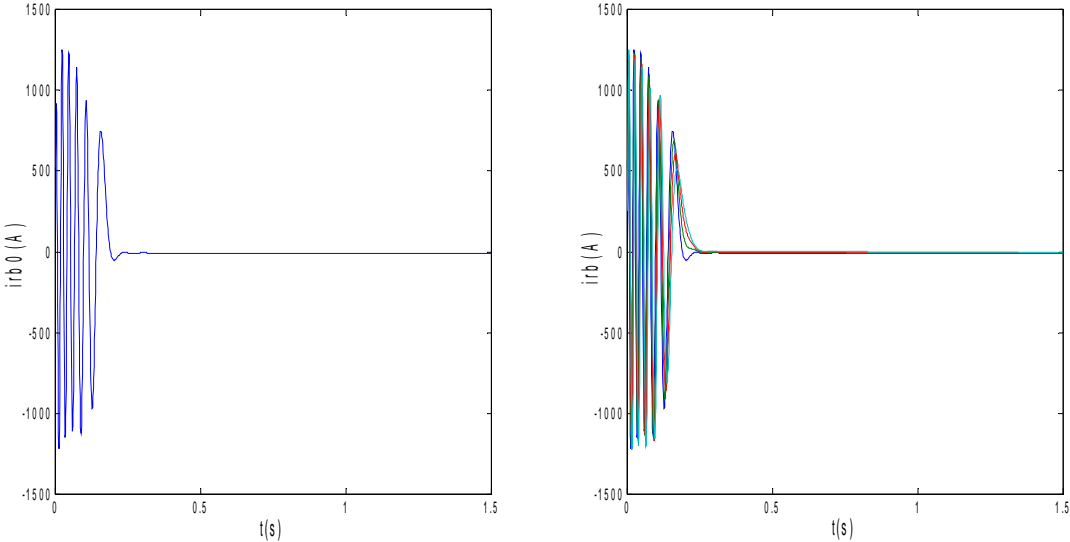
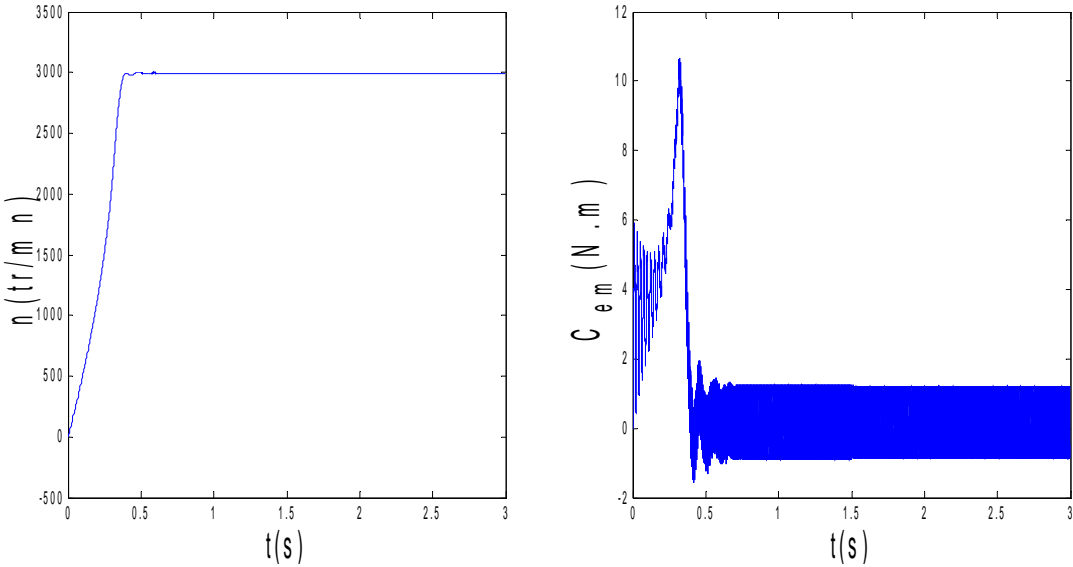


Figure III.3 :courants dans les barres rotoriques, $I_{rb0}, I_{rb1}, I_{rb2}, I_{rb3}$, simulation avec modèle global, machine en défaut à vide.

- Alimentation avec onduleur



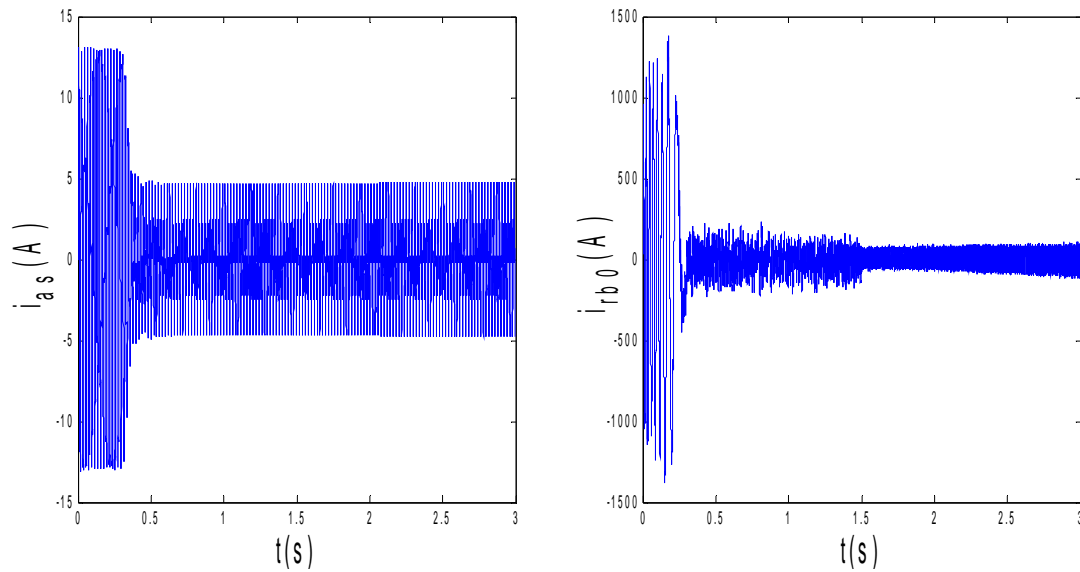


Figure III.4 : Simulation avec le modèle réduit, machine en défaut à vide, alimentation avec onduleur

b- Cas d'une cassure de deux barres

- Alimentation sans onduleur

La figure III.5 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent de la vitesse de rotation en présence d'une rupture de deux barres (r_{b0}) à $t=1s$ et (r_{b1}) à $t=2s$, Après une phase transitoire, celle-ci se stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme à cause de l'absence d'un couple de charge. La figure illustre aussi le couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture des barres (r_{b0}) à $t=1s$ et (r_{b1}) à $t=2s$. Après une phase transitoire, celui-ci se stabilise à une valeur proche de zéro à cause de l'absence d'un couple de charge. La figure III.6 illustre le courant statorique, en présence d'une rupture d'une barre (r_{b0}) à $t=1s$ et (r_{b1}) à $t=2s$.

La figure III.7 illustre les courants de barres I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} , en présence d'une rupture des barres (r_{b0}) à $t=1s$ et (r_{b1}) à $t=2s$.

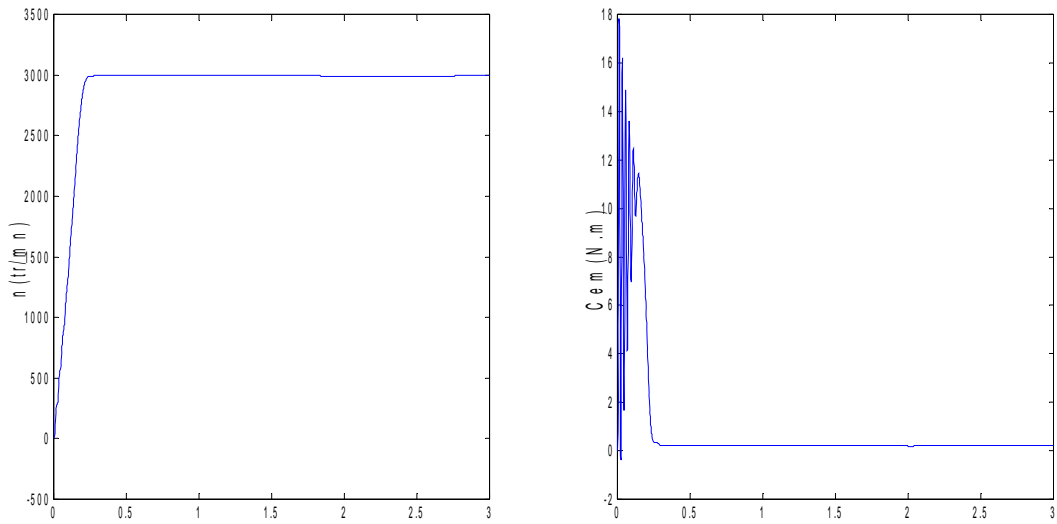


Figure III.5 : vitesse de rotation, couple électromagnétique (simulation avec le modèle réduit, machine en défaut à vide)

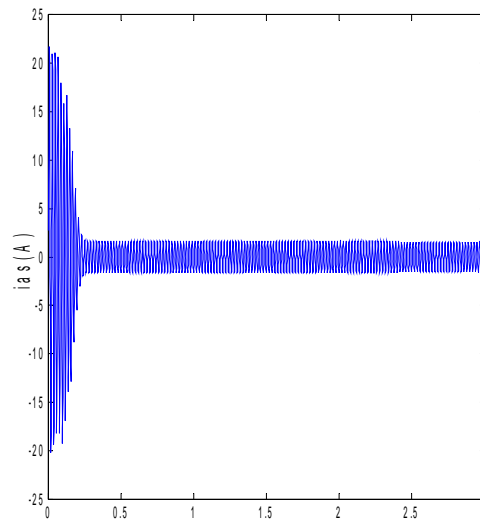


Figure III.6 : courant statorique (simulation avec le modèle réduit, machine en défaut à vide)

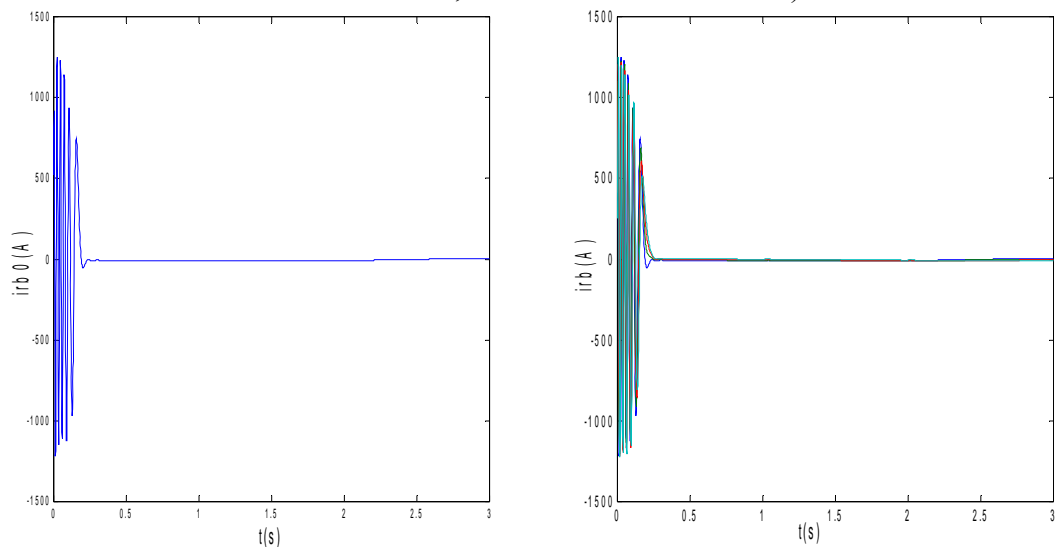


Figure III.7 : courants dans les barres rotoriques I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} , (simulation avec modèle global, machine en défaut à vide)

- **Alimentation avec onduleur**

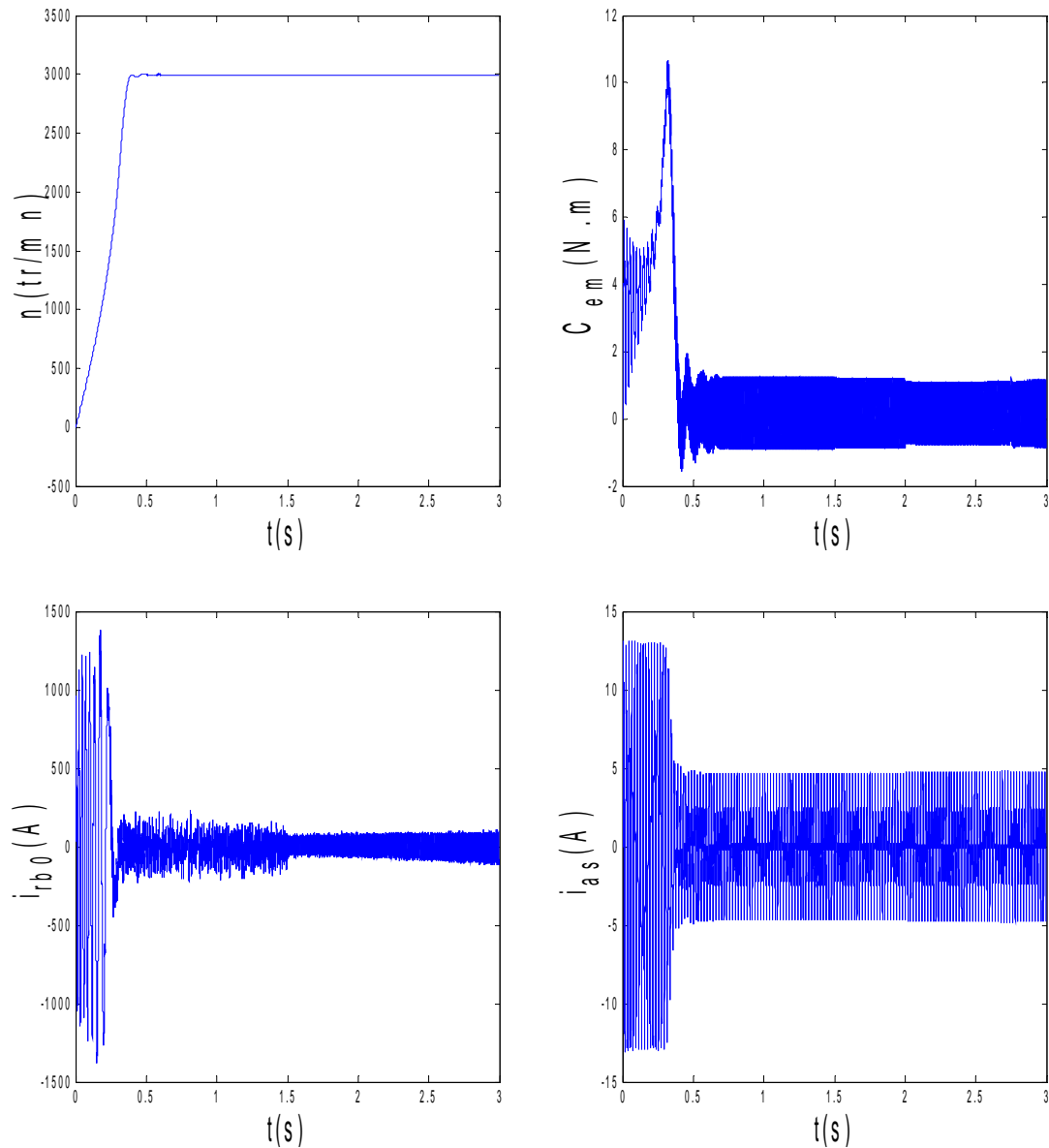


Figure III.8 : Simulation avec le modèle réduit, machine en défaut à vide, alimentation avec onduleur

2. Machine en charge

a. Cas d'une cassure d'une barre

- **Alimentation sans onduleur**

On impose maintenant un couple de charge de 3.5 N.m à $t=0.6$ s.

La figure III.9 illustre l'allure de la vitesse de rotation, celle-ci se stabilise à une valeur de 2219 tr/mn. La figure illustre aussi du couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture des barres r_{b0} à $t=1$ s. Après une phase transitoire, celui-ci se stabilise à une valeur proche de 3.5 N.m à cause de la présence du couple de charge.

La figure III.10 illustre l'évolution permanent du courant statorique, en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1$ s.

La figure III.11 illustre les courants de barres I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} , en présence d'une rupture de barre r_{b1} à $t=1$ s. Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieurs à leur valeur nominale. On conclut donc qu'il y a un risque de défaillance en chacune dans la mesure où les contraintes électriques et thermiques sont redistribuées sur les conducteurs adjacents.

Nous observons ce qui suit:

- La vitesse chute à 2917 tr/mn, et le couple électromagnétique vient équilibrer le couple résistant .
- La détérioration de la barre réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et fait apparaître les oscillations .
- L'oscillation sur la vitesse .
- Les courants des phases statoriques sont toujours déphasés entre eux de 120° ,

Cependant une ondulation de l'amplitude des courants apparaît avec la cassure de la barre. La figure III.9 illustre cette ondulation.

- Le rotor avec ce défaut de la structure crée en plus de champ rotorique direct qui tourne à $g*\omega_s$ par rapport au rotor , un champ inverse qui tourne à $-g*\omega_s$ dans le repère rotorique. L'interaction de ces champs avec celui issu du bobinage statorique donne naissance à un couple électromagnétique (somme d'une composante directe constante et d'une composante inverse sinusoïdale), de pulsation $2g\omega_s$. Elle sera la cause d'oscillations sur la vitesse [4].

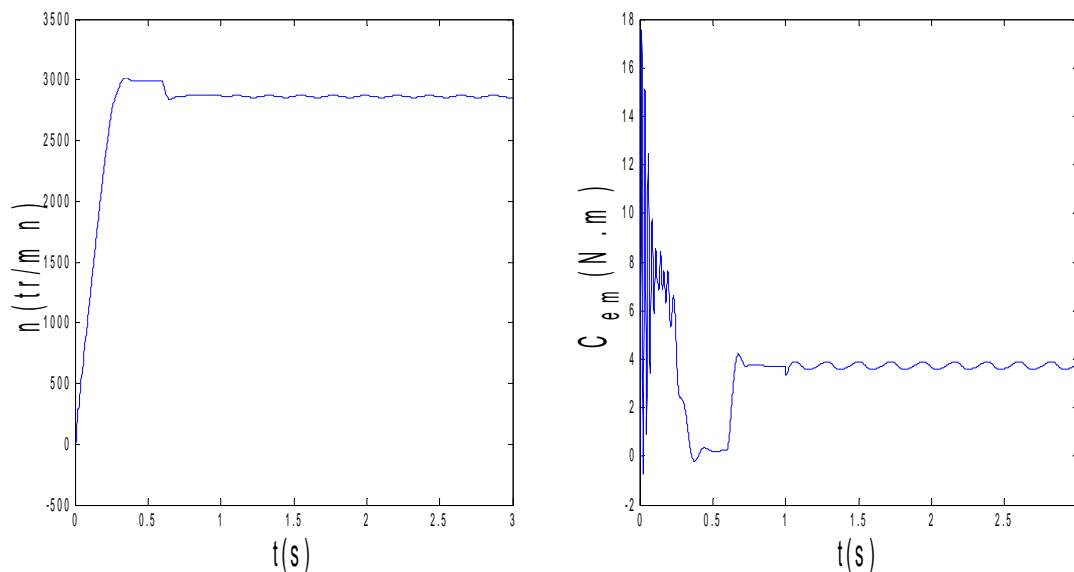


Figure III.9 : vitesse de rotation, couple électromagnétique et le courant statorique (simulation avec le modèle réduit, machine avec défaut et en charge, $C_r=3.5$ N.m)

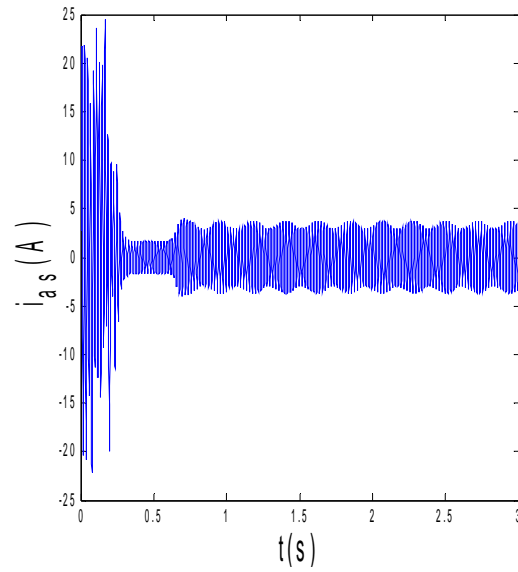


Figure III.10 : courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine avec défaut en charge, $C_r=3.5$ N.m

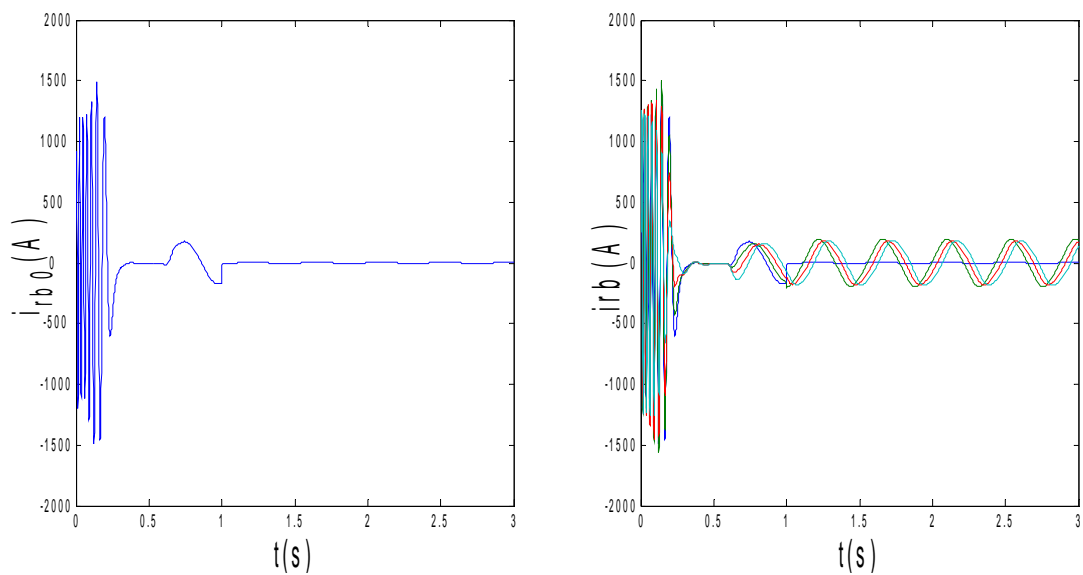


Figure III.11 : courants dans les barres rotoriques I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} (simulation avec modèle global, machine en défaut en charge, $C_r=3.5$ N.m)

- Alimentation avec onduleur

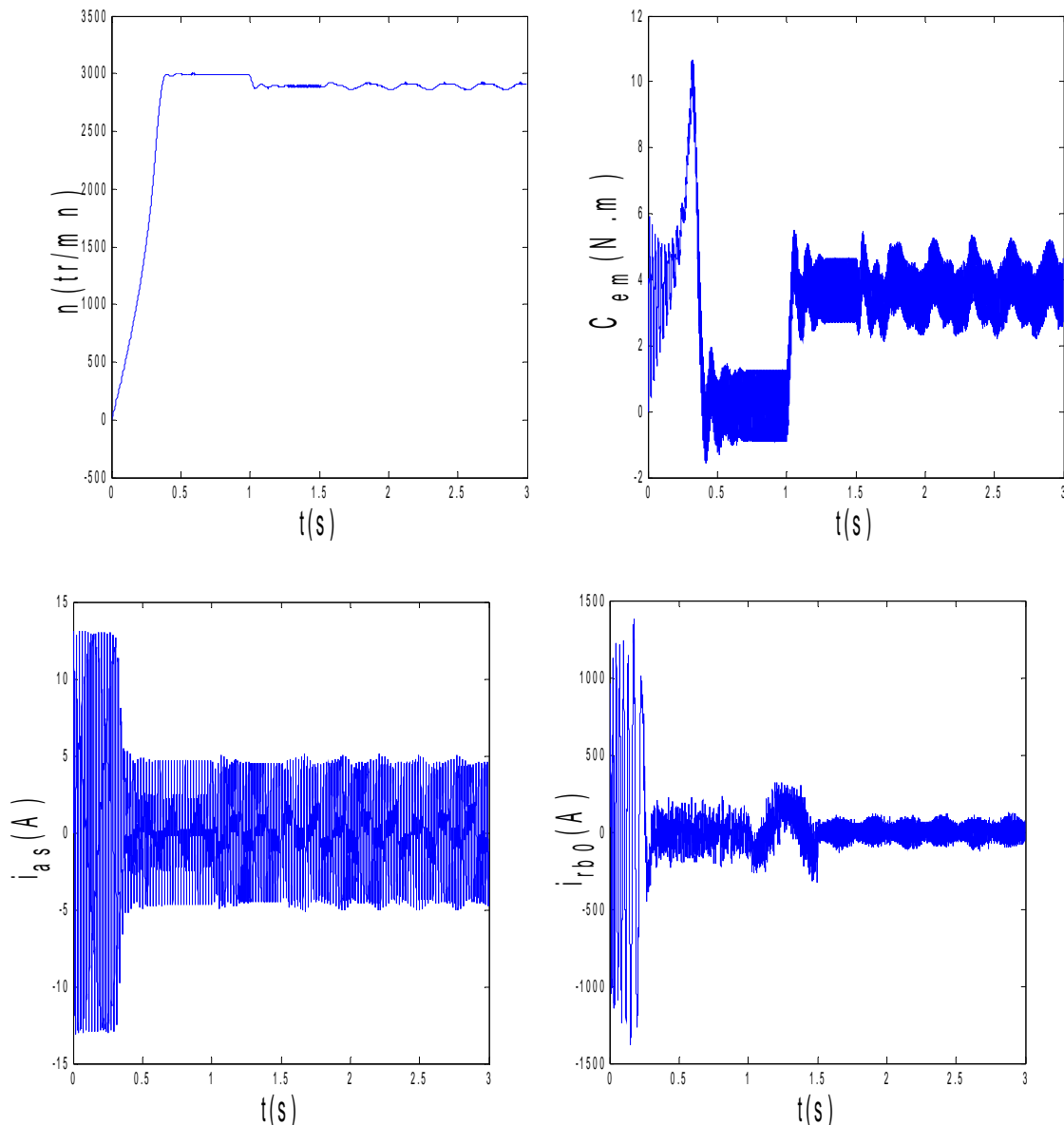


Figure III.12 : Simulation avec le modèle réduit, machine avec défaut et en charge (alimentation avec onduleur)

a. Cas d'une cassure de deux barres

- Alimentation sans onduleur

On impose maintenant un couple de charge de 3.5 N.m à $t=0.6$ s.

La figure III.13 illustre le couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1$ s et r_{b1} à $t=2$ s. Après une phase transitoire, celui-ci se stabilise à une valeur proche de 3.5 N.m à cause de la présence du couple de charge. On constate des oscillations du couple électromagnétique à la fréquence $2gf_{s0}$ en régime permanent.

La figure III.14 illustre l'évolution du courant statorique, en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1$ s et r_{b1} à $t=2$ s.

La figure III.15 illustre l'évolution temporelle des courants de barres I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} en présence d'une rupture de barre r_{b1} à $t=1s$. Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieurs à leur valeur nominale. On conclut donc qu'il y a un risque de défaillances en chacune dans la mesure où les contraintes électriques et thermiques sont redistribuées sur les conducteurs adjacents.

Les effets de la cassure de barre (oscillation de ω et C_{em}) croit rapidement avec le nombre de barres cassé ; d'où on observe:

- Augmentation de l'amplitude des oscillations. La grande amplitude des oscillations accélère la détérioration de la machine.
- L'amplitude des courants des phases statoriques est proportionnelle au nombre de barres cassées.
- Lors des défauts rotoriques, les courants dans les barres cassées chutent pratiquement à zéro, tandis que les courants dans les barres voisines deviennent déséquilibrés. Les courants qui conduisaient les barres cassées se répartit alors dans les barres voisines

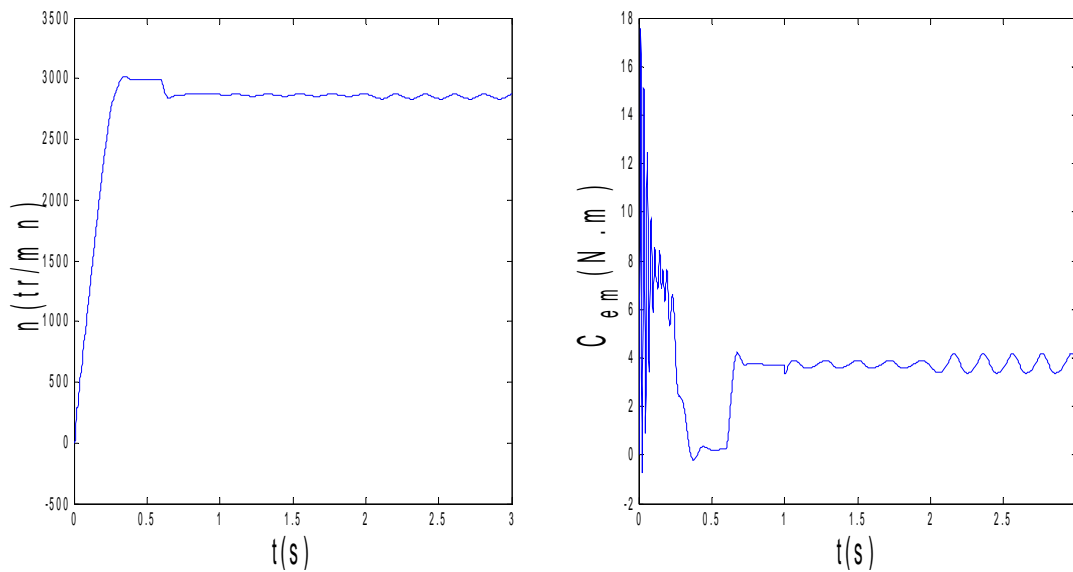


Figure III.13 : vitesse de rotation, couple électromagnétique, (simulation avec le modèle réduit, machine avec défaut et en charge, $C_r=3.5$ N.m)

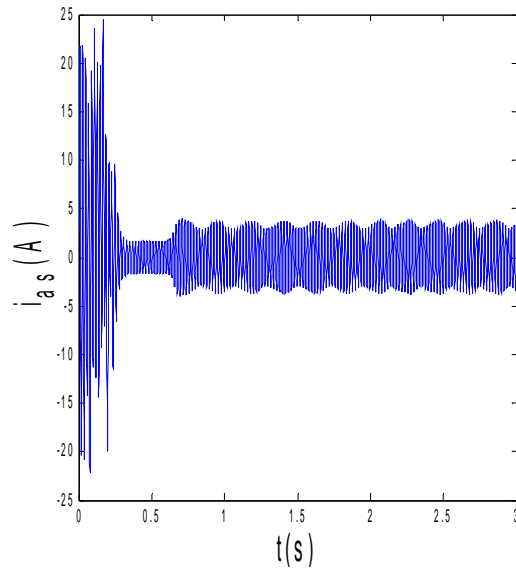


Figure III.14 : courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine avec défaut et en charge, $C_r=3.54\text{N.m}$

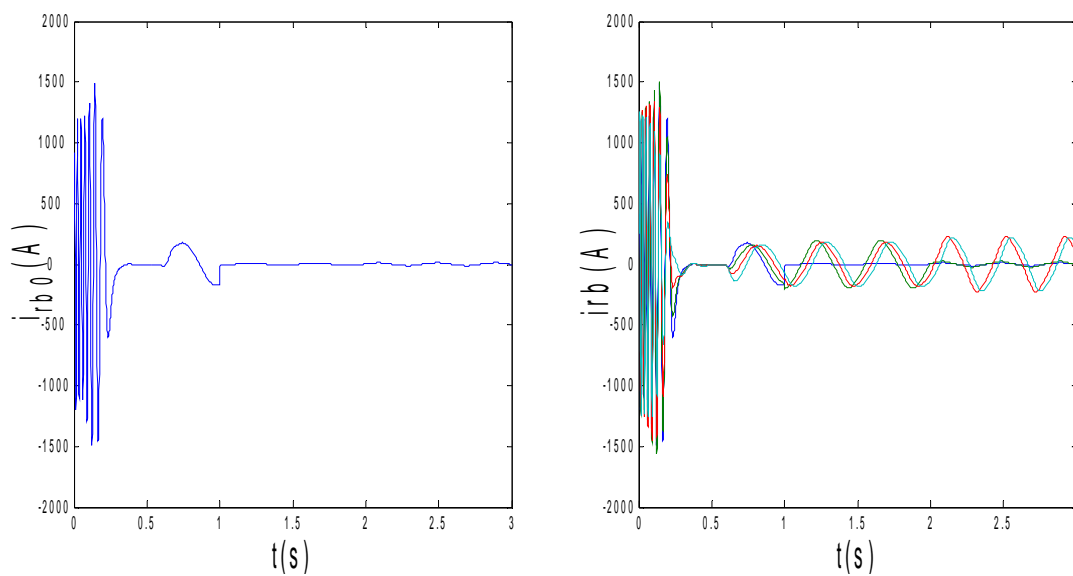


Figure III.15 : courants dans les barres rotoriques I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} (simulation avec modèle global, machine avec défaut et en charge, $C_r=3.5\text{N.m}$)

- Alimentation avec onduleur

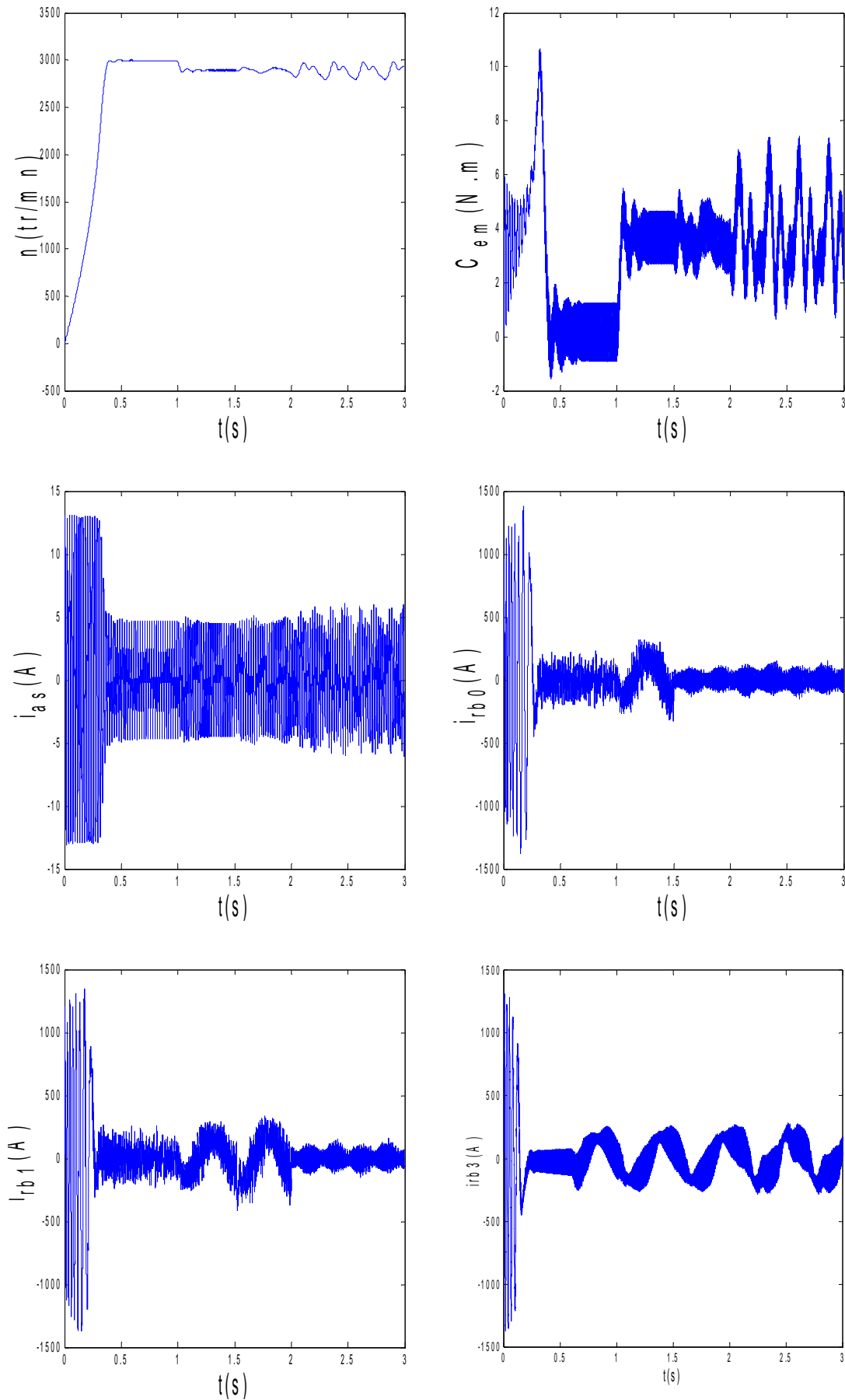


Figure III.16 : Simulation avec le modèle réduit, machine avec défaut et en charge alimentation avec onduleur

III.3. Analyse spectrale de la signature du courant en présence des défauts rotoriques [3] [4]

Lors de la rupture de barre, il est difficile d'analyser directement le courant statorique. Ce dernier ne présente en effet qu'une petite modulation (figure III.3). L'analyse par FFT permet de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre de signal. Nous présentons les résultats de simulation relatifs à l'analyse par FFT en régime permanent à charge nominale, dans les figures qui suivent :

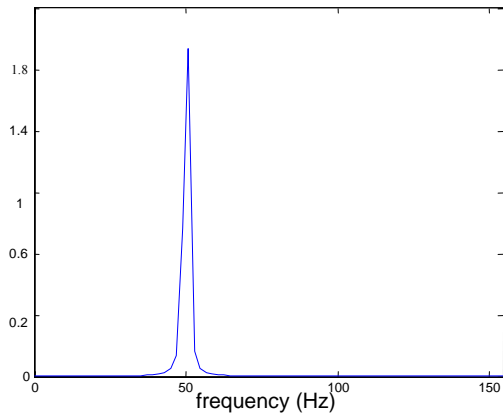


Figure III.17 : Moteur sain à vide

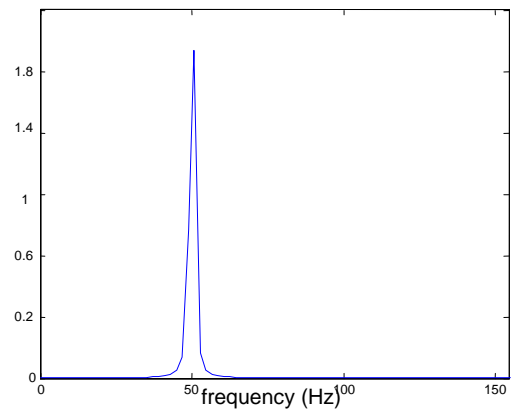


Figure III.18 : Moteur sain en charge

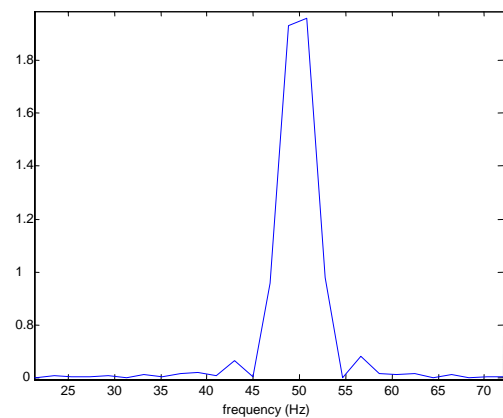


Figure III.19 : Moteur avec une barre cassée

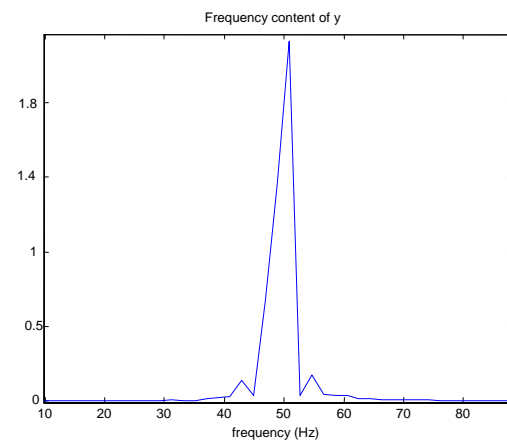


Figure III.20 : Moteur avec deux barre cassées

Les figures III.17 à III.20 présentent le spectre de fréquence du courant autour de 50Hz. Lors de la simulation du moteur sain, à vide et en charge. Nous n'observons aucune raie latérale figure (III.17 et III.18).

Lorsqu'une barre est rompue, on remarque l'apparition des raies latérales à 46 Hz et 54 Hz au voisinage du fondamental $f_s = 50\text{Hz}$, (figure III.19).

Si on augmente le nombre de barres casées ($K=0$; $K=1$), on obtient des valeurs importantes de l'amplitude des raies figure III.20.

Donc une analyse spectrale du courant statorique fait donc apparaître les composantes latérales à 46 Hz et 54 Hz par rapport au fondamental, ces fréquences correspondantes à la fréquence de **Deleroi** $f_s (1 \pm 2.g)$ [10].

Ce résultat, très important, constitue une signature fiable du défaut.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a exploité la flexibilité du modèle initial pour prendre en compte les défaillances rotoriques pouvant affecter la machine asynchrone triphasée a cage d'écureuil.

Nous avons simulé la machine asynchrone en premier lieu, avec des défauts au rotor puis on a fait une analyse harmonique des courants statoriques.

Nos simulations nous permettent de conclure, que la cassure de barres fait apparaître des oscillations sur le courant, le couple et la vitesse. D'autre part, ce défaut connaît un effet cumulatif lors de la rupture de barre.

Une analyse harmonique des courants statoriques permet de voir une corrélation entre le défaut et les amplitudes des composantes à $f_s (1 \pm 2.g)$.

On a montré que ce modèle pouvait répondre aux objectifs fixés : compréhension des phénomènes physiques mis en jeu et prédiction de la dégradation des performances lors de l'apparition de défaillances.

Chapitre IV

Commande par flux orienté de la machine asynchrone

IV.1 Introduction

Le diagnostic de la machine asynchrone, dans le cas de commande, est devenu très important à cause du développement qu'a connu le milieu industriel surtout pour les entraînements électriques.

Dans ce chapitre, on va voir l'influence des défauts rotoriques sur le contrôle à flux orienté de la machine asynchrone.

La machine asynchrone est difficilement commandable. La difficulté réside dans le fait que son modèle mathématique dans le repère de Park est non linéaire, multivariables et fortement couplé.

Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique est le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor en court-circuit. Ainsi, toute variation du couple par variation du courant statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor.

Pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage entre le couple et le flux.

Ce découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en appliquant la commande par flux orienté (commande vectorielle). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blaschke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation du flux selon l'axe direct du repère (d, q).

Nous nous proposons dans ce chapitre d'étudier le comportement de la machine asynchrone en commande vectorielle lorsqu'il se produit des ruptures de barres.

IV.2 Principe de la commande vectorielle

IV.2.1 Description

Le principe du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple (figure IV.1).

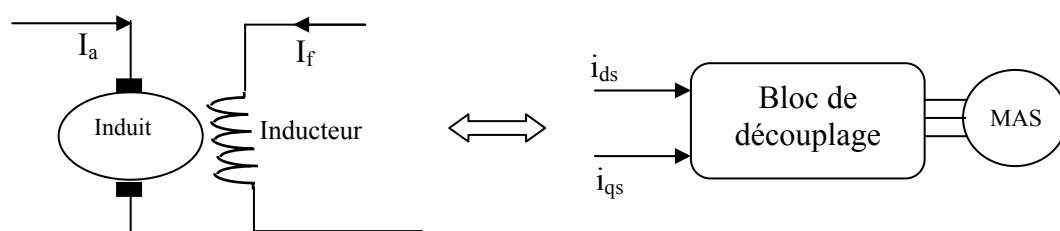


Figure IV.1: Principe de la commande vectorielle.

IV.2.2 Orientation du flux rotorique

On dissocie le courant statorique en deux composantes i_{ds} et i_{qs} en quadrature de telle sorte que le courant i_{ds} soit orienté suivant l'axe du flux rotorique (figure (IV.2)).

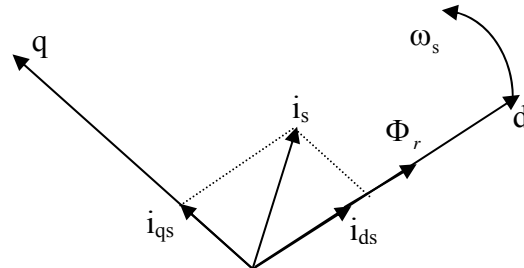


Figure IV.2 : Orientation du flux rotorique.

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

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (IV.1)$$

Le modèle de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique s'écrit [4] :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M i_{ds} - \Phi_r}{T_r}, \quad C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r i_{qs}, \quad \omega_{sg} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_r} \quad (IV.2)$$

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

IV.2.3 Bloc de découplage

En reprenant la description de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur l'axe (d) du repère lié au champ tournant et en réécrivant le système d'équation (IV.2) de la manière suivante :

$$\begin{aligned} i_{ds}^* &= \frac{1}{M} \left(T_r \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^* \right) \\ i_{qs}^* &= \frac{L_r}{pM} \frac{C_{em}^*}{\Phi_r^*} \\ \omega_{sg}^* &= \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\Phi_r^*} \end{aligned} \quad (IV.3)$$

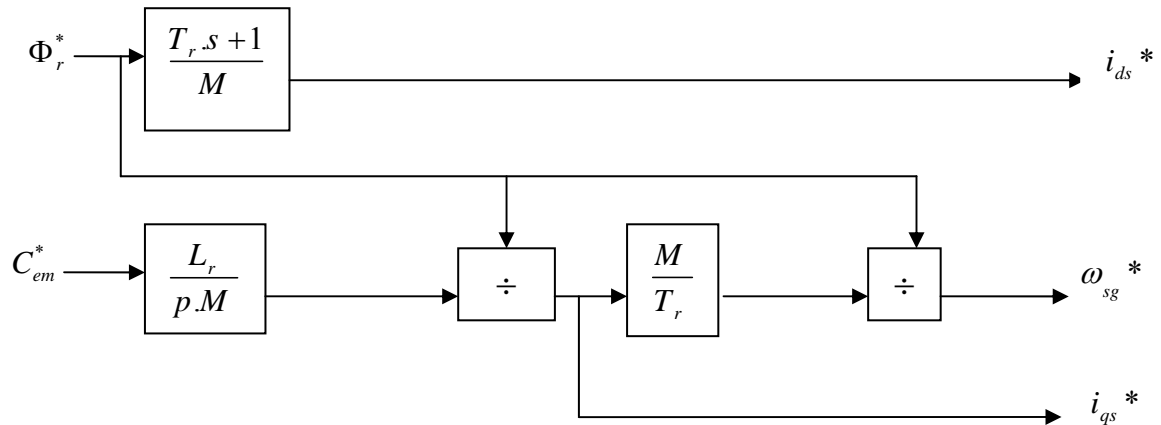


Figure IV.3 : Structure de commande par flux orienté (CFO)

La figure (IV. 4) donne le schéma bloc de découplage par orientation du flux rotorique. Nous réalisons la commande découplée suivante :

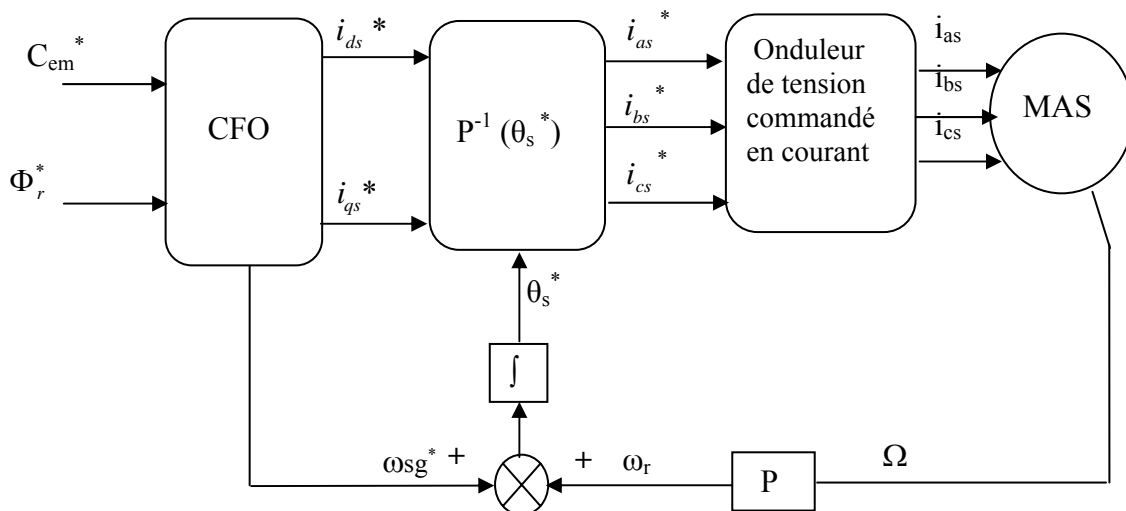


Figure IV.4: Schéma de découplage par orientation du flux rotorique

IV.3 Réglage de la vitesse par la méthode indirecte

Concernant le réglage de vitesse, celui-ci est donné par le schéma fonctionnel de régulation de la figure IV.5. Un régulateur de type PI a été rajouté au montage de découplage de la figure IV.4

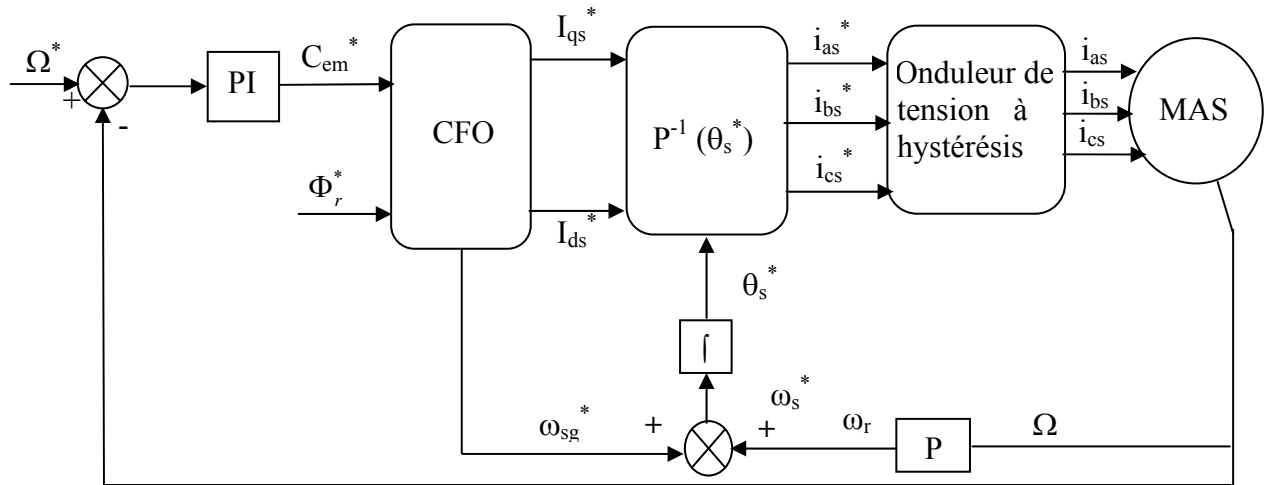


Figure IV.5: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse d'une machine asynchrone commandée par la technique du flux orienté (méthode indirecte)

IV.3.1 Synthèse du régulateur PI

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse de référence correspondante.

L'équation mécanique donne:

$$\frac{\Omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{1}{f + Js} \quad (IV.4)$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient:

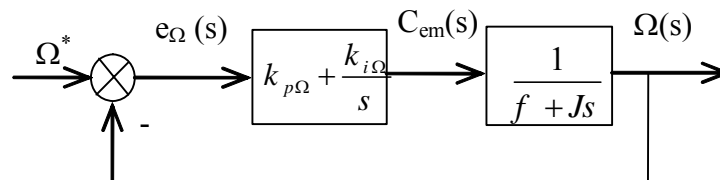


Figure IV.6: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par:

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{(k_{p\Omega}s + k_{i\Omega}) \frac{1}{J}}{P(s)} \quad (IV.5)$$

L'équation caractéristique $P(s)$ est:

$$P(s) = s^2 + \frac{f + k_{p\Omega}}{J}s + \frac{k_{i\Omega}}{J} = 0 \quad (IV.6)$$

En imposant toujours deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, en boucle fermée et, par identification avec la nouvelle équation caractéristique désirée, on arrive à:

$$k_{i\Omega} = 2J\rho^2 \quad \text{et} \quad k_{p\Omega} = 2\rho J - f \quad (\text{IV.7})$$

IV.4 Résultats de la simulation

Dans le but de valider l'influence des défauts rotoriques sur le modèle réduit du schéma multi – enroulements de la machine asynchrone à cage d'écureuil, nous avons simulé ce schéma en commande indirecte de vitesse. Les performances de la commande ont été évaluées pour une machine saine ainsi qu'en présence de défauts rotoriques (ruptures de barres), pour une inversion du sens de rotation avec et sans variations du couple de charge.

IV.4.1 Cas d'une machine saine

a. Machine saine à vide

Les paramètres du régulateur de vitesse utilisé dans l'ensemble des simulations qui seront présentées par la suite, sont calculés pour $\rho=100$. L'algorithme de simulation est réalisé avec une période d'échantillonnage de 0.5ms.

La figure IV.7 représente les réponses de la vitesse de rotation (n) et du couple électromagnétique C_{em} , à une inversion du sens de rotation de 1000 tr/mn à -1000 tr/mn. En absence d'un couple de charge, le couple se stabilise, après un régime transitoire, à une faible valeur qui compense les frottements.

Dans la simulation de la figure IV.5 nous avons introduit un filtre pour la référence dans le but de modérer l'impact de sa variation brusque sur la réponse en vitesse de la machine ce qui amorti la rapidité du réglage et limite le dépassement.

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par :

$$\frac{(\Omega^*)^{filtrée}}{\Omega^*} = \frac{1}{(1+T_f S)} \quad (\text{IV.8})$$

La constante du temps T_f est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne donnée par l'équation (IV.5). Donc $T_f = \frac{k_{p\Omega}}{k_{i\Omega}}$, des simulations ont montré qu'il est judicieux de travailler avec une valeur de T_f trois fois la valeur prévue, afin d'avoir des réponses de faibles dépassements.

La figure IV.8 illustre le courant statorique i_{as} où on remarque, après une phase de démarrage, que ce courant se stabilise à une valeur efficace de l'ordre de 1.41A.

La figure IV.9 illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent, des courants de barres rotoriques irb_0 , irb_1 , irb_2 , irb_3 . Après le démarrage et en absence d'un couple de charge, ces courants se stabilisent à des valeurs proches de zéro.

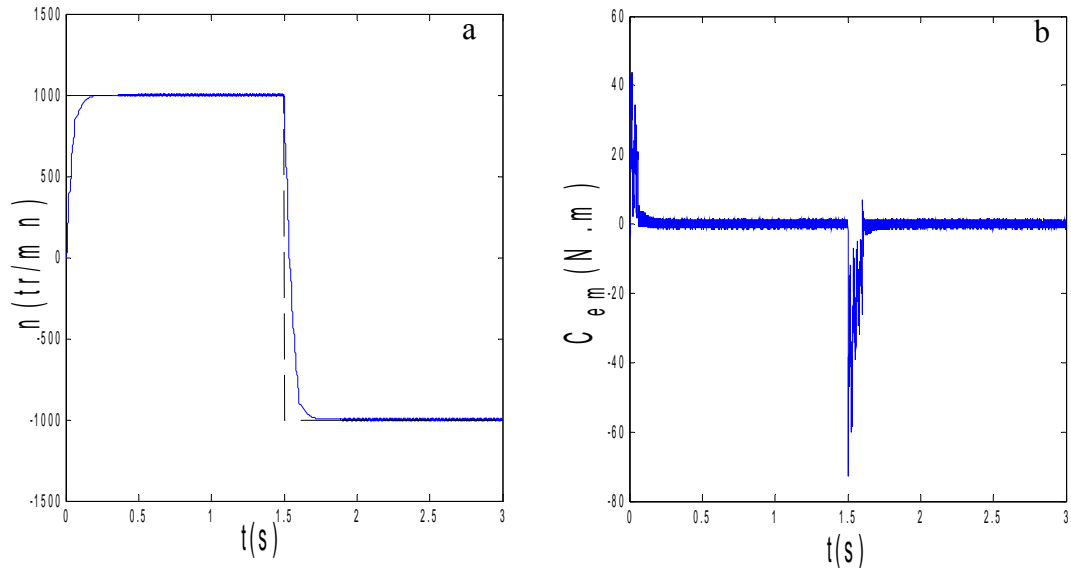


Figure IV.7 : Réponses de la machine asynchrone saine lors d'une inversion du sens de rotation : a) vitesse de rotation et sa référence , b) couple électromagnétique.

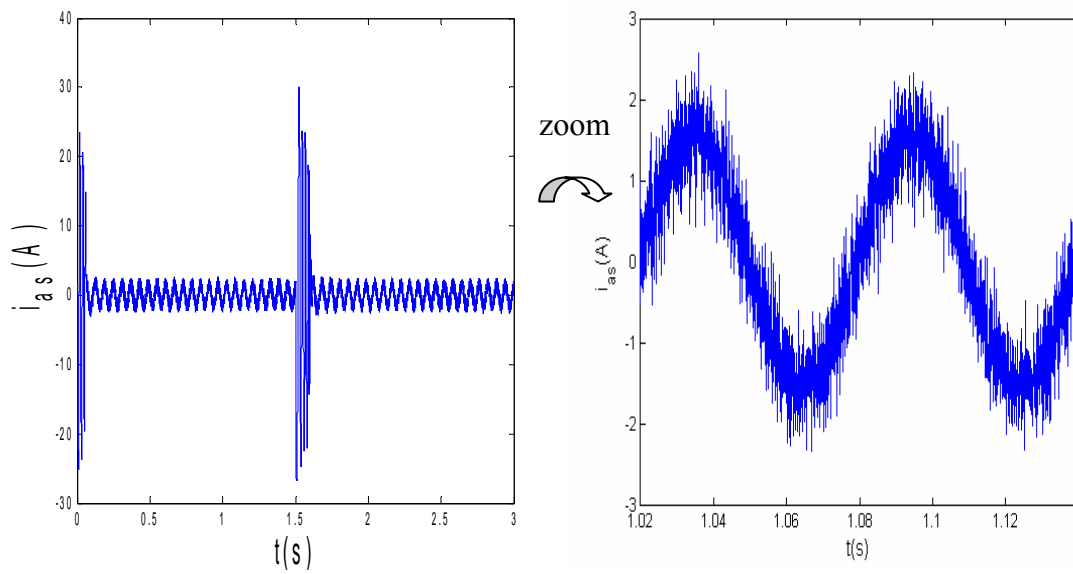


Figure IV.8 : Courant de phase statorique.

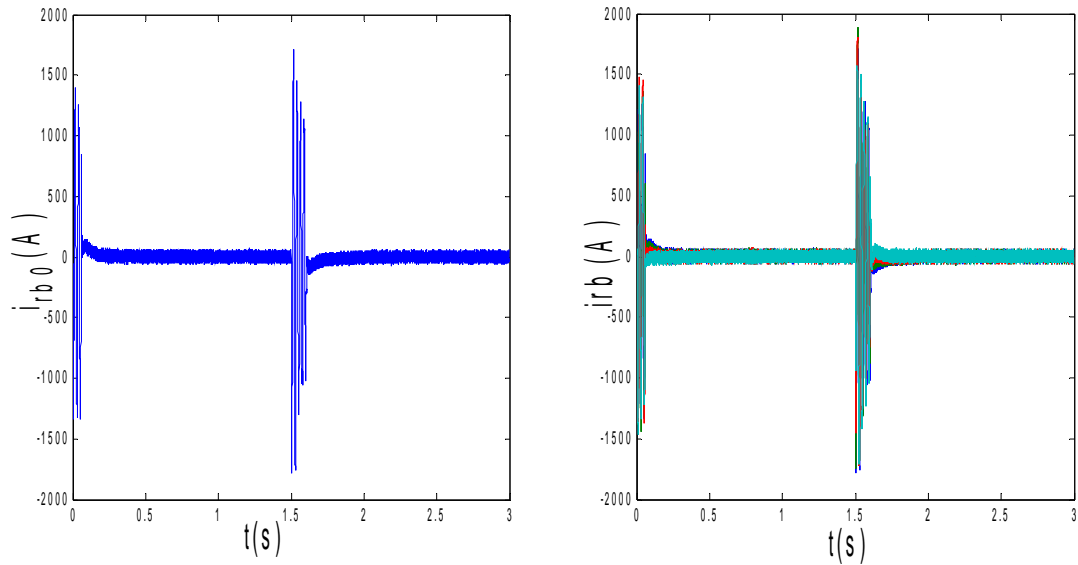


Figure IV.9 : courants dans les barres rotoriques, I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} , (simulation avec modèle global, machine saine à vide)

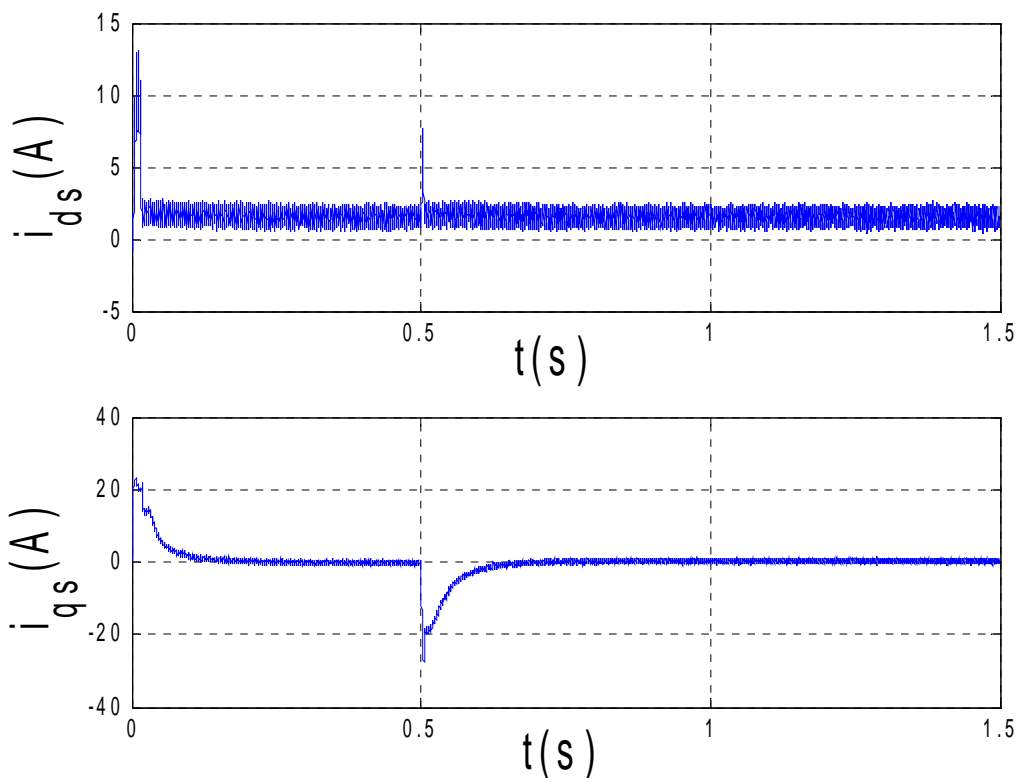


Figure IV.10 : Découplage par orientation du flux rotorique.

b- Cas d'une machine saine en charge

Pour illustrer les performances du réglage, nous avons simulé un démarrage à vide avec une application du couple de charge ($C_r=3.5\text{Nm}$) à l'instant $t = 0.5\text{s}$, suivi d'une inversion de la référence de vitesse entre ± 1000 tr/mn à l'instant $t=1.5\text{s}$.

Les résultats obtenus sont regroupés sur les figures IV.11-12. Comme on peut le constater, ces résultats montrent que la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone permet un rejet de la perturbation et une bonne poursuite de la référence. Toutefois, un pic de couple de

valeur importante apparaît lors de l'inversion de la vitesse ce qui est néfaste pour le bon fonctionnement de la machine.

La figure IV.13 présente les courants des quatre premières barres rotoriques. En présence d'un couple de charge, les courants rotoriques deviennent des ondes sinusoïdales.

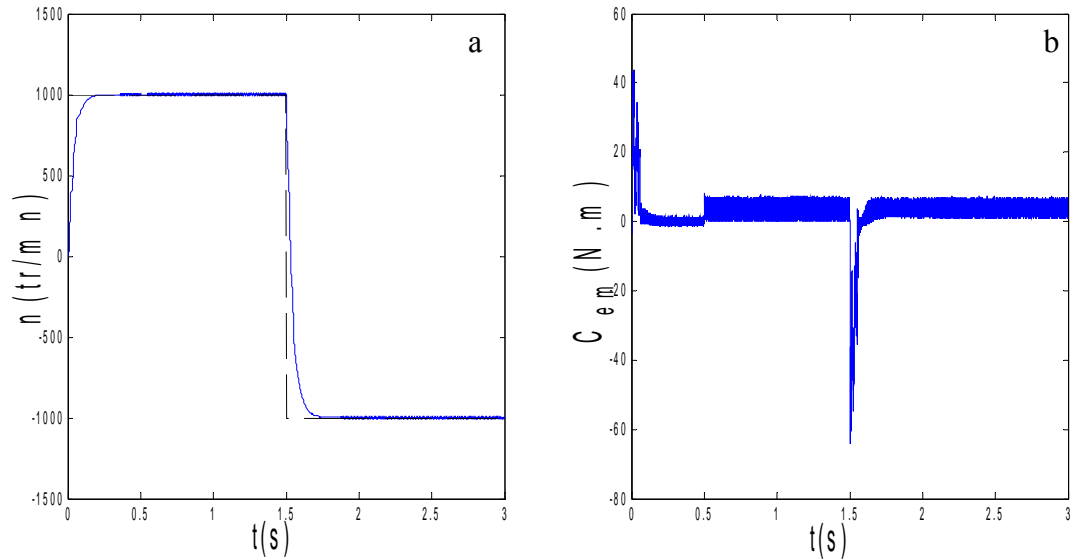


Figure IV.11 : Réponses de la machine asynchrone saine en charge lors d'une inversion du sens de rotation : a) vitesse de rotation et sa référence , b) couple électromagnétique.

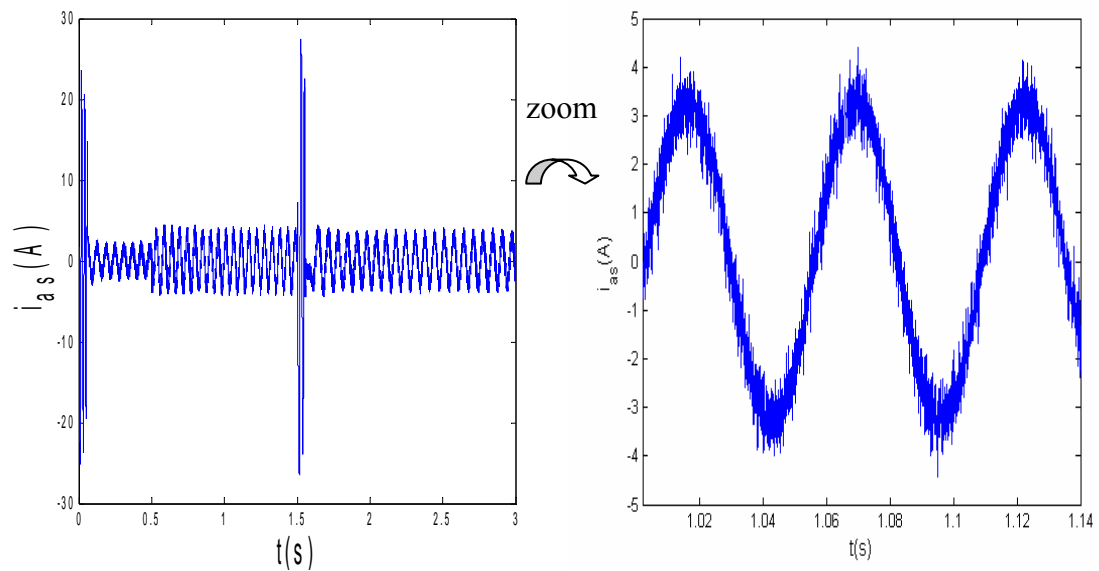


Figure IV.12 : Courant de phase statorique d'une machine asynchrone saine en charge.

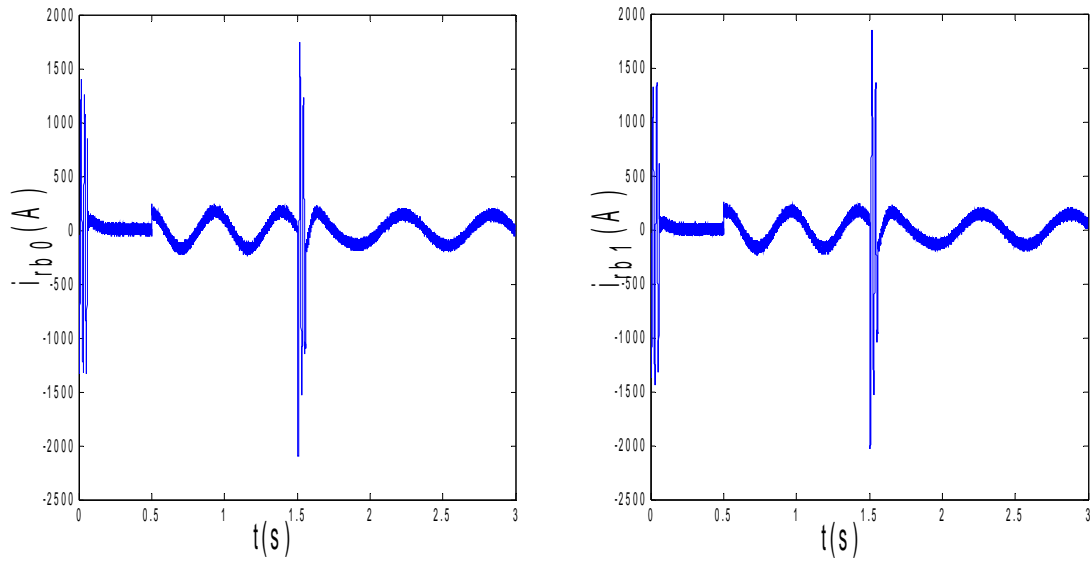


Figure IV.13 : courant dans la barre rotorique : I_{rb0} , I_{rb1}
(simulation avec modèle global, machine saine en charge, $C_r = 3.5$ N.m)

IV.4.2 Cas d'une machine avec défaut

On va voir la régulation de la vitesse, dans le cas des défauts, où on simule la rupture d'une barre, et aussi la rupture de deux barres.

a- Cas d'une rupture d'une barre

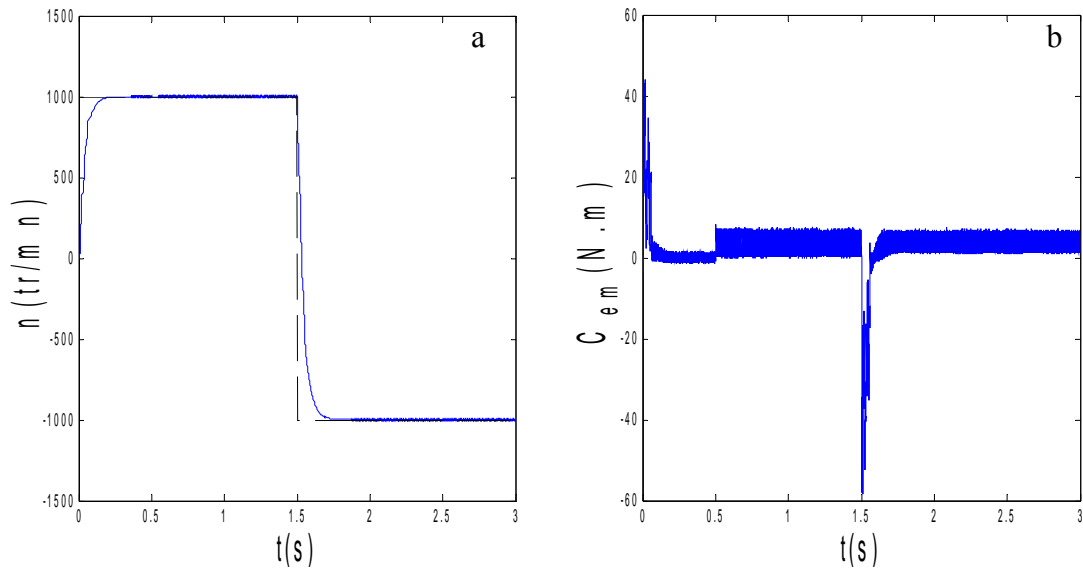


Figure IV.14 : Réponses de la machine asynchrone en charge avec un défaut lors d'une inversion du sens de rotation : a) vitesse de rotation et sa référence, b) couple électromagnétique.

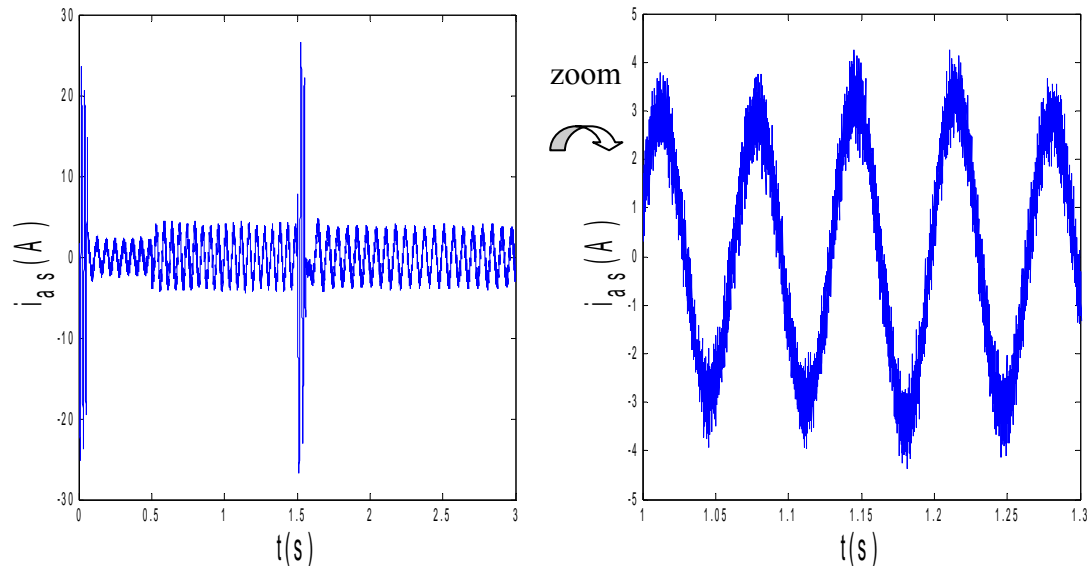


Figure IV.15 : Courant de phase statorique, machine avec défaut et en charge $C_T= 3.5Nm$

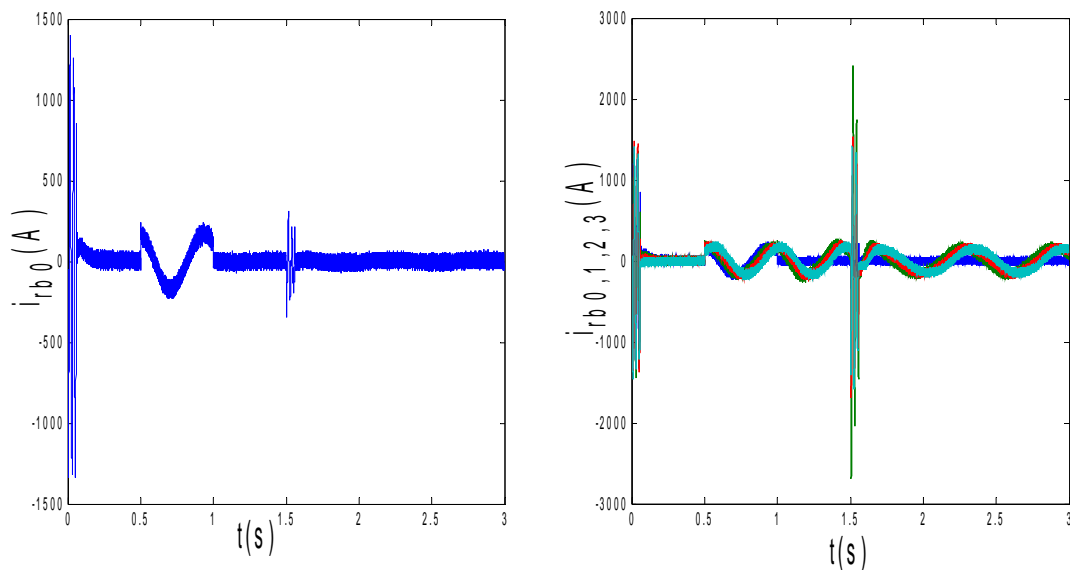


Figure IV.16 : Courants dans les barres rotoriques : I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} machine en défaut (simulation avec modèle global, rupture de la barre r_{b0} à $t= 1s$)

b. Cas d'une rupture de deux barres

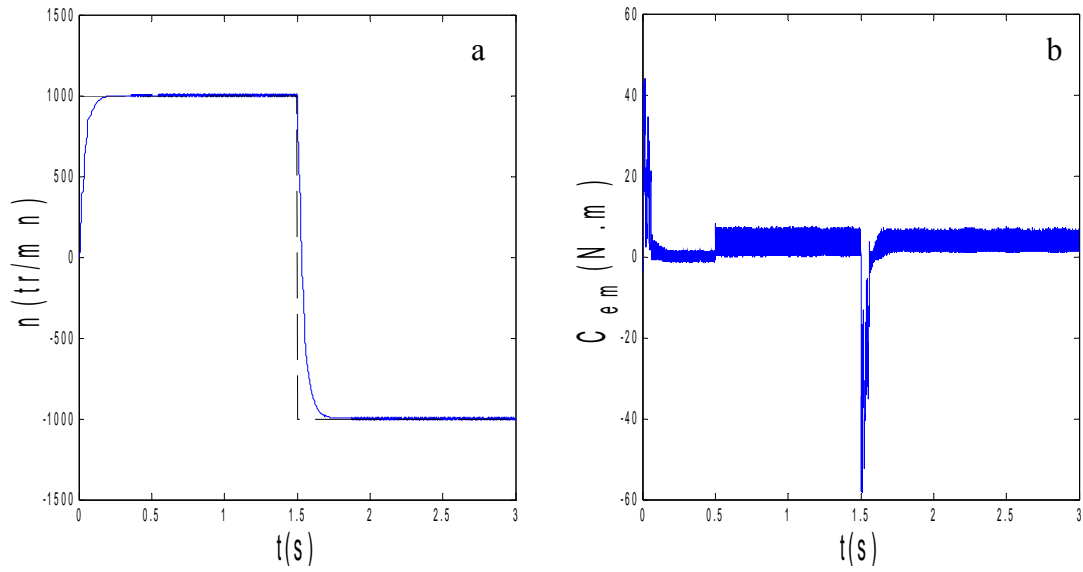


Figure IV.17 : Réponses de la machine asynchrone en charge avec un défaut lors d'une inversion du sens de rotation : a) vitesse de rotation et sa référence , b) couple électromagnétique

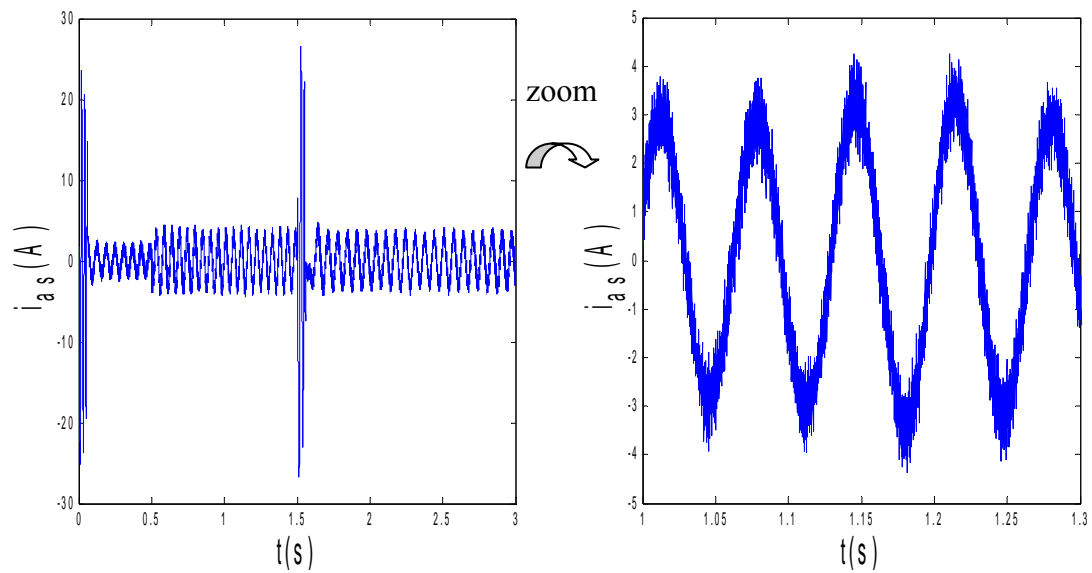


Figure IV.18 : Courant de phase statorique, machine en charge avec un défaut (2 barres cassées)

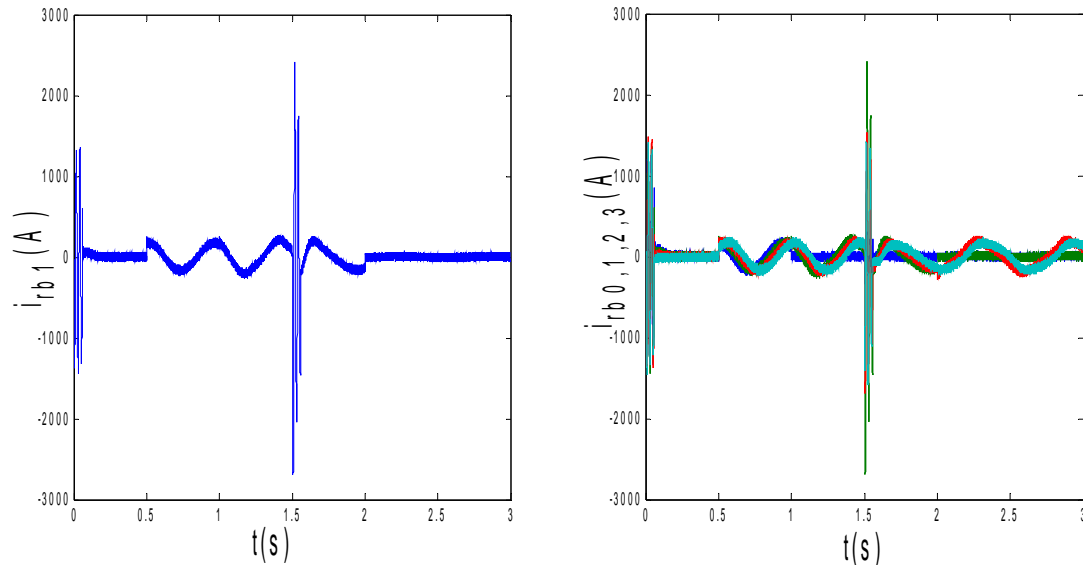


Figure IV.19 : courants dans les barres rotoriques : I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3}
 (Machine en charge et en défaut, simulation avec modèle global : 1 barre cassée r_{b0} à $t=1s$, 2 barre cassée r_{b1} à $t=2s$)

Nous avons simulé dans la figure V.17 une inversion du sens de rotation de $+1000$ tr/mn à -1000 tr/mn. Ce changement du sens de rotation se déroule à couple maximal et le temps d'inversion en charge est de l'ordre de 0.3 s.

La figure IV.17 représente l'évolution du couple et la vitesse, quand la référence de vitesse est un échelon d'amplitude 1000 tr/mn. Le temps de réponse de la vitesse est de l'ordre de 0.2 s. Un échelon de couple de 3.5 N.m est appliqué à $t=0.4s$. Le régime ainsi établi, nous procédons à la simulation d'une première rupture de barre par une augmentation de 11 fois la résistance de cette barre. Après un régime transitoire très bref, la deuxième barre est cassée à $t=2s$. La vitesse reste toujours peu perturbée par ce défaut.

Le régulateur de vitesse adopté doit avoir un comportement satisfaisant sur toute la plage de vitesse de 0 à 1000 tr/mn et doit satisfaire le plus possible aux exigences suivantes

- rapidité de réponse
- dépassement nul ou faible ($< 10\%$)
- erreur statique nulle en régime permanent
- robustesse aux variations paramétriques

Dans la figure IV.18, nous observons une déformation au niveau du courant statorique, lors des cassures de barres.

La figure IV.19 montre les courants dans les barres rotoriques I_{rb0} , I_{rb1} , I_{rb2} , I_{rb3} , ou on voit que i_{rb0} s'annule à cause de la cassure de barre r_{b0} à $t=1s$, et pour r_{b1} à $t=2s$, pour i_{rb2} et i_{rb3} , on remarque une déformation dans les allures.

c. Cas d'une variation de charge

Les simulations reportées sur les figures IV.20, IV.21 concernent un démarrage en charge de la MAS pour une référence de vitesse de 0 à 1000 tr/mn avec variation du couple de charge en régime établi suivi de l'inversion du sens de rotation entre ± 1000 tr/mn à $t=1.5$ s. Pour $0.6s < t < 3s$, on applique un couple de charge de 3.5 N.m ;

A l'instant $t=2s$, on applique un couple de charge $C_F=5.5N.m$.

Ces résultats montrent que la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone présente des performances intéressantes.

Lors du changement brutal de la consigne, le régulateur PI se trouve soumis à un écart de réglage très important. La réaction de l'action proportionnelle, dont le but est de réduire l'écart, risque de provoquer un grand dépassement.

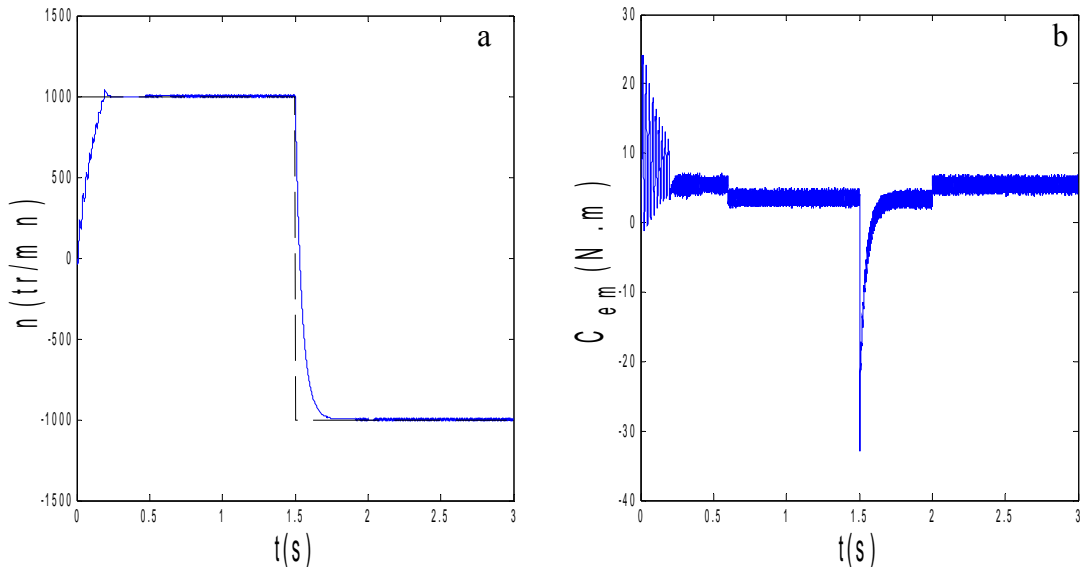


Figure IV.20 : Réponses de la machine asynchrone avec variation de la charge lors d'une inversion du sens de rotation : a) vitesse de rotation et sa référence , b) couple électromagnétique

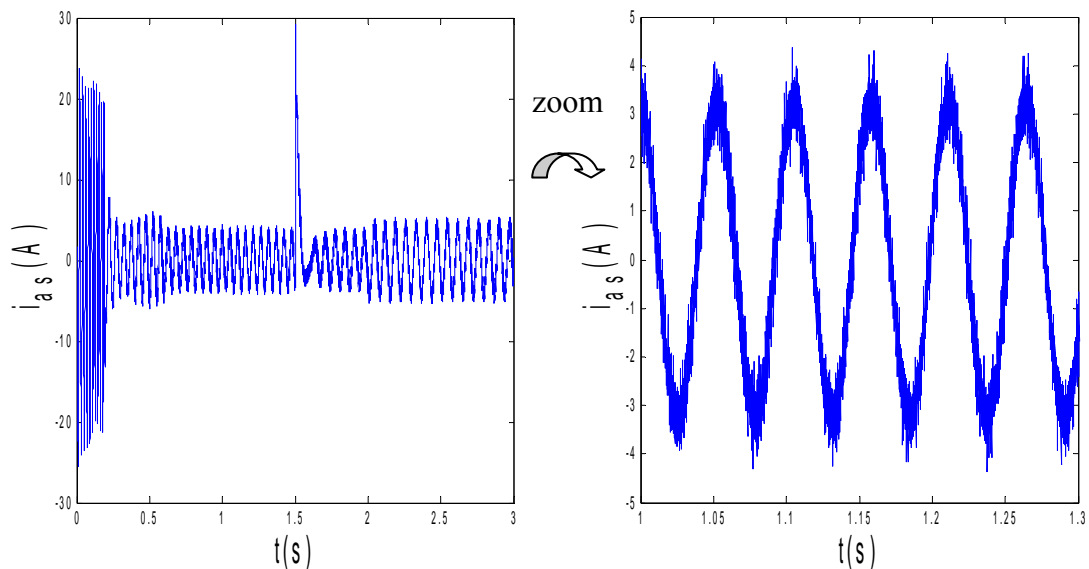


Figure IV.21 : Courant de phase statorique (variation de la charge)

IV.5 Conclusion

La méthode du flux orienté appliquée au modèle multi-enroulements de la machine asynchrone à cage d'écureuil moyennant un réglage classique, nous a permis de simuler le système, avec ou sans défauts rotoriques.

Les résultats obtenus montrent l'influence des ruptures de barres sur le couple électromagnétique, la vitesse de rotation et le courant statorique. Cela se traduit par des ondulations et déformations des allures.

Il faut signaler que le régulateur P.I ne permet pas en tout cas de maîtriser le régime transitoire. En outre, la faiblesse de la commande vectorielle, se traduit par l'apparition d'une pointe de courant très gênante pour le bon fonctionnement de la machine. Ce sont les raisons pour lesquelles nous consacrons un chapitre à l'application d'un régulateur flou.

On s'intéresse dans ce qui suit à l'estimation des états de la machine asynchrone par le filtre de Kalman étendu, afin de détecter les défauts rotoriques.

Chapitre v

Estimation des paramètres de la machine asynchrone par le filtre de Kalman étendu en vu de la détection des défauts rotoriques

V.1 Introduction

Le diagnostic de défaut des machines électriques gagne en importance en raison des pertes de temps d'arrêt et de revenu de machine à l'industrie. Souvent, ces machines courent les charges critiques et leur panne soudaine peut être catastrophique. Ainsi, le système d'entraînement du moteur devrait avoir les dispositifs de diagnostic pour prévoir des défauts de la machine à leur commencement même. En outre, il est très important d'avoir des modèles de la machine et des techniques qui peuvent distinguer l'état sain et l'état défectueux des machines.

Actuellement, on s'oriente vers des systèmes de diagnostic mettant en oeuvre différentes techniques de détection. En effet, chacune d'entre elles est plus ou moins bien adaptée pour appréhender tel ou tel type de défaut. Par exemple, on s'orientera vers les méthodes à base d'estimation paramétrique lorsqu'on souhaite localiser un défaut qui se manifeste par une variation des paramètres du modèle identifié.

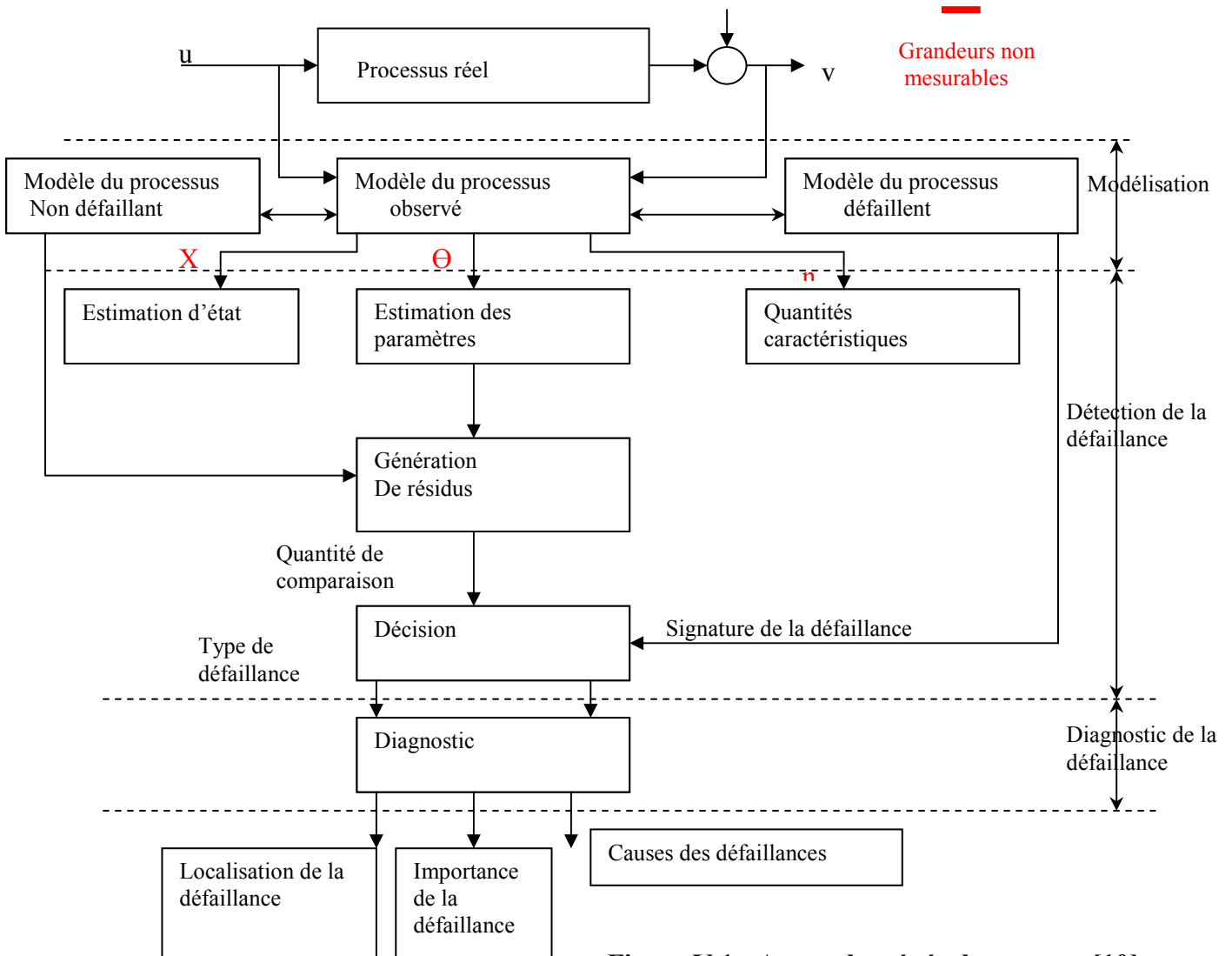


Figure V.1 : Approche générale retenue [10]

Dans le domaine de l'estimation des paramètres des machines électriques a courants alternatifs, beaucoup de méthodes ont été proposées. Selon les considérations sur les différentes perturbations, ces méthodes peuvent être déterministes ou stochastiques. Les premières ne font pas d'hypothèse sur les propriétés des bruits, tandis que les secondes tiennent compte des bruits de perturbation du système.

Parmi Les méthodes stochastiques, nous avons le filtrage de Kalman. Un cas particulier de cette méthode est le Filtre de Kalman étendu. Il est approprié pour le traitement des mesures bruitées discrètes et pour obtenir des valeurs précis des grandeurs estimées variables d'état et des paramètres du modèle. Cela consiste à utiliser les facteurs suivants :

- Une connaissance de la dynamique du système et des mesures,
- La description statistique des bruits du système, des perturbations, des erreurs de mesure et des incertitudes du modèle du système,
- Une information sur les conditions initiales des variables.

Afin d'évaluer ce type de méthode sur un exemple simple représentatif, nous présentons dans ce chapitre, l'algorithme d'estimation en ligne basé sur le filtre de Kalman étendu, pour l'estimation des paramètres de la machine asynchrone en vu de la détection des défauts rotoriques.

L'algorithme est vérifié par simulation. On considère une machine asynchrone avec son modèle multi-enroulements. Les variables mesurables sont les courants de phase, les tensions de phase et la vitesse du rotor.

V.2 Modèle discret de la machine asynchrone [30]

L'estimation des variables d'état pour la détection des défauts a besoin d'un modèle dynamique multi-enroulements adéquat de la machine asynchrone. Le modèle réduit est obtenu en utilisant la transformation de PARK. Ce modèle utilise les hypothèses habituelles décrites au chapitre II.

Le filtre de Kalman nécessite un modèle discret de la machine qui se déduit du modèle continu.

La représentation de la dynamique de la machine, avec un repère lié au rotor, est donnée par les équations suivantes :

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{qs} \quad (\text{V.1})$$

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} - \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \quad (\text{V.2})$$

$$0 = R_r . I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \quad (V.3)$$

$$0 = R_r . I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad (V.4)$$

En choisissant i_{ds} , i_{qs} , i_{dr} , i_{qr} , I_e comme variables d'état du modèle réduit du schéma multi-enroulements de la machine asynchrone, la représentation en espace d'état est :

$$\dot{x} = A . x(t) + B . u(t) \quad (V.5)$$

$$x(t) = [i_{ds}(t) \quad i_{qs}(t) \quad i_{dr}(t) \quad i_{qr}(t) \quad I_e(t)]^T \quad (V.6)$$

$$u(t) = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (V.7)$$

Les courants du stator étant choisis comme mesures pour compléter le modèle d'espace d'état, l'équation de sortie est :

$$z(t) = h[x(t), t] \quad (V.8)$$

$$\text{Où : } h = [i_{ds} \quad i_{qs}] \quad (V.9)$$

Le modèle déterministe devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & a_2 \cdot \omega & -a_3 S_1 & a_4 & 0 \\ -a_6 \cdot \omega & -a_7 & a_8 & a_9 \cdot S_1 & 0 \\ -a_{11} & a_{12} \cdot \omega & -a_{13} S_1 & -a_{14} & 0 \\ a_{16} \cdot \omega & a_{17} & -a_{18} & -a_{19} \cdot S_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Le \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_5 & 0 \\ 0 & a_{10} \\ a_{15} & 0 \\ 0 & -a_{20} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (V.10)$$

Où :

$$a_1 = a_7 = 4 . m_1 . L_{rc} . R_s$$

$$a_2 = a_6 = 4 . m_1 . L_{rc} . L_{sc}$$

$$a_3 = a_9 = 2 . m_1 . M_{sr} . N_r$$

$$a_4 = (L_{rc} . \omega - S_2) 2 . m_1 . M_{sr} . N_r$$

$$a_5 = a_{10} = 4 . m_1 . L_{rc}$$

$$a_8 = (L_{rc} . \omega + S_3) 2 . m_1 . M_{sr} . N_r$$

$$a_{11} = a_{17} = 6 . m_1 . M_{sr} . R_s$$

$$a_{12} = a_{16} = 6 . m_1 . M_{sr} . L_{sc}$$

$$a_{13} = a_{19} = \left(3 . M_{sr}^2 . N_r + 1 \right) \left(\frac{1}{L_{rc}} \right)$$

$$a_{14} = \left(3 . m_1 . (-L_{rc} . \omega + S_3) . M_{sr}^2 . N_r - S_2 \right) \left(\frac{1}{L_{rc}} \right)$$

$$a_{15} = a_{20} = 6 . m_1 . M_{sr}$$

$$a_{18} = \left(3.m_1.(L_{rc}.\omega + S_2).M_{sr}^2.N_r - S_2 \right) \left(\frac{1}{L_{rc}} \right)$$

$$m_1 = \frac{1}{(-3.M_{sr}^2.N_r + 4.L_{rc}.L_{sc})}$$

Et :

$$S_1 = \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b15} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{b0} \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b15} + R_{b14} \right) \cos^2 15\alpha \right] \quad (V.11)$$

$$- \frac{4}{16} \left[(R_{b0} \cos(0\alpha) \cos(1\alpha)) + (R_{b1} \cos(1\alpha) \cos(2\alpha)) + \dots + (R_{b15} \cos(15\alpha) \cos(0\alpha)) \right]$$

$$S_2 = - \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b15} \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{b0} \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b15} + R_{b14} \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right]$$

$$+ \frac{2}{16} \left[(R_{b0} \sin(0\alpha) \cos(1\alpha)) + (R_{b1} \sin(1\alpha) \cos(2\alpha)) + \dots + (R_{b15} \sin(15\alpha) \cos(0\alpha)) \right]$$

$$+ \frac{2}{16} \left[(R_{b0} \cos(0\alpha) \sin(1\alpha)) + (R_{b1} \cos(1\alpha) \sin(2\alpha)) + \dots + (R_{b15} \cos(15\alpha) \sin(0\alpha)) \right] \quad (V.12)$$

Où : S_1, S_2 , représentent les résistances équivalentes des barres rotoriques

Le modèle mathématique discret peut être dérivé de l'équation d'état (V.10).

Il est décrit par l'équation :

$$x(k+1) = [1 + A.T_e]x(k) + T_e.B.u(k) \quad (V.13)$$

Dans ces équations, A et B sont les matrices du modèle continu et AD, BD sont les matrices correspondants du modèle discret. k représente les instants discrétisés du temps et T_e est la période d'échantillonnage. Il est décrit par l'équation :

$$x(k+1) = [1 + A.T_e]x(k) + T_e.B.u(k) \quad (V.13)$$

On considère que la vitesse est constante pendant les instants d'échantillonnage.

V.2.1 Modèle discret augmenté

La matrice A varie avec le temps aux éléments qui dépendent de la vitesse rotorique.

Lorsqu'un paramètre, dans ce cas les résistances équivalentes S_1, S_2 est inconnus, une autre équation doit être ajoutée au modèle de la machine. L'équation d'état n'est alors plus linéaire.

Pour estimer les résistances équivalentes, nous introduisons les équations :

$$S_1(k+1) = S_1(k)$$

$$S_2(k+1) = S_2(k)$$

Cette équation est basée sur l'hypothèse que les résistances équivalentes ne varient pas pendant l'intervalle d'estimation.

Le modèle complet de la machine est donc :

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ S_1(k+1) \\ S_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AD(k) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ S_1(k) \\ S_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} BD(k) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_s(k)] \quad (\text{V.14})$$

Le nouveau vecteur d'état, x_n est :

$$x_n(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ S_1(k) \\ S_2(k) \end{bmatrix} = [i_{ds}(k) \quad i_{qs}(k) \quad i_{dr}(k) \quad i_{qr}(k) \quad I_e(k) \quad S_1(k) \quad S_2(k)]^T \quad (\text{V.15})$$

Le modèle discret augmenté est

$$\begin{bmatrix} i_{ds}(k+1) \\ i_{qs}(k+1) \\ i_{dr}(k+1) \\ i_{qr}(k+1) \\ I_e(k+1) \\ S_1(k+1) \\ S_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-Te.a_1 & a_2.w.Te & -a_3.S_1.Te & a_4.Te & 0 & 0 & 0 \\ -a_6.Te.w & 1-a_7.Te & a_8.Te & a_9.S_1.Te & 0 & 0 & 0 \\ -a_{11}.Te & a_{12}.w.Te & 1-a_{13}.S_1.Te & -a_{14}.Te & 0 & 0 & 0 \\ a_{16}.w.Te & a_{17}.Te & -a_{18}.Te & 1-a_{19}.S_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Le.Te & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}(k) \\ i_{qs}(k) \\ i_{dr}(k) \\ i_{qr}(k) \\ I_e(k) \\ S_1(k) \\ S_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_5 & 0 \\ 0 & a_{10} \\ a_{15} & 0 \\ 0 & -a_{20} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.16})$$

L'équation de sortie est :

$$z(k) = \begin{bmatrix} i_{ds}(k) \\ i_{qs}(k) \end{bmatrix} \quad (\text{V.17})$$

V.2.2 Modèle Stochastique

Dans la pratique, la machine asynchrone ne peut pas être modélisée de manière parfaite. Ceci est dû aux hypothèses faites dans le modèle dynamique et à des erreurs qui se présentent dans les mesures, les filtres, les capteurs, etc. L'utilisation des approximations faites augmente les erreurs par rapport aux valeurs des courants statoriques. Nous considérerons toutes ces erreurs ou incertitudes comme du bruit présent sur les mesures et sur la structure du modèle. Nous supposons dans notre étude que le bruit peut être approximé par la loi de distribution gaussienne.

Le nouveau modèle, connu comme un estimateur stochastique, est :

$$x_n(k+1) = AD(k).x_n(k) + BD(k).u(k) + w(k) \quad (\text{V.18})$$

$$z(k) = h(k) + v(k) \quad (\text{V.19})$$

Où :

$$w(k) = [wi_{ds}(k) \quad wi_{qs}(k) \quad wi_{dr}(k) \quad wi_{qr}(k) \quad wI_e \quad wS_1 \quad wS_2]^T \quad (\text{V.20})$$

$$v(k) = [vi_{ds}(k) \quad vi_{qs}(k) \quad 0 \quad 0]^T \quad (\text{V.21})$$

Le bruit du système $w(k)$ est caractérisé par

$$E\{w(k)\} = 0 \quad (\text{V.22})$$

$$E\{w(k).w(j)^T\} = Q.\delta_{kj} \quad (\text{V.23})$$

$$Q \geq 0 \quad (\text{V.24})$$

Le bruit des mesures $v(k)$ est caractérisé par

$$E\{v(k)\} = 0 \quad (\text{V.25})$$

$$E\{v(k).v(j)^T\} = R.\delta_{kj} \quad (\text{V.26})$$

$$R \geq 0 \quad (\text{V.27})$$

Où Q est la covariance de l'erreur du modèle et R est la covariance de l'erreur de mesure. L'état initial est caractérisé par :

$$E\{x(0)\} = \hat{x}_0 \quad (\text{V.28})$$

$$E\left\{(x(0) - \hat{x}_0).(x(0) - \hat{x}_0)^T\right\} = P_0 \quad (\text{V.29})$$

Où $E[\]$ représente l'opérateur d'espérance mathématique.

V.3 Filtre de Kalman étendu (EKF)

Le filtre de Kalman (KF Kalman Filter) est une technique d'estimation linéaire. Elle ne peut être utilisée pour l'estimation des variables d'état et des paramètres d'un système non linéaire à moins que le modèle du système soit linearisé autour d'un point de fonctionnement. Cette procédure de linéarisation est connue comme le filtre de Kalman étendu (EKF Extended Kalman Filter). Alors, l'algorithme du filtre de Kalman conventionnel peut être utilisé pour estimer simultanément les états du système et les paramètres de la machine de manière simultanée. Le filtre a une structure de prédictor - correcteur, décrite par la suite:

V.3.1 Prédiction

L'état à l'instant $(k+1)$ dépend non seulement de l'état à l'instant (k) , mais aussi de l'erreur du modèle $w(k)$. Etant donné que ces erreurs sont inconnues, la connaissance du modèle mathématique peut nous donner seulement la prédiction de l'état à l'instant $(k+1)$.

Donc,

$$x_{np}(k+1) = f[x_{ne}(k), u(k), k] \quad (\text{V.30})$$

où : $x_{ne}(k)$ est la valeur estimée de l'état à l'instant (k) que l'on suppose connue,

$x_{np}(k+1)$ est la prédiction de l'état à l'instant $(k+1)$.

Alors, la prédiction est donnée par l'expression suivante :

$$x_{n_p}(k+1) = \begin{bmatrix} AD(k) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} x_{n_e}(k) + \begin{bmatrix} BD(k) \\ 0 \end{bmatrix} [V_s(k)] \quad (\text{V.31})$$

V.3.2 Estimation

Les estimées $x_{ne}(k)$ peuvent être obtenues de manière récursive en utilisant les mesures pour améliorer les variables prédites $x_{np}(k)$. La correction aux prédictions est proportionnelle aux résidus des mesures :

$$x_{n_e}(k+1) = x_{n_p}(k+1) + K(k+1)[z(k+1) - H.x_{n_p}(k+1)] \quad (\text{V.32})$$

$K(k+1)$ est la matrice de gain de Kalman

$[z(k+1) - H.x_{n_p}(k+1)]$ est le vecteur d'innovation, et

$$H = \frac{\partial h[x_n(k), k]}{\partial x_n} \quad (\text{V.33})$$

Pour le choix de la matrice de Kalman $K(k+1)$, nous devons définir les erreurs d'estimation e_e et de prédiction e_p respectivement :

$$e_e(k+1) = x_e(k+1) - x_n(k+1) \quad (\text{V.34})$$

$$e_p(k+1) = x_{n_p}(k+1) - x_n(k+1) \quad (\text{V.35})$$

Ses matrices de covariance associées sont :

$$P_p(k+1) = E[e_p(k+1).e_p(k+1)^T] \quad (\text{V.36})$$

$$P_e(k+1) = E[e_e(k+1).e_e(k+1)^T] \quad (\text{V.37})$$

Donc, la matrice de covariance de l'erreur d'estimation P_e , devient :

$$P_e(k+1) = [I - K(k+1)H]P_p(k+1)[I - K(k+1)H]^T + K(k+1).R.K(k+1)^T \quad (\text{V.38})$$

ou R est la covariance de l'erreur de mesure, définie par (V.26).

Il est possible de choisir la matrice de gain $K(k+1)$ de manière à minimiser les variances des erreurs d'estimation des éléments du vecteur d'état qui est estimé. Dans ce cas là $K(k+1)$ est appelée matrice de gain de Kalman. Alors :

$$\frac{\partial \text{trace}\{P_e(k+1)\}}{\partial K(k+1)} = 0 \quad (\text{V.39})$$

Nous obtenons ainsi la matrice de gain de Kalman :

$$K(k+1) = P_p(k+1)H^T[H.P_p(k+1)H^T + R]^{-1} \quad (\text{V.40})$$

Avec cette expression, nous avons la matrice de covariance de l'erreur d'estimation :

$$P_e(k+1) = [I - K(k+1)H]P_p(k+1) \quad (\text{V.41})$$

Le calcul de $K(k+1)$ et de $P_e(k+1)$ a besoin de la matrice de covariance $P_p(k+1)$, donc :

$$P_p(k+1) = F(k).P_e(k).F(k)^T + Q(k) \quad (V.42)$$

Où :

$$F(k) = \frac{\partial f \{x_n(k), u(k), k\}}{\partial x_n(k)} \Big|_{x_n(k)=x_{ne}(k)} = \begin{bmatrix} AD(k) & \frac{\partial f \{x_n(k), u(k), k\}}{\partial S_1} & \frac{\partial f \{x_n(k), u(k), k\}}{\partial S_2} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (V.43)$$

et $Q(k)$ est la covariance de l'erreur du modèle, défini par (V.23) et calculée de la manière suivante :

$$Q(k) = \int_{tk}^{tk+1} \Phi(tk+1, \tau) Q(\tau) \Phi^T(tk+1, \tau) d\tau \quad (V.44)$$

où $\Phi(tk+1, \tau)$ est la matrice de transition associée à $F(T, x_n(z))$ pour $z \in [k, k+1]$.

Ensuite, $Q(k)$ est calculée par intégration trapézoïdal :

$$Q(k) = \left[\Phi(k+1, k).Q_0.\Phi(k+1, k)^T + Q_0 \right] \frac{T_e}{2} \quad (V.45)$$

V.3.3 Calcul de F(k) et H(k)

$$H = \frac{\partial h[x_n(k), k]}{\partial x_n} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (V.46)$$

$$F(k) = \begin{bmatrix} AD(k) & F_1(k) & F_5(k) \\ & F_2(k) & F_6(k) \\ & F_3(k) & F_7(k) \\ & F_4(k) & F_8(k) \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (V.47)$$

où :

$$F_1(k) = \frac{\partial di_{ds}}{\partial S_1}, F_2(k) = \frac{\partial di_{qs}}{\partial S_1}, F_3(k) = \frac{\partial di_{dr}}{\partial S_1}, F_4(k) = \frac{\partial di_{qr}}{\partial S_1}, \quad (V.48)$$

$$F_5(k) = \frac{\partial di_{ds}}{\partial S_2}, F_6(k) = \frac{\partial di_{qs}}{\partial S_2}, F_7(k) = \frac{\partial di_{dr}}{\partial S_2}, F_8(k) = \frac{\partial di_{qr}}{\partial S_2} \quad (V.49)$$

En conclusion, l'algorithme du filtre de Kalman étendu peut s'effectuer d'après le tableau (V.1). L'algorithme montré ci-dessus est schématisé dans la figure (V.1) :

Valeurs initiales de :	
- Vecteur d'état	$x_{n0}=x_n(t_0)$
- Matrices de covariance	$Q=Q_0$
	$R=R_0$
	$P_0=P(t_0)$
Prédiction du vecteur d'état	$x_{np}(k+1) = f[x_{ne}(k), u(k), k]$
Linéarisation du modèle augmenté	$F(k) = \begin{bmatrix} AD(k) & \frac{\partial f(xn(k), u(k), k)}{\partial S_1, \partial S_2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
Calcul de la matrice de covariance d'état	$p_p(k+1) = F(k) p_e(k) F(k)^T + Q(k)$
Calcul de la matrice de gain de Kalman	$K(k+1) = P_p(k+1) H^T [H P_p(k+1) H^T + R]^{-1}$
Estimation du vecteur d'état	$xn_e(k+1) = xn_p(k+1) + K(k+1)[z(k+1) - H .xn_p(k+1)]$
Calcul de la matrice de covariance De l'erreur d'estimation	$P_e(k+1) = [I - K(k+1)H].P_p(k+1)$
Retour à la prédiction	$x_{ne}(k)=x_{ne}(k+1)$ $P_e(k) = P_e(k+1)$ $k=k+1$

Tableau V.1 : Algorithme du filtre de Kalman étendu

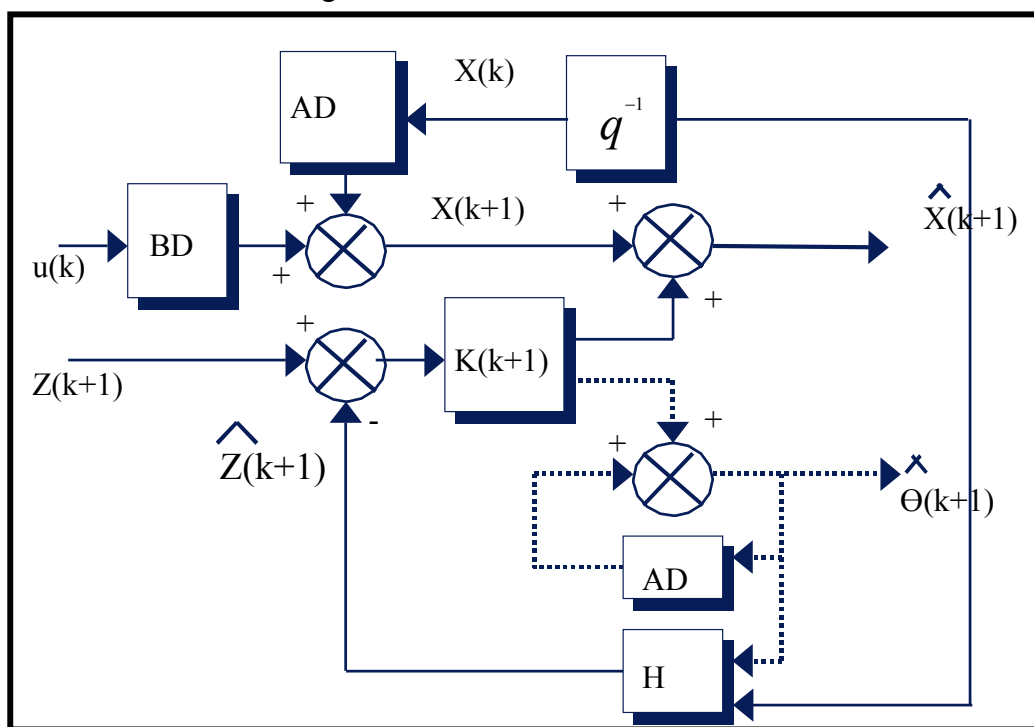


Figure V.2 :Schéma de principe du filtre de Kalman étendu

V.3.4 Mesures

Le vecteur des mesures $h(k) = [i_{ds}(k) \ i_{qs}(k)]$ est obtenu à partir des mesures des courants de ligne.

V.4 Application du filtre de Kalman étendu à la machine asynchrone

L'algorithme décrit ci-dessus est appliqué à l'étude par simulation de l'estimation des paramètres d'une machine asynchrone. Le schéma de la configuration du système est sur la figure (V.2).

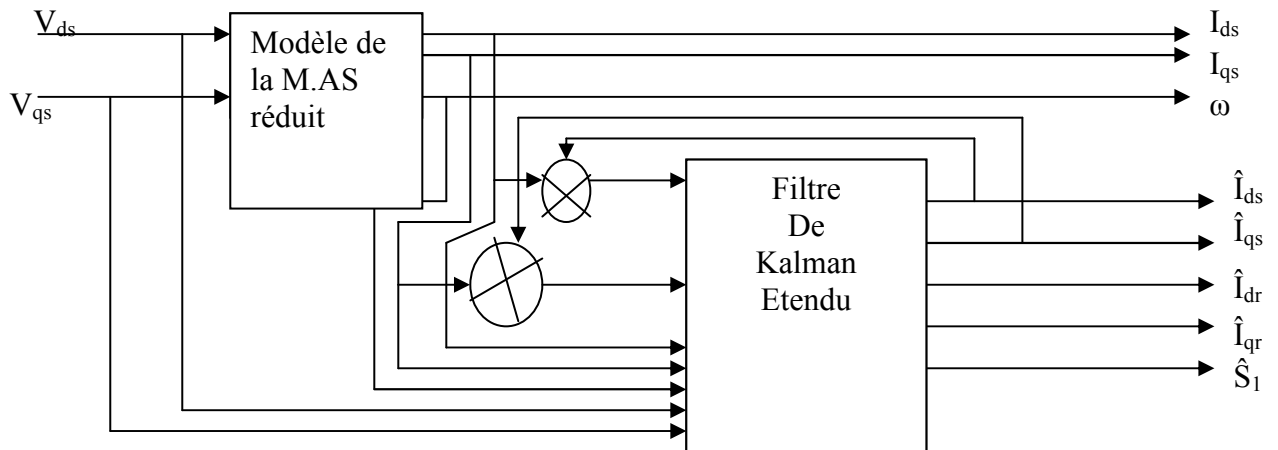


Figure V.3 : schéma de configuration du modèle pour l'estimation

V.5 Résultats de simulation

V.5.1 Suivi des courants

a. Machine Saine à vide

La simulation est faite pour un temps de 1.5s.

La figure V.4 présente la variation de la vitesse et du couple en absence du couple de charge. La figure V.5 illustre le courant statorique en absence de la charge. La figure V.6 montre la convergence des courants estimés vers les courants réels. Les valeurs des courants se stabilisent à des valeurs proches de zéro, à cause de l'absence du couple de charge.

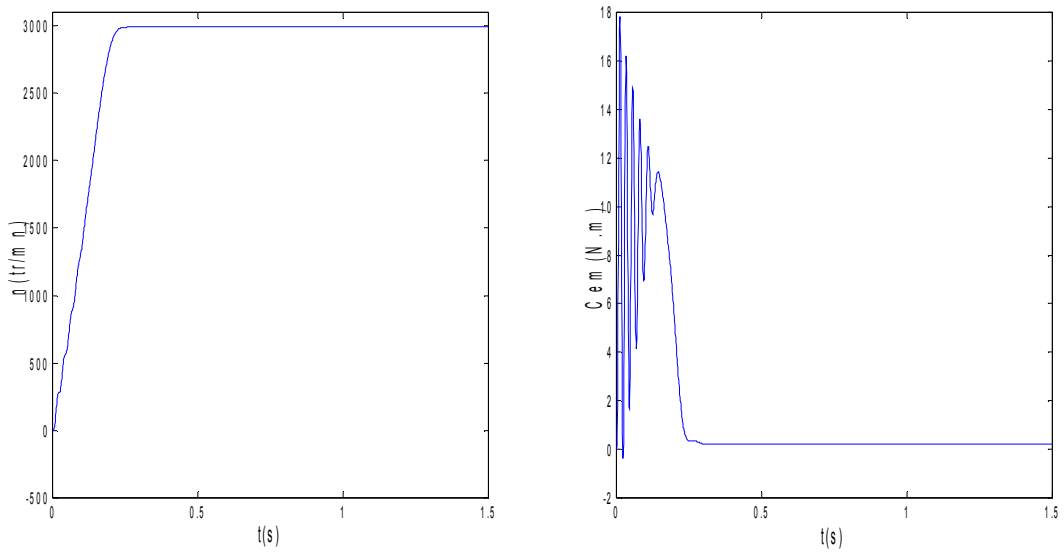


Figure V.4 : la vitesse de rotation et le couple (machine saine à vide)

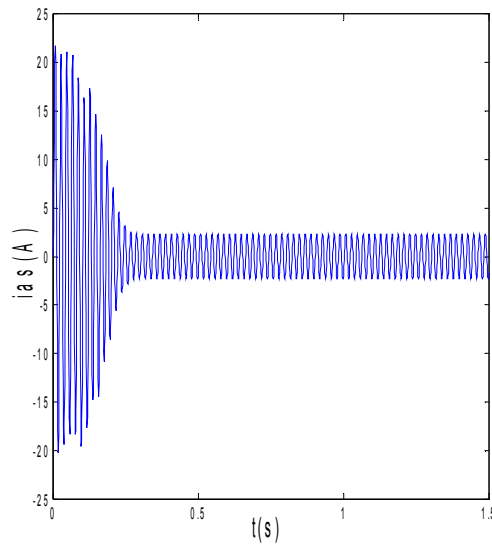


Figure V.5 : courant statorique (machine saine à vide)

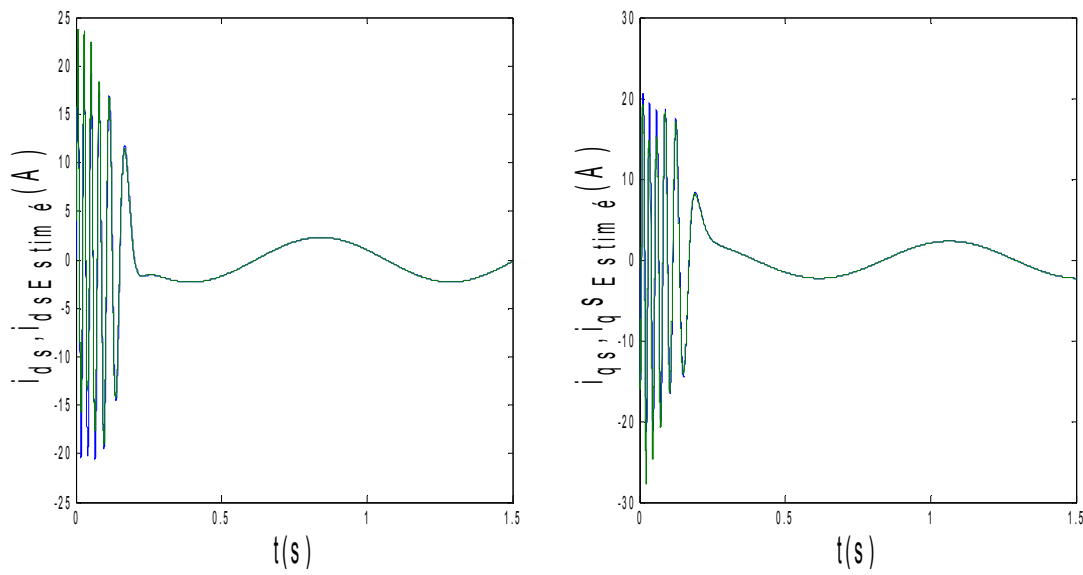


Figure V.6 : courants réels et estimés: i_{ds} et i_{qs} et $i_{ds_estimé}$ et $i_{qs_estimé}$ (machine saine à vide)

a- Machine saine en charge

On simule maintenant avec un couple de charge de 3.5N.m.

On voit, d'après la figure V.9, la comparaison des courants mesuré et estimé montre la bonne convergence du filtre.

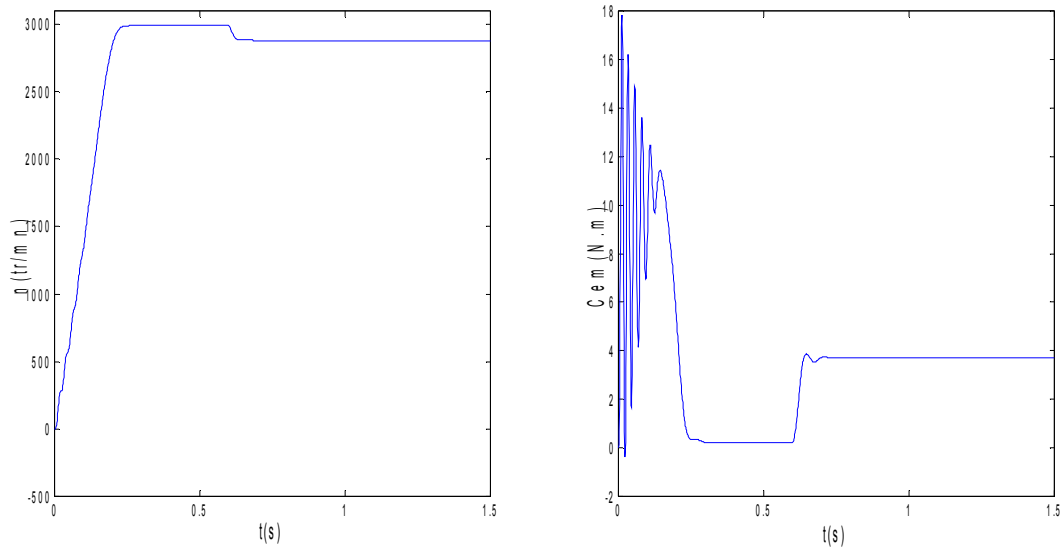


Figure V.7 : la vitesse et le couple (machine saine en charge $C_r=3.5$ N.m)

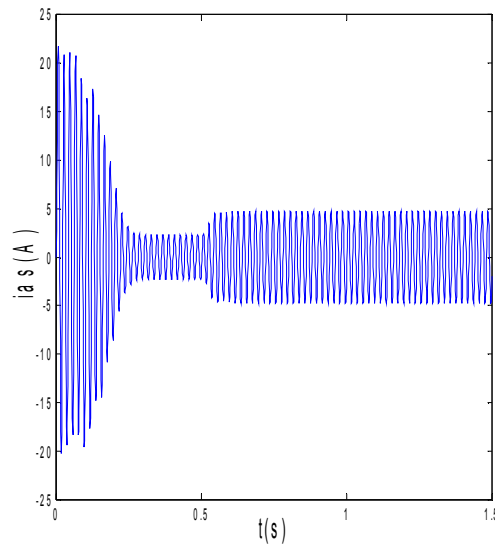


Figure V.8 : courant statorique (machine saine en charge $C_r=3.5$ N.m)

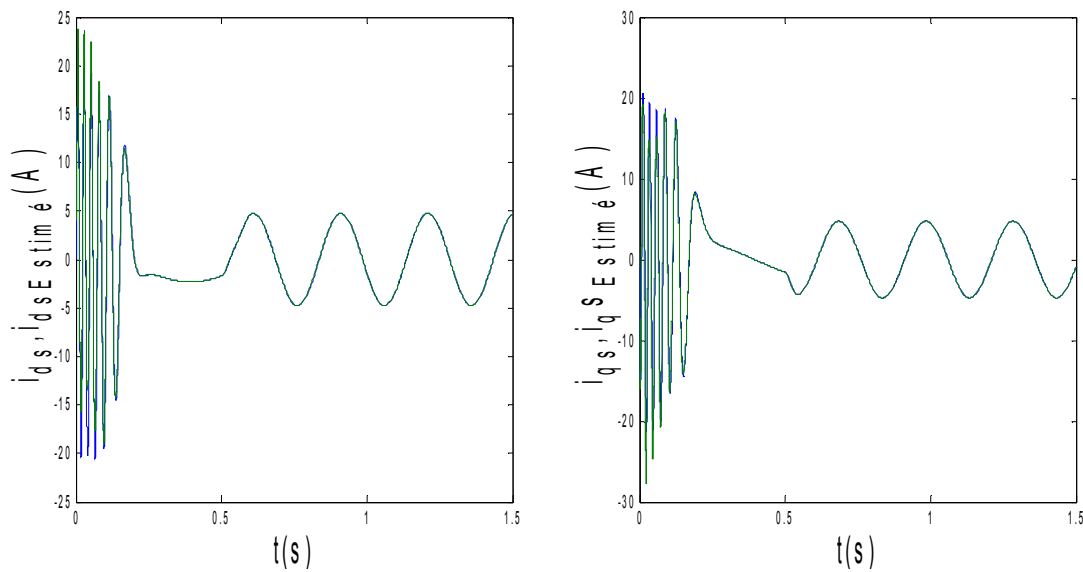


Figure V.9 : courants et courants estimés : i_{ds} et $i_{ds_estimé}$, i_{qs} et $i_{qs_estimé}$ (machine saine en charge)

- b. Machine avec défaut**
 - **cas d'une cassure de barre**

Vu la difficulté de voir les défauts à vide, on va simuler la machine en charge avec cassure de barre.

La figure V.10 illustre l'évolution de la vitesse de rotation. Celle-ci se stabilise à une valeur de 2219 tr/mn. La figure illustre aussi du couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture de la barre r_{b0} à $t=1s$. Après une phase transitoire, celui-ci se stabilise à une valeur proche de 3.5 N. m a cause de la présence du couple de charge.

La figure V.11 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1s$.

La figure V.13 illustre l'évolution des courants i_{ds} , i_{dr} , avec leurs courants estimés en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1s$. Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieurs a leur valeur nominale. La comparaison des courants mesurés et estimés montre la bonne convergence du filtre.

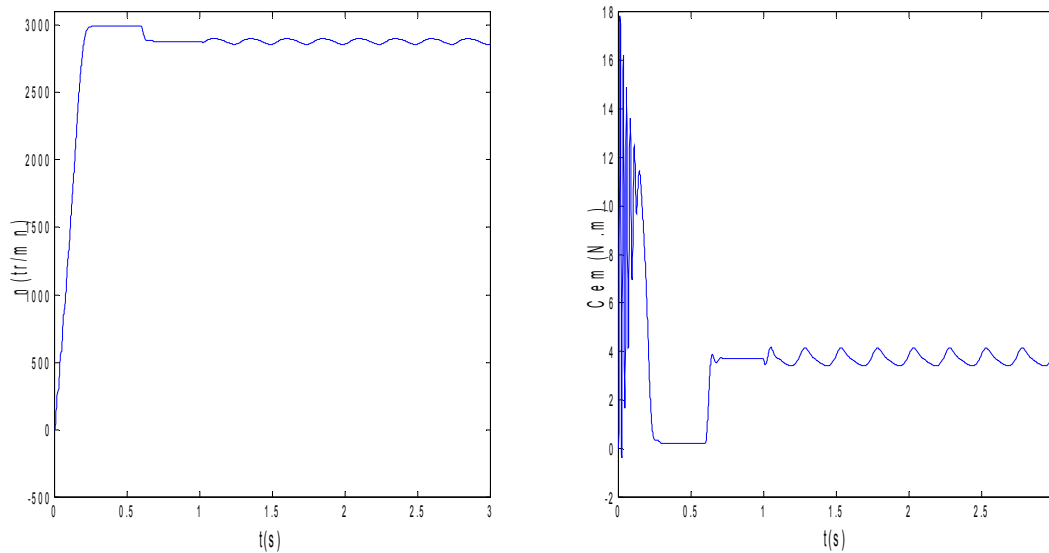


Figure V.10 : vitesse de rotation, couple électromagnétique,
(simulation avec le modèle réduit, machine en défaut en charge, $C_r=3.5$ N.m)

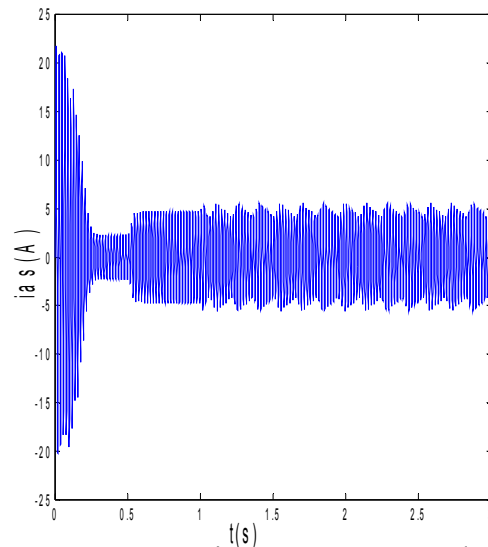


Figure V.11 : courants statorique, avec cassure d'une barre r_{b0}

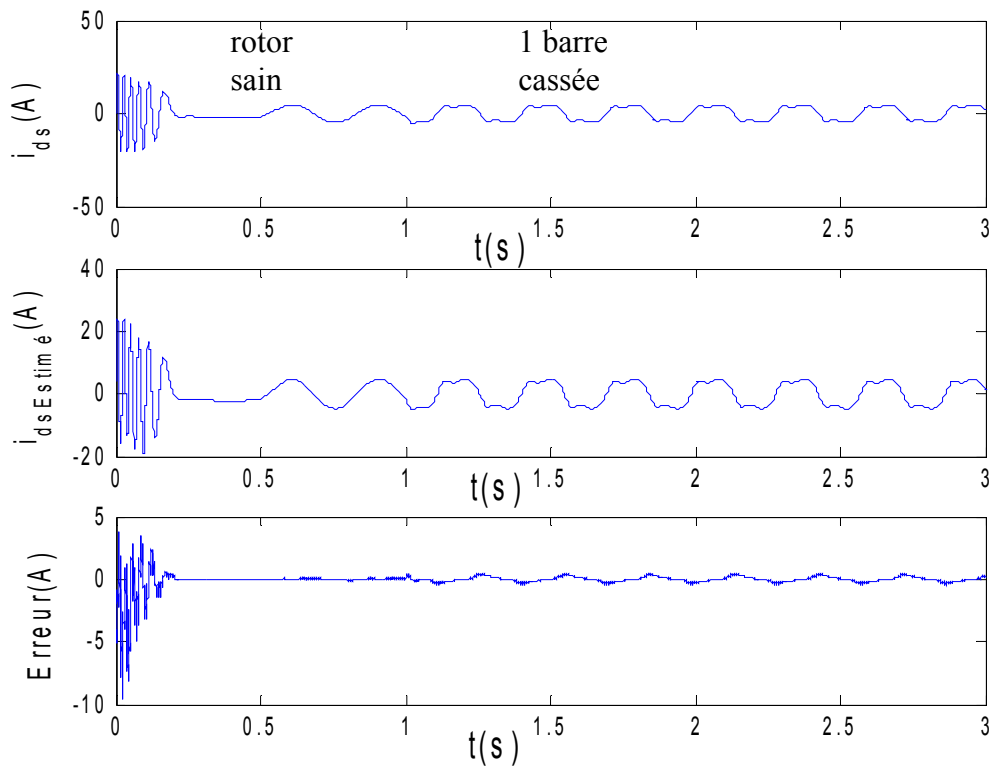


Figure V.12 : Courant i_{d_s} et $i_{d_s\text{-estimé}}$ avec cassure de la barre r_{b0} et l'erreur ($i_{d_s\text{réel}} - i_{d_s\text{estimé}}$)

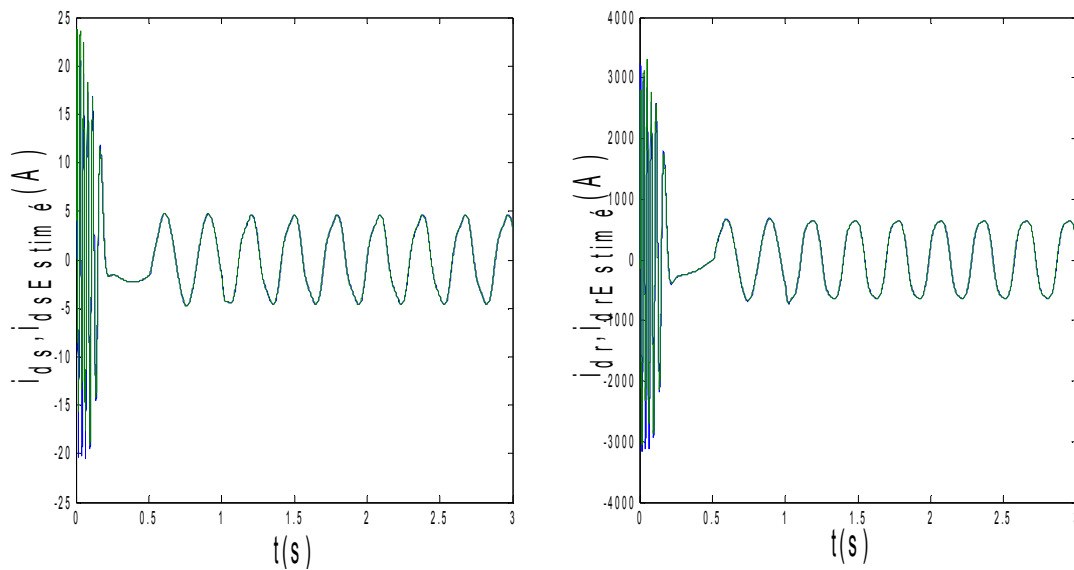


Figure V.13 : courants réels et estimés : i_{ds} et i_{dr} et $i_{ds_estimé}$, i_{dr} et $i_{dr_estimé}$, avec cassure de la barre r_{b0}

- **Cas d'une cassure de deux barres**

On impose maintenant un couple de charge de 3.5 N.m à $t=0.5s$.

La figure V.14 illustre le couple électromagnétique C_{em} en présence de deux ruptures de barre r_{b0} à $t=1s$ et r_{b1} à $t=2s$. Après une phase transitoire, celui-ci se stabilise à une valeur proche de 3.5 N. m à cause de la présence du couple de charge. On remarque dans cette figure des ondulations dans les allures de la vitesse et du couple, à cause des cassures des barres.

La figure V.15 illustre l'évolution du courant statorique, en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1s$.

La figure V.16 illustre les courants i_{ds} , i_{dr} et leurs courants estimés en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1s$ et r_{b1} à $t=2s$, où on remarque la convergence du filtre. Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieures à leur valeur nominale. On conclut donc qu'il y a un risque de défaillances en chacune dans la mesure ou les contraintes électriques et thermiques sont redistribuées sur les conducteurs adjacents.

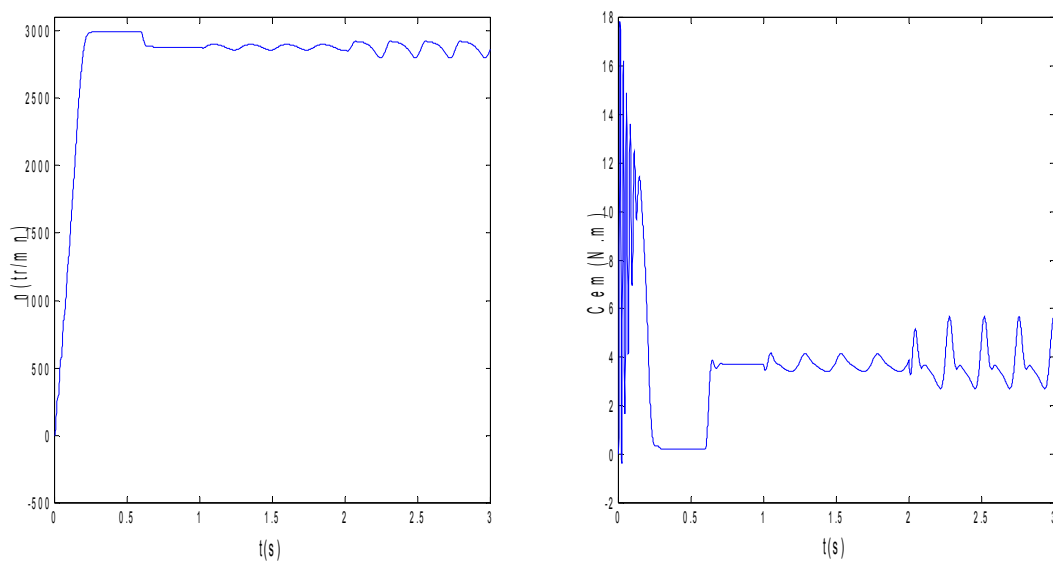


Figure V.14 : vitesse de rotation, couple électromagnétique (simulation avec le modèle réduit, machine en défaut en charge, $C_r=3.5$ N.m)

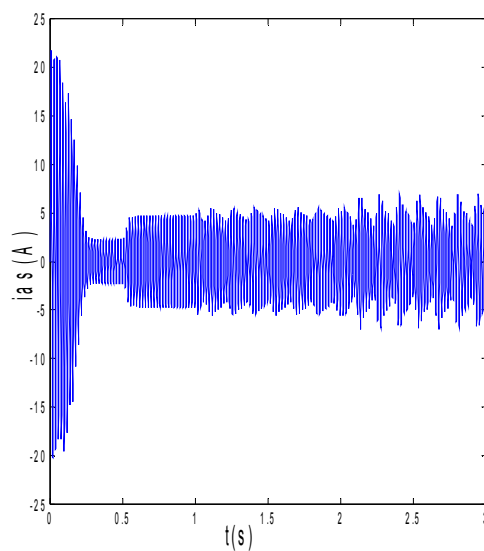


Figure V.15 : courant statorique , avec cassure de deux barres

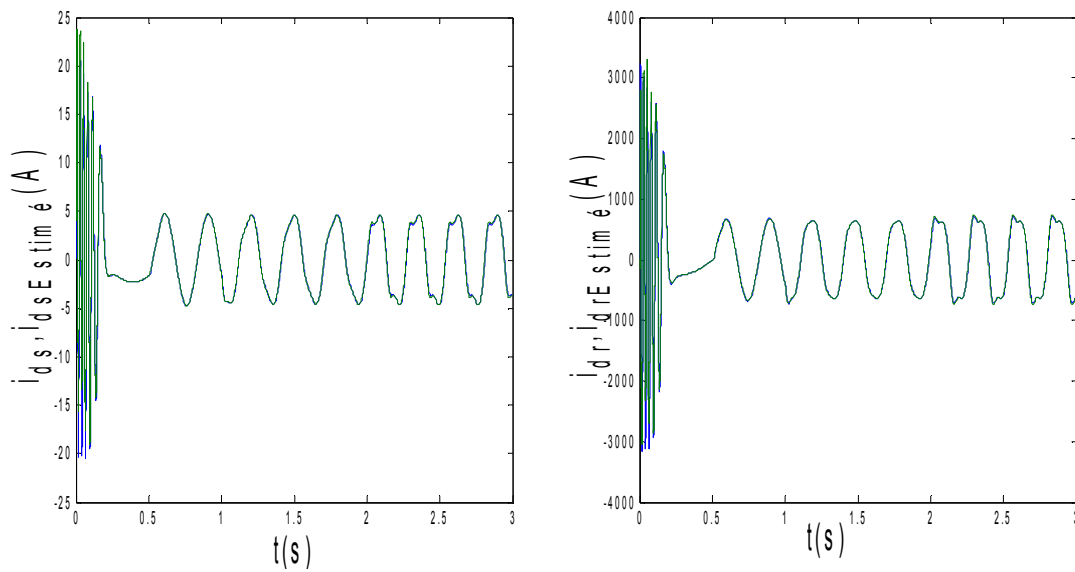


Figure V.16 : courants réels et estimés dans : i_{ds} et $i_{ds_estimé}$, i_{dr} et $i_{dr_estimé}$, avec cassure des barres r_{b0} et r_{b1}

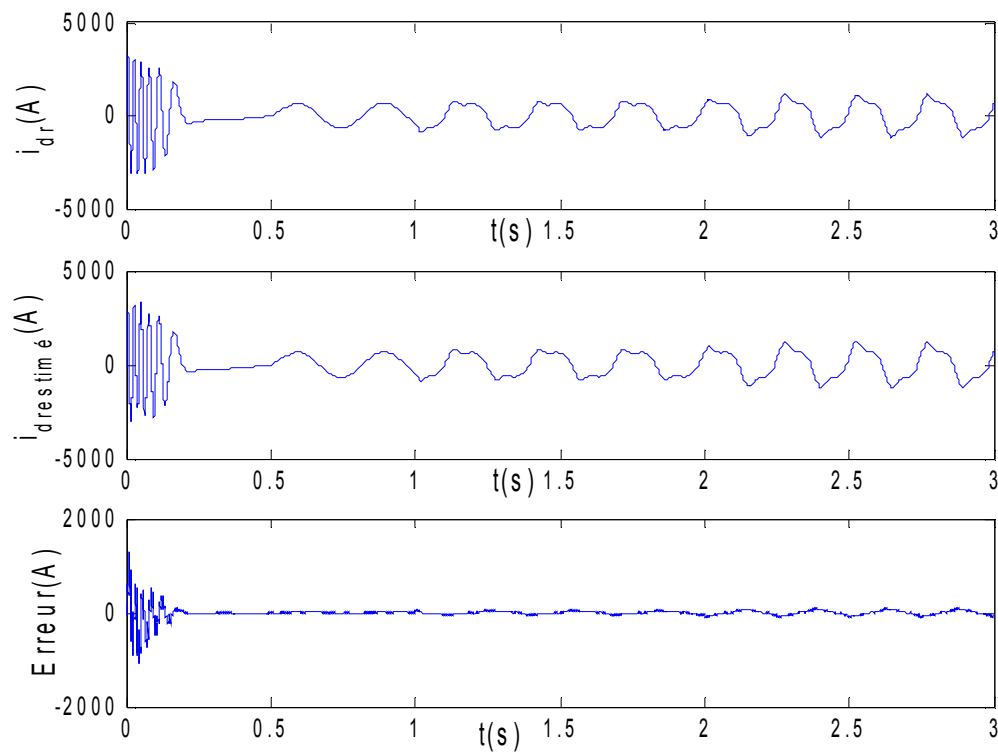


Figure V.17 : Courant i_{dr} et $i_{dr_estimé}$ avec cassure de deux barres

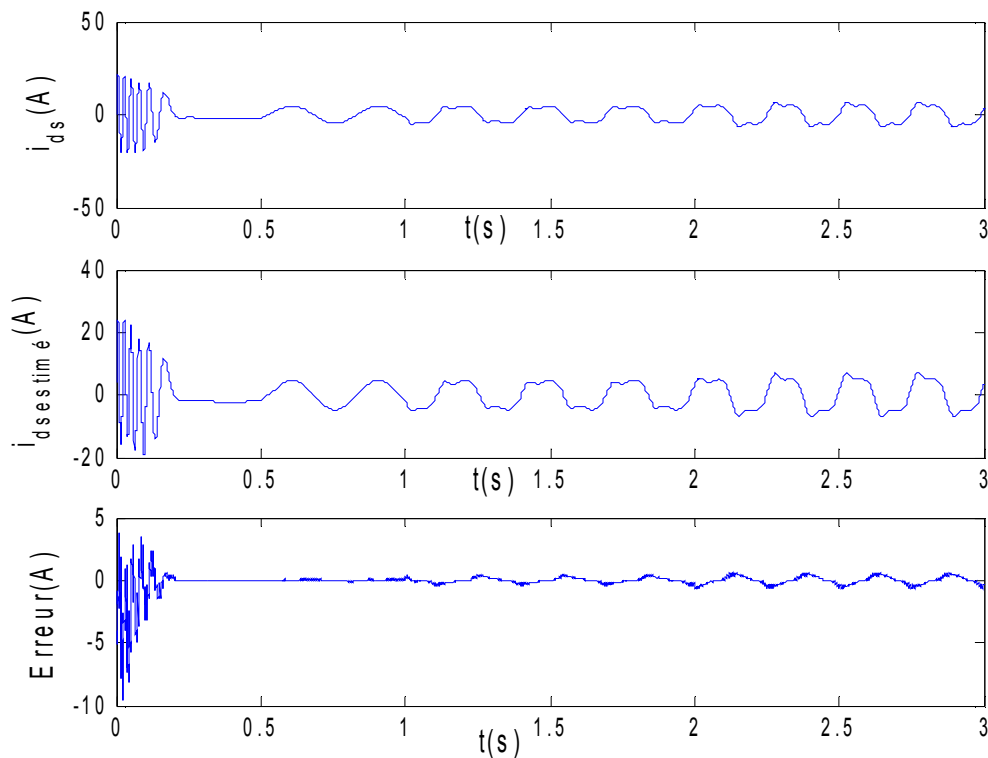


Figure V.18 : Courants i_{ds} et $i_{ds-estimé}$ avec cassure de deux barres

V.5.2 Suivi des résistances rotoriques

➤ La cassure d'une barre

Nous simulons la rupture de la première barre ($k=0$) donc $R_b \text{ cassé} = 11 * R_b \text{ sain}$

Les valeurs de S_1 , S_2 , S_3 et S_4 deviennent :-

$$S_1 = 3.29213 \cdot 10^{-5}$$

$$S_2 = 5.45625 \cdot 10^{-6}$$

$$S_3 = 5.45625 \cdot 10^{-6}$$

$$S_4 = 3.29213 \cdot 10^{-5}$$

➤ La cassure de deux barres

On simule la rupture de deux barres adjacentes ($K=0$, $K=1$)

Les valeurs de S_1 , S_2 , S_3 et S_4 deviennent :-

$$S_1 = 4.11738 \cdot 10^{-5}$$

$$S_2 = 1.86375 \cdot 10^{-5}$$

$$S_3 = 1.86375 \cdot 10^{-5}$$

$$S_4 = 4.11738 \cdot 10^{-5}$$

a. Machine saine à vide :

La figure V.19 présente la variation de la résistance équivalente rotorique estimée.

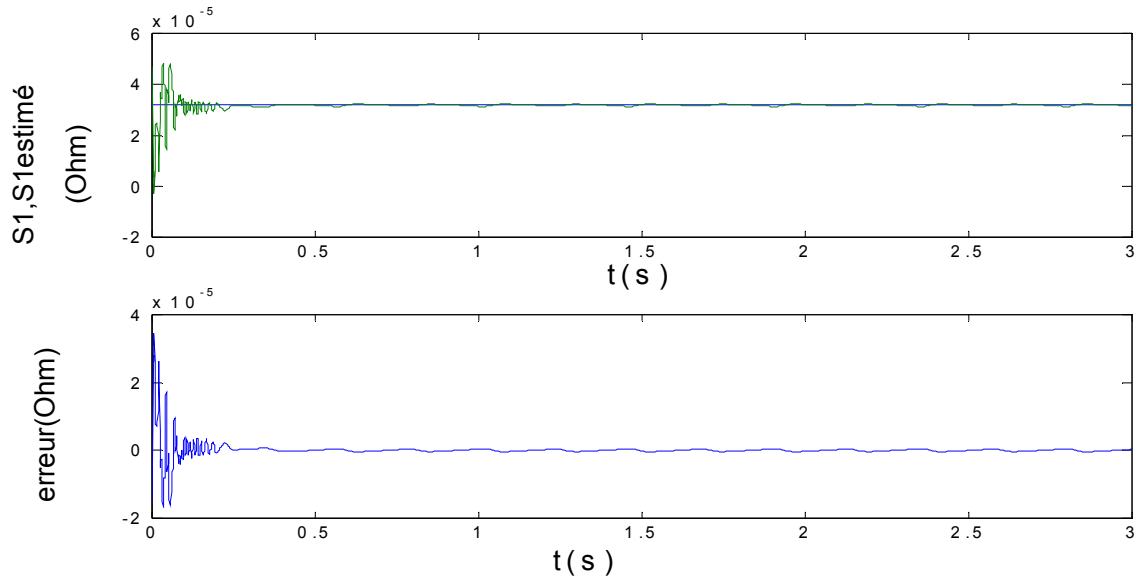


Figure V.19 :Estimation de la résistance rotorique équivalente S_1 , machine à vide

b. Machine saine en charge :

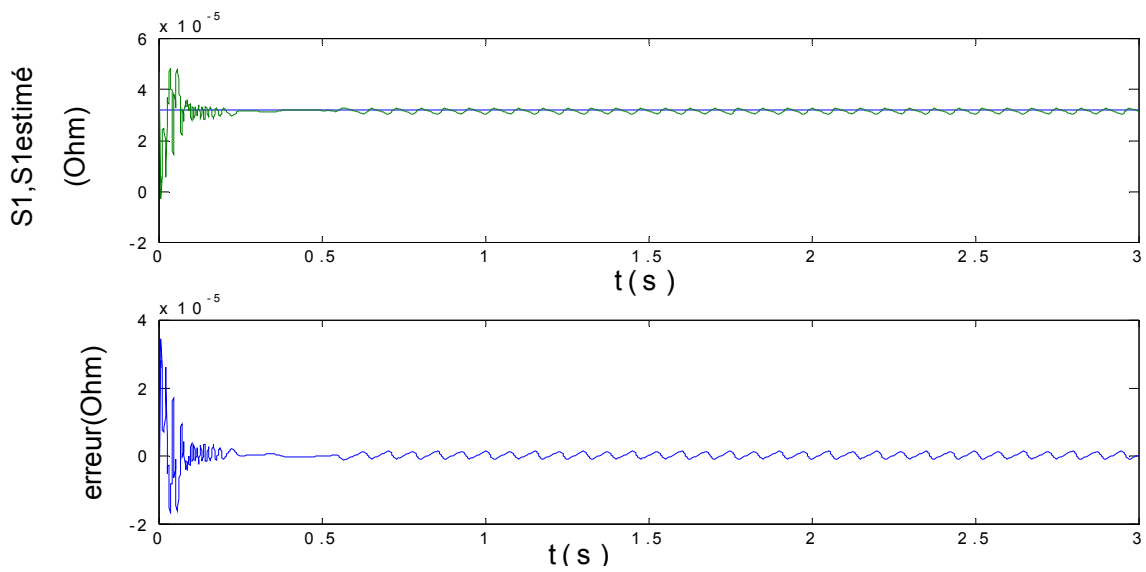


Figure V.20 : Estimation la résistance rotorique équivalente S_1 , machine saine en charge $C_r=3.5N.m$

c- Machine avec une cassure de barre :

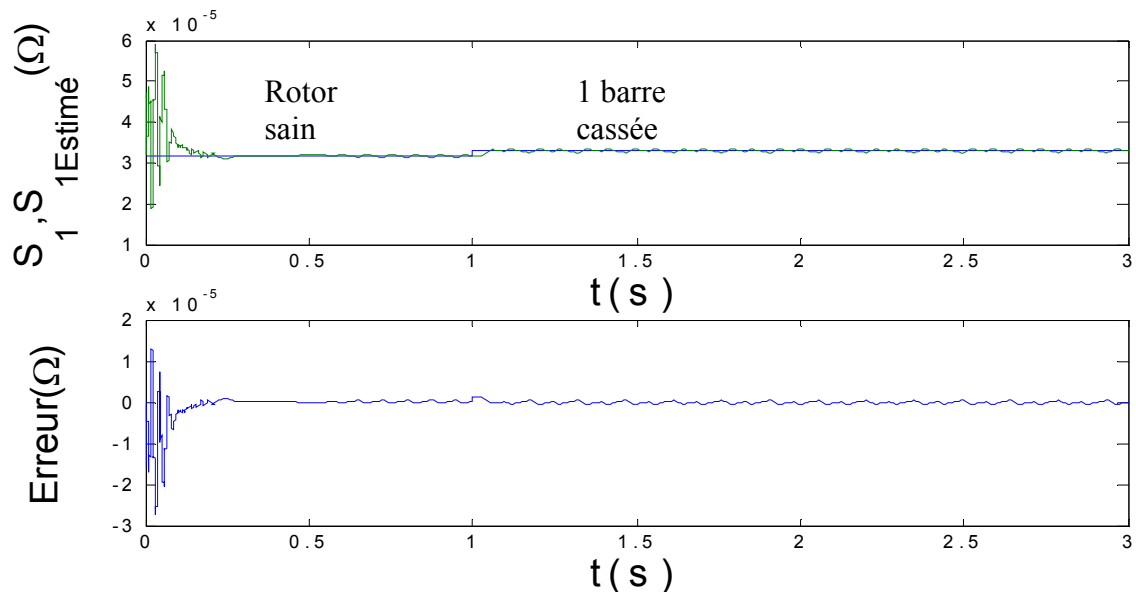


Figure V.21 : Estimation de la résistance rotorique équivalente S_1 , machine en défaut (cassure d'une barre) et en Charge $C_r=3.5N.m$

d-Cas d'une cassure de deux barres :

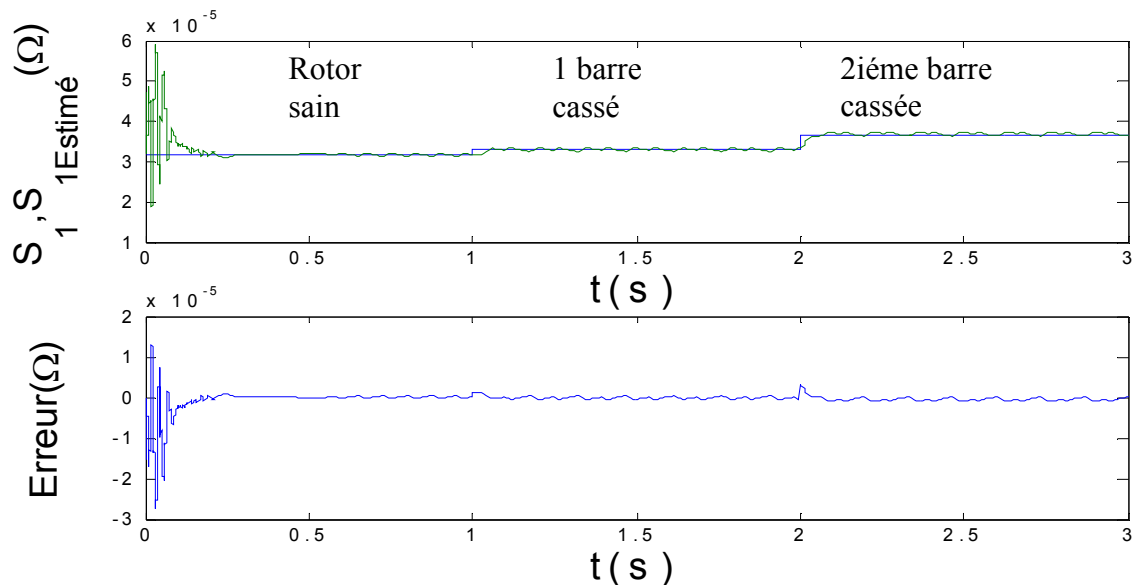


Figure V.22 : Estimation de la résistance rotorique équivalente S_1 , machine en défaut (cassure de deux barres) et en charge $C_r=3.5N.m$

Les figures précédentes présentent la résistance équivalente des barres rotoriques observées. Après une période transitoire, la résistance observée converge vers la même résistance. Nous remarquons une légère oscillation autour de cette valeur.

V.6 Variation des paramètres :

En pratique, les paramètres de la machine asynchrone, autres que S_1 , ne sont pas connus exactement et leur estimation résulte d'une identification du système effectuée, par exemple, par des méthodes d'estimation hors-ligne. Ces paramètres sont nécessaires pour le calcul du modèle discret de la machine utilisé par le filtre de Kalman. En outre, les paramètres de la machine asynchrone peuvent changer en raison des phénomènes physiques :

échauffement, saturation magnétique, . . . , . Deux problèmes se posent alors dans le mise en ouvre du filtre de Kalman :

- la variation des paramètres physiques de la machine asynchrone (comportement non-stationaire),
- l'incertitude paramétrique dans le modèle discret due à l'erreur lors de l'identification

Préalable

V.7 Conclusions

Nous avons décrit une technique pour estimer et suivre les courants et la résistance rotorique équivalente des barres rotoriques du modèle réduit du schéma multi-enroulements de la machine asynchrone. Cette technique a été vérifiée par simulation. Les résultats obtenus montrent que le filtre de Kalman étendu peut estimer avec précision en opération normale de la machine, et en présence des défauts rotoriques (barres cassées).

L'avantage d'utiliser les courant statoriques comme variables d'état est qu'ils sont directement mesurables.

La simulation avec le logiciel MATLAB à donné des résultats qui reflètent l'état de la machine. Notre filtre nous permet d'identifier la présence d'un défaut au niveau du rotor. Nous pouvons ainsi distinguer le défaut physique qui modifient le fonctionnement du moteur.

Chapitre VI

Conception d'un régulateur flou pour la commande vectorielle de la machine asynchrone

VI.1 Introduction

Afin de pouvoir appliquer la technique de la logique floue à la commande vectorielle d'une machine asynchrone, nous présentons dans ce chapitre les concepts de la logique floue et nous exposons tous les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de cette méthode. Nous étudions ensuite la conception d'un contrôleur flou pour la commande vectorielle de la machine asynchrone avec ou sans défauts rotoriques.

VI.2 Principes et définitions de la logique floue

Une des caractéristiques du raisonnement humain est qu'il est généralement fondé sur des données imprécises ou même incomplètes. En effet, les connaissances dont nous disposons sur un système quelconque sont généralement incertaines ou vagues, soit parce que nous avons un doute sur leur validité ou alors nous éprouvons une difficulté à les exprimer clairement.

Il est donc nécessaire de penser et de développer un nouveau type de raisonnement, le raisonnement approché, qui permettra de traiter mathématiquement l'imprécis et l'incertain. Le premier à avoir souligné ces possibilités de développement est Lotfi A. Zadeh qui, dès 1965, introduit la théorie de la logique floue.

C'est une technique pour le traitement de connaissances imprécises et incertaines. Elle permet de prendre en considération des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou des expressions du langage naturel, telle que *faible*, *élevée*, *rapide*, *lent*, *grand*, *petit*, etc....

À côté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive. Nous présentons un exemple simple pour comprendre l'intérêt de la logique floue sur la logique classique :

- **Exemple** : Dans la logique classique, une vitesse peut être qualifiée par le terme « *faible* » ou « *élevée* ». Dans la logique floue, des échelons d'appréciation intermédiaires de la variable vitesse sont possibles. La «vitesse» devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : « *très faible* », « *faible* », « *moyenne* », « *élevée* », « *très élevée* ». Une vitesse de 1000 tr/mn par exemple dans la logique classique correspond au seul ensemble « *moyenne* », alors que dans le modèle flou, elle appartient à la fois aux ensembles « *faible* » et « *moyenne* ».

VI.2.1 Ensembles flous

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe.

Afin de mettre en évidence cette notion, on introduit les définitions suivantes :

Soit un ensemble de référence X continu ou discret d'objets dénotés $\{x\}$.

Un ensemble classique A de X est défini sur un univers de discours par une fonction caractéristique μ_A qui prend la valeur 0 pour les éléments de X n'appartenant pas à A et la valeur 1 pour ceux qui appartiennent à A (figure VI.3). L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue X .

$$\mu_A : X \rightarrow \{0,1\} \quad (\text{VI.1})$$

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de X .

Un ensemble flou A peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (\text{VI.2})$$

On adopte souvent la notation suivante pour représenter l'ensemble A , qui indique pour tout élément x de X son degré $\mu_A(x)$ d'appartenance à A :

$$\begin{aligned}
 A &= \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x, & \text{si } X \text{ est discret} \\
 A &= \int_X \mu_A(x) / x, & \text{si } X \text{ est continu}
 \end{aligned}
 \tag{VI.3}$$

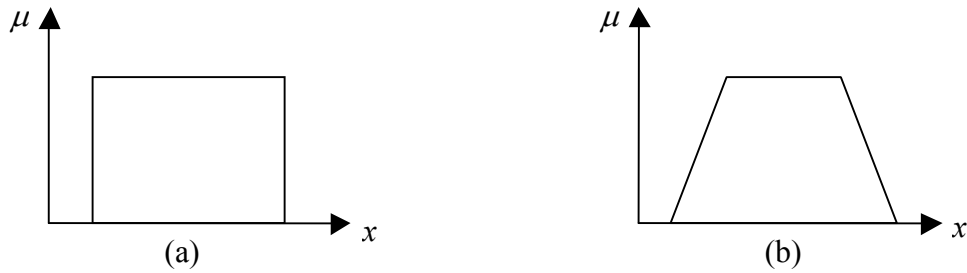


Figure VI.1 : Exemple de fonctions d'appartenance (a) logique classique (b) logique floue

VI.2.2 Variable linguistique

Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, X, T_V) , dans lequel V est une variable (la vitesse, la température ...) définie sur un ensemble de référence X (ses valeurs peuvent être n'importe quel élément de X). On note $T_V(A_1, A_2, \dots)$ un ensemble, fini ou infini, de sous-ensembles flous de X , qui sont utilisés pour caractériser V . Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance.

Par exemple, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes $T(\text{vitesse}) = \{ \text{lente, moyenne, rapide} \dots \}$ où chaque terme est caractérisé par un ensemble flou.

Ces termes peuvent être définis comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure VI.2.

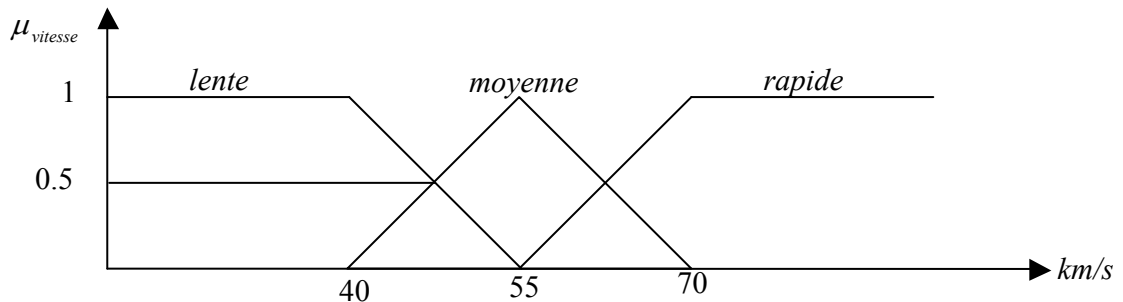


Figure VI.2: Représentation graphique des termes linguistiques

VI.2.3 Fonctions d'appartenance

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ , dont la valeur varie entre 0 et 1.

Le plus souvent, nous utilisons des fonctions d'appartenance de type triangulaire ou trapézoïdale figure VI.3.

Fonction triangulaire : L'allure est complètement définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$.

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right)
 \tag{VI.4}$$

Fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$.

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{VI.5})$$

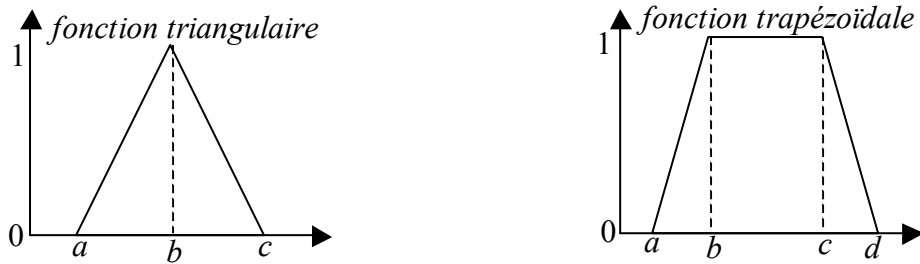


Figure VI.3 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

VI.2.4 Opérations sur les ensembles flous

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles, l'extension de certaines opérations définies sur les ensembles classiques au cas des ensembles flous pose certaines difficultés. Il n'est donc pas possible d'appliquer directement la logique classique qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 ou 1). Pour pallier à ce problème, les définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous sont introduites.

Soient A et B deux ensembles flous dans X ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonctions d'appartenance. L'union, l'intersection et le complément des ensembles flous sont définis à l'aide de leurs fonctions d'appartenance.

Ces relations sont traduites par les opérateurs "Et", "Ou" et "Non".

Les opérateurs les plus utilisés en logique floue sont donc :

- l'opérateur "Et" correspond à l'intersection de deux ensembles A et B . Il peut être réalisé par:
 - La fonction "min" : $\forall x \in X \quad \mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
 - La fonction arithmétique "produit" : $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$.
- L'opérateur "Ou" correspond à l'union de deux ensembles A et B . Il peut être réalisé par:
 - La fonction "max" : $\forall x \in X \quad \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
 - La fonction arithmétique "somme" : $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$
- L'opérateur "Non" est réalisé par : $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$

VI.2.5 Propositions floues

VI.2.5.1 Propositions floues élémentaires

Une proposition floue élémentaire est définie à partir d'une variable linguistique (V, X, T_V) par la qualification « V est A », pour une caractérisation floue A , appartenant à T_V .

VI.2.5.2 Propositions floues générales

Une proposition floue générale est obtenue par la composition de propositions floues élémentaires « V est A », « W est B » ... pour des variables linguistiques $V, W \dots$.

Plus généralement, on peut construire des propositions floues par conjonction, disjonction ou implication, par exemple de la forme «si V est A et W est B alors U est C » (si la taille est moyenne et le prix est peu cher, alors l'achat est conseillé).

VI.3 Raisonnement en logique floue

Avec l'unique schéma de raisonnement (**Si** les conditions sont remplies, **Alors** la conclusion est validée) et les trois opérateurs **Et**, **Ou** et **Non**, nous pouvons déjà prendre un grand nombre de décisions logiques. Nous produisons aussi une nouvelle information (une décision) à partir d'informations anciennes.

Le raisonnement flou fait appel à trois notions et étapes fondamentales :

- l'implication floue,
- l'inférence floue,
- l'agrégation des règles..

VI.3.1 Implication floue

L'implication floue donne une information sur le degré de vérité d'une règle floue. En d'autres termes, on quantifie la force de véracité entre la prémisse et la conclusion. Considérons par exemple les deux propositions floues.

" x est A "

" y est B " Où x et y sont des variables floues et A et B des ensembles flous

de l'univers des discours U.

Ainsi que la règle floue : **Si** " x est A " **Alors** " y est B " .

L'implication floue donne alors le degré de vérité de la règle floue précédente à partir des degrés d'appartenance de x à A (prémisse) et de y à B (conclusion).

On notera implication : opérateur imp (équivalent à l'opérateur Alors). Les normes d'implication les plus utilisées sont :

$$\text{- La norme Mamdani} \quad \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{VI.5})$$

$$\text{- La norme Larsen} \quad \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) = (\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)) \quad (\text{VI.6})$$

VI.3.2 Inférence floue

Le problème tel qu'il se pose en pratique n'est généralement pas de mesurer le degré de véracité d'une implication mais bien de déduire, à l'aide de faits et de diverses règles implicatives, des événements potentiels. En logique classique, un tel raisonnement porte le nom de *Modus Ponens* (raisonnement par l'affirmation).

Si $p \Rightarrow q$ vrai

Alors q vrai

et p vrai

De façon générale, les conditions d'utilisation du *Modus Ponens Généralisé* sont les suivantes :

	<i>Prémisse</i>	<i>conclusion</i>
Règle floue :	Si x est A	Alors y est B
Fait observé :	Si x est A'	

 Conséquence : y est B'

A' et B' sont les ensembles flous constatés dans le cas que l'on traite et ne sont pas nécessairement strictement égaux à A et B. B' est l'ensemble flou résultant de A' par l'application de l'implication.

Les informations disponibles pour déterminer la conséquence sont donc d'une part celles relatives aux règles, quantifiées par l'implication floue $\mu_{B/A}(x, y)$, d'autres part celles relatives au fait observé, quantifiées par la fonction d'appartenance $\mu_{A'}$.

-Par matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : T et vitesse : V). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

U		T		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :

Si T est F **Et** V est F **Alors** U = Z **Ou**

Si T est M **Et** V est F **Alors** U = P **Ou**

Si T est E **Et** V est F **Alors** U = GP **Ou**

Si T est F **Et** V est E **Alors** U = Z **Ou**

Si T est M **Et** V est E **Alors** U = Z **Ou**

Si T est E **Et** V est E **Alors** U = P

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées à un instant donné par des cases sombres :

Si (T est M **Et** V est F) **Alors** U = P **Ou**

Si (T est E **Et** V est F) **Alors** U = GP

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. Nous allons présenter les méthodes d'inférence qui permettent d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisés les opérateurs (ici "Et" et "Ou") utilisés dans les règles d'inférence.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont : Max-min, Max-produit et Somme-produit

VI.3.3 Agrégation des règles

Lorsque la base de connaissance comporte plusieurs règles, l'ensemble flou inféré B' est obtenu après une opération appelée agrégation des règles. En d'autres termes, l'agrégation des règles utilise la contribution de toutes les règles activées pour en déduire une action de commande floue. Généralement, les règles sont activées en parallèle et sont liées par l'opérateur "Ou".

Nous pouvons considérer que chaque règle donne un avis sur la valeur à attribuer au signal de commande, le poids de chaque avis dépend du degré de vérité de la conclusion.

VI.4 Conception d'un contrôleur flou

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou.

En général, un contrôleur flou est un système qui associe à tout vecteur d'entrée $X=[x_1, x_2, \dots, x_n]$ un vecteur de sortie $Y=[y_1, y_2, \dots, y_n]$ tel que $Y=F(X)$ où $F(X)$ est souvent une fonction non linéaire.

Le schéma de base d'un contrôleur flou repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas la grandeur de commande à appliquer au processus mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

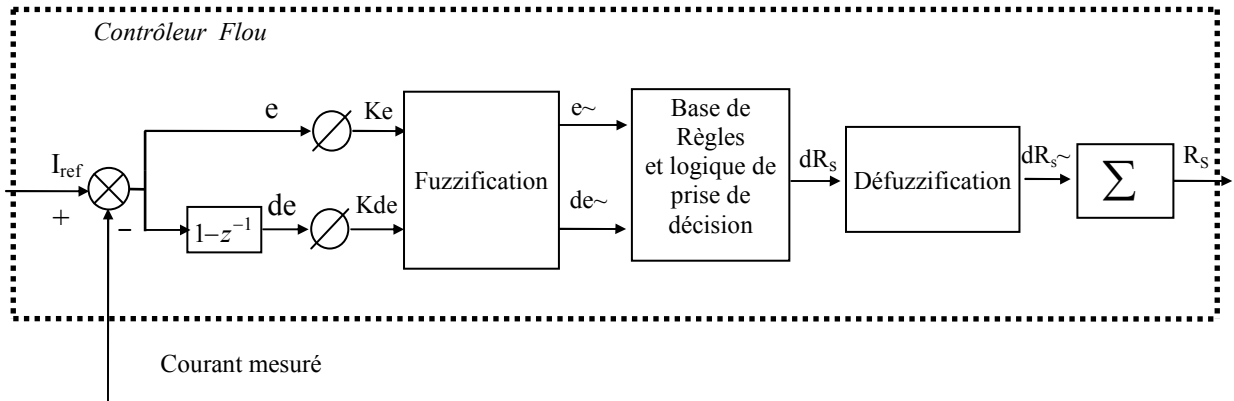


Figure VI.4 : Structure interne d'un contrôleur flou

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

- e : l'erreur, elle est définie par la différence entre la consigne et la grandeur à réguler.

$$e(k) = e^*(k) - e(k) \quad (\text{VI.7})$$

- de : la dérivée de l'erreur, elle est approchée par

$$de(k) = \frac{e(k) - e(k-1)}{T_e} \quad (\text{VI.8})$$

La sortie du régulateur est donnée par

$$R_s(k) = R_s(k-1) + dR_s(k) \quad (\text{VI.9})$$

Des facteurs d'échelle des gains sont utilisés en entrée et en sortie du contrôleur flou. Ils permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer sa structure.

Les règles d'inférences permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa; ce sont les étapes de fuzzification et de defuzzification (figure VI.4)

1- L'interface de *fuzzification* inclut les fonctions suivantes :

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu.

L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ces ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.

2- La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée :

- d'une base de données fournissant les définitions utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur ;
- d'une base de règles caractérisant les buts et la politique de contrôle des experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles de contrôle linguistique.

Comme nous l'avons précédemment évoqué, nous allons nous baser sur une matrice ou une table d'inférence pour cette étape. La construction d'une telle table d'inférence repose sur une analyse qualitative du processus. L'inférence se fait donc sur la base des matrices que l'on vient de décrire. On commence par utiliser un opérateur pour définir la description symbolique associée à la prémisse de la règle ; c'est à dire réaliser le " *Et* ". On passe ensuite à l'inférence proprement dite qui consiste à caractériser la variable floue de sortie pour chaque règle. C'est l'étape de la conclusion " *Alors* ".

Enfin, la dernière étape de l'inférence, appelée agrégation des règles, permet de synthétiser ces résultats intermédiaires.

Comme nous l'avons vu, la manière de réaliser les opérateurs va donner lieu à des contrôleurs flous différents. Les régulateurs les plus courants sont ceux de :

- **Régulateur type Mamdani**
- **Régulateur type Sugeno**

Ils sont dits de type procédural. En effet, seule la prémisse est symbolique. La conclusion, qui correspond à la commande, est directement une constante réelle ou une expression polynomiale fonction des entrées.

L'établissement des règles d'inférence est généralement basé sur un des points suivants :

- l'expérience de l'opérateur et/ou du savoir-faire de l'ingénieur en régulation et contrôle.
- Un modèle flou du processus pour lequel on souhaite synthétiser le régulateur.
- Les actions de l'opérateur ; s'il n'arrive pas à exprimer linguistiquement les règles qu'il utilise implicitement.
- L'apprentissage ; c'est dire que la synthèse de règle se fait par un procédé automatique également appelé superviseur. Souvent, des réseaux neuronaux y sont associés.

L'évaluation des règles d'inférence étant une opération déterministe, il est tout à fait envisageable de mettre sous forme de tableau ce contrôleur.

Il reste, toutefois, intéressant dans certains systèmes complexes, de garder l'approche linguistique plutôt que d'avoir à faire à un nombre trop important de valeurs précises .

De plus, un algorithme linguistique peut être examiné et discuté directement par quelqu'un qui n'est pas l'opérateur mais qui possède de l'expérience sur le comportement du système.

La formulation linguistique de la sortie permet également d'utiliser le régulateur flou en boucle ouverte donnant ainsi à l'opérateur les consignes à adopter.

Si, après inférence, on se retrouve avec un ensemble flou de sortie caractérisé par l'apparition de plus d'un maximum, cela révèle l'existence d'au moins deux règles contradictoires. Une grande zone plate (figure VI.5,6), moins grave de conséquence, indiquerait que les règles, dans leur ensemble, sont faibles et mal formulées.

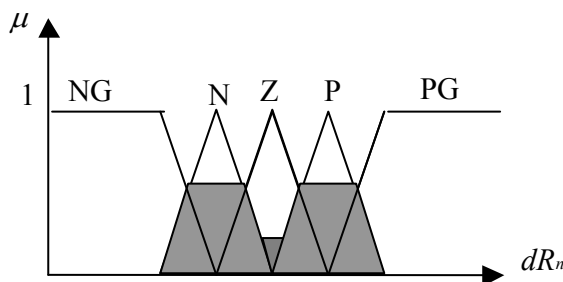


Figure VI.5 : Cas de règles floues contradictoires

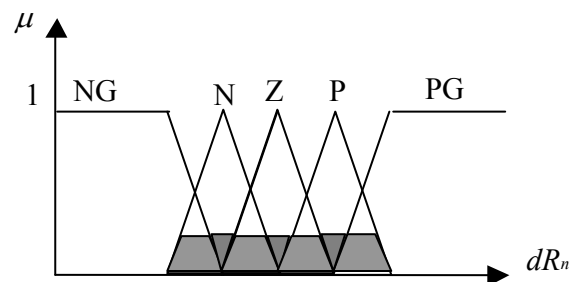


Figure VI.6 : Cas de règles floues mal formulées

3- La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférences en logique floue.

4- L'inférence de défuzzification réalise les fonctions suivantes :

- une cartographie d'échelle convertissant la plage des variables de sortie aux univers de discours appropriés ;
- Une défuzzification fournissant une action de contrôle (physique) à partir d'une action de contrôle flou.

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont .

- Méthode du maximum
- Méthode de la moyenne des maxima
- Méthode du centre de gravité
- Méthode des hauteurs pondérées

VI.5 Conception d'un régulateur flou de vitesse

Nous allons maintenant illustrer les principes du contrôleur flou sur l'exemple de la régulation de vitesse de la machine asynchrone. La phase de conception d'un contrôleur flou passe toujours par quatre stades que nous allons détailler successivement.

• 1^{ère} étape : Choix des entrées et sorties

Il s'agit de déterminer les caractéristiques fonctionnelles (1) et opérationnelles (2) du contrôleur.

(1)- Il faut d'abord choisir les variables d'entrée et de sortie. Leur choix dépend du contrôle que l'on veut réaliser. Que souhaite-t-on au juste commander ? A l'aide de quels paramètres va-t-on obtenir la commande ?

(2)-Il faudra ensuite se pencher sur le domaine des valeurs que pourront prendre ces variables). On partitionnera alors ces domaines en intervalles, auxquels on associera un label descriptif (variables linguistique). Cette étape revient à définir les univers des discours des variables d'entrée et de sortie et les diviser en sous-ensembles flous. Cette répartition est intuitive et basée sur l'expérience. On est d'ailleurs généralement amené à l'affiner en cours de conception. Une règle de bonne pratique est de fixer 5 à 9 intervalles par univers de discours. Il faut également prévoir un plus grand nombre de zones à proximité du point de fonctionnement optimal pour en faciliter l'approche régulière [43], [44].

Illustration sur le régulateur de vitesse

Dans le cas de la régulation de vitesse, on a besoin habituellement de l'erreur ($e = \Omega_{r\text{ref}} - \Omega_r$) et de la dérivée d'erreur (de) et parfois de l'intégration d'erreur :

$$\begin{aligned} e(k) &= \Omega_{r\text{ref}}(k) - \Omega_r(k) \\ de(k) &= e(k) - e(k-1) \end{aligned} \tag{VI.12}$$

La sortie du régulateur de vitesse est la valeur du couple de référence dans le schéma de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone. Si cette sortie est directement appliquée au processus, le contrôleur est alors appelé contrôleur flou de type PD [42] et on peut écrire :

$$T_e = F_{\text{uzzy}}(e, de)$$

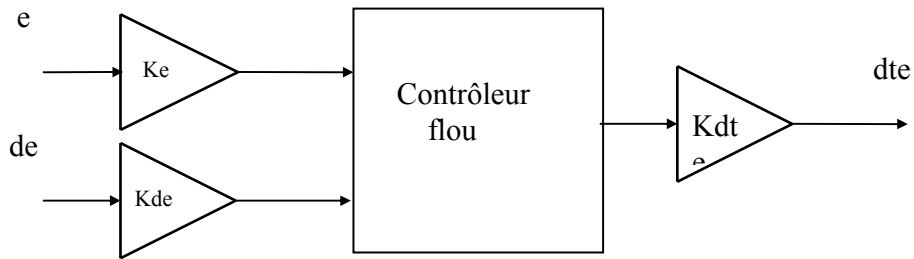


Figure VI.7 : Contrôleur flou de type PD

Par contre, si la sortie du contrôleur flou est considérée comme un incrément de commande, le contrôleur est appelé contrôleur flou de type PI [42] et on peut écrire :

$$dte = F_{\text{uzzy}}(e, de) \text{ ou encore } dte = F_{\text{uzzy}}\left(\int e dt, \dot{e}\right);$$

$$\text{soit } Te(k) = dte(k) + Te(k-1) \quad (\text{VI.13})$$

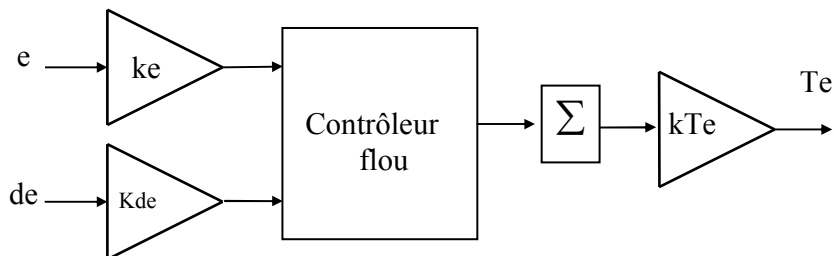


Figure VI.8 Contrôleur flou de type PI

Le contrôleur de type PID peut être obtenu en combinant des contrôleurs flous de type PI et PD de façon suivante :

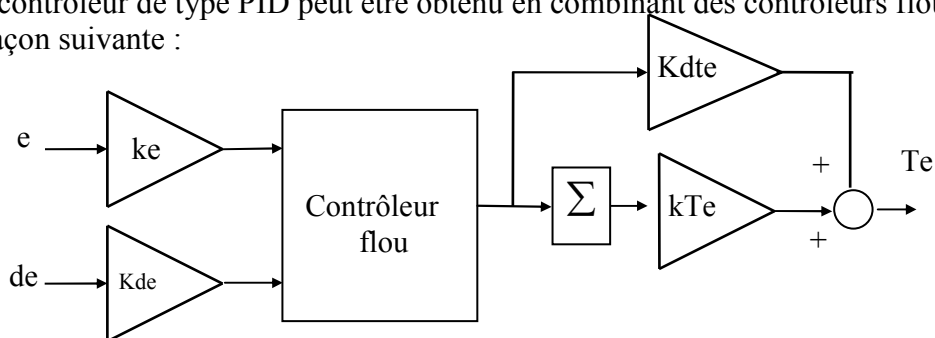


Figure VI.9 Contrôleur flou de type PID

On remarque que cette structure de commande floue de type PID est en fait une association en série d'un contrôleur flou de base et d'une structure de régulation de type PI, qui, elle, n'est pas floue [42].

De plus, comme dans la régulation classique, on a besoin d'une limitation du couple de référence, pour empêcher une surutilisation de la machine [36]. Cette fonction peut être réalisée par l'algorithme de la figure VI.10.

Comme les fonctions d'appartenance sont normalisées entre $[-1, 1]$, les variables sont multipliées avec des gains proportionnels. Finalement, la structure du régulateur de vitesse à logique floue est la suivante :

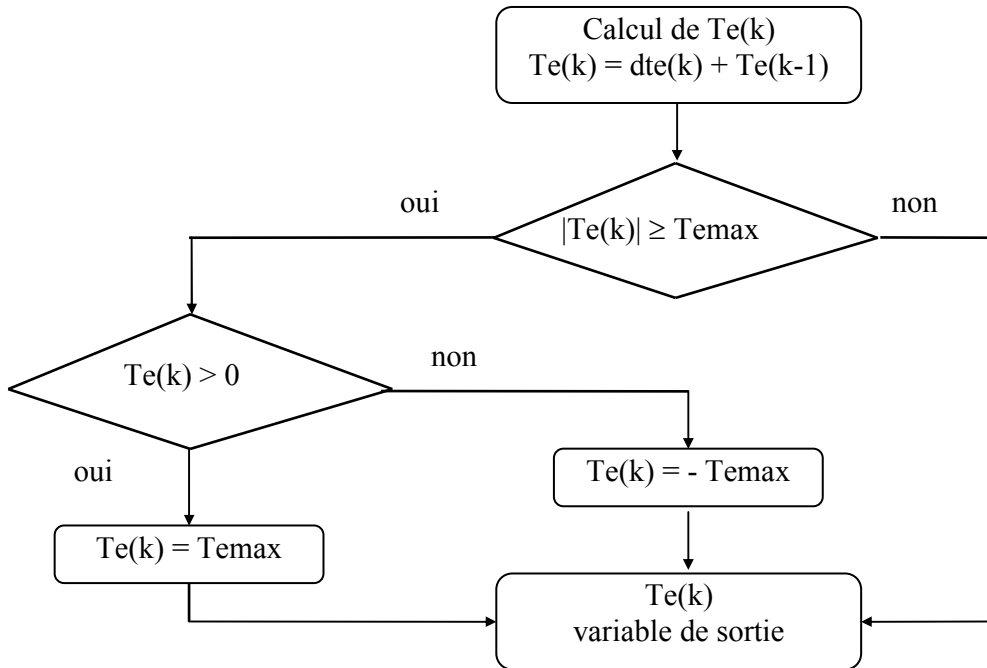
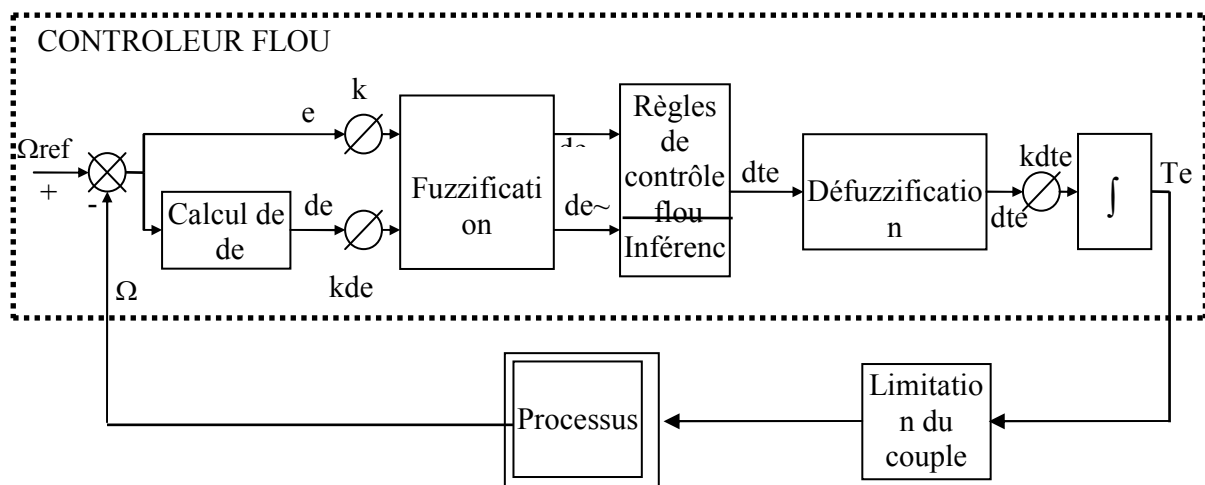
Figure VI.10 : Algorithme pour limitation de $Te(k)$ 

Figure VI.11 : Structure du régulateur de vitesse à logique floue

D'après ce schéma, le système est composé :

* du contrôleur flou composé :

- d'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps (de) ;
- des facteurs d'échelles associés à l'erreur, à sa dérivée et à la commande (dte);
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation ;
- des règles de contrôle flou et d'un moteur d'inférence ;
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour la variation de la commande floue en valeur numérique ;
- d'un bloc intégrateur ;

* du processus à contrôler.

- **2^{ème} étape : Définition des fonctions d'appartenance**

La première étape de conception a permis de cerner au mieux les caractéristiques linguistiques des variables. Il faut maintenant définir complètement les sous-ensembles flous, c'est à dire expliciter leurs fonctions d'appartenance. Une fois encore, l'intuition et l'expérience auront leur rôle à jouer. Quelques principes ressortent de la pratique: choix de fonctions triangulaires ou trapézoïdales, recouvrement d'une fonction de 10 à 50% de l'espace des sous-ensembles voisins, somme des degrés d'une zone de recouvrement égale à 1 (degré maximal d'appartenance) [43], [44].

- **Illustration sur l'exemple**

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée sont illustrées par la figure VI.12 et 13 avec :

NB : Negative Big	(Négatif Grand)	PB : Postive Big	(Positif Grand)
NM : Negative Medium	(Négatif Moyenne)	PM : Postive Medium	(Positif Moyen)
NS : Negative Small	(Négatif Petit)	PS : Postive Small	(Positif Petit)
ZE : Zero			

On constate que les fonctions d'appartenance de l'erreur ont une forme asymétrique créant une concentration autour de zéro qui améliore la précision près du point de fonctionnement désiré.

Pour la même raison, les formes des fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont également asymétriques. Cependant, nous introduisons deux sous-ensembles additionnels compte-tenu de la sensibilité de cette variable [44].

NVB : Negative Very Big	(Négative Très Grand)
PVB : Postive Very Big	(Positive Très Grand)

- **3^{ème} étape : Définition du comportement du contrôleur flou**

Cette étape concerne l'élaboration de la base de règle du contrôleur.

- **Analyse du comportement dynamique - Détermination du jeu de règles**

L'analyse temporelle, qui doit conduire à établir les règles du contrôleur flou, peut par exemple consister à considérer la réponse à un échelon d'un processus à piloter en fonction des objectifs que l'on se sera fixés en boucle fermée et à écrire les règles pour chaque type de comportement du processus :

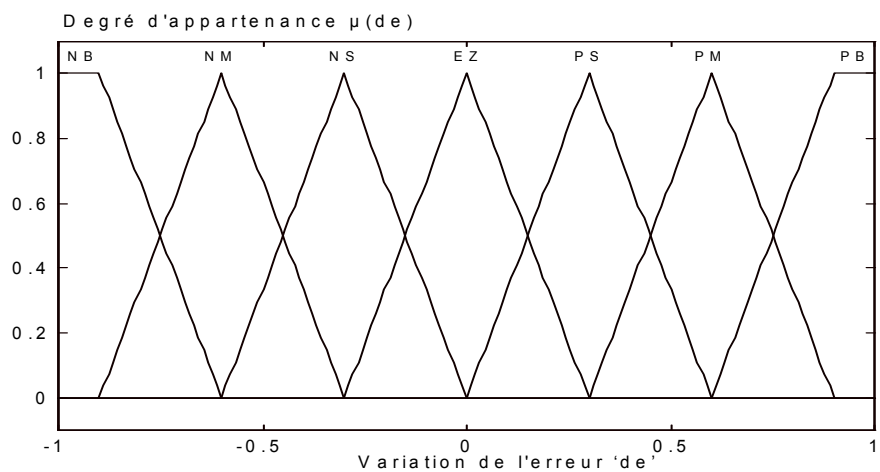
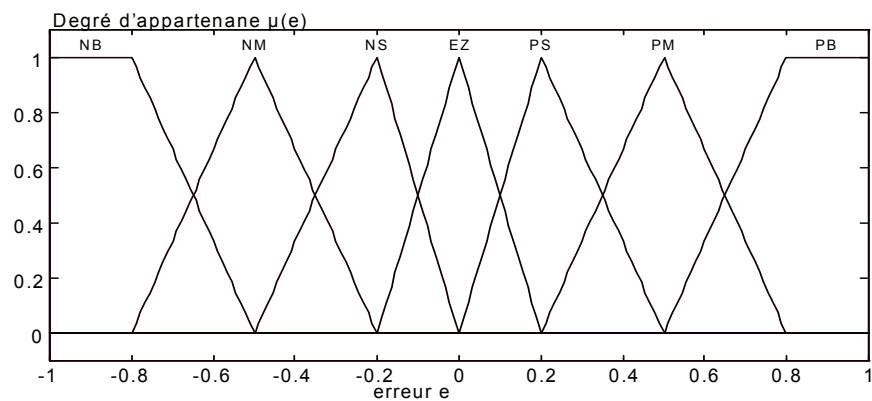


Figure VI.12 : Fonctions d'appartenance des variables d'entrée

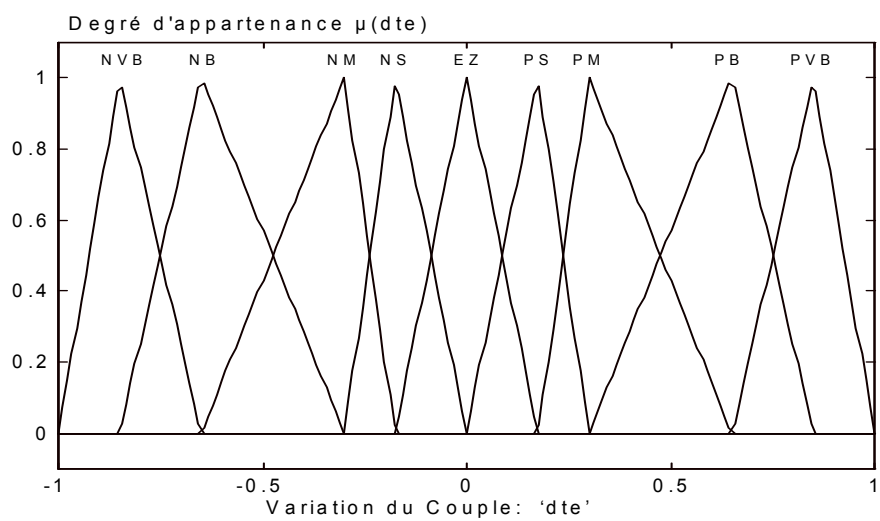


Figure VI.13 : Fonctions d'appartenance de la variable de sortie

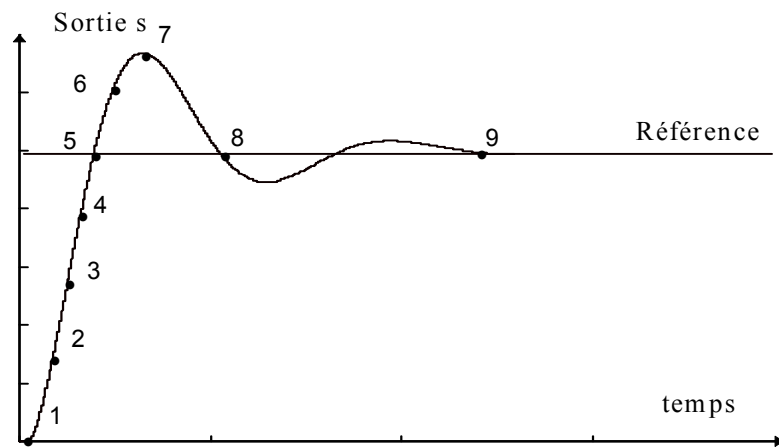


Figure VI.14 :Ecriture du jeu de règles grâce à une analyse temporelle

a)- Pour expliquer la procédure à suivre [42], on considère les neuf points indiqués sur la réponse à un échelon et, pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

- 1 Si $e = PB$ Et $de = ZE$ Alors $du = PB$ (départ, commande importante)
- 2 Si $e = PB$ Et $de = NS$ Alors $du = PM$ (augmentation de la commande pour gagner l'équilibre)
- 3 Si $e = PM$ Et $de = NS$ Alors $du = PS$ (très faible augmentation de u pour ne pas dépasser)
- 4 Si $e = PS$ Et $de = NS$ Alors $du = ZE$ (convergence vers l'équilibre correct)
- 5 Si $e = ZE$ Et $de = NS$ Alors $du = NS$ (freinage du processus)
- 6 Si $e = NS$ Et $de = NS$ Alors $du = NM$ (freinage et inversion de la variation de la commande)
- 7 Si $e = NM$ Et $de = ZE$ Alors $du = NM$ (rappel du processus vers l'équilibre correct)
- 8 Si $e = NS$ Et $de = PS$ Alors $du = ZE$ (convergence vers l'équilibre correct)
- 9 Si $e = ZE$ Et $de = ZE$ Alors $du = ZE$ (équilibre)

En décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table suivante (table du contrôleur flou de base) qui correspond en fait à table de règles très connue de Mac Vicar - Whelan [42] :

b)- Pour déduire les autres règles ,nous procédons à nouveau à une autre expertise [45].

La forme générale de la réponse de vitesse est représentée sur la figure (VI.16). Selon l'amplitude de e et le signe de de , la réponse de vitesse est divisée en quatre régions. Les indices utilisés pour identifier chaque région sont définies comme suit :

$$\begin{array}{ll}
 a_1 : e > 0 \text{ et } de < 0, & a_2 : e < 0 \text{ et } de < 0, \\
 a_3 : e < 0 \text{ et } de > 0, & a_4 : e > 0 \text{ et } de > 0,
 \end{array}$$

de \ e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE

Figure VI.15 :Table de règles de MacVicar-Whelan

Pour identifier la pente de la réponse lors du passage par le point de référence on utilise l'indice c_i défini comme suit :

- $c_1 : (e > 0 \rightarrow e < 0) \text{ et } de \lll 0$
- $c_2 : (e > 0 \rightarrow e < 0) \text{ et } de \ll 0$
- $c_3 : (e > 0 \rightarrow e < 0) \text{ et } de < 0$
- $c_4 : (e < 0 \rightarrow e > 0) \text{ et } de > 0$
- $c_5 : (e < 0 \rightarrow e > 0) \text{ et } de \gg 0$
- $c_6 : (e < 0 \rightarrow e > 0) \text{ et } de \ggg 0$

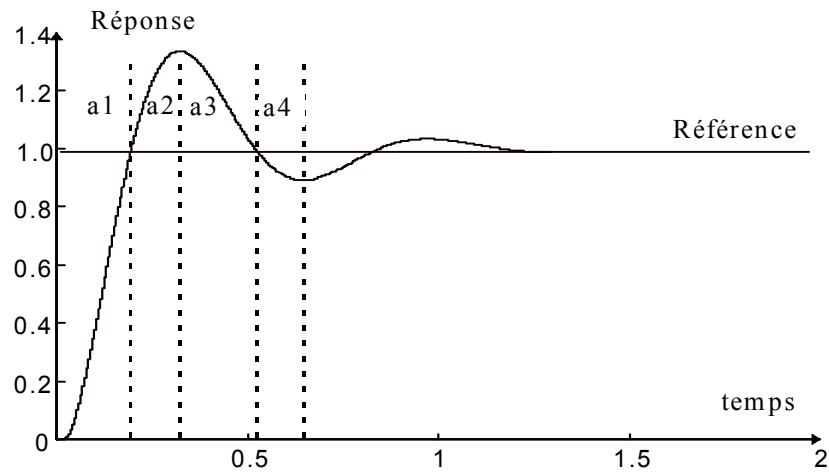
Quant à l'indice représentatif du dépassement de la consigne, il est défini par :

- $m_1 : de \approx 0 \text{ et } e \lll 0$
- $m_2 : de \approx 0 \text{ et } e \ll 0$
- $m_3 : de \approx 0 \text{ et } e < 0$
- $m_4 : de \approx 0 \text{ et } e > 0$
- $m_5 : de \approx 0 \text{ et } e \gg 0$
- $m_6 : de \approx 0 \text{ et } e \ggg 0$

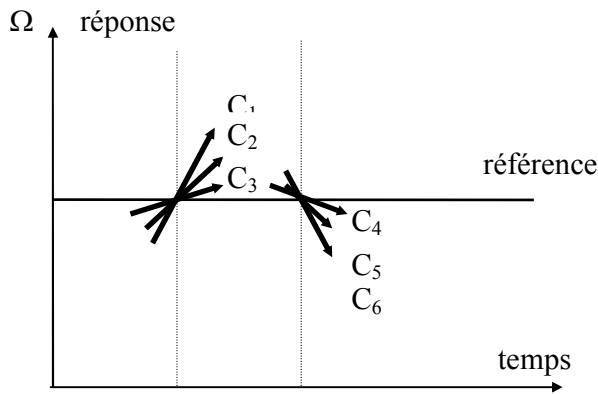
Les trois types d'indices mentionnés ci-dessous peuvent être combinés et former un plan d'état. Le tableau de la figure (VI.17) est légèrement modifié pour tenir compte que la variable de sortie est formée de neuf valeurs floues.

		e						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
de	NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	NS	ZE
	NM	NVB	NVB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NS	NVB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PVB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PVB	PVB
	PB	ZE	PS	PM	PB	PVB	PVB	PVB

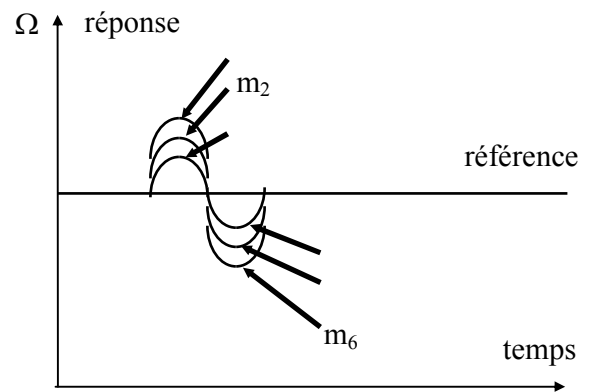
Figure VI.16 : Base de règles du régulateur I de vitesse



a)



b)



c)

Figure VI.17 : Comportement dynamique de la réponse de vitesse

e \ de	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	a ₂			c ₁	a ₁		
NM				c ₂			
NS				c ₃			
ZE	m ₁	m ₂	m ₃	ZE	m ₄	m ₅	m ₆
PS	a ₃			c ₄	a ₄		
PM				c ₅			
PB				c ₆			

Figure VI.18 : Règles linguistiques de contrôle

Dans le tableau (VI.16), chaque élément formalise une règle comme, par exemple :

Si [e(k) est NM] Et [de(k) est ZE], ALORS [dte(k) est NM].

Cet ensemble de règles regroupe toutes les situations possibles du système évaluées par les différentes valeurs attribuées à e et à sa variation de et toutes les valeurs correspondantes de la variation de la commande dte .

L'évaluation des gains proportionnels provient de l'expérience. Pour le gain K_e , par exemple, on peut commencer avec un facteur qui dépend de l'erreur maximale. Effectivement ces valeurs font partie de la procédure d'évaluation par simulation. On a trouvé les valeurs suivantes pour la machine asynchrone simulée :

$$K_e = 0.1 \qquad K_{de} = 0.6 \cdot 10^{-5} \qquad K_{dte} = 65$$

Dans une deuxième approche d'un régulateur à logique floue, on utilise différentes fonctions d'appartenance pour la variable de sortie (figure VI.21):

Degré d'appartenance $\mu(dte)$

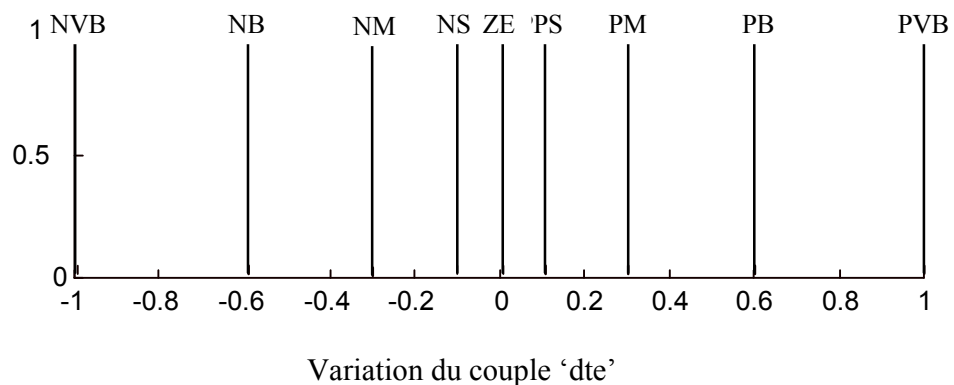


Figure VI.19 :Fonctions d'appartenance de la variable de sortie $dte(k)$ (II)

Grâce à cette fonction d'appartenance, appelée «singleton», on tire profit du calcul de la variable de sortie. Dans ces conditions, la formule du centre de gravité se simplifie par :

$$dte_{res} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu(dte_i) dte_i}{\sum_{i=1}^m \mu(dte_i)} \quad (VI.14)$$

m étant le nombre totale de règles.

Par rapport à la première approche, les règles sont aussi modifiée

		e						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
de	NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	ZE	ZE
	NM	NVB	NVB	NB	NB	NM	ZE	PS
	NS	NVB	NB	NB	NM	PS	PB	PM
	ZE	NVB	NB	NM	ZE	PM	PB	PB
	PS	NVB	NB	NS	PM	PB	PB	PVB
	PM	NVB	ZE	PM	PB	PB	PVB	PVB
	PB	NVB	ZE	PM	PB	PVB	PVB	PVB

Figure VI.20 : Base des règles du régulateur II

Ici, la méthode pour déterminer les règles est appelée en anglais « *bang-bang control* » [44]. Ce type de méthode est utilisée pour amener initialement le système près du point de fonctionnement souhaité, puis changer la polarité de la variable de commande afin d'éviter un dépassement. Ces deux étapes sont visualisées par les régions A et B dans le tableau (VI-23) :

		e						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
de	NB							
	NM							
	NS							
	ZE							
	PS							
	PM							
	PB							

Le schéma illustre le principe de « bang-bang control » avec des chemins de règles. Les flèches indiquent le chemin suivi dans le tableau (VI.21) en cas d'un échelon positif comme signal de référence. Les régions A, B, C et D sont marquées :

- Région A** : Chemin vertical descendant de PB à PVB.
- Région B** : Chemin horizontal descendant de PM à ZE.
- Région C** : Chemin horizontal descendant de ZE à PS.
- Région D** : Chemin vertical descendant de ZE à PS.

Figure IV.21 : Schéma de règles en principes de « bang-bang control »

Ce principe est répété dans la région C, mais plus modestement. Les flèches décrivent le chemin, qui est suivi dans le tableau (VI.21) en cas d'un échelon positif comme signal de référence. Par conséquent, le reste du tableau est rempli par symétrie à la région D.

VI.6 Application de la logique floue au modèle réduit du schéma multi_enroulements de la machine asynchrone

VI.6.1 Résultats de la simulation

le régulateur flou a été simulé sous différentes conditions avec ou sans défauts rotorique . Les résultats de simulation permettent ainsi de comparer les deux types de régulations (classique et floue). Ces simulations s'avèrent nécessaires dans le processus d'évaluation des régulateurs à logique floue.

1. Machine saine

a. Machine saine à vide

Dans une première étape, nous avons simulé le fonctionnement du régulateur flou avec une machine saine à vide. Ce dernier présente un grand intérêt pour une implémentation en temps réel au niveau algorithmique (meilleure utilisation de la mémoire et temps de traitement plus rapide).

La figure VI.22 montre la réponse de la vitesse et du couple avec un régulateur de vitesse flou dans le cas d'une machine à vide. Les temps de réponse en démarrage sont respectivement de 0.2s pour une consigne de 1000 tr/mn . Les temps d'inversion de la vitesse à -1000 tr/mn et 1000 tr/mn sont de l'ordre de 0.4s. Les temps de réponse et d'inversion sont pratiquement identiques à ceux du régulateur classique.

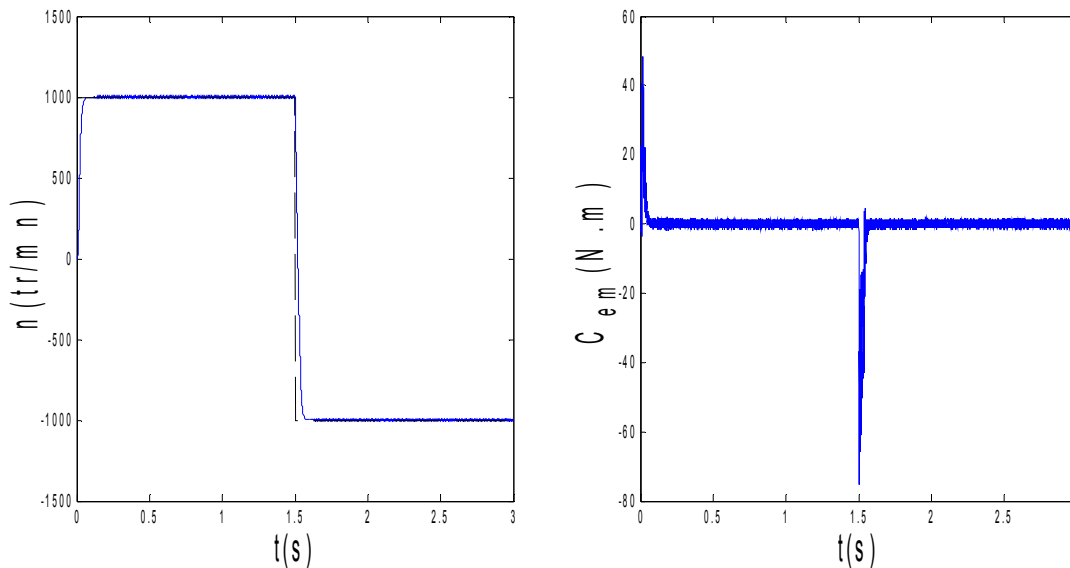


Figure VI.22 : vitesse de rotation, couple électromagnétique , simulation avec modèle, machine saine à vide.

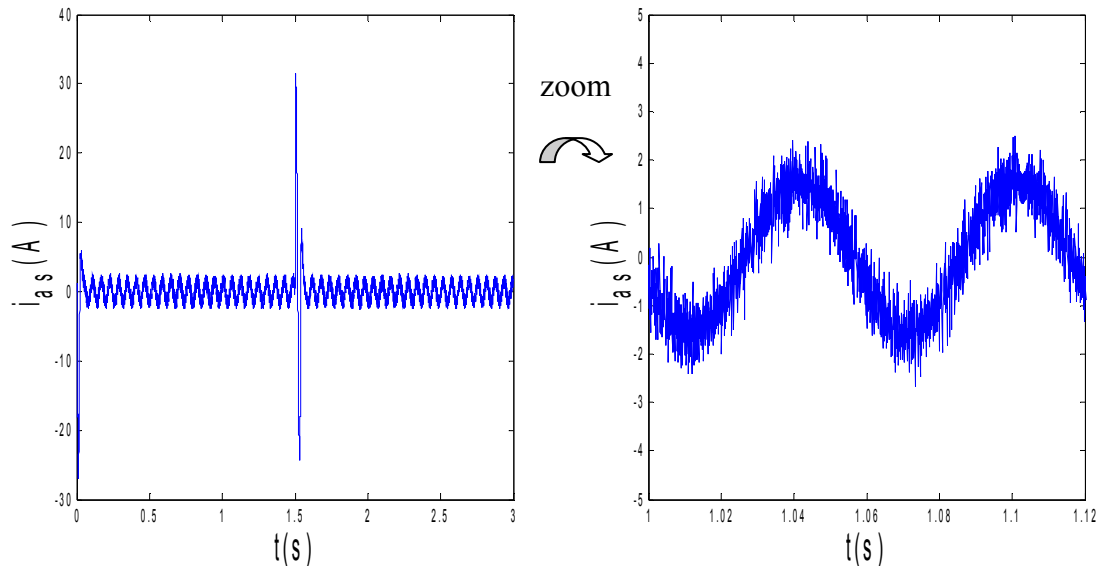


Figure VI.23 : courant statorique, simulation avec modèle réduit, machine Saine à vide .

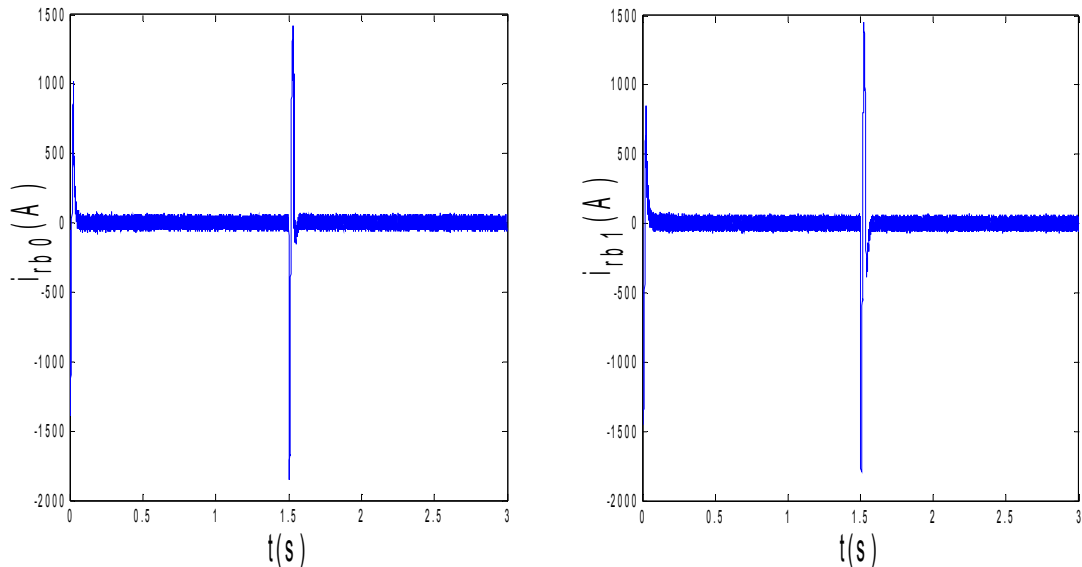


Figure VI.24 : courants dans les barres rotoriques : I_{rb0} , I_{rb1} , simulation avec modèle global, machine saine à vide

b. Machine saine en charge

Les résultats de simulation de la figure VI.25 montrent que l'allure de la courbe de vitesse est similaire à celle obtenue par un (PI classique) mais avec un temps de montée un peu plus rapide (environ 0.17 s) ceci est dû au fait que les domaines physiques relatifs à l'erreur et la variation de l'erreur soient plus larges dans le cas du contrôleur flou. Le comportement des autres grandeurs est similaire à celui obtenu avec un régulateur conventionnel. Les réponses des systèmes sont caractérisées par les mêmes faits : le démarrage et l'inversion de vitesse s'effectuent à couple maximal .

La figure VI.25 montre également l'effet d'une perturbation du couple de charge en régime permanent $C_r=3.5\text{N.m}$. Le contrôleur flou reste pratiquement insensible à cette variation du couple résistant. La réaction du régulateur à logique floue au moment d'application de charge est aussi caractérisée par une variation plus petite et un temps plus court par rapport au régulateur classique.

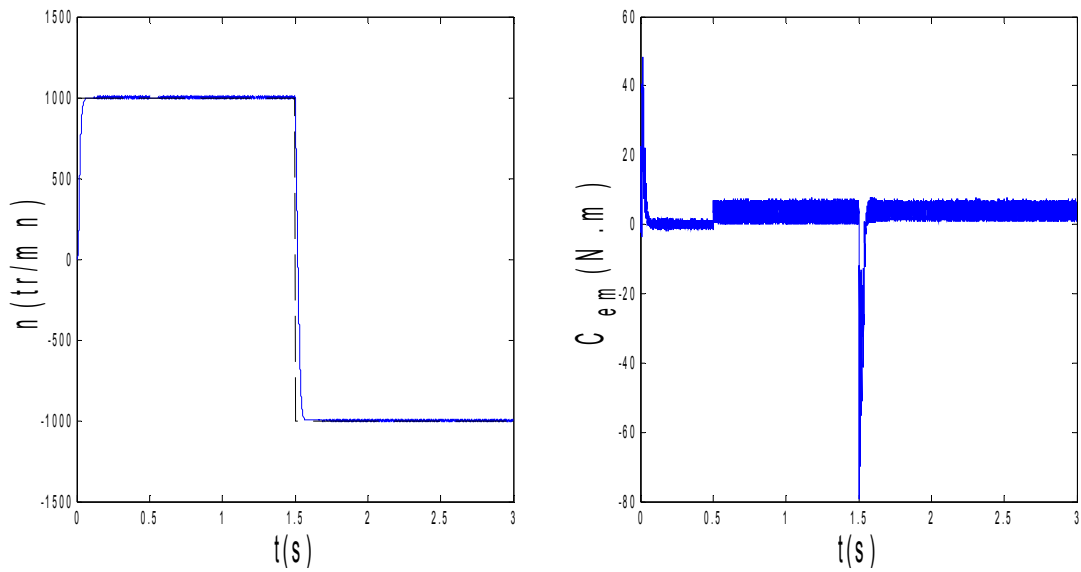


Figure VI.25 : vitesse de rotation, couple électromagnétique , simulation avec modèle, machine saine en charge $C_r = 3.5 \text{ N.m}$

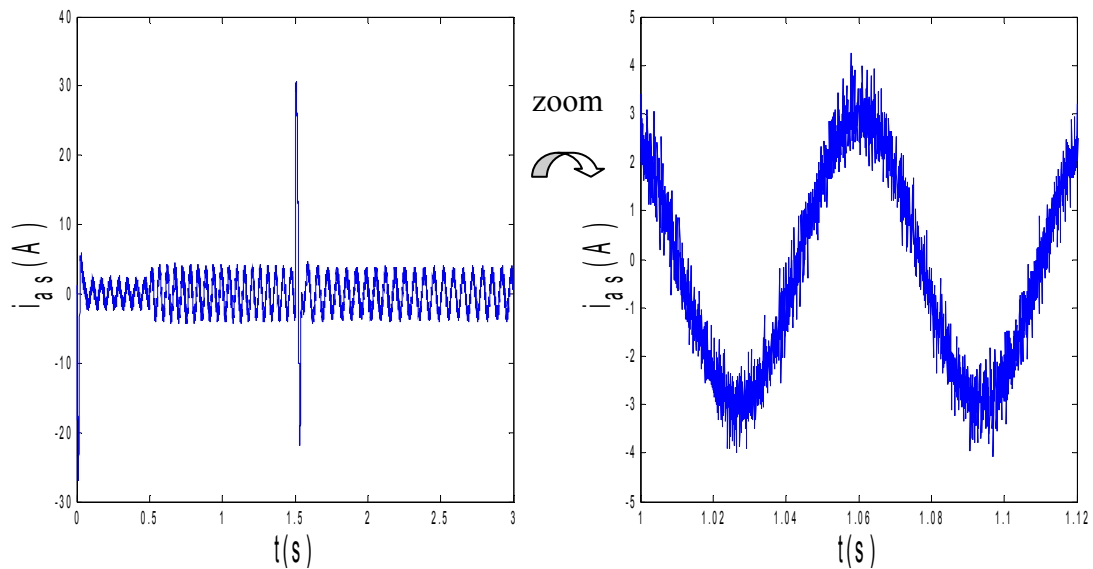


Figure VI.26 :courant statorique, simulation avec modèle réduit, machine saine en charge, $C_r = 3.5 \text{ N.m}$.

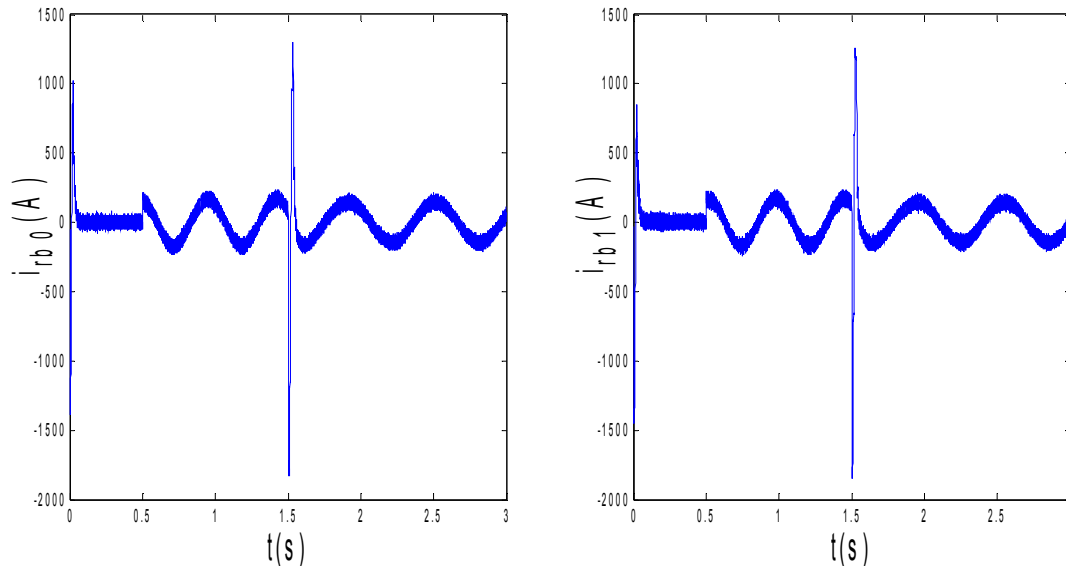


Figure VI.27 : courants dans les barres rotoriques : I_{rb0} , I_{rb1} , simulation avec modèle global, machine saine en charge, $C_r=3.5$ N.m

2. Machine en défaut

a. Machine avec cassure de barre

La figure VI.28 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent de la vitesse de rotation, on a une inversion de vitesse à $t=0.4$ s. La figure illustre aussi du couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture des barres r_{b0} à $t=1$ s. Après une phase transitoire, celui-ci répond instantanément et suit la référence sans dépassement ni erreur statique $C_r=3.5$ N.m à cause de la structure du régulateur flou, les réponses des systèmes sont caractérisées par les mêmes faits :

la vitesse de référence est atteinte en 0,15 sec environ lors de l'inversion de vitesse selon une rampe.

La figure VI.29 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1$ s .

La figure VI.30 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres I_{rb0} , I_{rb1} en présence d'une rupture de barre r_{b1} à $t=1$ s, et on observe le courant dans la barre r_{b0} , qui proche de Zéro à cause de la cassure . Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieures à leur valeur nominale. On conclut donc qu'il y a un risque de défaillances en chacune dans la mesure où les contraintes électriques et thermiques sont redistribuées sur les conducteurs adjacents.

On remarque que la vitesse dans la figure VI.28 est obtenue comme dans le régulateur PI et que l'évolution du couple, des courants est également identique.

Lorsque on a une cassure de barre la durée d'inversion de la vitesse est plus importante mais il n'existe plus de dépassement comme dans le cas d'un régulateur linéaire.

La réaction des régulateurs à logique floue au moment d'application de charge est aussi caractérisé par une variation plus petite et un temps plus court par rapport aux régulateurs classiques

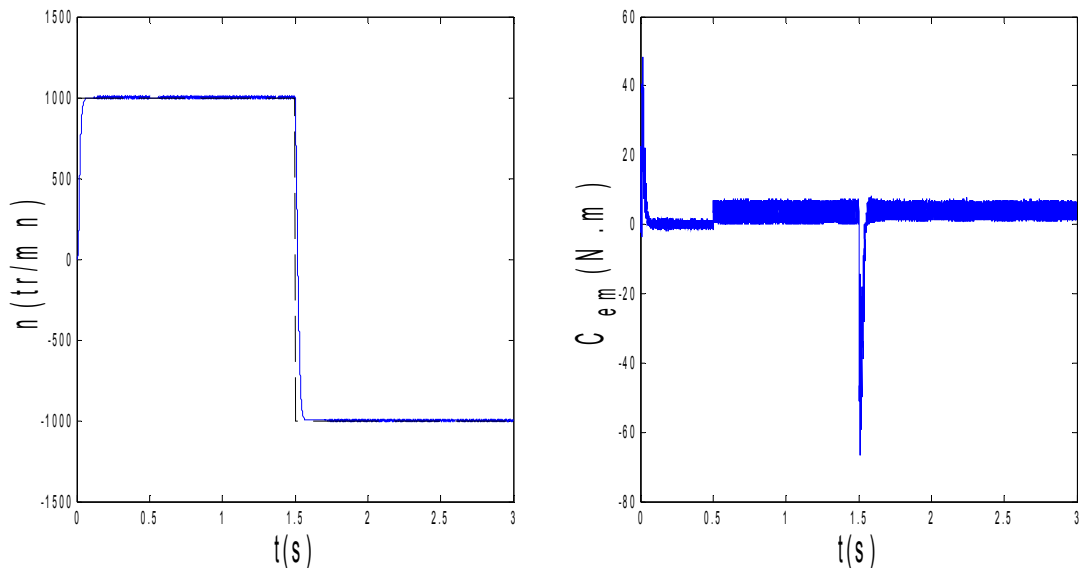


Figure VI.28 : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec le modèle réduit, machine en défaut et en charge : rupture d'une barre à $t=1$ s

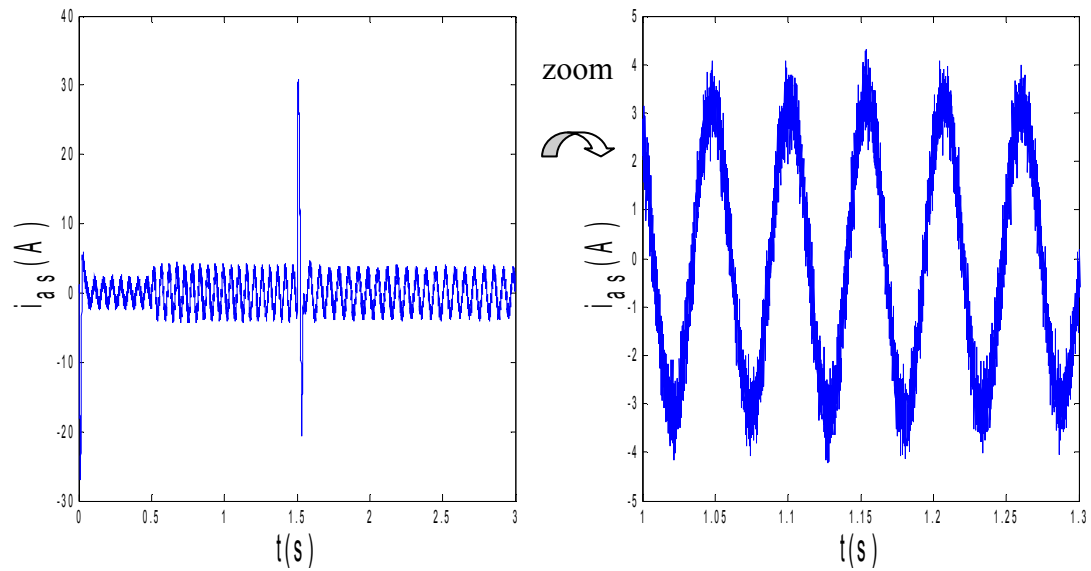


Figure VI.29 : courant statorique, machine en défaut, en charge $C_r=3.5$ Nm

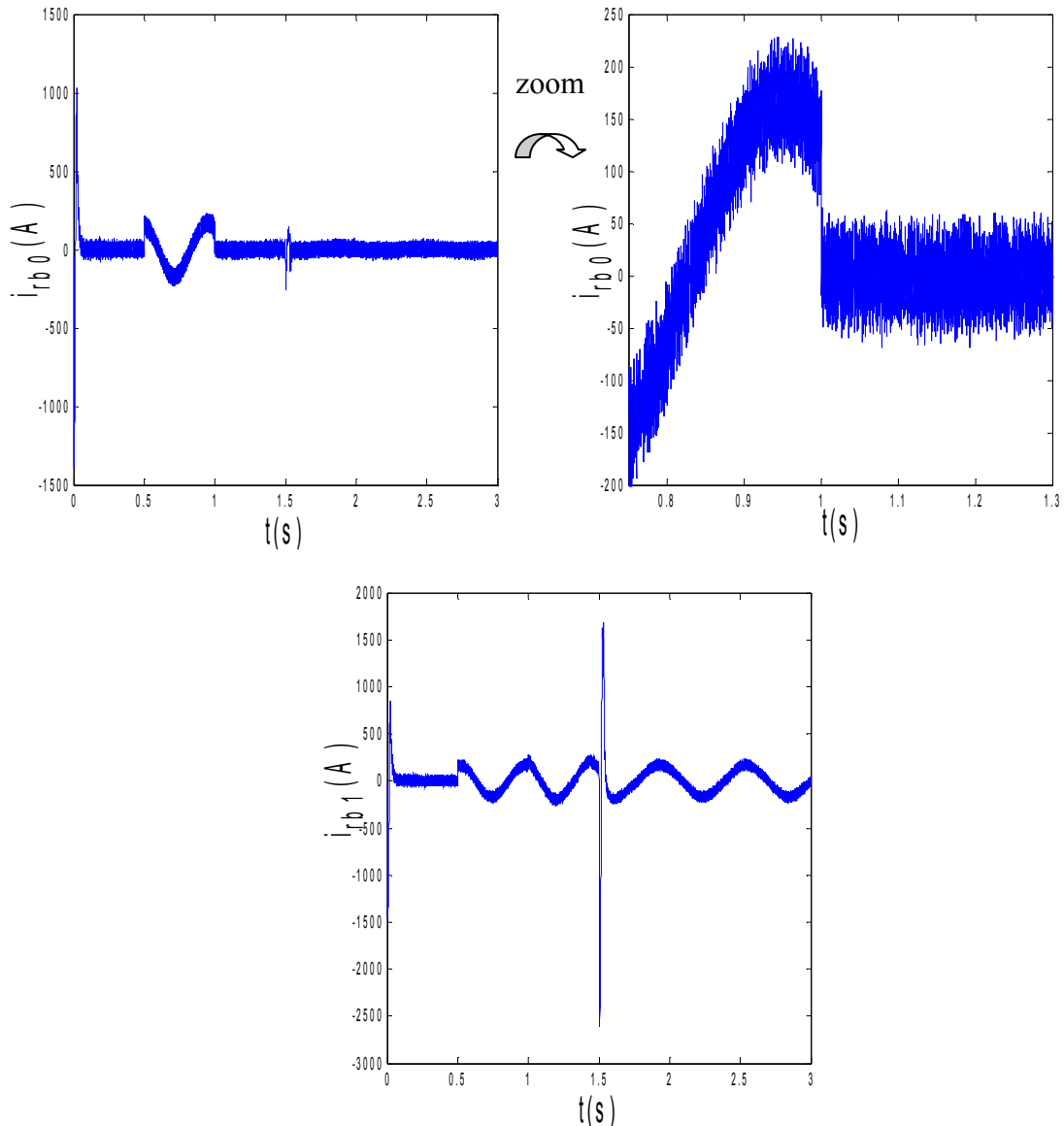


Figure VI.30 : Courants dans les barres rotoriques : I_{rb0} , I_{rb1} , machine en défaut, simulation avec modèle global, rupture de la barre r_{b0} à $t=1$ s

b. Machine avec cassure de deux barres

La figure VI.31 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1$ s et r_{b1} à $t=2$ s. Après une phase transitoire, celui-ci répond instantanément et suit la référence sans dépassement ni erreur statique $C_r=3.5$ N.m à cause de la structure du régulateur flou, les réponses des systèmes sont caractérisées par les mêmes faits :

la vitesse de référence est atteinte en 0,15 sec environ lors de l'inversion de vitesse selon une rampe.

La figure VI.32 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1$ s et r_{b1} à $t=2$ s .

La figure VI. 33 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres I_{rb0} , I_{rb1} , en présence d'une rupture de barre r_{b0} à $t=1$ s et r_{b1} à $t=2$ s. Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieurs à leur valeur nominale. On conclut donc qu'il y a un risque de défaillances en chacune dans la mesure ou les contraintes électriques et thermiques sont redistribuées sur les conducteurs adjacents.

Les effets de la cassure de barre (oscillation de w et C_{em}) croit rapidement avec le nombre de barres cassé ; d'où on observe:

- Augmentation de l'amplitude des oscillations. La grande amplitude des oscillations accélère la détérioration de la machine.
- L'amplitude des courants des phases statoriques est proportionnelle au nombre de barres cassées.
- Lors des défauts rotoriques, les courants dans les barres cassées chutent pratiquement à zéro, tandis que les courants dans les barres voisines deviennent déséquilibrés. Les courants qui conduisaient les barres cassées se répartit alors dans les barres voisines

Lorsque on a une cassure de barre la durée d'inversion de la vitesse est plus importante mais il n'existe plus de dépassement comme dans le cas d'un régulateur linéaire.

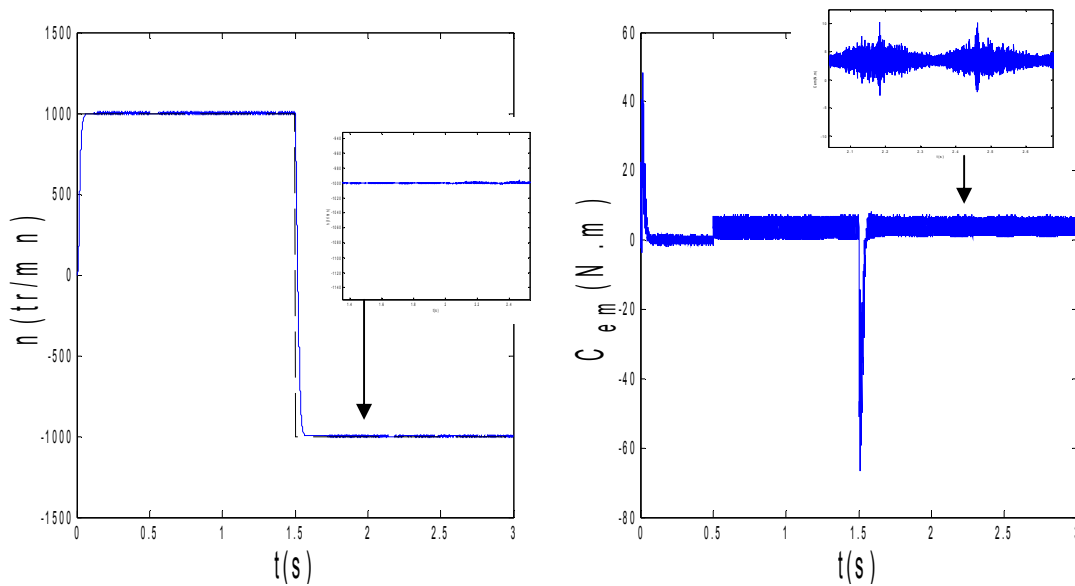


Figure VI.31 :vitesse de rotation, couple électromagnétique et le courant statorique, machine en charge et en défaut : 2 barres cassées

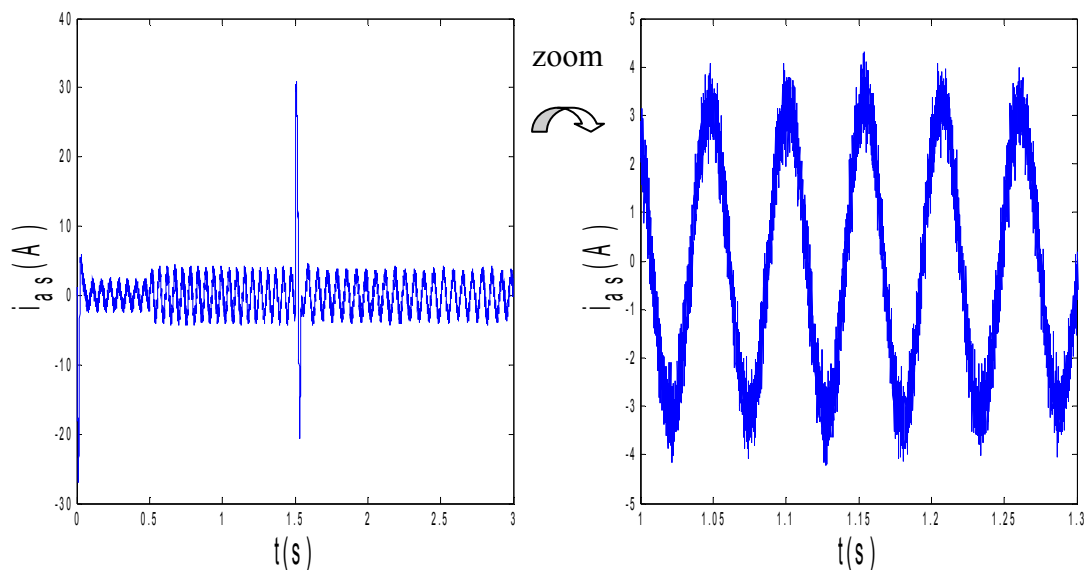


Figure VI.32 :courant statorique, machine en charge et en défauts, 2barres cassées

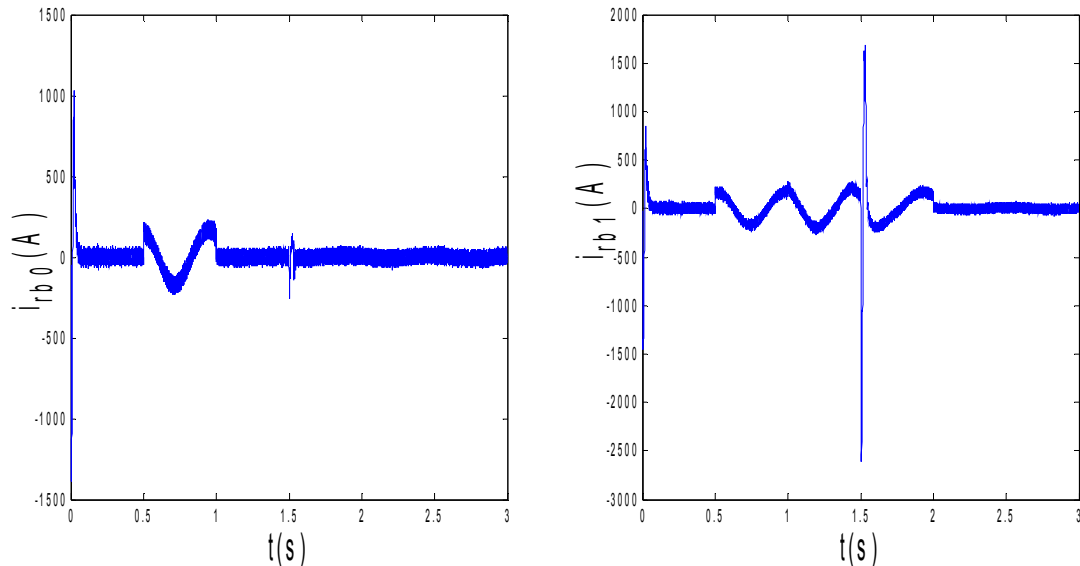


Figure VI.33 :courants dans les barres rotoriques : I_{rb0} , I_{rb1} , Machine en charge et en défaut, simulation avec modèle global : 1 barre cassée r_{b0} à $t=1s$, 2 barre cassée r_{b1} à $t=2s$

3. Variation de la charge

Pour $0.6s < t < 3s$, on applique un couple de charge de $3.5N.m$;
à l'instant $t=2s$, on applique un couple de charge $C_r=5.5N.m$.

On constate également que les variations du couple de charge n'ont aucune influence sur la réponse de la vitesse dans le cas d'un régulateur flou figure IV.34. Les figures IV.34 à IV.35 confirment aussi ces résultats.

On remarque que la vitesse est obtenue comme dans le régulateur PI et que l'évolution du couple, des flux et des courants est également identique. Les temps de réponse et d'inversion de la vitesse sont respectivement égaux à $0.4 s$ et $0.45 s$.

La réaction des régulateurs à logique floue au moment d'application de charge est aussi caractérisé par une variation plus petite et un temps plus court par rapport aux régulateurs classiques

On constate également que ce correcteur offre une réponse bien meilleure que celui du (PI). Les dépassements et les temps de réponse sont beaucoup plus faibles qu'avec un régulateur classique.

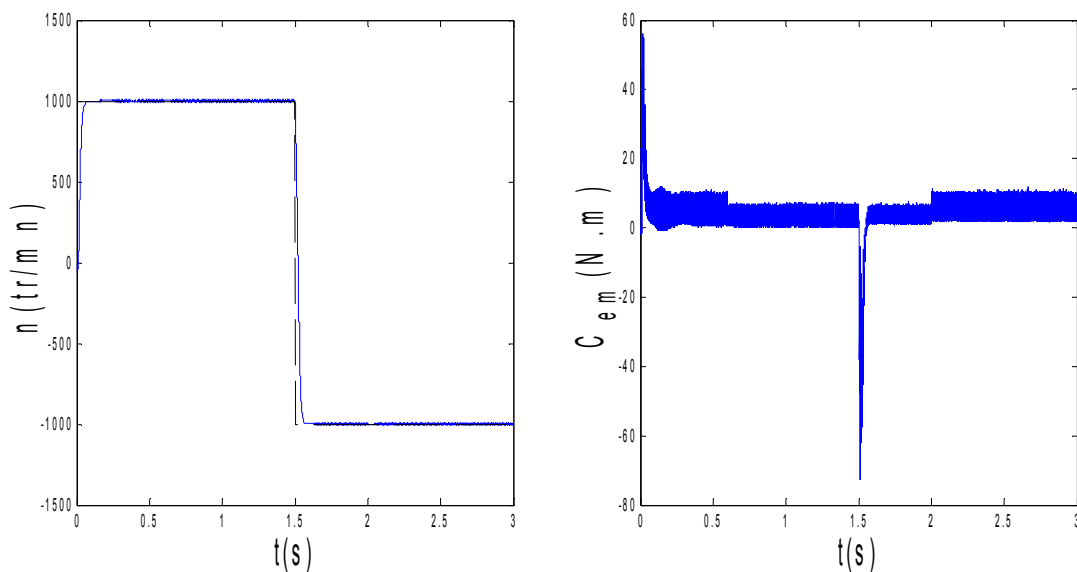


Figure VI.34 : vitesse de rotation, couple électromagnétique, variation de la charge.

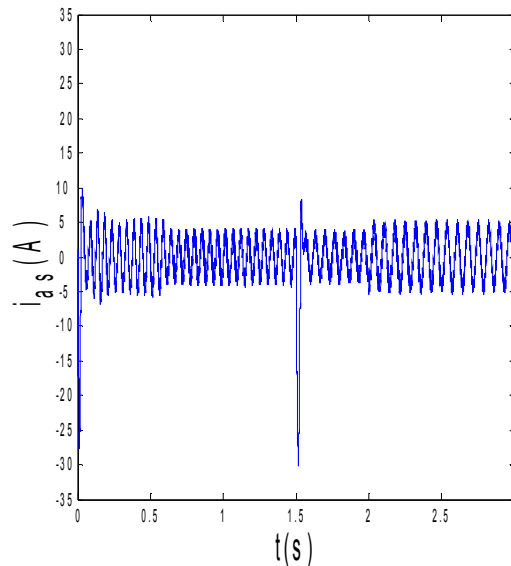
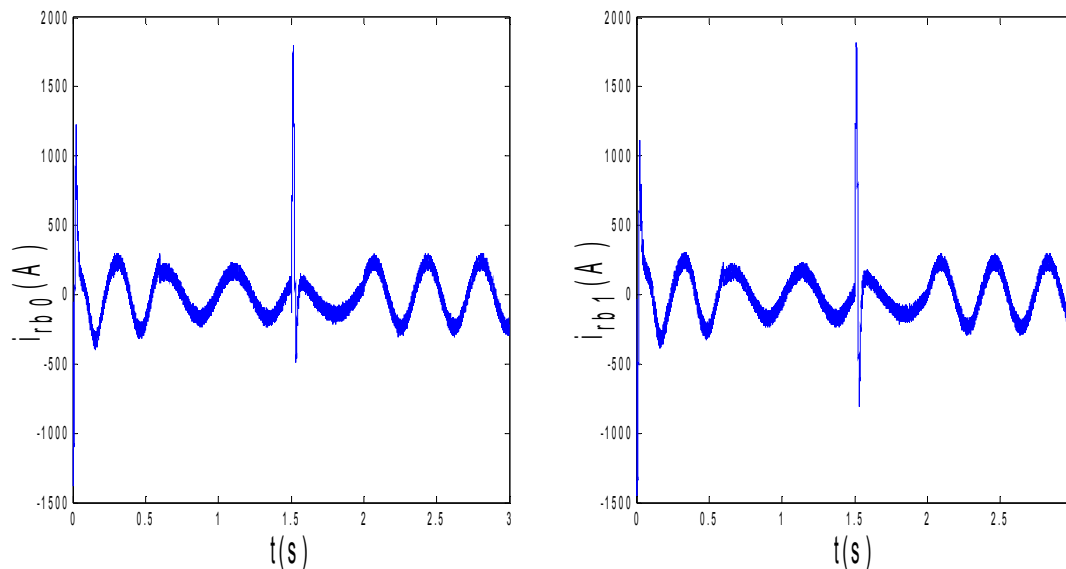


Figure VI.35 : courant statorique, variation de la charge

Figure VI.36 : courants dans les barres rotoriques, I_{rb0} , I_{rb1} machine avec variation de charge, simulation avec modèle global.

VI.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception, puis on a appliqué ce réglage sur la commande vectorielle du modèle réduit du schéma multi-enroulements de la machine asynchrone a cage d'écureuil avec ou sans défauts rotoriques (cassures de barres).

Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone par des correcteurs classiques PI et un correcteur flou a été faite. Compte tenu des résultats, le PI flou semble pouvoir remplacer le PI conventionnel pour améliorer les performances de ce dernier et donc du contrôle vectoriel.

Le PI Flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système, (en ce qui concerne les cassures des barres, qui influe sur la résistance rotorique, ou l'augmentation est de l'ordre de 11) ainsi qu'aux perturbations externes ce qui justifie sa robustesse. Il permet d'obtenir des temps de montée très faibles par rapport au PI classique grâce aux larges domaines physiques de la variation de l'erreur et de la variation de commande.

Conclusion générale

Cette étude représente un apport dans le domaine du diagnostic et de la surveillance des défauts rotoriques des machines asynchrones à cage d'écureuil, en modélisation, estimation des paramètres et commande.

Nous avons opté pour une approche globale basée sur la signature de grandeurs externes (couple, courant,..) utilisant un schéma multi-enroulements bien adapté à la simulation des défauts rotoriques envisagés. Dans une deuxième phase, nous avons procédé à la transformation du modèle multi-enroulements en modèle réduit, pour faciliter abondamment l'étude. Toutes les équations sont écrites dans un référentiel lié au rotor, vu que les défauts sont situés justement à son niveau.

Le modèle obtenu permet de simuler efficacement les défauts de cassure de barres et de suivre aussi l'évolution des grandeurs externes (couple, courant,...). Cette analyse a permis de voir le comportement du moteur et d'en déduire les signatures caractéristiques des défauts. Etant donné qu'il est difficile d'analyser directement le courant statorique lors de la rupture de barres, nous nous sommes basés sur l'analyse spectrale du courant statorique, qui nous a révélé les défauts des cassures des barres par la présence d'harmoniques.

L'étude de la commande de la machine asynchrone, par la méthode du flux orienté indirecte avec un réglage classique, nous a permis de simuler le comportement du système global, avec et sans défauts rotoriques. Les résultats obtenus ont montré l'influence des ruptures de barres sur le couple électromagnétique, la vitesse de rotation et le courant statorique, qui se traduit par des ondulations et déformations des allures.

Il faut signaler que le régulateur de type P.I ne permet pas en tout cas de maîtriser le régime transitoire. En outre, la faiblesse de la commande vectorielle, se traduit par l'apparition d'une pointe de courant très gênante pour le bon fonctionnement de la machine.

Nous avons abordé également le suivi des paramètres de la machine sensibles aux défauts à savoir les résistances des barres rotoriques et les courants, en utilisant l'observation stochastique par filtre de Kalman étendu dont l'objectif est de détecter la présence des défauts. L'approche proposée a été suffisamment simplifiée par l'exploitation dans les simulations du modèle réduit du schéma multi-enroulements de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Au terme de cette étude, les résultats obtenus montrent la faisabilité de la commande par la logique floue appliquée au problème de la régulation en vitesse de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques. Comparé au régulateur classique, le comportement général du régulateur de vitesse reste similaire. Cependant, le détail des résultats de simulation met en évidence une amélioration locale du réglage de la vitesse, associé à des qualités de robustesse satisfaisantes.

Conclusion générale

En perspective, on pourrait appliquer différentes méthodes de diagnostic pour la détection et la localisation des défauts de la machine asynchrone, en utilisant les signatures des grandeurs électriques et mécaniques qui peuvent être obtenues à partir du modèle étudié.

Néanmoins, les efforts de modélisation doivent être poursuivis pour inclure ou préciser un certain nombre de phénomènes physiques supplémentaires. Il serait intéressant de prendre en compte la perméabilité finie du fer, et les pertes fer ainsi que la saturation.

Ces phénomènes physiques non ou mal pris en compte affectent très sérieusement les performances du modèle. Par ailleurs, il serait intéressant d'étendre le modèle à l'étude des vibrations. Ces dernières offrent en effet des signatures de défaillances intéressantes dans le cadre de la surveillance et du diagnostic.