



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



UNIVERSITE MOHAMED KHIDER DE BISKRA
FACULTE DES SCIENCES ET DE 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 de diagnostic des défauts rotoriques**

par :

MERADI Samir

Soutenu le: 27/06/2007

Devant le jury :

ZOUZOU Salah Eddine	Professeur (Univ. Biskra)	Président
BENAKCHA Abdelhamid	Maître de conférences (Univ. Biskra)	Rapporteur
NAIT SAID Mohamed Said	Professeur (Univ. Batna)	Examineur
GOLEA Amar	Maître de conférences (Univ. Biskra)	Examineur

Année universitaire : 2006 / 2007

SOMMAIRE

Remerciements	
Dédicaces	
Notations	
Introduction générale	1

Chapitre I : Diagnostic des défauts dans la machine asynchrone

I.1. Introduction	4
I.2. Définitions	5
I.2.1 Terminologie propre au diagnostic de défauts	5
I.2.2. La maintenance	6
I.3. Techniques de contrôle en ligne (non destructif)	8
1.3.1 Les cassures de barres et de portions d'anneaux des cages	9
1.3.2 Les courts-circuits internes	9
1.3.3 Les décharges partielles	9
1.3.4 Dissymétrie du rotor	9
I.4 Les approches usuelles de détection	10
I.4.1 Méthodes sans modèle analytique	11
I.4.1.1 Analyse fréquentielle (Filtrage)	11
I.4.1.2 Redondance matérielle	12
I.4.1.3 Capteurs spécifiques (capteurs détecteurs)	12
I.4.1.4 Réseaux de neurones artificiels	12
I.4.2 Méthodes basées sur les modèles analytiques	12
I.4.2.1 Espace de parité	12
I.4.2.2 Observateurs	13
I.4.2.3 Estimation paramétrique	13
I.4.2.4 Graphes causaux	14
I.5 Description des différentes méthodes d'analyse	14
I.6 Conclusion	17

Chapitre II: Modélisation du schéma multi enroulements de la machine asynchrone

II.1 Introduction	19
II.2. Modèle d'étude	20
II.3. Schéma multi enroulements équivalent	20
II.3.1. Calcul des inductances	20
II.3.1.1. Stator	20
II.3.1.2. Rotor	21
II.3.1.3. Stator - Rotor	22
II.3.2. Mise en équation	23
II.3.2.1. Stator	23
II.3.2.2. Rotor	25
II.4. La transformation de Nr grandeurs équilibrées vers deux grandeurs d,q	31
II.4.1. La matrice de résistance du modèle dq équivalent	34
• Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé	34
II.4.2. La matrice d'inductance du modèle dq équivalent	40
• Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé	40
II.5 Choix du mode d'alimentation de la machine asynchrone	42
II.5.1 Méthodes de contrôle du courant dans le cas d'un onduleur de tension	42
II.5.1.1 Contrôle des courants par hystérésis	42
II.5.1.2 Contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	43
II.5.2 Modélisation de l'onduleur	44
II.5.3 Modélisation du modulateur à hystérésis	45
II.5 Simulation du modèle réduit multi enroulements	47
a. Cas d'une machine saine à vide	48
b. Cas d'une machine saine en charge	50
II.6 Conclusion	51

Chapitre III : Modélisation et simulation des défauts rotoriques de la machine asynchrone

III.1 Introduction	53
III.2 Modélisation des défauts dans le cas d'une cassure d'une barre et de deux	

Barres	53
III.2.1 Cassures de barres	54
III.2.2 Simulation des défauts rotoriques à vide et en présence d'une charge sur l'arbre du moteur	55
III.2.2.1. Machine à vide	55
a. Cas de la cassure d'une barre	55
b. Cas de la cassure de deux barres	57
III.2.2.2. Machine en charge	59
a. Cas de la cassure d'une barre	59
b. Cas de la cassure de deux barres	61
III.3 Analyse spectrale de la signature du courant en présence des défauts rotoriques	63
III.4 Conclusion	65

Chapitre IV : Commande par flux orienté de la machine asynchrone

IV.1 Principe général de la méthode	66
IV.1.1 Commande en courant par flux orienté de la machine asynchrone	67
IV.2 Commande vectorielle directe	70
IV.2.1 Modèle dynamique de flux	70
IV.3 Commande vectorielle indirecte	72
IV.4 Influence de la constante de temps du rotor	73
IV.5 Résultats de la simulation	76
IV.5.1 Cas d'une machine saine	76
a. Cas d'une machine saine à vide	76
b. Cas d'une machine saine en charge	77
IV.5.2 Cas d'une machine avec défaut	79
a. Cas d'une rupture d'une barre	79
b. Cas d'une rupture de deux barres	80
c. Cas d'une variation de charge	83
VI.6 L'analyse spectrale par FFT	86
IV-7 Conclusion	88

Chapitre V : Estimation des paramètres de la machine asynchrone par le filtre de *Kalman* Etendu

V.1 Introduction	90
V.2 Modèle discret de la machine asynchrone	91
V.2.1 Modèle discret augmenté	93
V.2.2 Modèle stochastique	94
V.3 Filtre de <i>Kalman</i> Etendu (E.K.F)	95
V.3.1 Prédiction	95
V.3.2 Estimation	95
V.3.3 Calcul de F(k) et H(k)	97
V.3.4 Mesures	99
V.4 Application du filtre de <i>Kalman</i> Etendu à la machine asynchrone	99
V.4.1 Conditions d'opération	99
V.5 Résultats de simulation	99
V.5.1 Suivi des courants rotoriques	99
a- Machine Saine à vide	99
b- Machine saine en charge	101
c- Machine saine : Application d'une variation de charge entre t=1s et t=2s	103
d- Machine avec défaut	104
1. cas d'une cassure de barre	104
2. Cas d'une cassure de deux barres	107
V.5.2 Suivi des résistances rotoriques	110
a. Machine saine à vide	110
b. Machine saine en charge	110
c. Machine avec une cassure de barre	111
d. Cas de la cassure de deux barres	111
V.5 Variation des paramètres	112
V.6 Gain de <i>Kalman</i>	112
V.7 Choix des matrices de covariance Q et R	112
V.7.1 Matrice Qo	112
V.7.2 Matrice R	113
V.8 Conclusion	113

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

IV.1	Introduction	125
VI.2	Principes et définitions de la logique floue.....	125
VI.2.1	Ensembles flous	126
VI.2.2	Variable linguistique.....	127
VI.2.3	Fonctions d'appartenance.....	128
VI.2.4	Opérations sur les ensembles flous.....	129
VI.2.5	Propositions floues.....	129
VI.2.5.1	Propositions floues élémentaires.....	129
VI.2.5.2	Propositions floues générales.....	129
VI.3	Raisonnement en logique floue.....	130
VI.3.1	Implication floue	130
VI.3.2	Inférence floue.....	130
VI.3.3	Agrégation des règles.....	132
VI.4	Conception d'un contrôleur flou	132
VI.5	Conclusion.....	137
VI.6	Conception d'un régulateur flou de vitesse.....	138
VI.7	Application de la logique floue au modèle réduit du schéma multi-enroulements de la machine asynchrone.....	148
VI.7.1	Résultats de la simulation.....	148
1.	Machine saine	148
a.	Machine saine à vide.....	148
b.	Machine saine en charge	149
2.	Machine en défaut.....	151
a.	Machine avec cassure de barre.....	151
b.	Machine avec cassure de deux barres.....	153
3.	Variation de la charge.....	155
VI.8	Conclusion	158
	Conclusion générale.....	159

Bibliographie

Annexes

Résumé

Introduction générale

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 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 défailtantes. 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. Le présent travail s'intéresse à la synthèse d'un modèle de connaissance riche et flexible permettant d'appréhender le comportement des machines asynchrones triphasées à cage d'écuréuil en absence et en présence de défailtances 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 permet d'apporter quelques éléments de diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage d'écuréuil. Le diagnostic consiste à connaître, évaluer, prévoir, mesurer et maîtriser les défailtances des systèmes. Après une description des motivations de cette nouvelle science de l'ingénieur, on présente les différents concepts terminologiques et méthodologiques associés. Suite à ces considérations générales, on est amené à préciser le système étudié ; on se concentre ici exclusivement sur les machines asynchrones triphasées à cage d'écuréuil. Puis on a présenté 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 de défauts rotoriques.

Lorsque les méthodes de surveillance et de diagnostic sont basées sur la génération, la détection et l'exploitation de signatures analytiques de défailtances, elles nécessitent l'emploi de modèles de connaissance du système étudié. En conséquence, on oriente l'étude vers la modélisation des machines asynchrones triphasées à cage d'écuréuil en vue de la surveillance et du diagnostic. Les objectifs du modèle devant être synthétisés sont alors clairement spécifiques.

Le deuxième chapitre constitue la pierre angulaire du présent travail. Dans lequel nous avons modélisé la machine asynchrone à cage d'écuréuil en choisissant l'approche analytique globale basée sur la signature des grandeurs externes telles que (courant, couple,...etc.), pour cela, nous avons utilisé un schéma multi enroulement 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.

Puis, nous avons fait la transformation du modèle de Nr grandeurs au modèle dq équivalent, pour faciliter sa simulation.

Le troisième chapitre exploite la flexibilité du modèle qui vient d'être synthétisé pour rendre compte d'un certain nombre de défailtances pouvant affecter les machines asynchrones triphasées à cage d'écuréuil. Le premier chapitre a permis d'identifier clairement ces défailtances, leurs causes et leurs effets. On remarque

notamment que les modes de défaillances rencontrées impliquent majoritairement une altération topologique des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil sous les formes suivantes : court-circuit et rupture des conducteurs statoriques, rupture des conducteurs rotoriques, excentricité statique, dynamique, ou mixte du rotor par rapport au stator. Ici nous avons présenté les différents résultats de simulation de la machine avec défauts; à vide et en charge.

Enfin, nous avons fait l'analyse spectrale pour le courant statorique, pour faire révéler les défauts des cassures des barres, par des harmoniques ou le spectre d'énergie d'un signal

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

Le cinquième chapitre consiste à estimer et à observer les courants et les résistances rotoriques afin de détecter les défauts rotoriques, en appliquant l'observateur à base de modèles paramétriques ; le filtre de Kalman étendu.

Dans l'approche à base de modèles paramétriques, on ne génère pas réellement un vecteur de résidus, mais on estime un vecteur de paramètres dont la variation à l'extérieur d'une plage de référence représente l'apparition d'un défaut dans le système surveillé (ou plus exactement représente un changement dans les caractéristiques du procédé). Cette variation peut alors être détectée à l'aide d'un test de décision dans l'espace paramétrique. [31]

Le dernier chapitre de ce mémoire comporte les concepts de la logique floue et nous fournirons tous les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension des systèmes flous.

Nous verrons comment intégrer cet outil à la commande des systèmes dynamiques pour en faire un contrôleur dans le quatrième chapitre. Les étapes de synthèse puis l'application de la commande floue à la machine asynchrone sont présentées et nous analyserons aussi les performances de ce type de contrôle. Ce chapitre explique aussi comment un contrôle flou peut être réalisé. On y décrit les blocs fondamentaux (fuzzification, moteur d'inférence, défuzzification) et la méthodologie de leur conception.

On dit souvent que la commande floue est plus robuste. Pour cela on va appliquer le régulateur flou dans la commande vectorielle sur le modèle réduit de la machine asynchrone, pour voir l'influence des défauts rotoriques sur cette commande.

Une conclusion générale vient clôturer les six chapitres de ce mémoire. Une proposition pour les travaux futurs est également donnée.

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'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 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'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 pour 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.

I.2 Définitions:

I.2.1 Terminologie propre au diagnostic de défaut :

La terminologie suivante sera adoptée :

a) Système physique (*Physical System*)

Un système physique est un ensemble d'éléments (composants, constituants) interconnectés ou en interaction organisés pour réaliser une fonction.

b) Composant (*Component*)

Un composant est une partie du système choisi selon des critères liés à la modélisation. En tout premier lieu, le comportement de référence de ce composant est bien adapté dans le sens où il peut être défaillant ou servir de support à la propagation de pannes dans le système. Un composant doit être simple à modéliser dans le sens où cela doit être naturel : il peut s'agir d'un composant (physique ou logique) complet du système ou d'une partie parfaitement délimitée de ce composant, d'un groupe de composants.

c) Modèle (*Model*)

Un modèle d'un système physique est une description de sa structure et une représentation comportementale ou fonctionnelle de chacun de ses composants [Milne, 1987]. Une représentation comportementale est constituée de relations entre diverses variables du système, appelées classiquement relations de causes à effets. Une représentation fonctionnelle est plus abstraite puisqu'elle ne s'adresse qu'aux objectifs présumés que le système physique doit remplir.

d) Défaut (*Fault*)

- C'est tout écart entre la caractéristique observée sur le dispositif et la caractéristique de référence, lorsque celui-ci est en dehors des spécifications [AFNOR, 1994].

- C'est n'importe quel état indésirable d'un composant ou d'un système. Un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance [IEEE, 1988].

- C'est une déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standards [Isermann et Ballé, 1997].

- Un défaut est une anomalie de comportement au sein d'un système physique localisée au niveau d'un composant [Ploix, 1998].

La définition de l'AFNOR rattache la notion de défaut à celle de déviance d'une caractéristique d'un phénomène, subordonnant ainsi cette notion à l'existence d'une référence absolue.

e) Défaillance (*Failure*)

Une défaillance définit une anomalie fonctionnelle au sein d'un système physique [Ploix, 1998], c'est-à-dire elle caractérise son incapacité à accomplir certaines fonctions qui lui sont assignées. Les défauts incluent les défaillances mais la réciproque n'est pas vraie. Un système peut remplir sa fonction tout en présentant une anomalie de comportement. Par exemple, une machine électrotechnique peut produire un bruit anormal tout en entraînant correctement une charge, en supposant que telle soit sa fonction. Le bruit anormal est un défaut qui peut permettre de présager d'une défaillance à venir. La recherche de défauts est donc fondamentale en diagnostic.

f) Panne (*Break-down*)

La panne est l'inaptitude d'un dispositif à accomplir la fonction vitale. Il est clair que dès l'apparition d'une défaillance, caractérisée par la cessation du dispositif à accomplir sa fonction, on déclarera le dispositif en panne. Par conséquent, une panne résulte toujours d'une défaillance.

[Zwingelstein, 1995].

g) Signatures :

La signature théorique d'un défaut peut être envisagée comme la trace attendue du défaut sur les différents RRA qui modélisent le système. Autrement dit, la signature théorique d'un défaut peut être envisagée comme les résultats de détection lorsque tous les tests sensibles au défaut réagissent.

h) Symptôme (*Symptom*)

Caractère distinctif d'un état fonctionnel anormal [Ploix, 1998].

i) Résidu (*Residual*)

Souvent, lorsque le modèle comportemental de référence est analytique, les signaux porteurs de signes ou de symptômes sont appelés résidus parce qu'ils résultent d'une comparaison entre un comportement réel et un comportement de référence.

j) Diagnostic (*Diagnosis*)

Un diagnostic est un état expliqué d'un système physique compatible avec les informations disponibles sur le comportement réel du système et avec le modèle de comportement de référence disponible. Habituellement, le diagnostic est exprimé par les états des composants [Reiter, 1987] ou les états des relations de description du comportement [Cassar et al, 1994].

k) Perturbation :

C'est l'entrée du système physique qui n'est pas une commande. Autrement dit, c'est une entrée non contrôlée.

I.2.2 La maintenance :

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 avec un coût global optimum.

La figure représente le diagramme des différents concepts de maintenance et les événements associés.

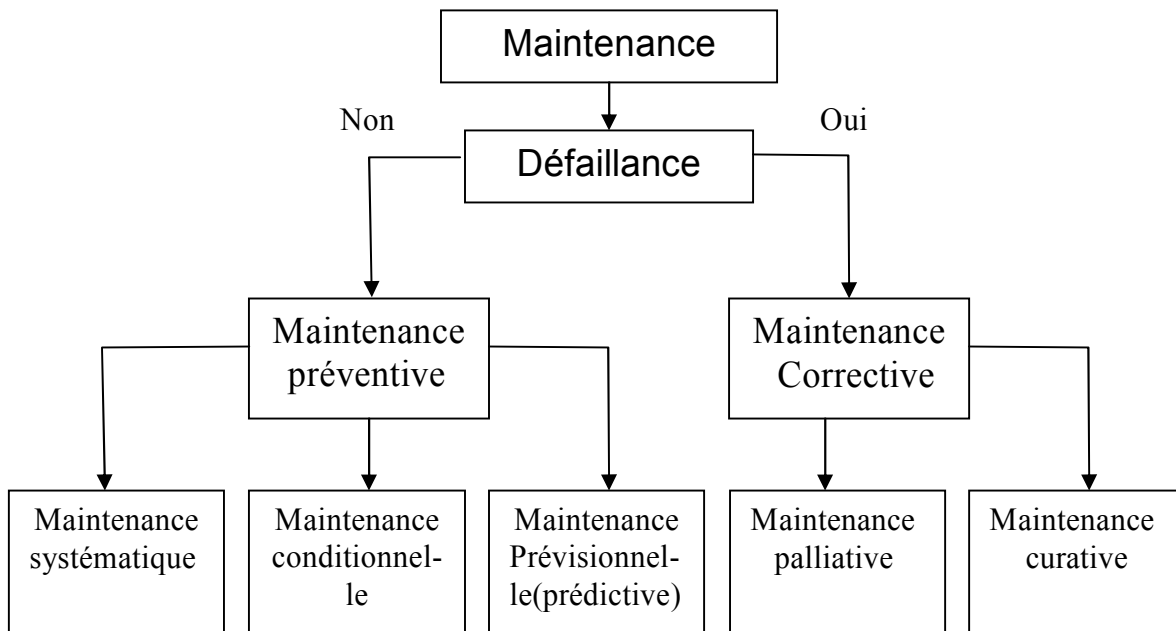


Figure (I.1): Diagramme des différents concepts de maintenance

I.2.2.1 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. »

a- 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 déclanchées

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). »

- **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, lorsque ces tâches sont décidées en fonction du temps ou de la production, sans considération de l'état des matériels à cet instant. »

- **Maintenance préventive conditionnelle**

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

- **Maintenance prévisionnelle (prédictive)**

« Maintenance préventive subordonnée à l'analyse de l'évolution surveillée de paramètres significatifs de la dégradation du bien, permettant de retarder et 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 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 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):

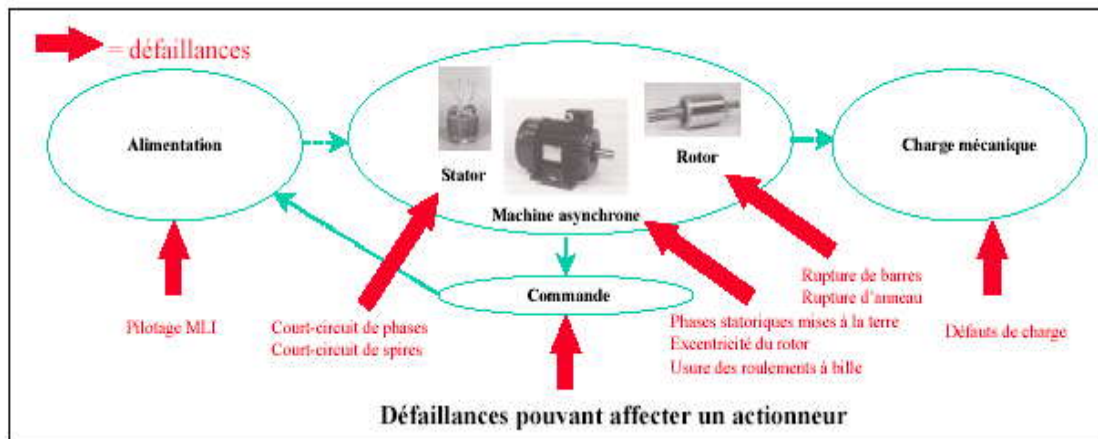


Figure I.2 : Différentes défaillances pouvant affecter une machine asynchrone

Les entraînements électriques utilisent de plus en plus les moteurs asynchrones à cause de leur robustesse, leur puissance massique et de 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 sur le type de défaut le plus courant.

Parmi les pannes majeures, nous trouvons les suivantes.

I.3.1 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.

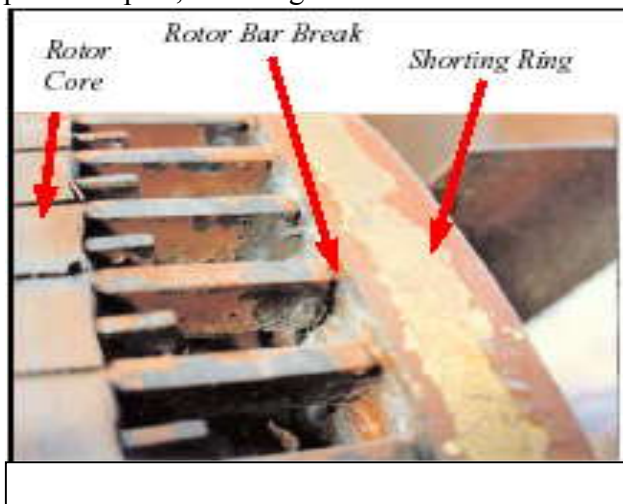


Figure (I.3) : Barre cassé au niveau du rotor

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 du 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 phase 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) et mécaniques (vibration) mais aussi 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, on prend 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 se sont des défauts rotoriques.

Les méthodes traditionnelles de détection de défauts reposent sur des prélèvements statiques 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} défauts, 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 signale, ...

Les principales techniques de C.N.D sont:

- Contrôle d'étanchéité (détection : fuites, trous, porosité,..)
- Ressuage (détection : discontinuité matière ouverte, contrôle de l'état de surface, ...)
- magnétoscopie (détection : défauts superficiels sur matériaux ferromagnétiques, arbre, anneaux, ...)
- Radiographie (détection : inhomogénéité en épaisseur, fissures, corrosion, ...)
- Ultra son (contrôle : 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 : anomalies de transmission de chaleur au sein de la matière, ...)
- Emission acoustique (détection : écoulement de fluide, rupture par fatigue, déformation plastique, ...)
- Holographie (détection : manque de liaisons, vibration de faible amplitude, ...)
- Analyse de signature (détection : anomalies au niveau des masses, vibrations, ...)

I.4 Les approches usuelles de détection :

Dans ce paragraphe, on présente différentes méthodes utilisées en diagnostic de systèmes physiques. Le domaine était très vaste, des choix arbitraires ont été faits. Le but n'est donc pas de faire une synthèse exhaustive de l'existant, mais de montrer la richesse des possibilités qui s'offrent au concepteur de système de diagnostic. En effet, différents types d'algorithmes de détection dédiés aux systèmes physiques ont été conçus par les chercheurs de la communauté de l'Automatique [Frank et al., 2000][Isermann et al, 1997][Patton et al, 1997]. Néanmoins, on s'est astreint à balayer le large spectre des techniques actuellement utilisées en diagnostic, à savoir :

- méthodes sans modèle analytique,
- méthodes basées sur les modèles analytiques.

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.

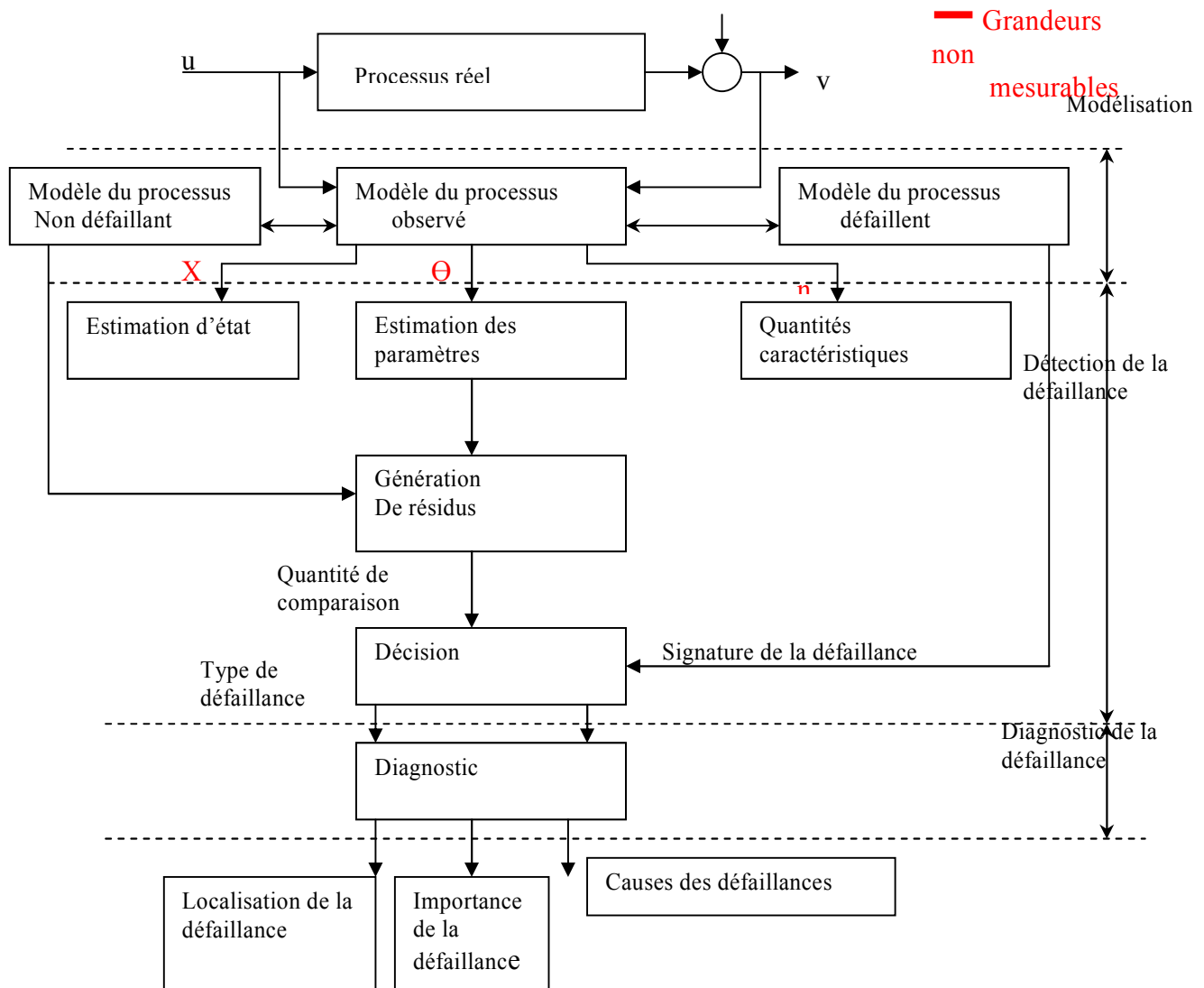


Figure I.4 : Approche générale retenue

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. Le contenu spectral des signaux est utilisé depuis de nombreuses années pour détecter des défauts dans les machines électriques [Cameron et Thomson, 1986][Thomson, 1999] tels que les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les décentrages, les courts-circuits dans les bobinages. Avec le développement des applications à vitesse variable, les recherches actuelles portent plus particulièrement sur les méthodes adaptées à la caractérisation de signaux non stationnaires : temps fréquence, temps échelle (décomposition en ondelettes [Leseq et al, 2001][Petropol, 2001][Borras, 1999]).

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).

Cette approche possède l'avantage d'être relativement simple à mettre en pratique, mais l'inconvénient d'être assez sensible aux bruits de mesure quand ceux-ci coïncident avec la zone fréquentielle d'intérêt. De plus un échantillonnage fréquent est nécessaire pour permettre de reconstituer le signal de départ tout en minimisant la perte de fréquence [Steyer et al, 2001].

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. Leur application dans les domaines de la modélisation, de la commande et du diagnostic a largement été rapportée dans la littérature (par exemple, [Bishop, 1994] et [Narendra, 1990]).

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 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. Les recherches dans ce domaine ont commencé il y a bientôt une quarantaine d'années avec l'utilisation simultanée de diverses techniques. Cette diversité a conduit de nombreux auteurs à réaliser récemment un gros effort de synthèse pour unifier les points de vues, le langage et montrer des équivalences entre les méthodes [Chen et Patton, 1999] [Gertler, 1998]. 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 :

La méthode de l'espace de parité a été une des premières méthodes employées à des fins de FDI [Chow et Wilksy, 1984][Gertler et al, 1990][Gertler, 1997]. 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 décrite précédemment. Beard et Jones ont été en fait les premiers à proposer le remplacement de la redondance matérielle par des algorithmes de détection basés sur des observateurs [Beard, 1971][Jones, 1973].

Leurs travaux concernaient des systèmes linéaires et la méthode a été appelée « filtre de détection de défauts de Beard-Jones ». D'autres travaux ont suivi cette voie en l'étendant aux systèmes non linéaires (cf. par exemple [Alcorta, 1997][Frank, 1996]).

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.

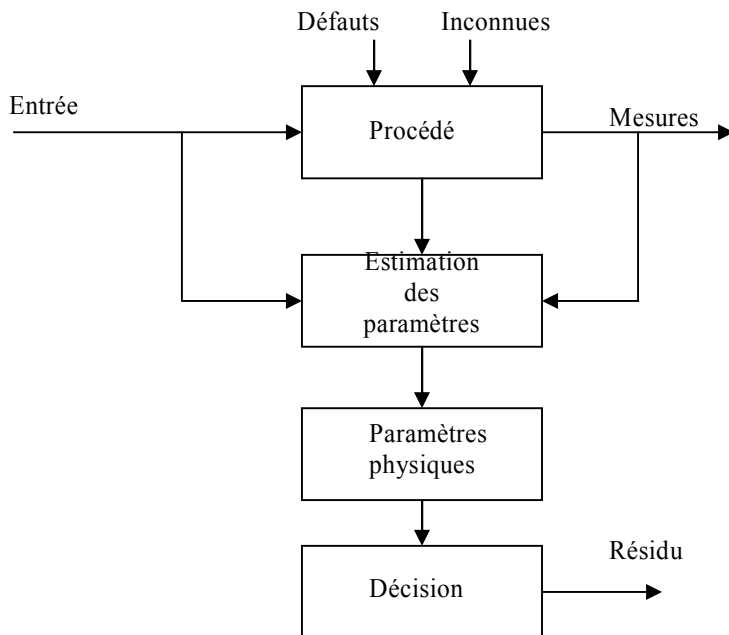


Figure I.5 : Estimation paramétrique pour la détection et le diagnostic de défauts

I.4.2.3 Graphes causaux :

Un autre outil proposé par l'IA est le raisonnement causal. Le diagnostic est typiquement un processus causal [Gentil et al, 2004][Garcia-Beltran, 2004]. Il consiste à déterminer les composants défectueux qui peuvent expliquer le fonctionnement anormal observé. Un aspect significatif de la connaissance exigée au moment de l'analyse des régimes perturbés est la compréhension des mécanismes en termes de causalité. Une structure causale est une description des effets que les variables peuvent avoir les unes sur les autres. Cela peut être représenté par un graphe orienté (digraphe). Les nœuds sont les variables et les arcs symbolisent les relations entre elles. Cette 1996]. L'approche dite des résidus directionnels est en fait une spécialisation des résidus structurés dans laquelle chaque défaillance est représentée par un vecteur dans l'espace des symptômes.

Génération de résidus structurés [Gertler et al ; 1993] : Les résidus sont conçus de façon à répondre à des sous-ensembles de défauts différents. Ces sous-ensembles de défauts permettent de structurer une table de signature appelée également matrice de signatures théoriques de défauts. Ces signatures traduisent l'influence des défauts sur les résidus.

I.5 Description des différentes méthodes d'analyse:

Le diagnostic en ligne de défauts rotoriques dans les machines asynchrones en vu 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* :

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

Où

K : rang harmonique
 p : nbre de paires 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 « 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 au 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 elle a envisagé une surveillance en ligne des machines (concept de maintenance prédictive) et elle a particulièrement intéressé à la détection de défauts de cages de moteurs d'induction, en utilisant une approche analytique basée sur la signature des grandeurs externes. Et pour améliorer le diagnostic elle a proposé un mode de surveillance actif par action sur les grandeurs d'entrée et de sortie du système.

Gaétan. Didier, Hubert. Razik 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 et ils ont posé 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 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.fs), mais le champ d'application de leur méthode se trouve limité par le fait qu'il ne considère que des défauts concentrés suite à un phénomène d'avalanche ne touchant que les barres adjacentes au défaut : surcharge du courant direct (id) en cas de barres cassées et surcharge du courant transversal (iq) en cas de rupture d'anneaux.

E.ritchie, X.deng and T.jokinen 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 de modèle étant limitée en cas de rupture de barres, ils ont proposé d'affecter à la résistance de la barre casée une valeur finie au lieu d'une valeur infinie pour prendre en compte les courants inter- barres.

Roland casimir « *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, décrites 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.

Aussi, d'autres auteurs telle que l'équipe **Muller, Landy** et l'équipe **Walliser, Landy** ont inclus dans leur analyse la présence des courants inter barres circulant à travers la résistance de contact cuivre barres- fer noyau (R_c) ayant pour effet de modifier la distribution du champ électromagnétique dans l'entrefer et de créer des efforts axiaux.

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 (ids) du courant statorique qui n'était faible que pour un nombre élevé de barres cassées.

N. Elkasabgy, Eastham, ont effectué une étude expérimentale sur la détection des barres cassées ; ils ont obtenu des résultats qui concordent avec ceux de la théorie (par éléments finis) en utilisant l'analyse spectrale du courant statorique. Toutefois, le problème de la précision demeure posé vu la faiblesse du glissement en régime établi.

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

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

Certains autres comme **H.yahoui, Grellt et jaco Aimé** ont analysé les spectres d'harmoniques du couple électromagnétique pour avoir une signature du défaut.

Toujours dans le souci de détecter les ruptures de cages, certains auteurs comme **Drif Benoussa et Dente** ont basé leur étude sur la signature de la puissance instantanée.

Cette même équipe avec **A.J.marques.cardos** a utilisé les vecteurs de park, des courants sous forme de lissajou, alors que d'autres comme **Doncarli, Schaffer, Zaim**, ainsi que **A.G. Innes, R.A.Langman** ont proposé une méthode de simulation et de détection de barre cassées dans les machines asynchrones commandées en vitesse variable.

Bentounsi, Nicholas ont proposé une approche originale plus fine du phénomène de rupture de cage basé sur l'analyse du champ par élément finis

Afin de répondre au problème de séparation de causes, diverses études pour affiner le diagnostic ont été menées dans ce sens par plusieurs auteurs comme :

-**Kliman, Koegl et Yahoui** ont étudié l'influence de la fréquence sur le diagnostic.

-**Thomson** a étudié l'effet d'une fluctuation de charge par rapport à une rupture de cage.

-**Dorrell** a étudié l'influence l'excentricité sur le couple de la cage de la machine à induction.

-**hirvonen** a aussi traité l'effet de l'excentricité de l'entrefer en tenant compte les courants inter barres.

-**Debortele, salon**, ont analysé l'influence de l'excentricité du rotor et les bobines parallèles sur le comportement de la machine asynchrone.

-**Cabanas, Meluo**, ont présenté une étude concernant le diagnostic du mésalignement du rotor dans les machines à induction en utilisant l'analyse de spectre du courant statorique.

Enfin, une autre technique de détection de défauts de cage par la surveillance thermique a été mise au point.

Cette technique est une bonne solution mais reste assez onéreuse, car elle nécessite l'instrumentation de la machine (la présence de capteurs embarqués dans le rotor pose le problème de la transmission des informations à l'extérieur, à l'opérateur donc au stator).

I.6 Conclusion :

D'après l'analyse critique 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 :

- leurs simplicités et leurs robustesses mécaniques.
- 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 [6].

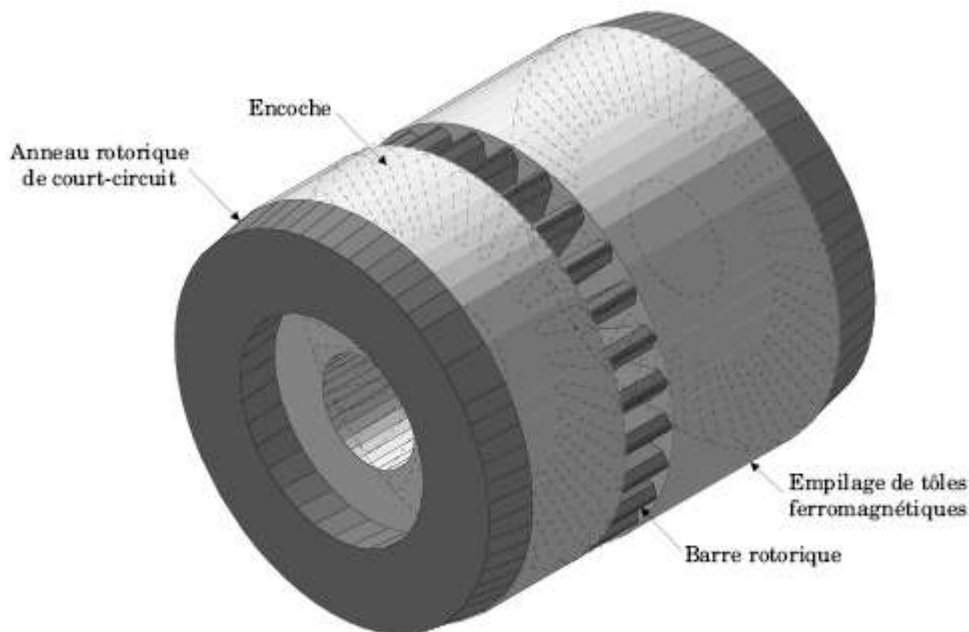


Figure (II.1) – Constitution et disposition d'une cage rotorique

II.2 Modèle d'étude [6] :

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 » appliqué aux équations électriques du système multi enroulement étudié. En fin cette approche s'adapte particulièrement bien au problème posé ici et vu sa simplicité nous l'avons adopté comme démarche.

II.3 Schéma multi enroulement équivalent [3] :

Pour l'étude analytique des performances des moteurs d'induction avec dissymétries rotoriques, nous avons adopté le schéma multi enroulement 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 relie (figure III.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 [3]:

II.3.1.1 Stator :

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

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

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

$$\Phi_{psm} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} R L I_{sm} \quad (II.2)$$

$$L_{sc} = \frac{3}{2} L_{sp} + l_{sl} = \frac{6}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} R L + L_{sl} \quad (II.3)$$

II.3.1.2 Rotor :

Le rotor à cage est représenté par la figure (II.1). La figure (II.2) représente la forme d'onde de l'induction produite par la maille rotorique k.

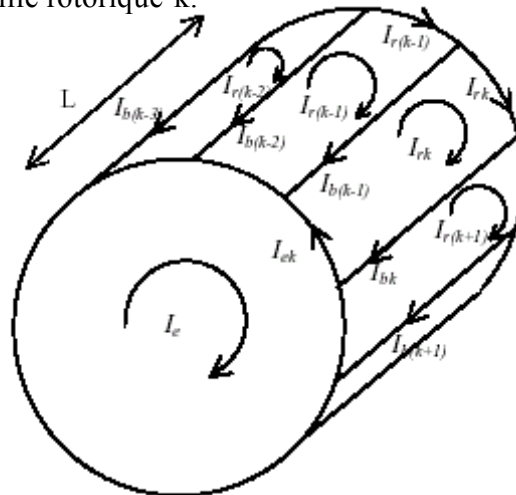


Figure II.2 : Structure du rotor

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

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

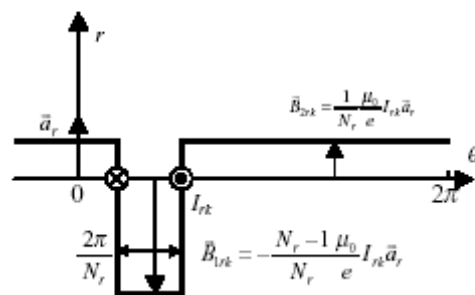


Figure II.3 : Induction produite par une maille du rotor

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 :

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

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

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 :

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

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

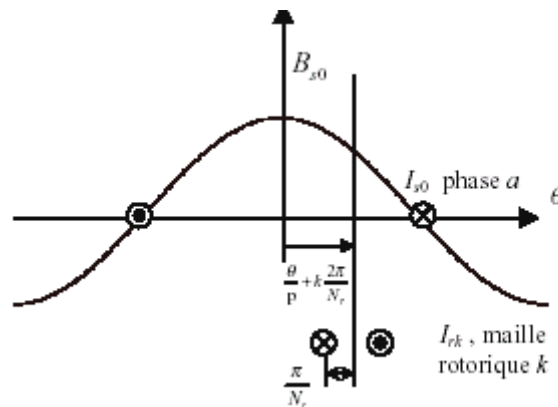


Figure II.4 : Position de la maille rotorique K , par rapport la bobine statorique de la phase ($m = 0$)

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

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

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

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 gW_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 :

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

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

Avec :

$$\Phi_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} - M_{sr} \begin{bmatrix} \cdots & \cos j\alpha & \cdots \\ \cdots & \sin j\alpha & \cdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Donc :

$$\Phi_{ds} = L_{sc}I_{ds} - M_{sr}[\cos 0\alpha I_{r0} + \cos 1\alpha I_{r1} + \dots + \cos j\alpha I_{rj} + \dots + \cos(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}] \quad (\text{II.15})$$

De la même façon pour Φ_{qs}

$$\Phi_{qs} = L_{sc}I_{qs} - M_{sr}[\sin 0\alpha I_{r0} + \sin 1\alpha I_{r1} + \dots + \sin j\alpha I_{rj} + \dots + \sin(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}] \quad (\text{II.16})$$

Après la dérivation des équations (II.15) et (II.16), on aboutit à :

$$\frac{d\Phi_{ds}}{dt} = L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} - M_{sr} \begin{bmatrix} \cdots & \cos j\alpha & \cdots \\ \cdots & \sin j\alpha & \cdots \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Et :

$$\frac{d\Phi_{qs}}{dt} = L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} - M_{sr} \begin{bmatrix} \cdots & \sin j\alpha & \cdots \\ \cdots & \cos j\alpha & \cdots \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

On remplace les expressions des flux (II.15), (II.16), (II.17) et (II.18) dans les équations (II.12) et (II.13). Nous obtenons :

$$\begin{aligned}
V_{ds} = & R_s I_{ds} - W \left[L_{sc} I_{qs} - M_{sr} (\sin 0\alpha I_{r0} + \sin 1\alpha I_{r1} + \dots + \sin j\alpha I_{rj} + \dots + \sin(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}) \right] \\
& + L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} - M_{sr} (\cos 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \cos 1\alpha \frac{dI_{r1}}{dt} + \dots + \cos j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \cos(Nr-1)\alpha \frac{dI_{r(Nr-1)}}{dt})
\end{aligned} \tag{II.19}$$

Et :

$$\begin{aligned}
V_{qs} = & R_s I_{qs} + W \left[L_{sc} I_{ds} - M_{sr} (\cos 0\alpha I_{r0} + \cos 1\alpha I_{r1} + \dots + \cos j\alpha I_{rj} + \dots + \cos(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}) \right] \\
& + L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} - M_{sr} (\sin 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \sin 1\alpha \frac{dI_{r1}}{dt} + \dots + \sin j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \sin(Nr-1)\alpha \frac{dI_{r(Nr-1)}}{dt})
\end{aligned} \tag{II.20}$$

On écrit les équations (II.19) et (II.20) sous la forme :

$$[L] \frac{d}{dt} [I] = [V] - [R][I] \tag{II.21}$$

Donc :

$$\begin{aligned}
L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} - M_{sr} (\cos 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \dots + \cos j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \cos(Nr-1)\alpha \frac{dI_{r(Nr-1)}}{dt}) = & V_{ds} - R_s I_{ds} \\
+ W L_{sc} I_{qs} - W M_{sr} (\sin 0\alpha I_{r0} + \dots + \sin j\alpha I_{rj} + \dots + \sin(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}) &
\end{aligned} \tag{II.22}$$

Et :

$$\begin{aligned}
L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} - M_{sr} (\sin 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \dots + \sin j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \sin(Nr-1)\alpha \frac{dI_{r(Nr-1)}}{dt}) = & V_{qs} - R_s I_{qs} \\
- W L_{sc} I_{ds} + W M_{sr} (\cos 0\alpha I_{r0} + \dots + \cos j\alpha I_{rj} + \dots + \cos(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}) &
\end{aligned} \tag{II.23}$$

II.3.2.2 rotor :

Le rotor à cage est représenté par la figure II.4.

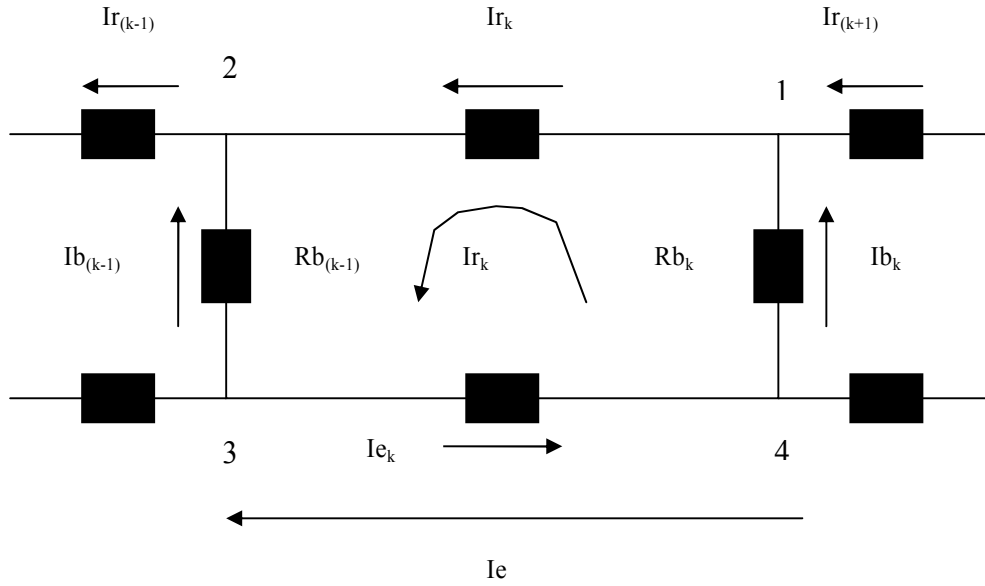


Figure II.5 : Représentation d'une maille rotorique

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

Pour le nœud n° 1

$$I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k+1)} \quad (\text{II.24})$$

Pour le nœud n° 2

$$I_{b(k-1)} = I_{r(k-1)} - I_{rk} \quad (\text{II.25})$$

L'équation électrique relative à la maille K est :

$$0 = \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} [I_{r(k-1)} - I_{rk}] + \frac{R_e}{N_r} [I_{rk} - I_e] + R_{bk} [I_{rk} - I_{r(k+1)}] + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} \quad (\text{II.26})$$

On remplace les formules (II.24) et (II.25) dans l'équation (II.26) ;

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

$$0 = \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} I_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} [I_{rk} - I_e] + R_{bk} I_{bk} + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} \quad (\text{II.27})$$

Le flux induit dans la maille rotorique est donné par :

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

(II.28)

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.28) uniquement en fonction des courants de maille ;

En utilisant les formules :(II.24), (II.25) et :

$$I_{rk} - I_e = I_{ek} \quad (II.29)$$

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

Donc :

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & L_{rp}I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr}(I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) + \frac{L_e}{Nr} I_{rk} + \frac{L_e}{Nr} I_{ek} \\ & + L_b[-I_{r(k-1)} + I_{rk} + I_{rk} - I_{r(k+1)}] \end{aligned} \quad (II.30)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & L_{rp}I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr}(I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) + \frac{L_e}{Nr} I_{rk} + \frac{L_e}{Nr} (I_{rk} - I_e) \\ & + L_b[-I_{r(k-1)} + 2I_{rk} - I_{r(k+1)}] \end{aligned} \quad (II.31)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & L_{rp}I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr}(I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) + \frac{2L_e}{Nr} I_{rk} - \frac{L_e}{Nr} I_e \\ & - L_b[I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}] + 2L_b I_{rk} \end{aligned} \quad (II.32)$$

Finalement, on aboutit à :

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - L_b(I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{3}{2} M_{sr}(I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) \\ & - \frac{L_e}{Nr} I_e \end{aligned} \quad (II.33)$$

- On calcule $\frac{d\Phi_{rk}}{dt}$

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{rk}}{dt} &= (L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b) \frac{dI_{rk}}{dt} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos k\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin k\alpha \right) \\ &- \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

On remplace $\frac{d\Phi_{rk}}{dt}$ dans l'équation (III.27)

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{R_e}{Nr} I_{rk} - R_{b(k-1)} [I_{r(k-1)} - I_{rk}] - \frac{R_e}{Nr} I_e + \frac{R_e}{Nr} I_{rk} + R_{bk} [I_{rk} - I_{r(k+1)}] + \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) \frac{dI_{rk}}{dt} \\ &+ M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos k\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin k\alpha \right) - \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.35})$$

On écrit l'équation (II.35) sous la forme :-

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = [V] - [R][I]$$

L'équation (II.35) devienne :

$$\begin{aligned} &\left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) \frac{dI_{rk}}{dt} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos k\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin k\alpha \right) \\ &- \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} = - \left[\left(\frac{2R_e}{Nr} + R_{bk} + R_{b(k-1)} \right) I_{rk} - R_{b(k-1)} I_{r(k-1)} - R_{bk} I_{r(k+1)} - \frac{R_e}{Nr} I_e \right] \end{aligned} \quad (\text{II.36})$$

Si on considère que notre modèle à 16 barres ($Nr = 16$) on à :

Pour $k = 0$:

$$\begin{aligned} &\left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) \frac{dI_{r0}}{dt} + M_{rr} \sum_{j=1}^{15} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(Nr-1)}}{dt} + \frac{dI_{r1}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos 0\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin 0\alpha \right) \\ &- \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} = - \left[\left(\frac{2R_e}{Nr} + R_{b0} + R_{b(Nr-1)} \right) I_{r0} - R_{b(Nr-1)} I_{r(Nr-1)} - R_{b0} I_{r1} - \frac{R_e}{Nr} I_e \right] \end{aligned}$$

(II.37)

Pour k=1 :

$$(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b) \frac{dI_{r1}}{dt} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq 1}}^{15} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r0}}{dt} + \frac{dI_{r2}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos 1\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin 1\alpha \right) \quad (II.38)$$

$$- \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} = - \left[\left(\frac{2R_e}{Nr} + R_{b1} + R_{b0} \right) I_{r1} - R_{b0} I_{r0} - R_{b1} I_{r2} - \frac{R_e}{Nr} I_e \right]$$

et de la même façon pour les autres barres :

Pour l'anneau de court circuit :-

$$L_e \frac{dI_e}{dt} - \frac{L_e}{Nr} \sum_{k=0}^{Nr-1} \frac{dI_{rk}}{dt} = - \left(R_e I_e - \frac{R_e}{Nr} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \right) \quad (II.39)$$

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

$$\left[\begin{array}{cc|cccccc|c} L_{sc} & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & -M_{sr} \cos j\alpha & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \cdots & \cdots & \cdots & -M_{sr} \sin j\alpha & \cdots & \cdots & 0 \\ \hline \vdots & \vdots & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & -\frac{L_e}{Nr} \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} & \vdots \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cos k\alpha & -\frac{3}{2} M_{sr} \sin k\alpha & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & -\frac{L_e}{Nr} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hline 0 & 0 & \frac{L_e}{Nr} & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \frac{L_e}{Nr} & L_e \end{array} \right] \frac{d}{dt} \left[\begin{array}{c} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \vdots \\ I_0 \\ \vdots \\ I_j \\ \vdots \\ I_{(Nr-1)} \\ \vdots \\ I_e \end{array} \right] =$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -WL_{sc} & \dots & \dots & M_{sr}W\sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ -WL_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr}W\cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ \hline 0 & 0 & 2\frac{R_c}{Nr} + R_{b0} + R_{b(Nr-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & -\frac{R_c}{Nr} \\ 0 & 0 & 0 & -R_{b(k-1)} & 2\frac{R_c}{Nr} + R_{bk} + R_{b(k-1)} & -R_{bk} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & 0 & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & 0 & 0 & -R_{b(Nr-2)} & 2\frac{R_c}{Nr} + R_{b(Nr-2)} + R_{b(Nr-1)} & -\frac{R_c}{Nr} \\ \hline 0 & 0 & -\frac{R_c}{Nr} & \dots & \dots & \dots & -\frac{R_c}{Nr} & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (II.40)$$

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

$$C_e = \frac{3}{2} P [I_{sd} q]^t \frac{\delta}{\delta \theta} \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr} \cos(\theta + k\alpha) & \dots \\ \dots & -M_{sr} \cos(\theta + k\alpha) & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (II.41)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P M_{sr} \left\{ I_{ds} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \sin k\alpha - I_{qs} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \cos k\alpha \right\} \quad (II.42)$$

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

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} P (C_e - C_r - \frac{f}{P} W) \quad (II.43)$$

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

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 optés pour un autre modèle, modèle dq .

Pour ce faire, nous avons appliqué une transformation généralisée (Nr) qui permet de passer des Nr grandeurs équilibrées vers deux grandeurs dq . La simulation de ce modèle est très rapide.

II.4. La transformation de Nr grandeurs équilibrées vers deux grandeurs dq [5] :

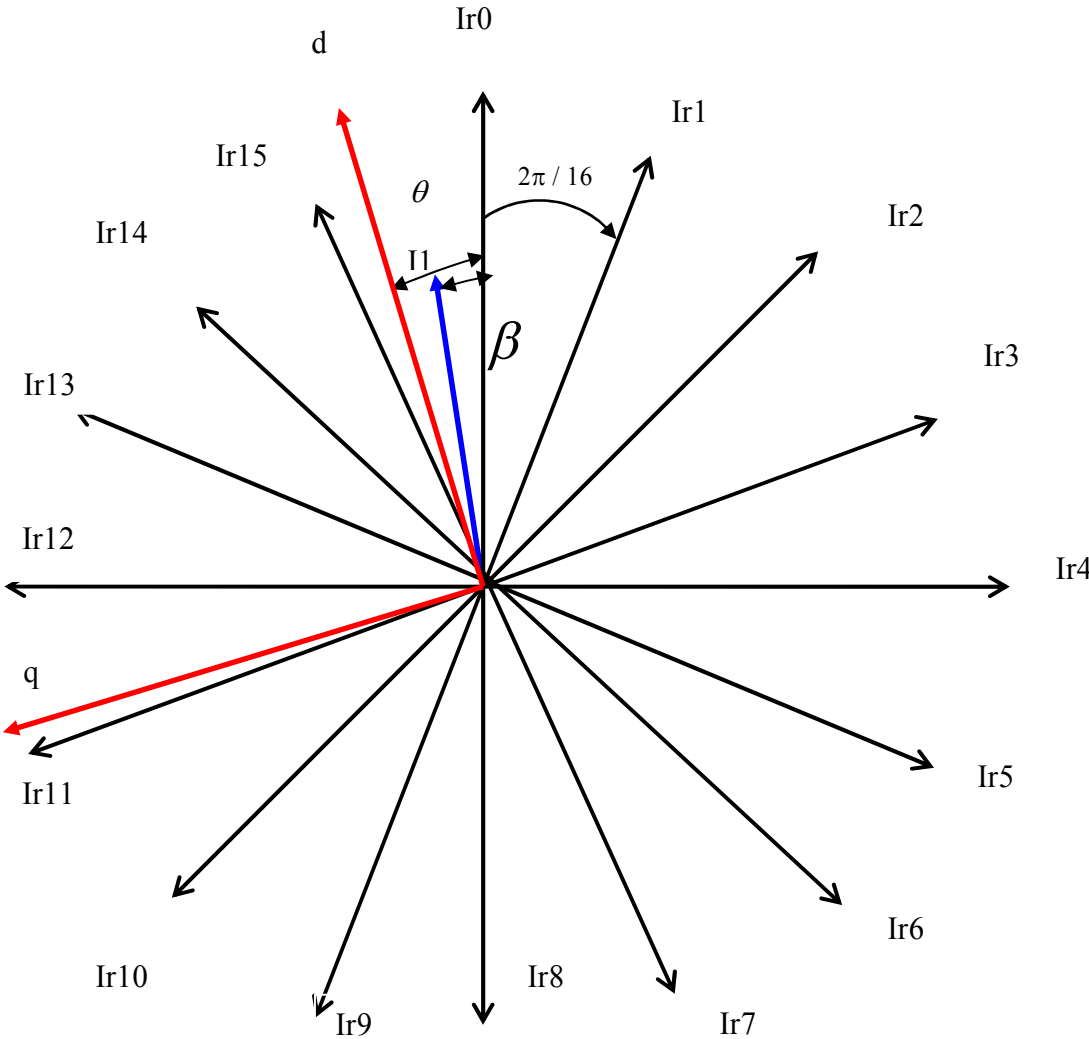


Figure II.6 : projection du modèle multi enroulement sur le modèle dq

La projection de I_1 sur les axes I_{rk} donne:-

$$\begin{cases} I_{r0} = I_1 \cos \beta \\ I_{r1} = I_1 \cos(\beta + \frac{2\pi}{16}) \\ I_{r2} = I_1 \cos(\beta + \frac{4\pi}{16}) \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r15} = I_1 \cos(\beta + \frac{30\pi}{16}) \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Et la projection de I_1 sur les axes d et q donne :

$$\begin{cases} I_d = I_1 \cos(\theta - \beta) \\ I_q = -I_1 \sin(\theta - \beta) \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

On à

$$\cos(\theta - \beta) = \frac{2}{16} \left[\cos \theta \cos \beta + \cos(\theta + \frac{2\pi}{16}) \cos(\beta + \frac{2\pi}{16}) + \dots + \cos(\theta + \frac{30\pi}{16}) \cos(\beta + \frac{30\pi}{16}) \right] \quad (\text{II.46})$$

Et :

$$\sin(\theta - \beta) = \frac{2}{16} \left[\sin \theta \cos \beta + \sin(\theta + \frac{2\pi}{16}) \cos(\beta + \frac{2\pi}{16}) + \dots + \sin(\theta + \frac{30\pi}{16}) \cos(\beta + \frac{30\pi}{16}) \right] \quad (\text{II.47})$$

A partir de l'équation (II.44) on trouve :

$$I_1 = \frac{I_{r0}}{\cos \beta} ; I_1 = \frac{I_{r1}}{\cos(\beta + \frac{2\pi}{16})} ; I_1 = \frac{I_{r2}}{\cos(\beta + \frac{4\pi}{16})} ; \dots ; I_1 = \frac{I_{r15}}{\cos(\beta + \frac{30\pi}{16})}$$

On remplace les équations (II.46) et (II.47) dans l'équation (II.45) on trouve :

$$I_d = \frac{2}{16} \left[I_{r0} \cos \theta + I_{r1} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{16}\right) + I_{r2} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{16}\right) + \dots + I_{r15} \cos\left(\theta + \frac{30\pi}{16}\right) \right] \quad (\text{II.48})$$

$$I_q = -\frac{2}{16} \left[I_{r0} \sin \theta + I_{r1} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{16}\right) + I_{r2} \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{16}\right) + \dots + I_{r15} \sin\left(\theta + \frac{30\pi}{16}\right) \right] \quad (\text{II.49})$$

Et sous forme matricielle on trouve :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{2}{16} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{16}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{16}\right) & \dots & \cos\left(\theta + \frac{30\pi}{16}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{16}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{16}\right) & \dots & -\sin\left(\theta + \frac{30\pi}{16}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r15} \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} I_{r0} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r15} \end{bmatrix}$$

En posant $\theta = 0$, l'équation (II.50) devient :

$$[A] = \frac{2}{16} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos\left(\frac{2\pi}{16}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{16}\right) & \dots & \cos\left(\frac{30\pi}{16}\right) \\ -\sin 0 & -\sin\left(\frac{2\pi}{16}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{16}\right) & \dots & -\sin\left(\frac{30\pi}{16}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

Et :

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos 0 & -\sin 0 \\ \cos\left(\frac{2\pi}{16}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{16}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{16}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{16}\right) \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \cos\left(\frac{30\pi}{16}\right) & -\sin\left(\frac{30\pi}{16}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

II.4.1. la matrice de résistance du modèle dq équivalent :

$$[R]_{eq} = {}^a A [R] {}^a A^{-1} \quad [3] \quad (II.53)$$

$$\begin{bmatrix}
 R_s & -WL_{sc} & \dots & \dots & M_{sr} W \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 -WL_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} W \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 \hline
 0 & 0 & \frac{2R_e}{Nr} + Rb_0 + Rb_{(Nr-1)} & -Rb_0 & 0 & 0 & -Rb_{(Nr-1)} & \frac{R_e}{Nr} \\
 0 & 0 & & & & & & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & -Rb_{(k-1)} & \frac{2R_e}{Nr} + Rb_k + Rb_{(k-1)} & -Rb_{(k)} & 0 & \vdots \\
 0 & 0 & & & & & & \vdots \\
 0 & 0 & -Rb_{(Nr-1)} & 0 & 0 & -Rb_{(Nr-2)} & \frac{2R_e}{Nr} + Rb_{(Nr-2)} + Rb_{(Nr-1)} & \frac{R_e}{Nr} \\
 \hline
 0 & 0 & \frac{R_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{Nr} & R_e
 \end{bmatrix} =
 \begin{bmatrix}
 R1 & R2 & R3 \\
 R4 & R5 & R6 \\
 R7 & R8 & R9
 \end{bmatrix} \quad (II.54)$$

➤ Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé :

A fin de simplifier le calcul de la matrice ci-dessus, on la subdivise en neuf résistances équivalentes, cette subdivision nous permet de mieux comprendre, le passage du modèle de Nr grandeurs vers deux grandeurs dq .

1) pour $[R1]$

$$[R1]_{eq} = [R1]$$

$$[R1]_{eq} = \begin{bmatrix} R_s & -WL_{sc} \\ WL_{sc} & R_s \end{bmatrix} \quad (II.55)$$

2) pour $[R2]$

$$[R2]_{eq} = [R2][A]^{-1} \quad (II.56)$$

$$[R2]_{eq} = \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr}W \sin j\alpha & \dots \\ \dots & -M_{sr}W \cos j\alpha & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 0 & -\sin 0 \\ \cos(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{2\pi}{16}) \\ \cos(\frac{4\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\frac{30\pi}{16}) & -\sin(\frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

$$[R2]_{eq} = \begin{bmatrix} \sum_{j=0}^{j=15} (-M_{sr}W \sin j\alpha)(\cos j\alpha) & \sum_{j=0}^{j=15} -M_{sr}W \sin^2 j\alpha \\ \sum_{j=0}^{j=15} -M_{sr}W \cos^2 j\alpha & \sum_{j=0}^{j=15} (-M_{sr}W \cos j\alpha)(\sin j\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

Avec :

$$\sum_{j=0}^{j=15} (\sin j\alpha)(\cos j\alpha) = 0 \quad (\text{II.59})$$

$$\sum_{j=0}^{j=15} \sin^2 j\alpha = \frac{Nr}{2} \quad (\text{II.60})$$

$$\sum_{j=0}^{j=15} \cos^2 j\alpha = \frac{Nr}{2} \quad (\text{II.61})$$

$$\sum_{j=0}^{j=15} (\cos j\alpha)(\sin j\alpha) = 0 \quad (\text{II.62})$$

On remplace les formules (II.59), (II.60), (II.61) et (II.62) dans la matrice (II.58) on aboutit à :

$$[R2]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Nr}{2}W M_{sr} \\ -\frac{Nr}{2}W M_{sr} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

3) pour [R3]

$$[R3]_{eq} = [R3]$$

$$[R3]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.64})$$

4) pour $[R4]$

$$[R4]_{eq} = [R4][A] \quad (\text{II.65})$$

$$[R4]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{2}{16} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(\frac{2\pi}{16}) & \cos(\frac{4\pi}{16}) & \dots & \cos(\frac{2\pi}{16}) \\ -\sin 0 & -\sin(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) & \dots & -\sin(\frac{2\pi}{16}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

$$[R4]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

5) pour $[R5]$

$$[R5]_{eq} = [A][R5][A]^{-1} \quad (\text{II.68})$$

On multiplie les trois matrices suivantes:

$$[R5]_{eq} = \frac{2}{16} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(\frac{2\pi}{16}) & \cos(\frac{4\pi}{16}) & \dots & \cos(\frac{30\pi}{16}) \\ -\sin 0 & -\sin(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) & \dots & -\sin(\frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} *$$

$$\begin{bmatrix} 2\frac{\text{Re}}{Nr} + Rb_0 + Rb(Nr-1) & -Rb_0 & 0 & 0 & -Rb(Nr-1) \\ 0 & -Rb(k-1) & 2\frac{\text{Re}}{Nr} + Rbk + Rb(k-1) & -Rbk & 0 \\ -Rb(Nr-1) & 0 & 0 & -Rb(Nr-2) & 2\frac{\text{Re}}{Nr} + Rb(Nr-2) + Rb(Nr-1) \end{bmatrix} *$$

$$\begin{bmatrix} \cos 0 & -\sin 0 \\ \cos(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{2\pi}{16}) \\ \cos(\frac{4\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\frac{30\pi}{16}) & -\sin(\frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

Donc on trouve :

$$[R5]_{eq} = \begin{bmatrix} S1 & S2 \\ S3 & S4 \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

On calcule les différentes sous matrices ($S1$, $S2$, $S3$, et $S4$) ;

$$S1 = \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos^2 15\alpha \right] \\ - \frac{4}{16} [(Rb0 \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \cos 0\alpha)] \quad (\text{II.71})$$

$$S2 = -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right] \\ + \frac{2}{16} [(Rb0 \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \sin 15\alpha \cos 0\alpha)] \\ + \frac{2}{16} [(Rb0 \cos 0\alpha \sin 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \sin 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \sin 0\alpha)] \quad (\text{II.72})$$

$$S3 = -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right] \\ + \frac{2}{16} [(Rb0 \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \sin 15\alpha \cos 0\alpha)] \\ + \frac{2}{16} [(Rb0 \cos 0\alpha \sin 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \sin 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \sin 0\alpha)] \quad (\text{II.73})$$

$$S4 = \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos^2 15\alpha \right] \\ - \frac{4}{16} [(Rb0 \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \cos 0\alpha)] \quad (\text{II.74})$$

Si on considère que toutes les barres sont saines ($Rb0 = Rb1 = \dots = Rb15$) les sous matrices $S1$, $S2$, $S3$, et $S4$ Deviennent :

$$S1 = S4 = 2 \frac{Re}{Nr} + 2Rb(1 - \cos \alpha)$$

$$S2 = S3 = 0$$

En posant :

$$Rr = 2 \frac{Re}{Nr} + 2Rb(1 - \cos \alpha)$$

6) pour [R6]

$$[R6]_{eq} = [A][R6] \quad (II.75)$$

$$[R6]_{eq} = \frac{2}{Nr} \begin{bmatrix} \dots & \cos j\alpha & \dots \\ \dots & -\sin j\alpha & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{Le}{Nr} \\ \vdots \\ \vdots \\ -\frac{Le}{Nr} \end{bmatrix} \quad (II.76)$$

$$[R6]_{eq} = \frac{2}{Nr} \begin{bmatrix} -\frac{Le}{Nr} \sum_{j=0}^{Nr} \cos j\alpha \\ \frac{Le}{Nr} \sum_{j=0}^{Nr} \sin j\alpha \end{bmatrix} \quad (II.77)$$

Avec :

$$\sum_{j=0}^{15} \cos j\alpha = 0 \quad (II.78)$$

$$\sum_{j=0}^{15} \sin j\alpha = 0 \quad (II.79)$$

On remplace les formules (II.78) et (II.79) Dans la formule (II.77) on aboutit à :

$$[R6]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.80)$$

7) pour [R7]

$$[R7] = [R7]_{eq}$$

$$[R7]_{eq} = [0 \quad 0] \quad (II.81)$$

8) pour [R8]

$$[R8]_{eq} = [R8][A]^{-1} \quad (\text{II.82})$$

$$[R8]_{eq} = \begin{bmatrix} -\frac{\text{Re}}{Nr} & \dots & \dots & -\frac{\text{Re}}{Nr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots & \vdots \\ \cos j\alpha & -\sin j\alpha \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{II.83})$$

$$[R8]_{eq} = \begin{bmatrix} -\frac{\text{Re}}{Nr} \sum_{j=0}^{Nr-1} \cos j\alpha & \frac{\text{Re}}{Nr} \sum_{j=0}^{Nr-1} \sin j\alpha \end{bmatrix} \quad (\text{II.84})$$

On remplace la formule (II.78) et (II.79) Dans la formule (II.84) on aboutit à :

$$[R8]_{eq} = [0 \quad 0] \quad (\text{II.85})$$

9) pour [R9]

$$[R9]_{eq} = [R9]$$

$$[R9]_{eq} = [\text{Re}] \quad (\text{II.86})$$

Finalemnt :

La nouvelle matrice de résistance du modèle dq équivalent, en considérant que toutes les barres sont saines est [3] :

$$[\text{Re}_q] = \left[\begin{array}{cc|cc|c} R_s & -WL_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 \\ WL_{sc} & R_s & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & \text{Re} \end{array} \right] \quad (\text{II.87})$$

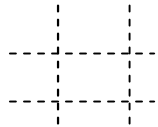
Avec :

$$R_r = 2\frac{\text{Re}}{Nr} + 2R_b(1 - \cos\alpha)$$

II.4.2 la matrice d'inductance du modèle dq équivalent :

$$[L_{eq}] = {}^a A [L] {}^a A^{-1} \quad [3] \quad (II.88)$$

$$\begin{bmatrix}
 L_{sc} & 0 & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 0 & L_{sc} & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 \vdots & \vdots & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & -\frac{L_e}{Nr} \\
 \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & \vdots \\
 -\frac{3}{2}M_{sr} \cos k\alpha & -\frac{3}{2}M_{sr} \sin k\alpha & & & & & & & \vdots \\
 \vdots & \vdots & & & & & & & \vdots \\
 \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & -\frac{L_e}{Nr} \\
 0 & 0 & -\frac{L_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{Nr} & L_e
 \end{bmatrix} =$$



$$(II.89) \begin{bmatrix} L1 & L2 & L3 \\ L4 & L5 & L6 \\ L7 & L8 & L9 \end{bmatrix}$$

➤ **Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé :**

De la même manière que pour $[R]$ il résulte :

$$[L1]_{eq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.90)$$

$$[L2]_{eq} = \begin{bmatrix} -\frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & \frac{Nr}{2}M_{sr} \end{bmatrix} \quad (II.91)$$

$$[L3]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.92)$$

$$[L4]_{eq} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} \end{bmatrix} \quad (II.93)$$

$$[L5]_{eq} = \begin{bmatrix} L_{rc} & 0 \\ 0 & L_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.94})$$

$$[L6]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.95})$$

$$[L7]_{eq} = [0 \ 0] \quad (\text{II.96})$$

$$[L8]_{eq} = [0 \ 0] \quad (\text{II.97})$$

$$[L9]_{eq} = [L_e] \quad (\text{II.98})$$

Finalement ; La nouvelle matrice d'inductance du modèle dq équivalent, en considérant que toutes les barres sont saines est [3] :

$$[L_{sq}] = \left[\begin{array}{cc|cc|c} L_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 \\ \hline -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{array} \right] \quad (\text{II.99})$$

Avec :

$$L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2\frac{L_e}{Nr} + 2L_b(1 - \cos \theta) \quad (\text{II.100})$$

Donc le système complet en considérant que toutes les barres sont saines est :

$$\left[\begin{array}{cc|cc|c} L_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 \\ \hline -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{array} \right] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -WL_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 \\ WL_{sc} & R_s & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Re \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id_s \\ Iq_s \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} \quad (\text{II.101})$$

II.5 Choix du mode d'alimentation de la machine asynchrone :

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charges précis et nécessite un choix de mode d'alimentation de la machine. Il existe deux modes d'alimentation de la machine asynchrone : soit en courant, soit en tension.

Ceci signifie que le convertisseur statique associé à la machine lui impose, au niveau des enroulements statoriques, ou un courant de forme et d'amplitude données ou une tension de forme d'amplitude données. Selon l'application et les performances demandées, on choisira le type d'alimentation et, par conséquent, le type de contrôle à implanter.

Trois structures principales, peuvent être envisagées :

- l'onduleur de courant, réalisant une alimentation en courant,
- l'onduleur de tension, réalisant une alimentation en tension,
- l'onduleur de tension, réalisant une alimentation en courant.

De nombreuses études ont montré qu'à très basse vitesse, le schéma de contrôle utilisant une alimentation en tension est très sensible à la variation des paramètres de la machine asynchrone. Par contre, l'alimentation en courant trouve ses limites en grandes vitesses et en charge, le découplage devenant très sensible à la précision de la phase du flux rotorique.

Enfin, un schéma de contrôle utilisant un onduleur de tension régulé en courant est moins sensible à la variation des paramètres et, par conséquent, le mieux adapté pour une commande indirecte du flux rotorique. Dans notre travail, nous avons retenu cette dernière solution avec un contrôle des courants par hystérésis.

II.5.1 Méthodes de contrôle du courant dans le cas d'un onduleur de tension :

Le dispositif de commande doit imposer les courants dans les phases de la machine aussi proche que possible de leurs références. Deux stratégies peuvent être mise en œuvre :

- le contrôle des courants par hystérésis,
- le contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion de la tension (M.L.I).

II.5.1.1 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 références de courant. 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. Cette méthode est actuellement la plus utilisée dans l'industrie par sa simplicité et sa robustesse. Elle ne nécessite pas de connaître la valeur des paramètres internes de la machine, mais présente l'inconvénient d'une variation aléatoire de la fréquence de commutation des interrupteurs suivant les conditions de fonctionnement. Cette fréquence dépend en particulier de la valeur de l'inductance de la machine et doit être compatible avec les possibilités de l'onduleur.

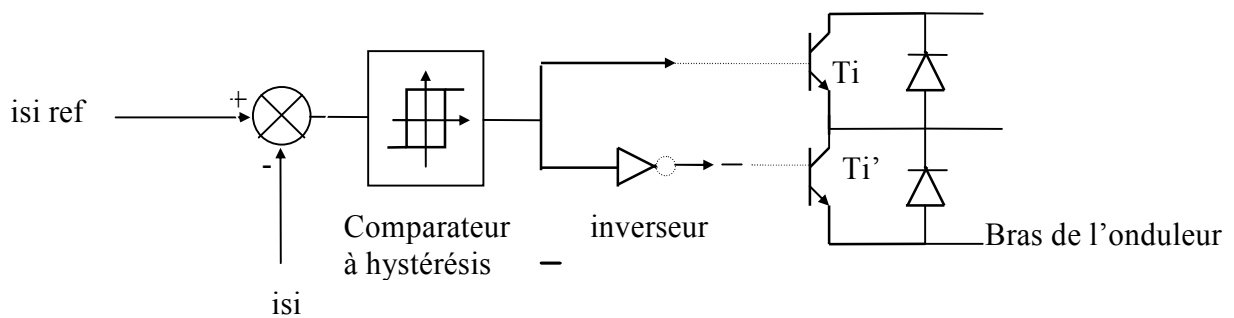


Figure (II-7) : Principe du contrôle des courants par hystérésis

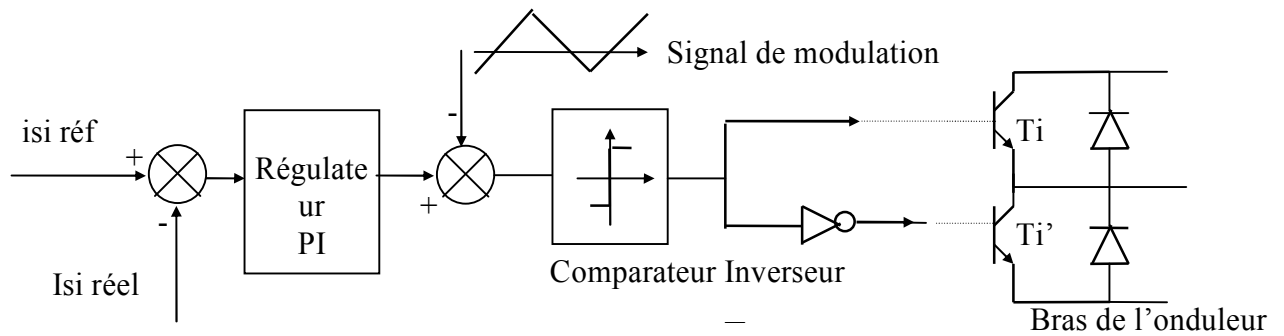
II.5.1.2 Contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

Ce contrôle met en œuvre un régulateur linéaire par exemple de type PI suivant le schéma de principe donné sur la figure (II-8). Le signal d'erreur du courant correspondant à une phase est appliqué à l'entrée d'un régulateur. Le signal de sortie est ensuite comparé à un signal triangulaire à fréquence élevée (égale ou supérieure à 5 KHz suivant la technologie des semi-conducteurs de puissance) ce qui permet de générer les ordres de commande des transistors de la branche correspondante de l'onduleur.

Dans ce système de contrôle, la fréquence de commutation des tensions est fixe, le réglage s'effectuant par variation du rapport cyclique des signaux de commande.

Par principe, cette stratégie permet de mieux contrôler le régime des commutations des interrupteurs de l'onduleur et l'enchaînement des séquences de fonctionnement que le contrôle par hystérésis. Néanmoins, elle nécessite un ajustage correct des régulateurs utilisés qui doivent assurer le plus parfaitement possible, le suivi de références sinusoïdales à fréquence et amplitude variables. Pour cela, l'asservissement doit présenter une bande passante suffisamment étendue, dans le cas contraire, le suivi des courants de référence par les courants réels n'est plus assuré, ni en amplitude, ni en phase, ce qui se traduit par une diminution du couple. On peut remédier à cet inconvénient en reportant la régulation des courants dans le

repère (d, q). La transformation de Park génère des courants continus I_{sd} et I_{sq} et la régulation est alors plus facile à réaliser.



Figure(II-8) : Principe du contrôle des courants par modulation de la largeur d'impulsion

II.5.2 Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu – alternatif, il est composé de six transistors ($T_1, \dots, T_3, T'_1, \dots, T'_3$) shuntés en anti-parallèle par des diodes de récupération ($D_1, \dots, D_3, D'_1, \dots, D'_3$), qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur (figure I-11).

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 Hystérésis.

Les fonctions logiques sont définies ainsi :

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K'_i \text{ ouvert} \\ -1 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K'_i \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{II-102})$$

Les tensions de ligne aiguillées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = \frac{U}{2} \cdot (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = \frac{U}{2} \cdot (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = \frac{U}{2} \cdot (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{II-103})$$

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

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II-104})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-105})$$

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 de la charge RL 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 :

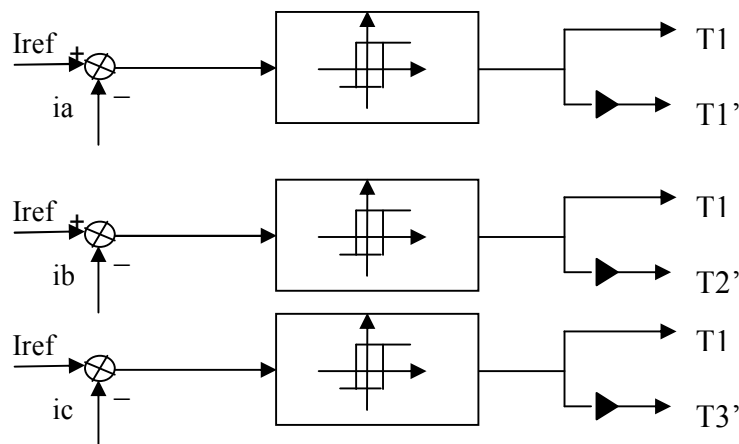


Figure II.9 : ???

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

$$\begin{aligned} F_i &= -1 \text{ si } i_j - i_{refj} > h \\ F_i &= -1 \text{ si } i_j - i_{refj} < -h \\ F_i &= F_i \text{ si } i_{refj} + h > i_j > i_{refj} - h \end{aligned} \quad (\text{II.106})$$

Avec i_j courant de phase, $j = 1, 2, 3$ et i_{refj} courant de référence : $j = 1, 2, 3$

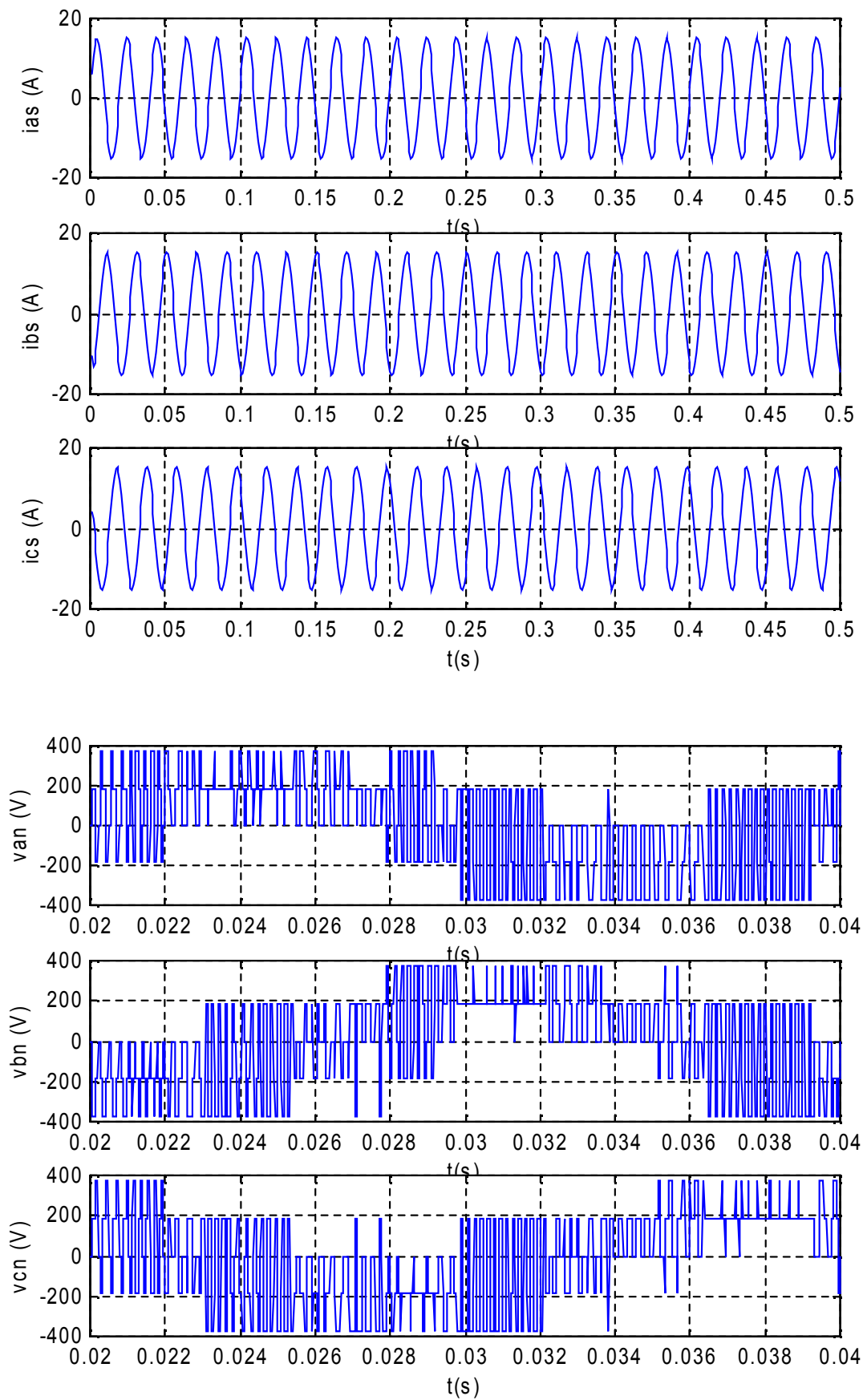


Figure II.10 : les tensions et les courants d'alimentation

II.5 Simulation du modèle réduit multi enroulements :

Nous simulons le modèle ci-dessus ;

Les paramètres de la machine utilisée :

$$R_s = 7.828 \ \Omega$$

$$J = 0.006093 \ \text{Kg m}^2$$

$$f = 0.00725 \ \text{Nm s / rd}$$

$$\text{Rayon} = 0.03575 \ \text{m}$$

$$\text{Longueur} = 0.065 \ \text{m}$$

$$\text{Entrefer} = 0.00025 \ \text{m}$$

$$N_s = 160$$

$$N_r = 16$$

$$L_{sl} = 0.018 \ \text{H}$$

$$R_{bsain} = 150 \cdot 10^{-6} \ \Omega$$

$$R_e = 72 \cdot 10^{-6} \ \Omega$$

$$L_b = 10^{-7} \ \text{H}$$

$$L_e = 10^{-7} \ \text{H}$$

a. Cas d'une machine saine à vide :

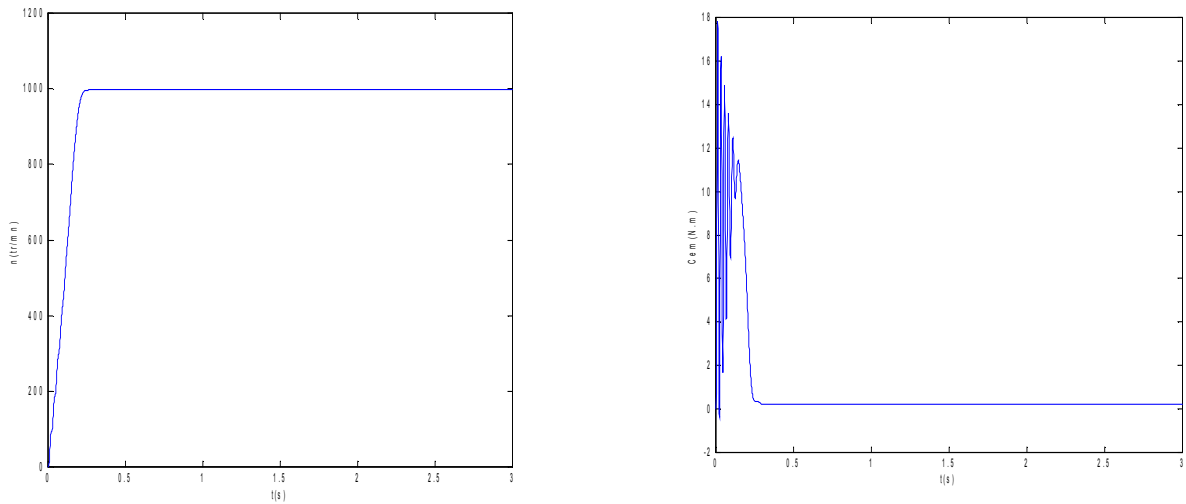


Figure II.11 : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec le modèle réduit, machine saine en charge, $C_r=3.5$ N.m

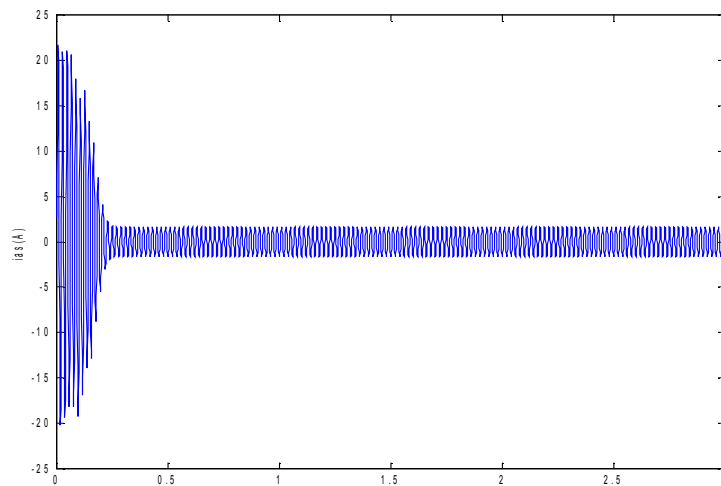


Figure II.12 : courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine saine à vide

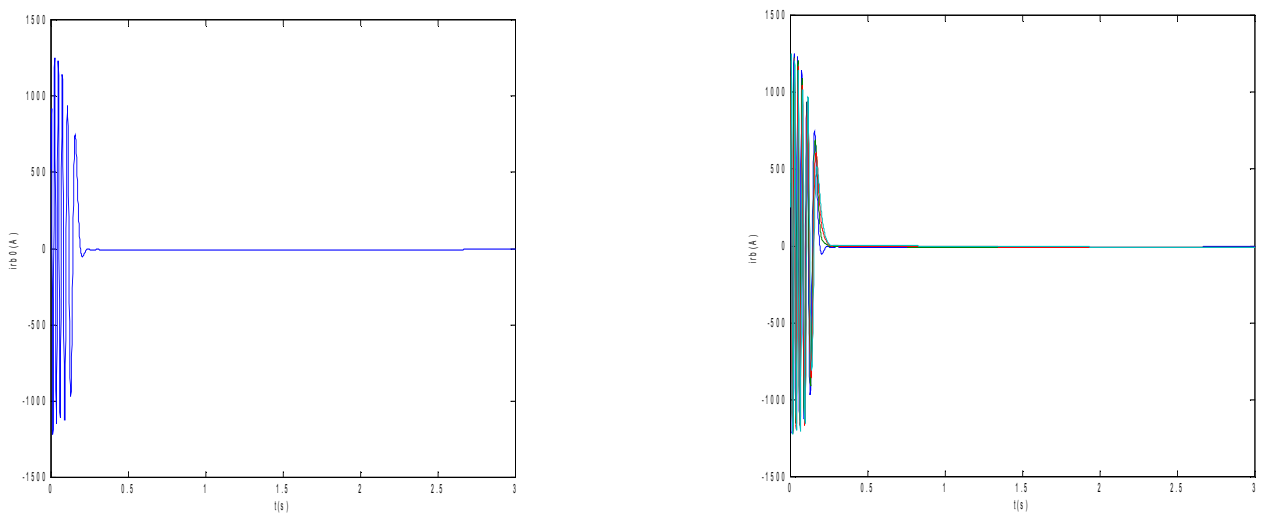


Figure II.13 : courants dans les barres rotoriques, irb0, irb1, irb2, irb3, simulation avec modèle réduit, machine saine à vide

A vide :

On n'impose tout d'abord aucun couple de charge et la machine opère donc a vide. La Figure(II.11) illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent, de la vitesse de rotation, après une phase transitoire, celle-ci se stabilise a une valeur proche de la vitesse de synchronisme a 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 comme convenu a une valeur proche de zéro a cause de l'absence d'un couple de charge. La figure(II.12) illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique en absence du couple de charge. La figure (II.13) illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent, des courants de barres rotoriques irb_0 , irb_1 , irb_2 , irb_3 . 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, par définition, a la vitesse de synchronisme. Les boucles rotoriques soumises a des champs fluctuants sont alors le siège de courants induits.

b. Cas d'une machine saine en charge :

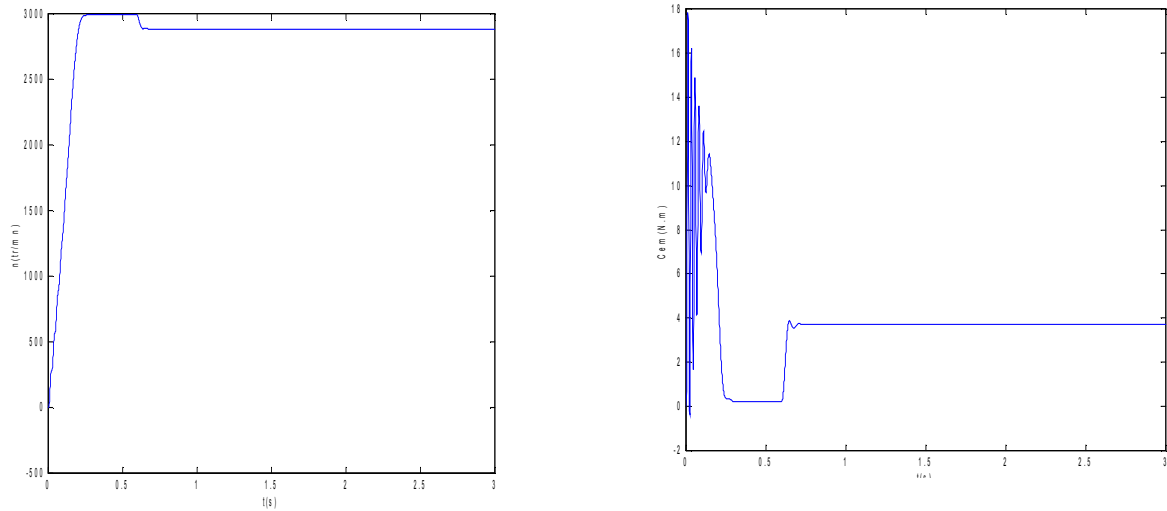


Figure II.14 : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec le modèle réduit, machine saine en charge, $C_r=3.5 \text{ N.m}$

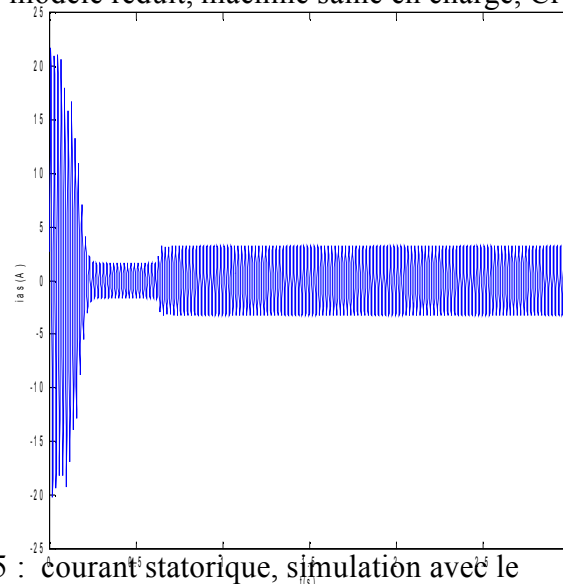


Figure II.15 : courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine saine en charge, $C_r=3.5 \text{ N.m}$

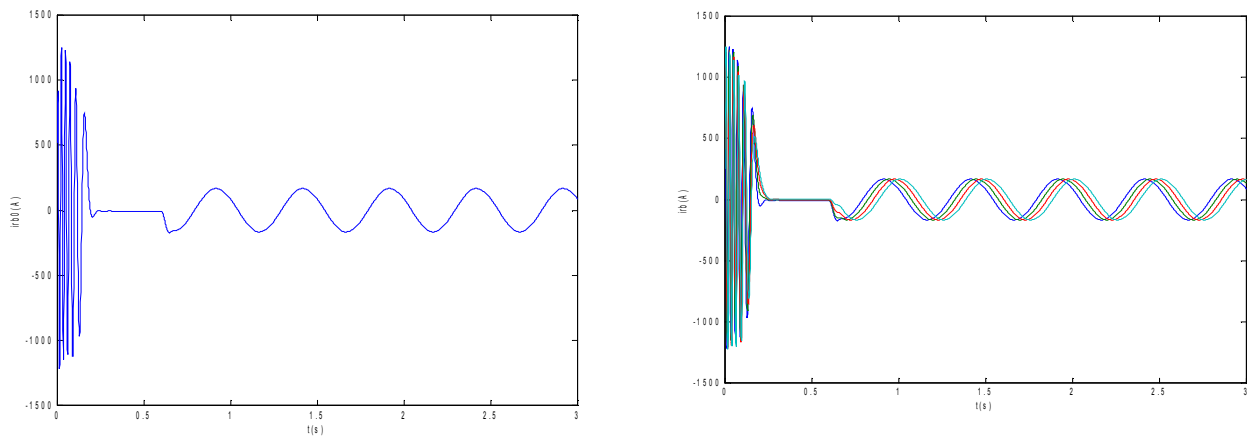


Figure II.16 : courants dans les barres rotoriques, $irb_0, irb_1, irb_2, irb_3$, simulation avec modèle réduit, machine saine en charge $C_r=3.5 \text{ N.m}$

En charge :

On impose maintenant un couple de charge de 3.5 N.m et la machine opère alors en charge. La figure (II.14) 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 comme convenu à une valeur proche de 3.5 N.m.

La figure II.15 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.16 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 $g f_{s0}$ en régime permanent.

Ceux-ci possèdent également une fréquence fondamentale $g f_{s0}$ en régime permanent.

II.6. 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.

Dans le travail de 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 d'une cassure d'une barre et deux barres :

Le modèle démontré dans le chapitre précédent, présenté ci-dessous, permet de simuler la rupture de barres au rotor

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} Vds \\ Vqs \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Rs & -WL_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 \\ WL_{sc} & Rs & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S1 & S2 & 0 \\ 0 & 0 & S3 & S4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Re \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} \quad (III.1)$$

Avec:

$$S1 = \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos^2 15\alpha \right] \\ - \frac{4}{16} \left[(Rb0 \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \cos 0\alpha) \right] \quad (III.2)$$

$$S2 = -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right] \\ + \frac{2}{16} \left[(Rb0 \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \sin 15\alpha \cos 0\alpha) \right] \\ + \frac{2}{16} \left[(Rb0 \cos 0\alpha \sin 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \sin 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \sin 0\alpha) \right] \quad (III.3)$$

$$S3 = -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right] \\ + \frac{2}{16} \left[(Rb0 \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \sin 15\alpha \cos 0\alpha) \right] \\ + \frac{2}{16} \left[(Rb0 \cos 0\alpha \sin 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \sin 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \sin 0\alpha) \right] \quad (III.4)$$

$$S4 = \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos^2 15\alpha \right] \\ - \frac{4}{16} \left[(Rb0 \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \cos 0\alpha) \right] \quad (III.5)$$

Dans le cas où on veut simuler la rupture d'une barre ou de deux barres les seules valeurs qui vont changer sont: S1, S2, S3 et S4

III.2.1. Cassures de barres :

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

Pour illustrer la cassure total de barre dans le modèle de la machine, nous augmentons la valeur de la barre cassé de 11 fois [6].

➤ La cassure d'une barre

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

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 :-

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

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

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

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

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

1-Machine à vide :

a- Cas d'une cassure d'une barre :

On n'impose tout d'abord aucun couple de charge et la machine opère donc à vide. 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 à une valeur proche de zéro à cause de l'absence d'un couple de charge.

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

La figure (III.3) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des 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 minimes.

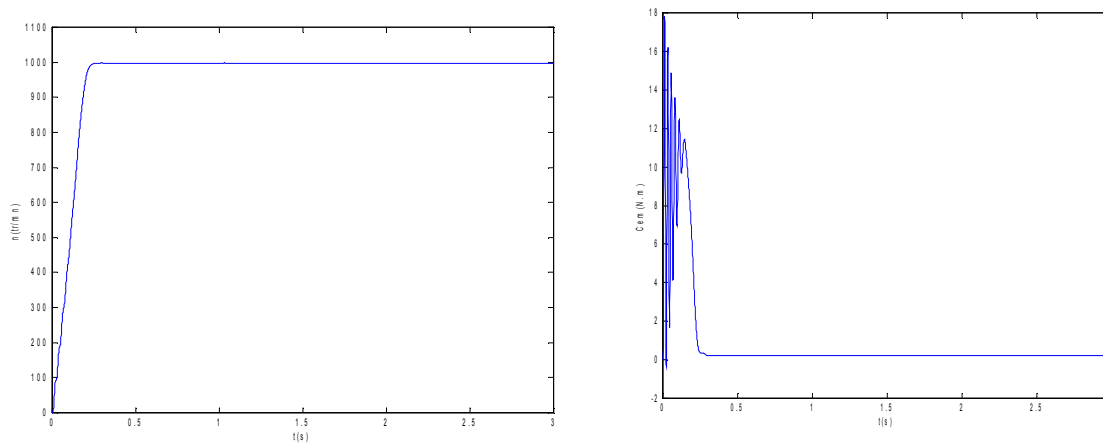


Figure (III.1) : vitesse de rotation, couple électromagnétique , simulation avec le modèle réduit, machine en défaut à vide

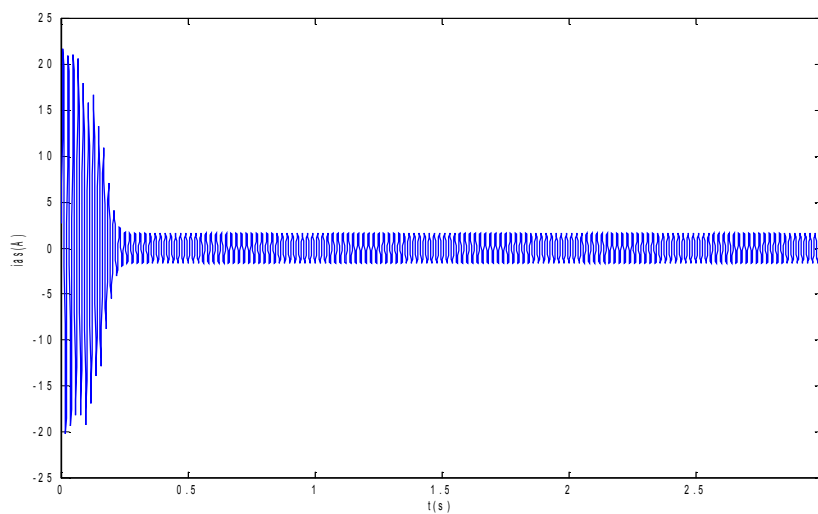


Figure (III.2) : courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine en défaut à vide

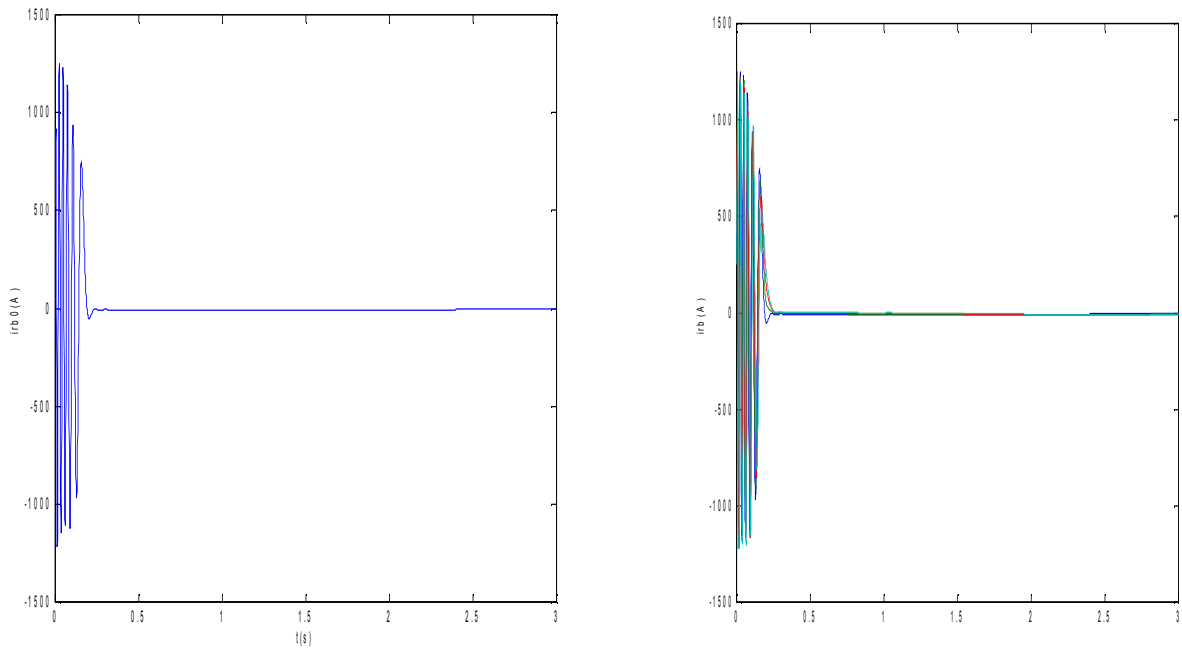


Figure (III.3) : courants dans les barres rotoriques, irb0, irb1, irb2, irb3, simulation avec modèle réduit, machine en défaut à vide.

b- Cas d'une cassure de deux barres :

La figure (III.4) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent de la vitesse de rotation en présence d'une rupture de deux barres (rb0) à $t=1s$ et (rb1) à $t=2s$, Après une phase transitoire, celle-ci se stabilise a une valeur proche de la vitesse de synchronisme a 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 des barres (rb0) à $t=1s$ et (rb1) à $t=2s$. 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.5) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique , en présence d'une rupture d'une barre (rb0) à $t=1s$ et (rb1) à $t=2s$. La figure (III.6) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres irb0 , irb1 , irb2 , irb3 , en présence d'une rupture des barres (rb0) à $t=1s$ et (rb1) à $t=2s$.

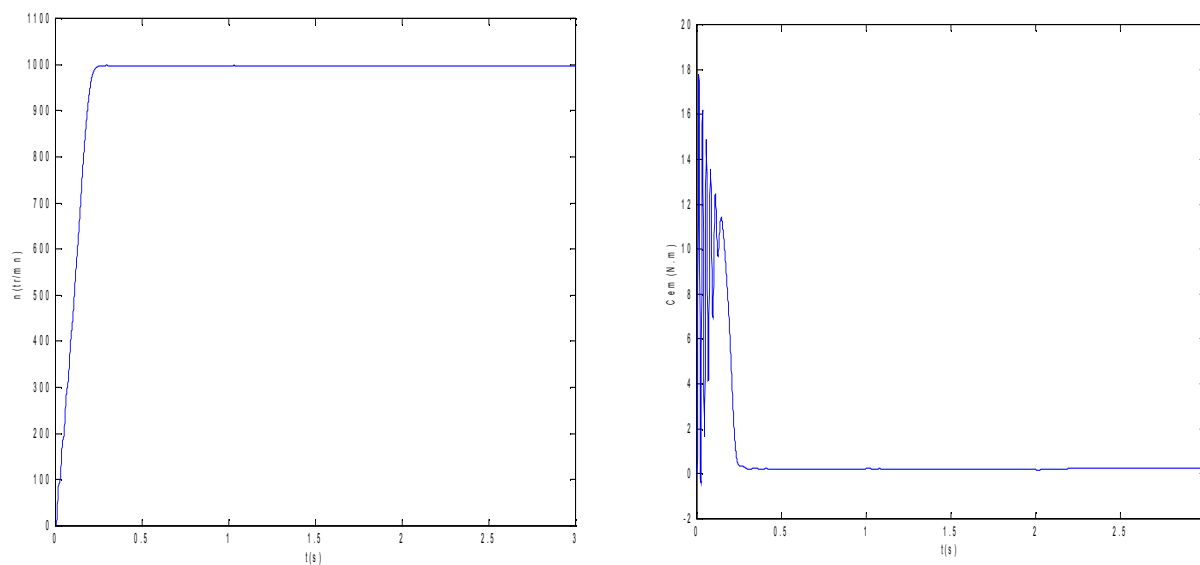


Figure (III.4) : vitesse de rotation, couple électromagnétique ,
simulation avec le modèle réduit, machine en défaut à vide

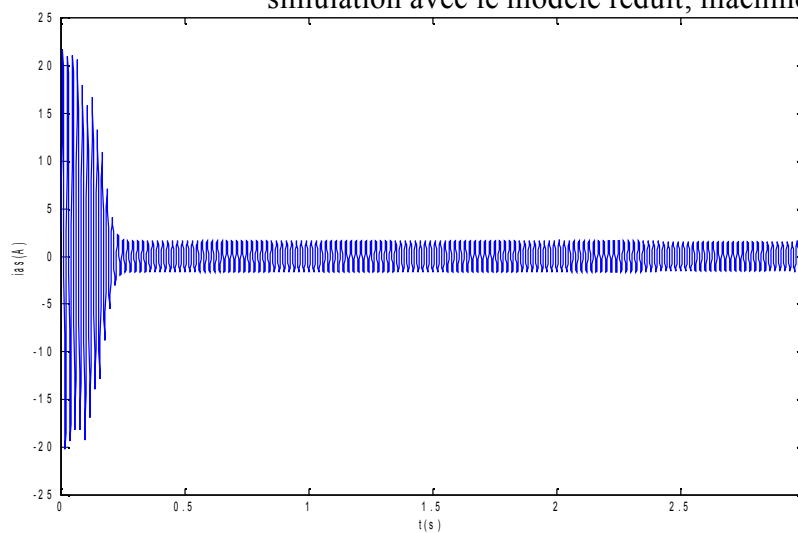


Figure (III.5) : courant statorique, simulation avec le
modèle réduit, machine en défaut à vide

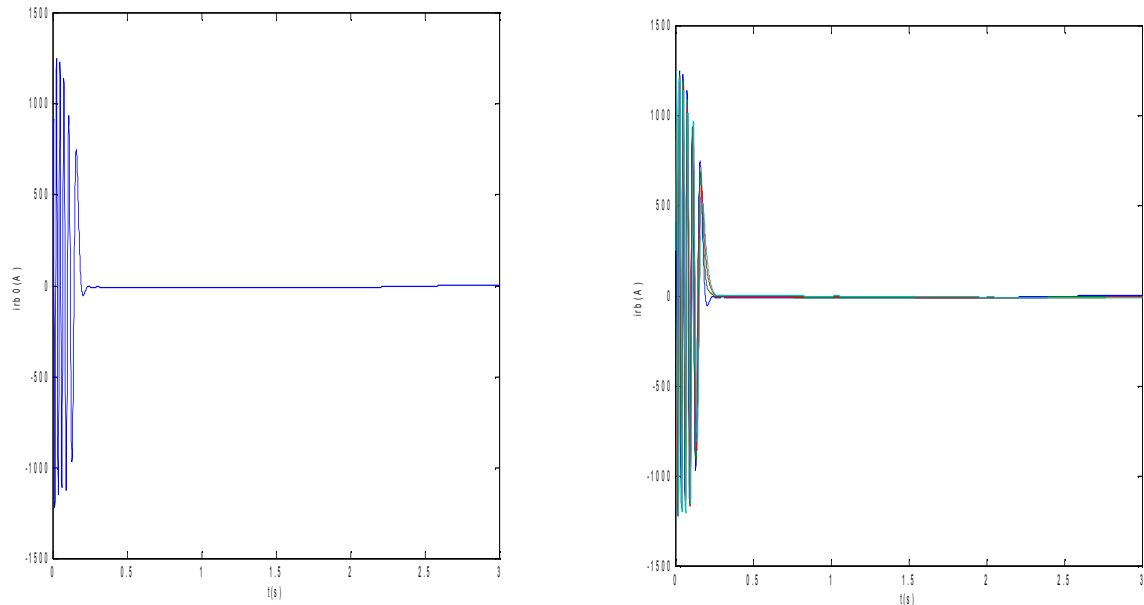


Figure (III.6) : courants dans les barres rotoriques, irb0, irb1, irb2, irb3, simulation avec modèle réduit, machine en défaut à vide

2. Machine en charge :

a. Cas d'une cassure d'une barre :

On impose maintenant un couple de charge de 3.5 N.m à $t=0.6s$ et la machine opère alors en charge.

La figure (III.7) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent 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 rb0 à $t=1s$. 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.8) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique, en présence d'une rupture de barre rb0 à $t=1s$.

La figure (III.9) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres irb0, irb1, irb2, irb3, en présence d'une rupture de barre rb1 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.

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.7) illustre cette ondulation.

- Le rotor avec ce défaut de la structure crée en plus de champ rotorique direct qui tourne à $g \cdot \omega_s$ par rapport au rotor, un champ inverse qui lui tourne à $-g \cdot \omega_s$ 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 [3].

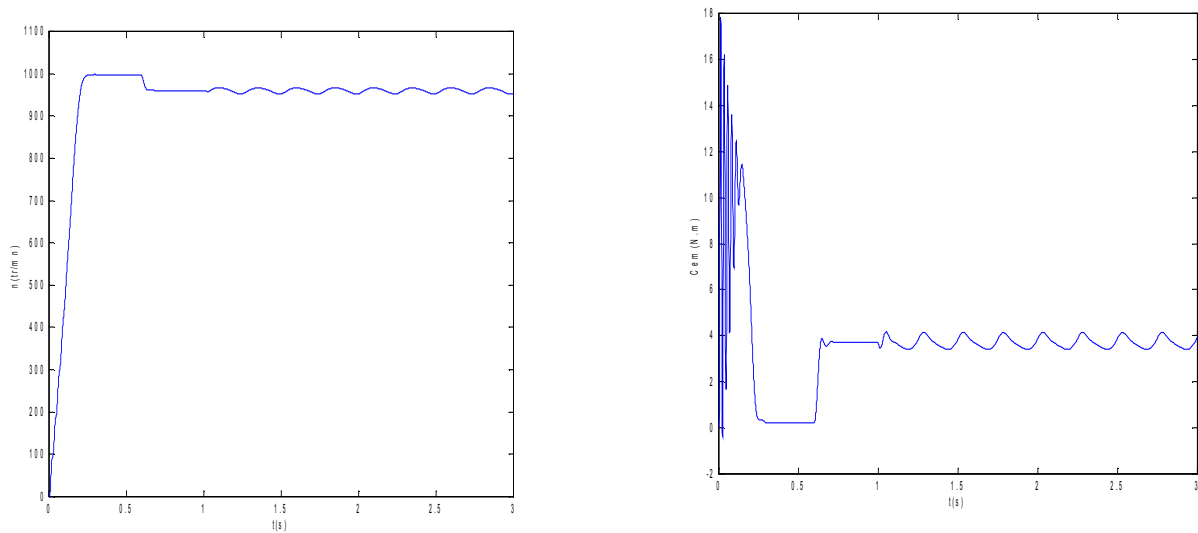


Figure (III.7) : vitesse de rotation, couple électromagnétique et le courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine en défaut en charge, $C_r=3.5 \text{ N.m}$

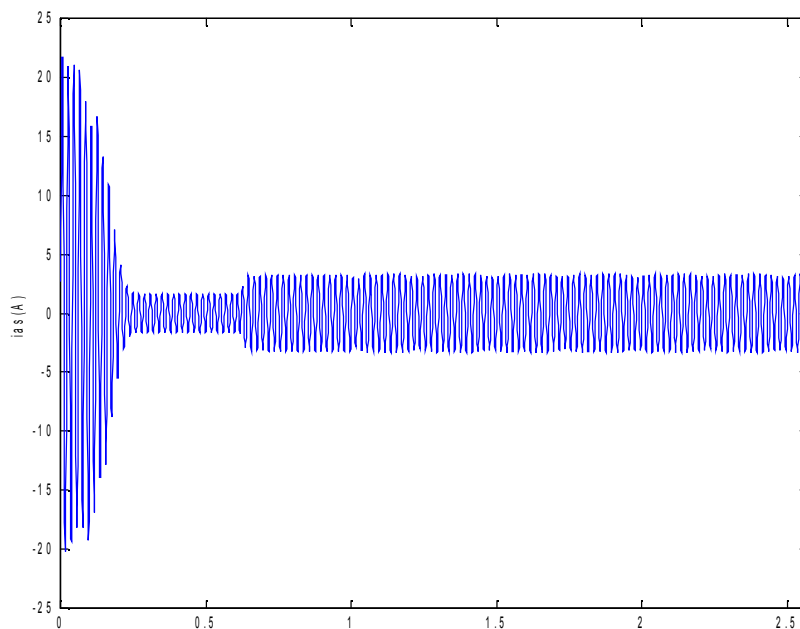


Figure (III.8) : courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine avec défaut en charge, $C_r=3.54 \text{ N.m}$

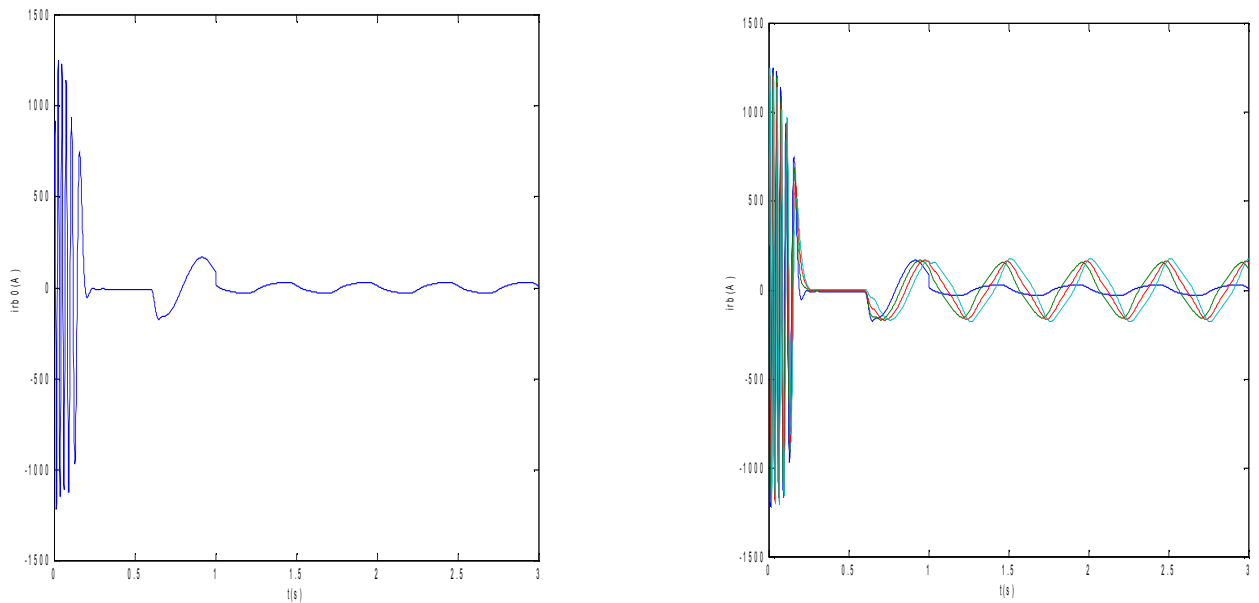


Figure (III.9) : courants dans les barres rotoriques, $irb_0, irb_1, irb_2, irb_3$, simulation avec modèle réduit, machine en défaut en charge, $C_r=3.5\text{N.m}$

b- Cas d'une cassure de deux barres :

On impose maintenant un couple de charge de 3.5 N.m à $t=0.6\text{ s}$ et la machine opère alors en charge.

La figure (III.10) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture de barre rb_0 à $t=1\text{ s}$ et rb_1 à $t=2\text{ s}$. 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 $2g\text{ fs}_0$ en régime permanent.

La figure (III.11) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique, en présence d'une rupture de barre rb_0 à $t=1\text{ s}$ et rb_1 à $t=2\text{ s}$.

La figure (III.12) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres $irb_0, irb_1, irb_2, irb_3$, en présence d'une rupture de barre rb_1 à $t=1\text{ s}$. 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.

Les effets de la cassure de barre (oscillation de w et C_{em}) croît 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

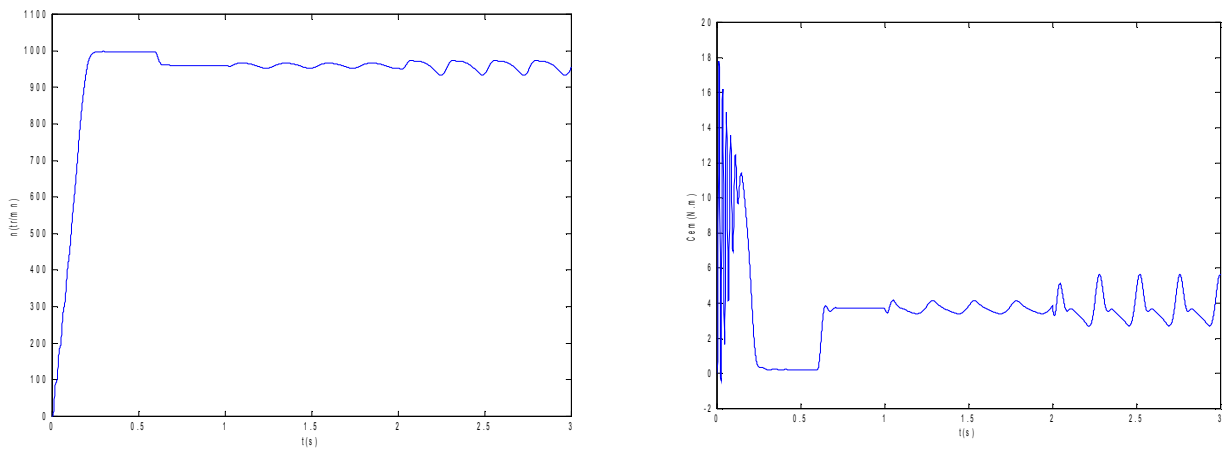


Figure (III.10) : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec le modèle réduit, machine en défaut en charge, $C_r=3.5 \text{ N.m}$

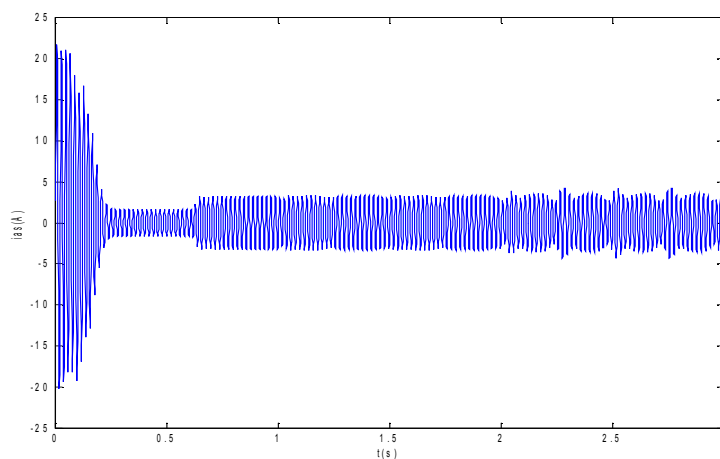


Figure (III.11) : courant statorique, simulation avec le modèle réduit, machine avec défaut en charge, $C_r=3.54 \text{ N.m}$

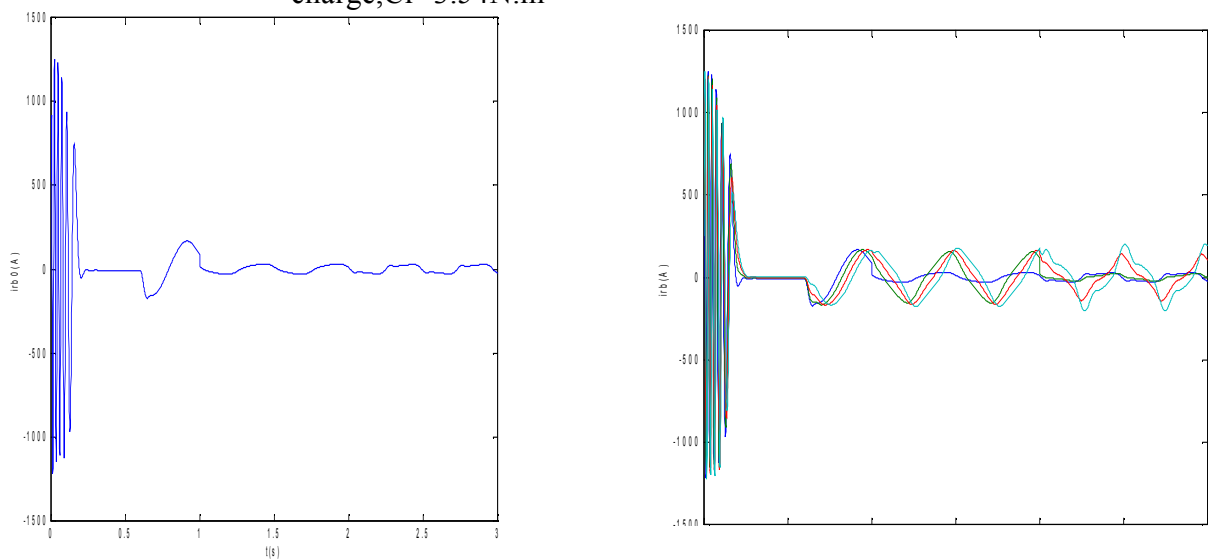


Figure (III.12) : courants dans les barres rotoriques, $i_{rb0}, i_{rb1}, i_{rb2}, i_{rb3}$, simulation avec modèle réduit, machine en défaut en charge, $C_r=3.5 \text{ N.m}$

III.3. Analyse spectrale de la signature du courant en présence des défauts rotoriques [2] [3]:

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 présentées dans le spectre de signal. Nous présentons les résultats de simulation relatifs à l'analyse par FFT de ' I_{as} ' en régime permanent à charge nominal pour un glissement de 4%, dans les figures qui suit.

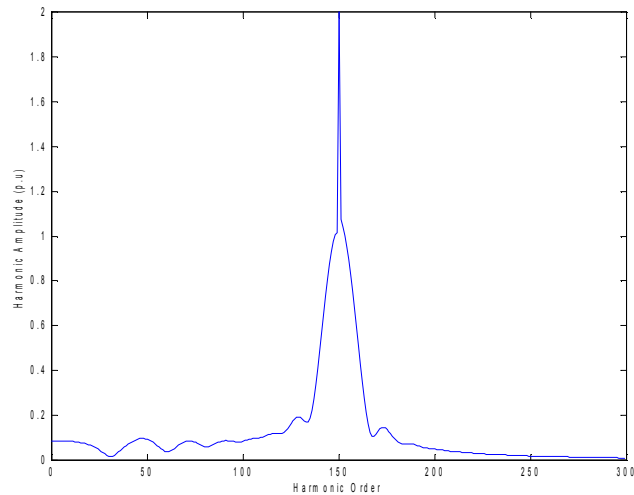


Figure (III.14) : Moteur sain à vide .

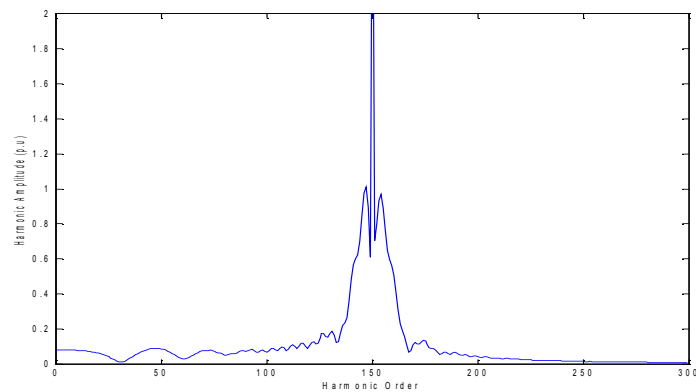


Figure (III.15) : Moteur sain en charge .

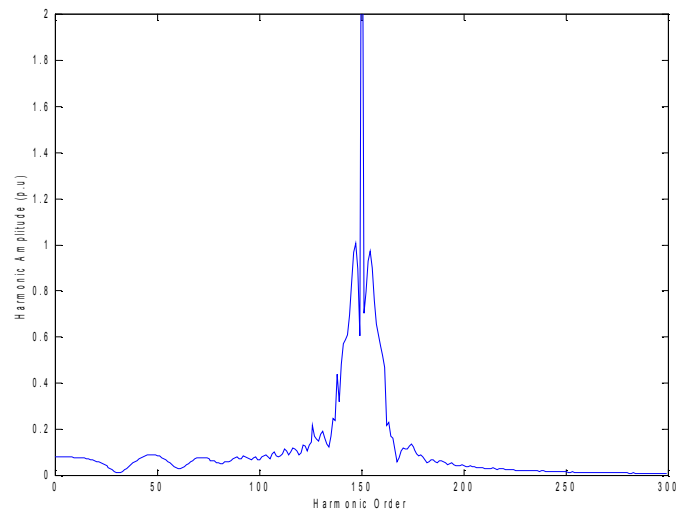


Figure (III.16) : Moteur avec une barre cassée .

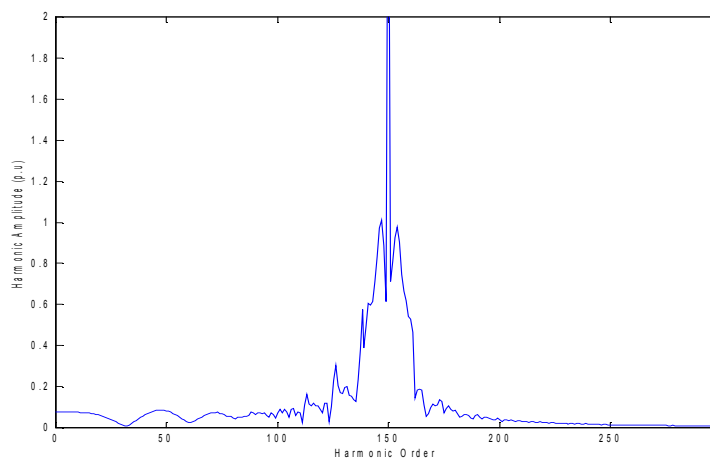


Figure (III.17) : Moteur avec deux barres cassées .

Les figures (III.14) à (III.17) 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.14) et (III.15).

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.16).

Si on augmente le nombre de barres cassées ($K=0$; $K=1$), on obtient des valeurs importantes de l'amplitude des raies figure (III.17).

Donc une analyse spectrale du courant statorique fait apparaître les composantes latérales par rapport au fondamentale à 46 Hz et 54 Hz 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 donc exploité la flexibilité du modèle initial pour prendre en compte les défaillances rotoriques pouvant affecter la machine asynchrone triphasée à 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 statorique 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'occurrence de défaillances, extraction et analyse des signatures de défaillances.

Chapitre IV

Commande par flux orienté de la machine asynchrone

IV-1 Principe général de la méthode :

Le diagnostic de la machine asynchrone dans le cas de commande, est devenu très important, à cause du développement qui 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 commande par flux orienté ou commande vectorielle est une méthode qui traite de la technique du contrôle des moteurs alternatifs en se basant sur une notion fondamentale :

A savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est le produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ, il en résulte évidemment que cette force est maximale pour des intensités du courant et du champ données quand le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ.

Appliquée aux moteurs électriques, la solution la plus utilisée était de distinguer physiquement le dispositif inducteur qui crée le champ et le dispositif induit dans lequel on injecte le courant. Ceci est le principe utilisé pour les machines à courant continu et les machines synchrones. Afin d'obtenir de hautes performances dynamiques, il suffit de maintenir le flux à son niveau nominal et de régler le courant afin d'obtenir la force et le couple désiré. En ce qui concerne la commande, ces types de machines posent donc peu de problèmes.

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil présente une différence importante, il dispose d'une seule alimentation au stator que doit assurer les deux rôles d'inducteur et d'induit.

Par conséquent, le contrôle par flux orienté de la machine asynchrone consiste à éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur. en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature dans un repère de référence lié au champ tournant de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre le couple.

Un choix convenable du référentiel d'observation de la machine asynchrone permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle les deux composantes en quadrature du courant statorique interviennent : une composante du courant produit le flux et l'autre le couple. La situation est alors analogue à la machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple. Comme le flux et le courant producteur de couple sont découplés, la « sensibilité » du couple sera maximale en régime permanent[32],[34].

Toutefois, il apparaît d'ores et déjà que le découplage dans une machine asynchrone nécessite de nombreuses opérations mathématiques (transformations triphasées - diphasées, rotations,...). C'est pourquoi, il a fallu attendre que la commande de variateurs de vitesse dispose de moyens de calculs suffisamment rapides et puissants pour pouvoir implanter le contrôle à flux orienté.

De plus, la mise en œuvre de ces techniques de contrôle et de définition de contrôleurs nécessitent d'avoir accès à de nombreux paramètres de la machine : inductance, résistance, flux cependant, comme la plupart du temps ces grandeurs ne sont pas accessibles directement et qu'elle peuvent aussi varier pendant le fonctionnement de la machine, l'obtention de hautes performances en régime dynamique nécessite de faire appel à des techniques de l'automatique telles que les observateurs, l'adaptation.

IV.1.1 Commande en courant par flux orienté de la machine asynchrone :

Le principe de la commande vectorielle a été découvert par Blaschke (1972). Il "ramène" le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Il consiste à placer le repère (d, q) tel que l'axe d soit aligné avec le vecteur flux Φ [35].

Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Afin de réaliser une commande similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de la méthode du flux orienté.

Dans ce chapitre, nous rappelons uniquement quelques principes de base sans pour autant présenter d'une façon exhaustive la commande vectorielle. Pour plus de détails voir les livres [37],[33] ou des articles de synthèse tels que [34],[38]. En effet à partir de ces principes de base, de nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classer de façon suivante:

- Source d'énergie
 - commande en tension (voltage source inverter (VSI))
 - commande en courant (current controlled inverter (CCI))
- Détermination de la position du flux:
 - directe → mesure du flux ou observation du flux
 - indirecte → contrôle de la fréquence de glissement
- Acquisition du flux
 - fondée sur un modèle du rotor
 - fondée sur un modèle du stator
 - observateur de flux
- Orientation du repère (d, q) sur le
 - flux rotorique
 - flux statorique
 - flux d'entrefer
- Adaptation des paramètres
- Estimation de la vitesse mécanique

Pour réaliser un contrôle à flux orienté, nous supposons tout d'abord que les courants statoriques sont imposés par le convertisseur. Cette hypothèse est justifiée dans le cas d'onduleur de tension contrôlé en courant fonctionnant à une fréquence de commutation élevée. Ce sera le cas pour des applications de moyenne puissance où l'onduleur est réalisé avec des transistors (MOSFET ou IGBT). Si les courants statoriques sont imposés, le modèle de la machine asynchrone se réduit aux équations du rotor.

La commande vectorielle du moteur asynchrone peut également être réalisée en contrôlant le flux statorique ou le flux d'entrefer ou le flux rotorique. Une comparaison de ces différentes variantes de la commande vectorielle est exposée dans la référence [36]. Dans ce mémoire, nous nous limitons à exposer le principe de base décrit par exemple dans [38] avec orientation du repère (d, q) suivant le flux rotorique (voir figure IV-1) car c'est dans ce cas que la structure de commande est la plus simple.

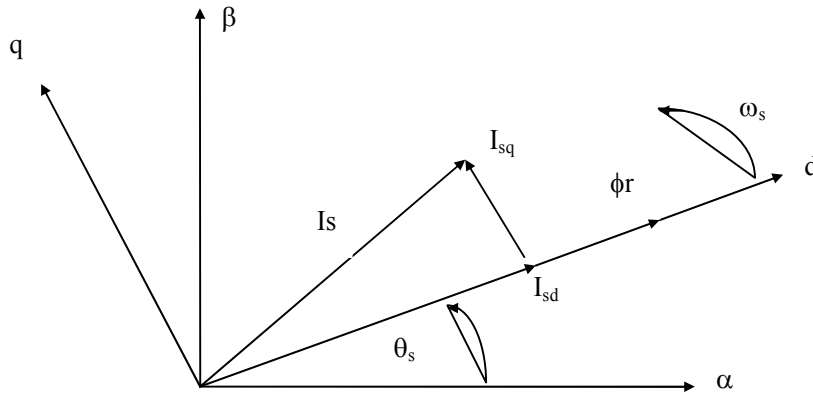


Figure (IV.1) Principe de la commande vectorielle

La position du référentiel est choisie afin d'obtenir $\dot{\phi}_{rq} = 0$, le flux rotorique est alors entièrement représenté par ϕ_{rd} .

Afin de maintenir un flux ϕ_{rq} nul, il faut imposer $\dot{\phi}_{rq} = 0$. En introduisant la vitesse angulaire de glissement nous avons :

$$\frac{d}{dt} \theta_{sl} = \omega_{sl} = (\omega_s - \omega_r) = \frac{M_{sr}}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (IV-1)$$

Les relations donnant le flux et le couple s'expriment alors:

$$\phi_{rd} = \frac{M_{sr}}{1 + pT_r} I_{sd} \quad (IV-2)$$

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} I_{sq} \quad (IV-3)$$

On peut donc commander le flux rotorique à l'aide de la composante I_{sd} et on peut commander le couple essentiellement avec la composante I_{sq} . Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à son niveau nominal.. Néanmoins dans un régime de survitesse où on atteint la limitation de la tension maximale qui peut être fournie par l'onduleur, il est nécessaire de diminuer le niveau du flux, et dans ce cas on assure un fonctionnement à tension constante ou à puissance constante. Dans ces conditions, on ne peut que difficilement assurer le contrôle du couple.

C'est là l'essentiel de la méthode du flux orienté qui ramène la structure de commande d'une machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu en utilisant la propriété du découplage couple-flux. Les relations (IV-1 à IV-3) constituent la base essentielle d'une commande par flux orienté

Notons que commander le courant I_{sq} revient d'après (IV-1), à commander le glissement ω_{sl} . L'équation (IV-1) peut se réécrire comme suit :

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} \frac{I_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (IV-4)$$

En introduisant dans l'expression du couple électromagnétique (IV-3) la valeur du courant I_{sq} fournie par (IV-1), le couple électromagnétique peut se réécrire comme suit :

$$C_{em} = P \frac{\phi_{rd}^2}{R_r} \omega_{sl} \quad (IV-5)$$

Cette expression montre que par la commande vectorielle, le couple électromagnétique est bien commandé en contrôlant le glissement, ce qui est tout à fait naturelle dans le cas d'un moteur asynchrone.

Un entraînement à vitesse variable utilisant le principe de la méthode à flux orienté peut alors être représenté par le schéma de la figure (IV- 2). A partir de la donnée de θ_s , I_{sd} , I_{sq} , le flux et le couple peuvent être contrôlés :

- θ_s : est nécessaire pour pouvoir effectuer les transformations diphasé \rightarrow triphasé ;
- I_{sd} : est nécessaire pour la régulation de flux ;
- I_{sq} : est nécessaire pour la régulation de couple.

Les régulateurs de flux, de couple, de vitesse et de position peuvent être des régulateurs tout à fait classique : proportionnel, proportionnel - intégral...

La consigne de flux $\phi_{réf}$ peut soit être absolue, soit être liée à la vitesse de référence pour pouvoir obtenir un fonctionnement en régime défluxé ou à puissance constante.

La structure de commande ayant une intégration dans la boucle de position, l'erreur statique théorique est donc nulle et nous avons seulement mis en œuvre un régulateur proportionnel pour obtenir un meilleur comportement dynamique.

Un régulateur proportionnel - intégral PI est choisi pour la régulation de vitesse, tandis que le bloc de défluxage est défini par la non linéarité suivante:

$$\phi = \begin{cases} \phi_{rn} & \text{si } |\Omega_r| < \Omega_{rn} \\ \frac{\phi_{rn} \Omega_{rn}}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_{rn} \end{cases} \quad (IV-6)$$

Il assure le fonctionnement à flux ou à couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale et au delà de cette valeur il permet de diminuer le flux, dans ce cas il assure un fonctionnement à tension ou à puissance constante.

Le pôle (1/T0) est implanté dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux.

Toute les variables de commande ont des valeurs de limitations lorsque le principe du contrôle par orientation du flux est appliqué sinon la machine démarre tellement vite que ses variables peuvent prendre des valeurs complètement aberrantes.

Pour la conception du régulateur de position, le problème principal est d'assurer que la boucle de vitesse soit la plus rapide possible et la valeur de référence de cette boucle est également limitée pour respecter certaines contraintes physiques.

Le problème essentiel de commande est néanmoins de déterminer la position et la norme du flux rotorique. Deux méthodes ont été développées :

- Méthode directe
- Méthode indirecte

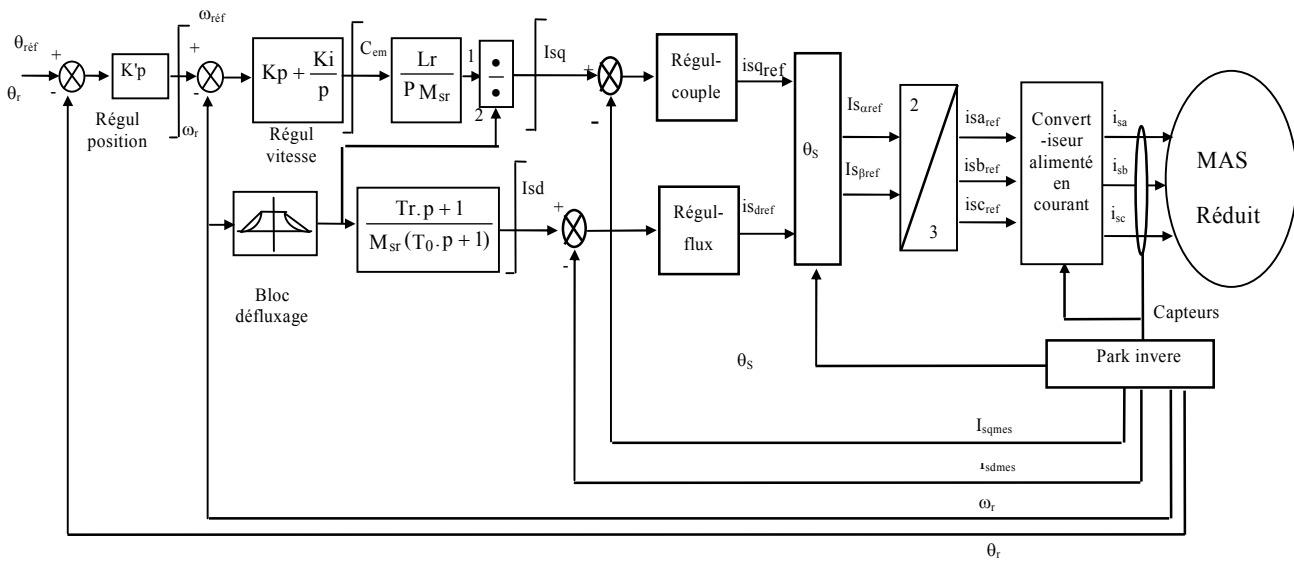


Figure (IV.2) Principe de la commande à flux rotorique orienté pour une alimentation en courant de la machine asynchrone

IV.2 Commande vectorielle directe :

La difficulté majeure dans la réalisation du contrôle vectoriel en utilisant le flux rotor provient de la détermination de θ_s et $|\phi_r|$. Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Or la connaissance de θ_s (position du flux rotor) est tout à fait fondamentale pour les changements de coordonnées, celle de $|\phi_r|$ est essentielle pour le régime dynamique de la machine.

Pour déterminer la position et la norme du flux, l'idée naturelle est de mesurer le flux dans la machine à l'aide de bobinages supplémentaires ou de capteurs à effet Hall. Ceci nécessite des moteurs spéciaux et fragilise le moteur et on perd son avantage principal qui est sa robustesse, sa simplicité et son faible coût.

Peu de réalisation utilise des capteurs.

IV.2.1 Modèle dynamique de flux :

Les difficultés liées à l'utilisation de capteurs de flux ont donc conduit les chercheurs à développer des modèles dynamiques de flux. Ces modèles permettent d'obtenir la position, et le module du flux, à partir de la mesure des courants statoriques, de la position et/ou de la vitesse du rotor.

Avec un modèle de flux, le schéma du contrôle par la méthode du flux orienté est alors donné par la figure (IV-3).

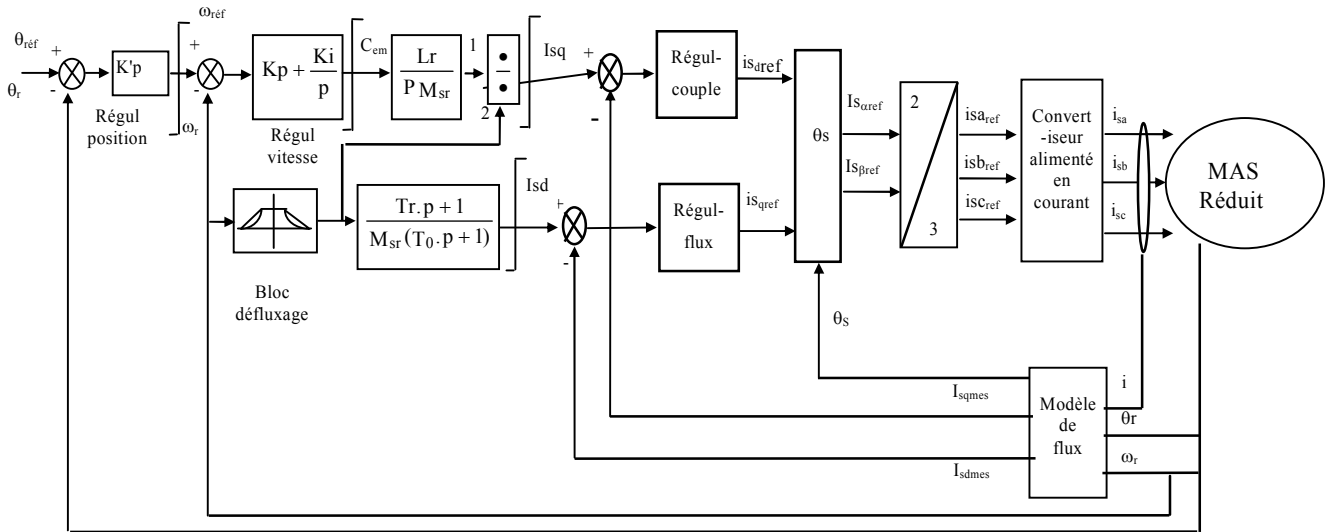


Figure (IV.3) Principe de la commande vectorielle directe pour une alimentation en courant de la machine asynchrone

Un des moyens pour obtenir le modèle et la position du flux rotor est d'utiliser directement les équations de la machines dans le référentiel lié au champ tournant.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{rd} = -\frac{1}{T_r} \phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{T_r} I_{sd} \\ \frac{d}{dt} \theta_s = \omega_r + \frac{M_{sr}}{T_r} \frac{1}{\phi_{rd}} I_{sq} = \omega_s \end{cases} \quad (IV-7)$$

La mesure des courants statoriques donne alors le module et l'argument du flux rotorique. Ces équations peuvent être traduites suivant le schéma bloc de la figure (IV-4), elles peuvent être facilement introduites dans le programme de commande du variateur.

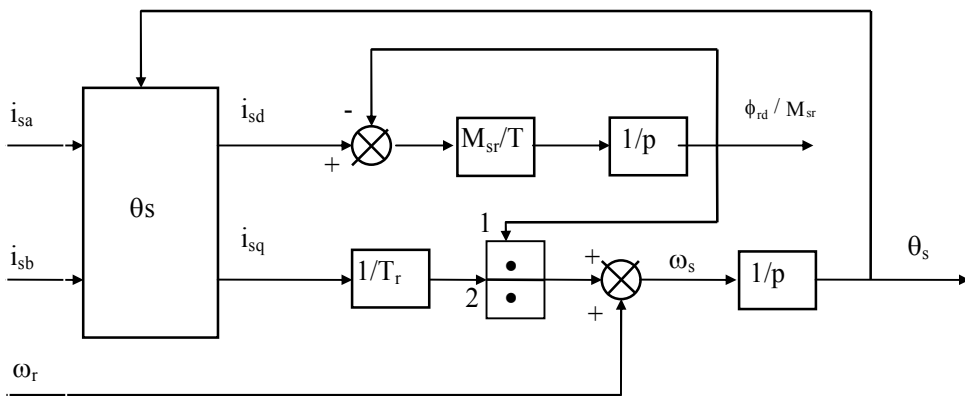


Figure (IV.4) Schéma bloc d'un modèle de flux

D'autres modèles de flux sont possibles en utilisant soit :

- les équations rotor de la machine dans le repère stator,
- les équations stator de la machine.

Ces modèles de flux sont détaillés dans [33] et [36]. Tous ces modèles de flux ont un inconvénient majeur : ils dépendent fortement des paramètres internes de la machine tels que constante de temps rotor, inductances..

Ces paramètres sont mal connus, le module et la position du flux rotor ne pas connus avec précision. Le découplage entre le flux et le couple ne sera plus totale, les performances en régimes dynamique se dégraderont.

Nous reviendrons sur les problèmes posés par l'identification des paramètres de la machine.

Dans le contrôle vectoriel direct ici, le flux rotor (amplitude et position) est donc obtenu soit par une mesure directe soit à l'aide d'un modèle dynamique du flux.

IV.3 Commande vectorielle Indirecte :

Une autre approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Cette méthode est dite indirecte. Elle élimine le besoin d'un capteur de flux (capteurs physiques ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position du rotor.

Les équations de la machine dans le repère lié au flux rotorique sont :

$$\begin{cases} T_r \frac{d}{dt} \phi_{rd} + \phi_{rd} = M_{sr} I_{sd} \\ \omega_s = \omega_r + \frac{M_{sr}}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_{rd}} \\ C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} I_{sq} \end{cases} \quad (IV-8)$$

Considérant La deuxième équation de (II-12), on peut obtenir la position du repère θ_s par une intégration :

$$\theta_s = \theta_r + \int_0^t \left(\frac{M_{sr}}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_{rd}} \right) dt \quad (IV-9)$$

La donnée de Im_{ref} et de Cem_{ref} permet de calculer I_{sdref} et I_{sqref} à partir des équations précédentes.

La figure (IV-5) donne une représentation par schéma bloc de cette méthode. Les boucles de régulation vitesse et position sont tout à fait identiques à celles du cas précédent (méthode directe).

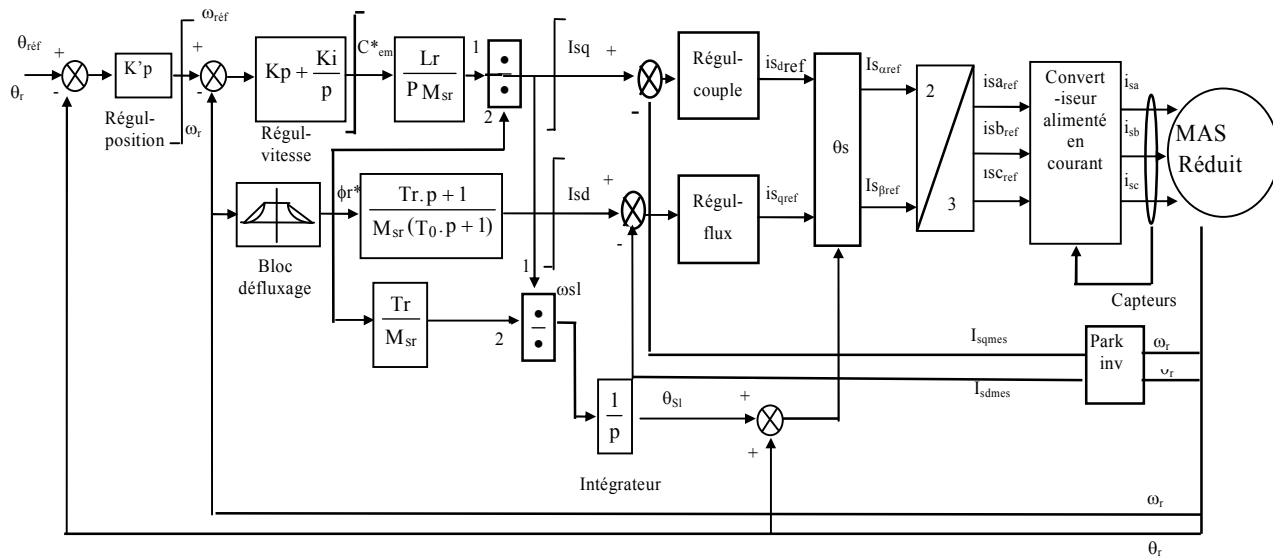


Figure (IV.5) Principe de la commande vectorielle indirecte pour une alimentation en courant de la machine asynchrone

De part son principe, cette méthode dépend donc fortement des paramètres internes de la machine. Notamment la constante de temps du rotor intervient explicitement dans le calcul des références de courant à appliquer au moteur.

Notons que la mesure de la position mécanique θ_r est nécessaire. il s'agit d'une estimation de θ_s en boucle ouverte qui dépend de la résistance rotorique.

IV.4 Influence de la constante de temps du rotor :

La constante de temps du rotor T_r est un paramètre fondamental dans les méthodes de contrôle du flux rotorique, tant pour la méthode directe que pour la méthode indirecte[39],[40],[41].

Pour la méthode indirecte, la position du flux rotor et les références du courant statorique sont calculées en utilisant T_r . Avec la méthode directe, T_r intervient dans le modèle dynamique du flux rotor.

Cette constante de temps du rotor est difficilement mesurable dans le cas d'un rotor à cage. Mais le problème le plus crucial provient du fait qu'elle dépend largement des conditions de fonctionnement de la machine :

- la température : la résistance rotor dépend de la température du rotor. En régime dynamique, celle-ci n'est jamais constante, la constante de temps du rotor varie donc en permanence.
- la saturation : si la machine est saturée, l'inductance rotor va varier.

En cas d'imprécision sur la constante de temps du rotor, le « découplage » entre flux et couple ne sera plus assuré dans la commande de la machine : la réponse dynamique sera mauvaise.

Dans [36], il est montré que pour une méthode directe avec un modèle dynamique de flux, si la constante de temps utilisée est la moitié de la constante de temps réelle, une inversion du sens de rotation duré 50% plus longtemps que lorsque la constante de temps est correctement réglée.

De nombreux auteurs se sont attachés à supprimer les effets des variations de la constante de temps rotorique. [33] donne une analyse des différentes méthodes utilisées. Il s'agit soit de compenser directement les variations en mesurant directement les paramètres, soit de calculer la variation en utilisant une grandeur auxiliaire comme la puissance, la température....

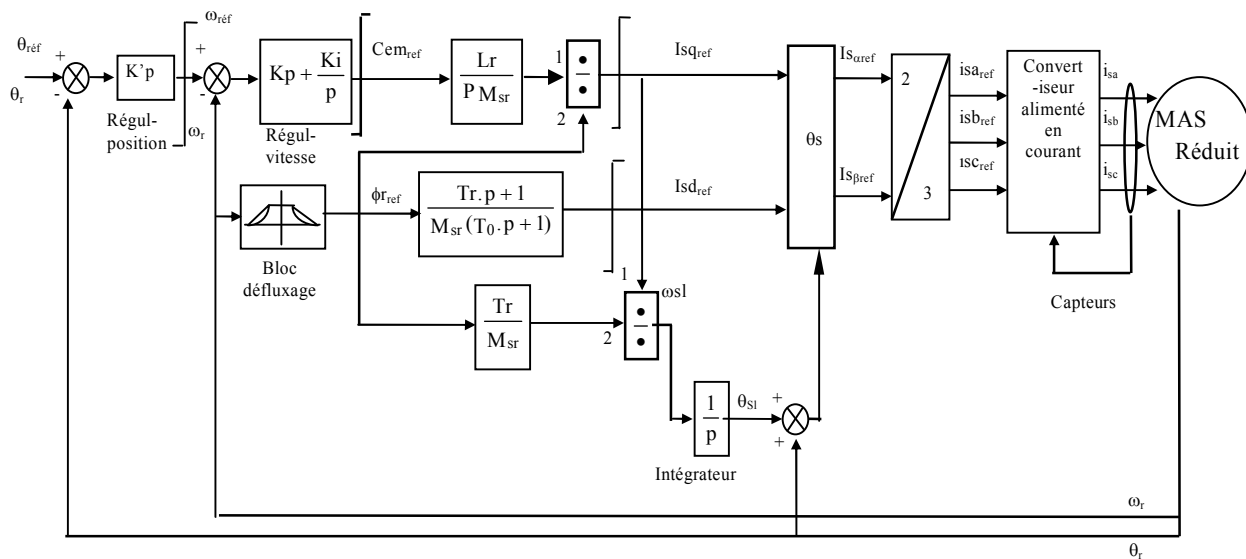


Figure (IV.6) Schéma - bloc de la commande en position par orientation indirecte du flux rotorique

IV.5 Résultat de la simulation :

Dans le but de valider l'influence des défauts rotoriques sur le modèle réduit du schéma multi – enroulement de la machine asynchrone a cage d'écureuil, nous avons simulé ce schéma en commande indirecte de vitesse. Toutes les simulations ont été effectuées avec le logiciel Matlab . Les performances de la commande ont été évaluées pour des réponses de consigne, avec des défauts rotoriques (ruptures de barres), des variations de couple de charge.

IV.5.1 Cas d'une machine saine :

a- Cas d'une machine saine à vide :

La simulation est faite dans un temps de 4s.

La figure (IV.7) donne les réponses de la vitesse et du couple, à un échelon de vitesse d'amplitude 0-1000 tr/mn. Le démarrage est effectué à couple maximal, puis se stabilise à une valeur proche de Zéro, a cause de l'absence d'un couple de charge.

La figure (IV.8) illustre le courant statorique i_{as} ou on remarque : après le démarrage, ce courant se stabilise à une valeur proche de zéro , a cause de l'absence d'un couple de charge.

La figure (IV.9) illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent, des courants de barres rotoriques i_{rb0} , i_{rb1} , i_{rb2} , i_{rb3} , ou on remarque : après le démarrage, ces courants se stabilisent à des valeurs proche de zéro , a cause de l'absence d'un couple de charge.

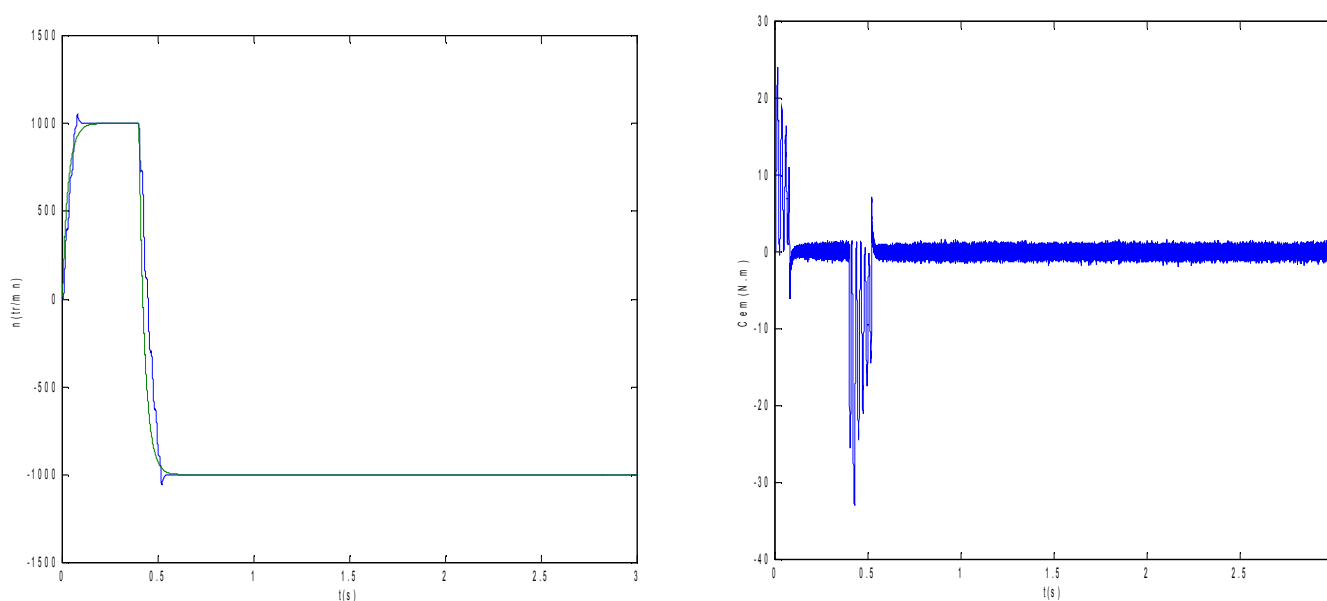


Figure (IV.7) :vitesse de rotation, couple électromagnétique
simulation avec modèle réduit, machine saine à vide

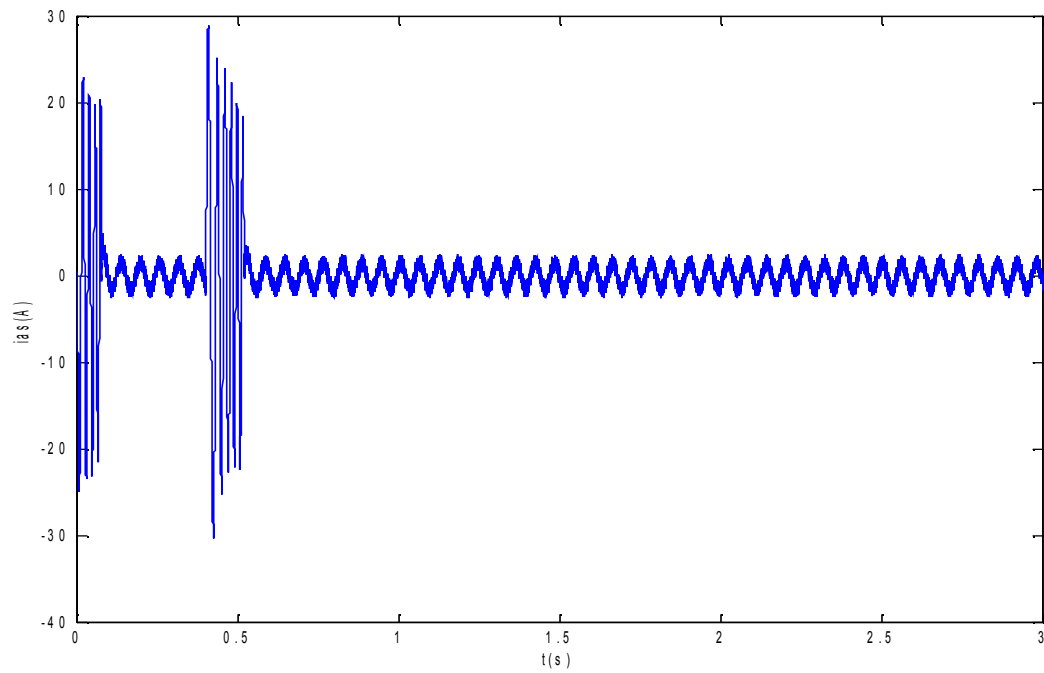


Figure (IV.8) : courant statorique, simulation avec modèle réduit, machine saine à vide

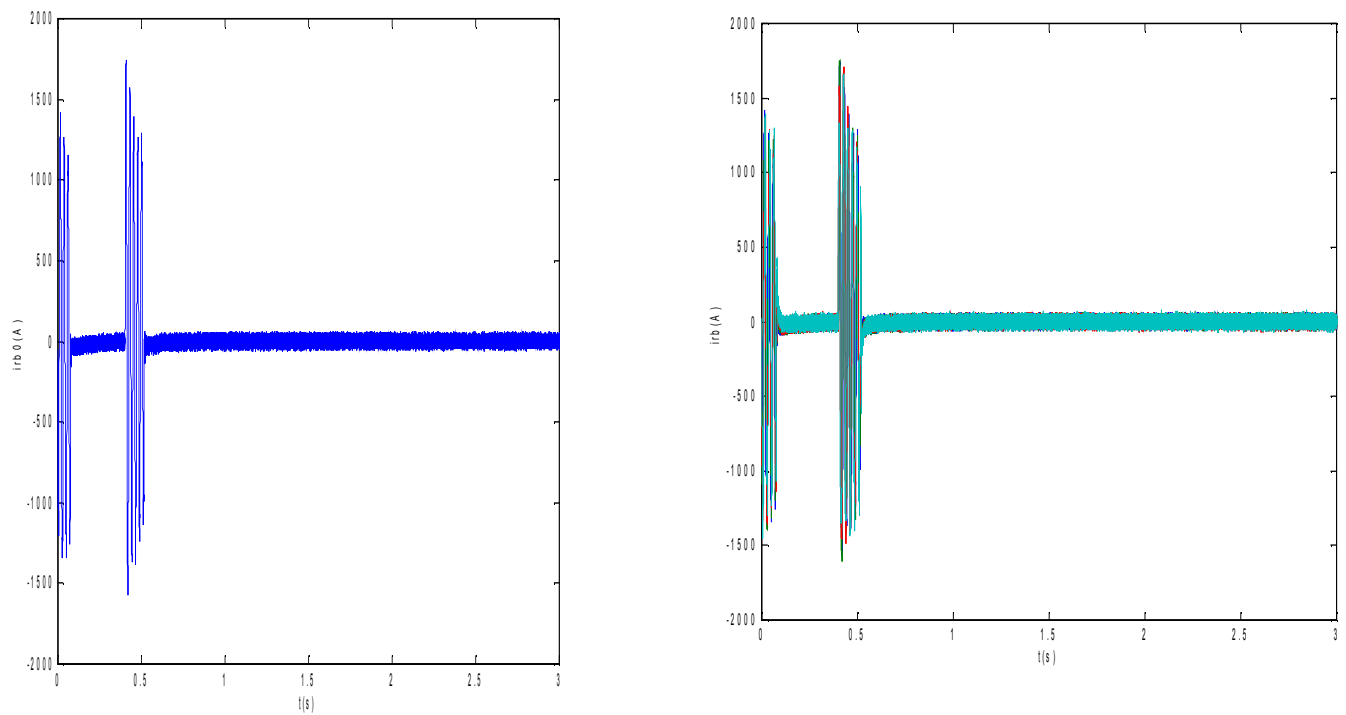


Figure (IV.9) : courants dans les barres rotoriques, irb0, irb1, irb2, irb3, simulation avec modèle réduit, machine saine à vide

b- Cas d'une machine saine en charge :

La réponse de la boucle de régulation de vitesse à une perturbation du couple de charge de 3.5Nm est également représenté sur la figure (IV.10), on note qu'elle est peu sensible aux variations du couple résistant.

La figure (IV-10) donne les réponses de la vitesse, du couple, à un échelon de vitesse d'amplitude 0-1000 tr/s. Le temps de réponse de la vitesse est de l'ordre de 0.2 s. Le démarrage est effectué à couple maximal.

Lors d'une perturbation du couple de charge d'une valeur de 3.5 Nm (figure IV.10), on constate que le système est peu sensible aux variations de la charge.

La figure (IV-11) illustre le courant statorique, lors d'une perturbation du couple de charge d'une valeur de 3.5 Nm.

La figure (IV.12) présente le courant de la barre rotorique irb1 en présence d'un couple de charge de 3.5 Nm

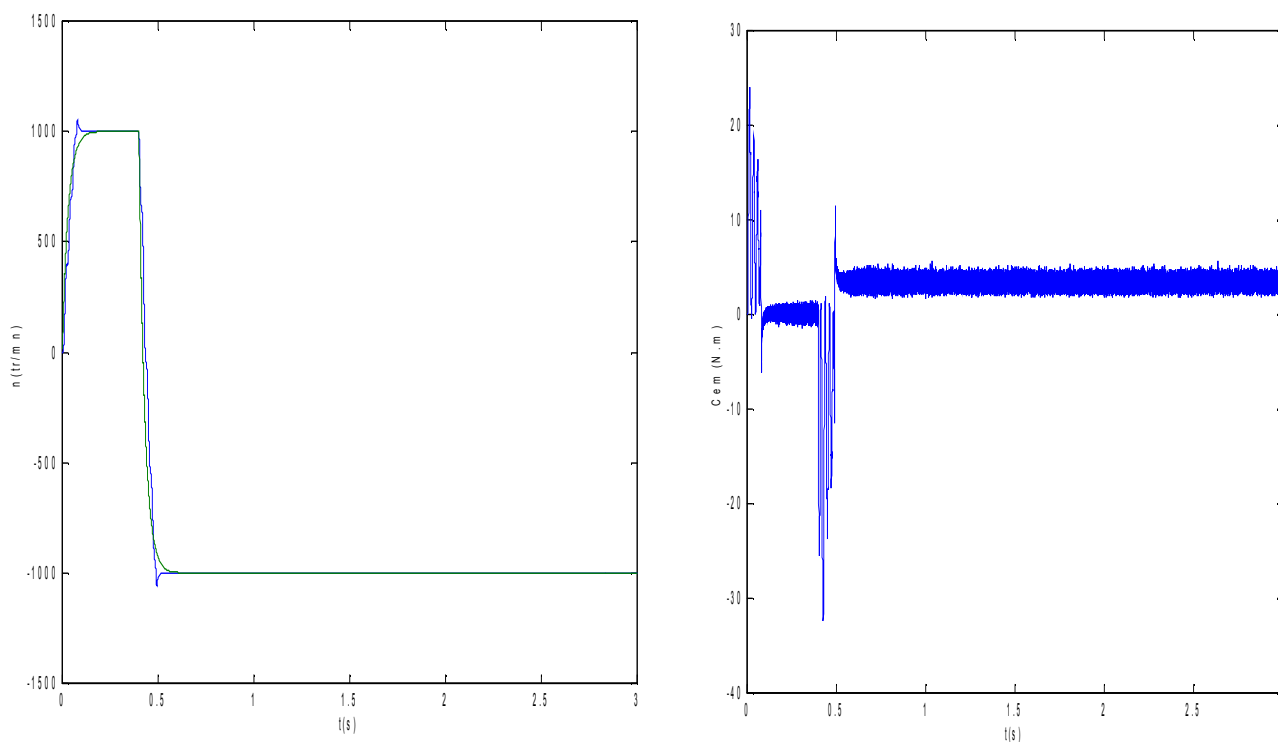


Figure (IV.10) : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec modèle, machine saine en charge $C_r = 3.5 \text{ N.m}$

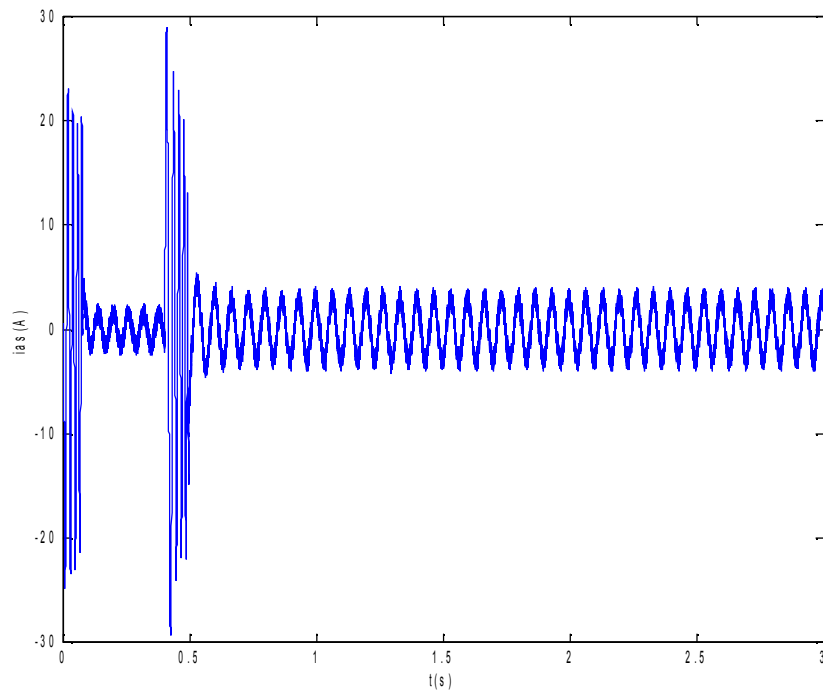


Figure (IV.11) : courant statorique, simulation avec modèle réduit, machine saine en charge, $CR=3.5N.m$.

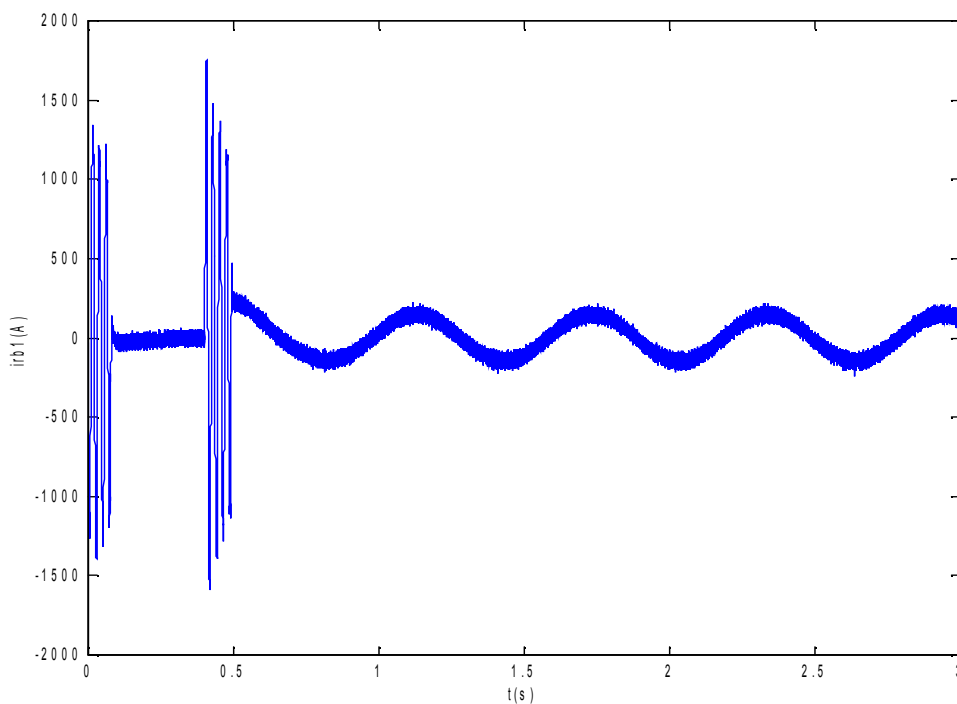


Figure (IV.12) : courant dans la barre rotorique : $irb1$
simulation avec modèle réduit, machine saine en charge, $Cr= 3.5 N.m$

IV.5.2 Cas d'une machine avec défaut :

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

a- Cas d'une rupture d'une barre :

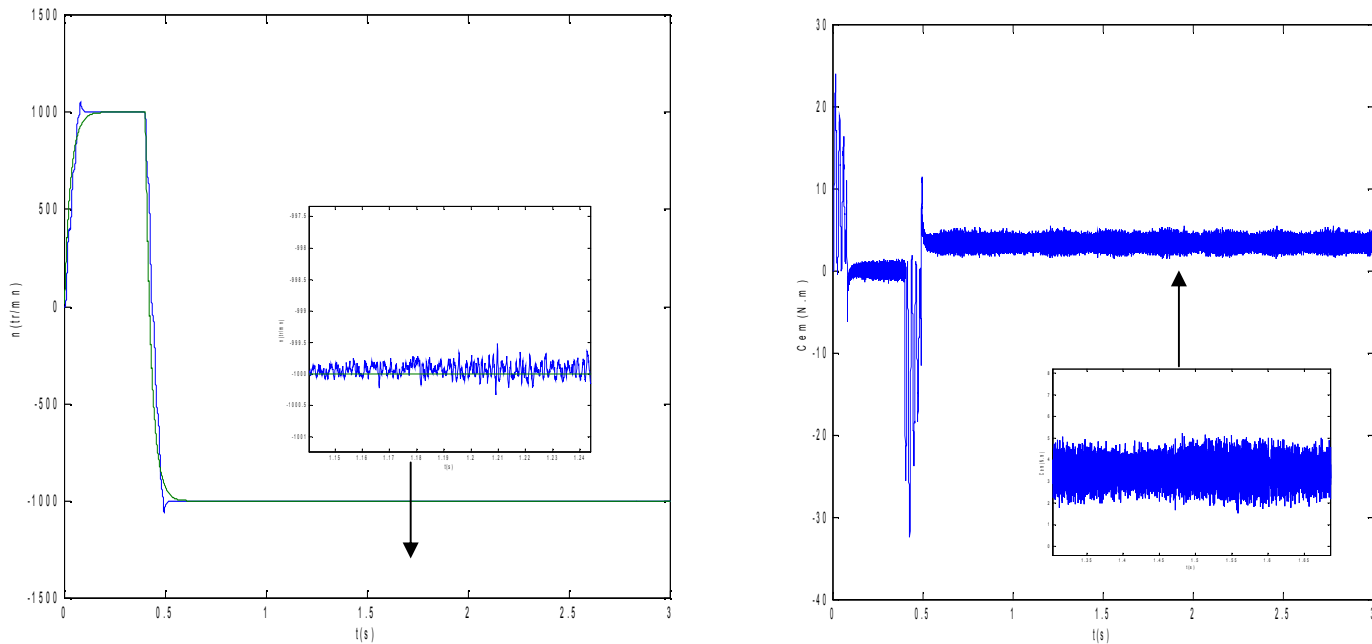


Figure (IV.13) : vitesse de rotation et couple électromagnétique, simulation avec le modèle réduit, machine en défaut en charge : rupture d'une barre a $t=1$ s

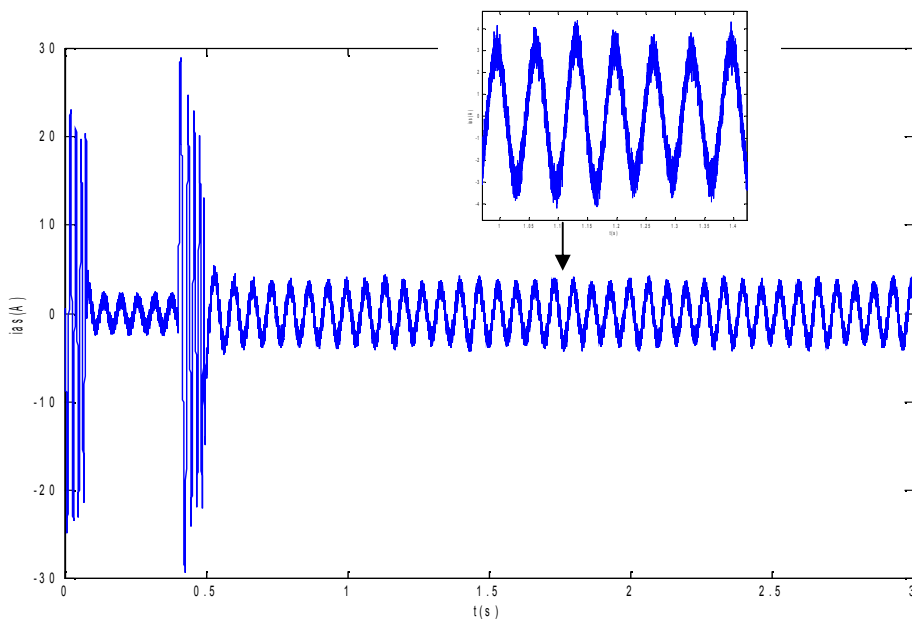


Figure (IV.8) : courant statorique, machine en défaut, en charge $CR= 3.5Nm$

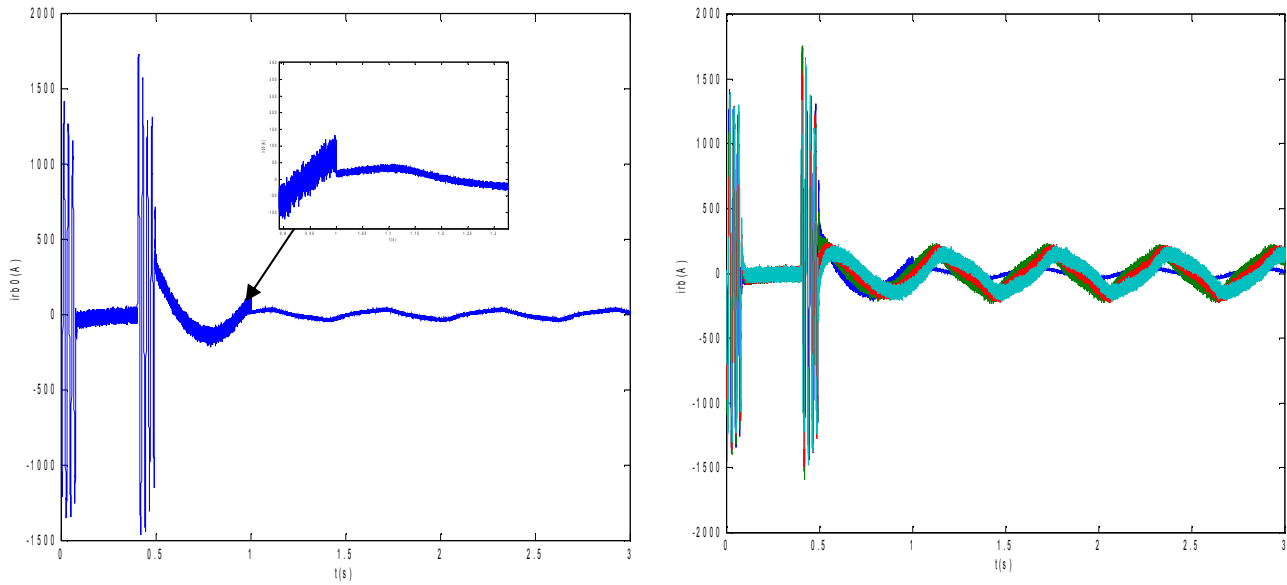


Figure (IV.14) : Courants dans les barres rotoriques : irb0, irb1, irb2, irb3, machine en défaut, rupture de la barre rb0 à $t= 1s$

b- Cas d'une rupture de deux barres :

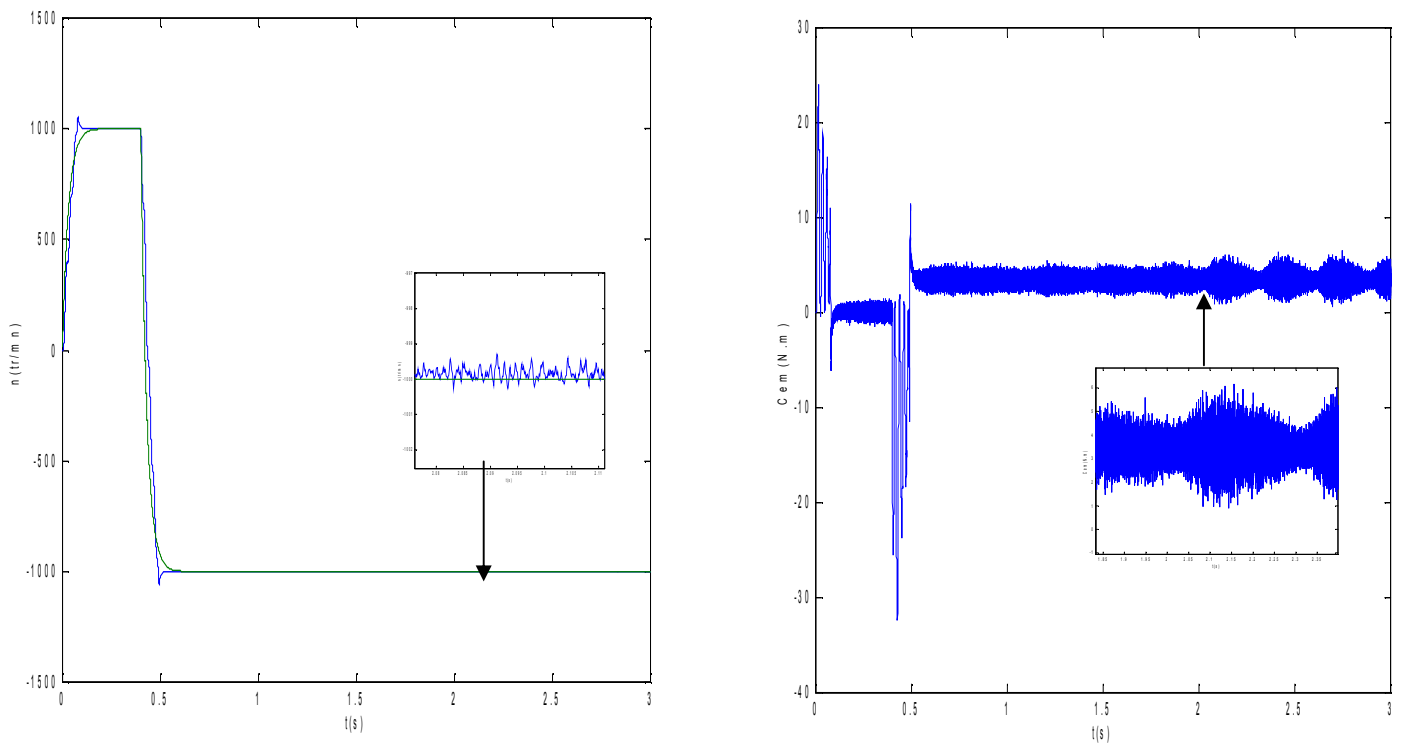


Figure (IV.15) : vitesse de rotation, couple électromagnétique, machine en charge et en défaut : 2 barres cassées

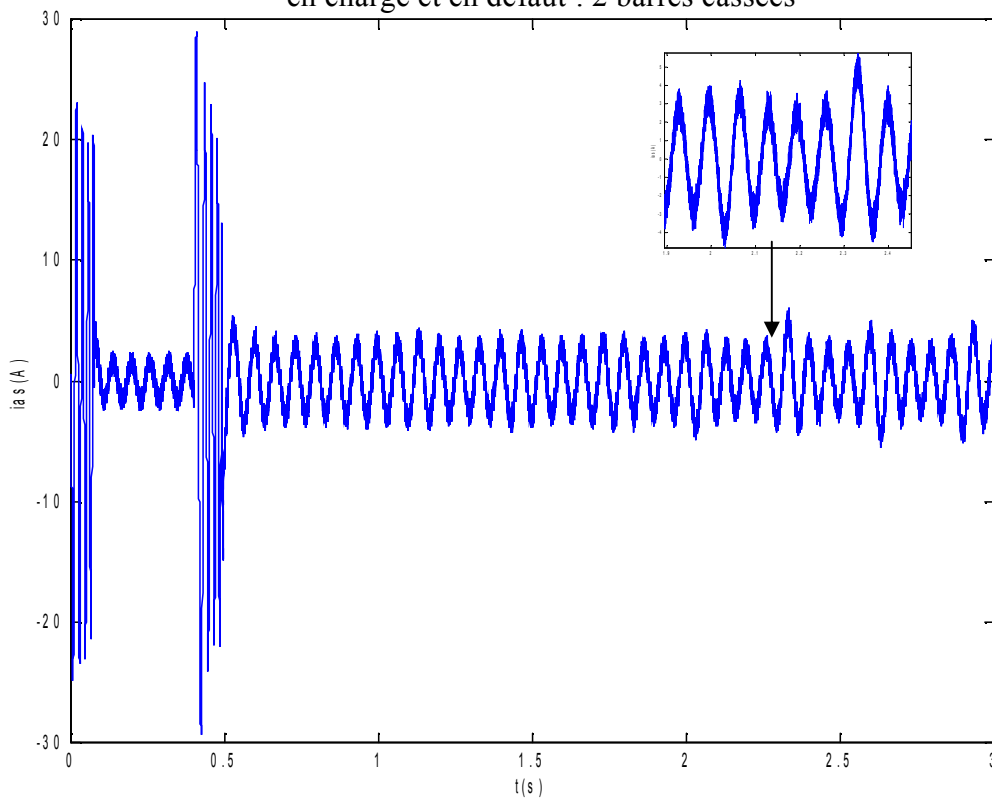


Figure (IV.16) : courant statorique, machine en charge et en défauts, 2 barres cassées

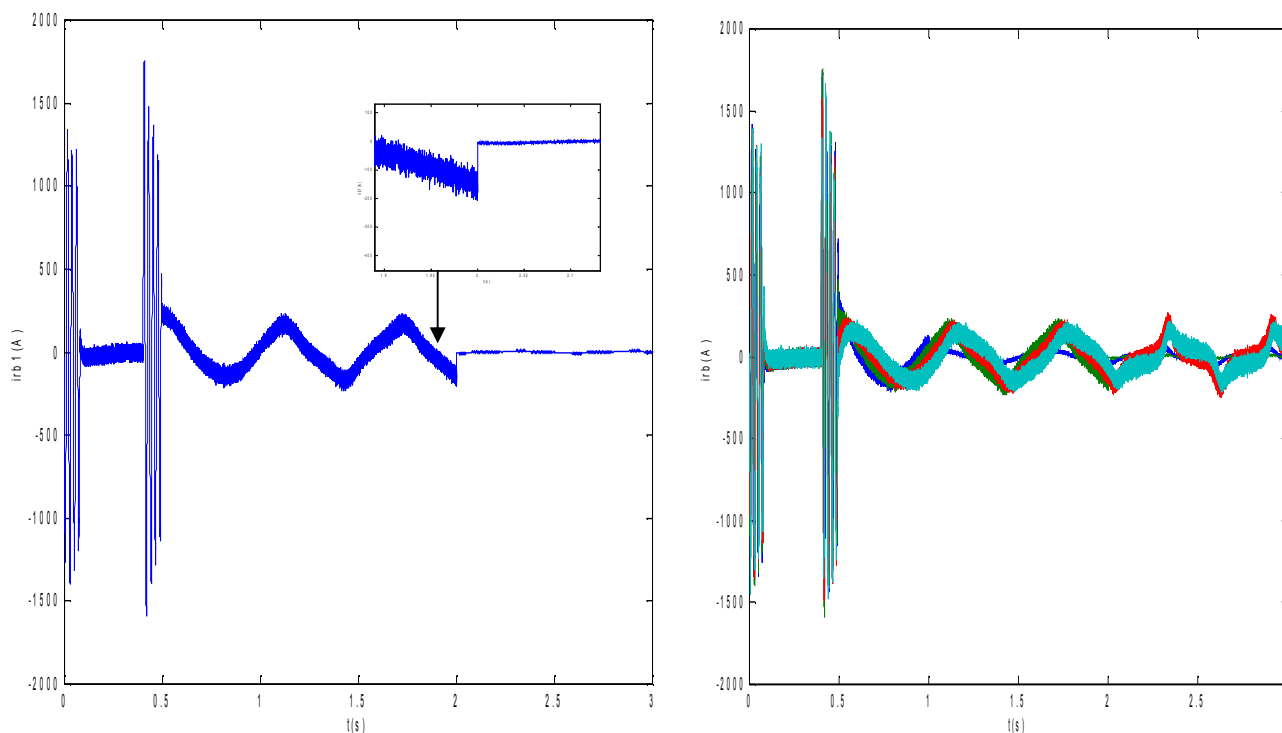


Figure (IV.17) : courants dans les barres rotoriques : irb0, irb1, irb2, irb3,
Machine en charge et en défaut : 1 barre cassée rb0 à t=1s, 2
barre cassée rb1 à t=2s

Nous avons simulé dans la figure (IV-15) 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-15) 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.16), nous observons une déformation au niveau du courant statorique, lors des cassures de barres.

La figure (IV.17) 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 i_{rb1} 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 la figure(IV.18), (IV.19) et (IV.20) 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 $t=0.4$ s.

Pour $0.6s < t < 3s$, on applique un couple de charge de $3.5N.m$;

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

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

Lors 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.

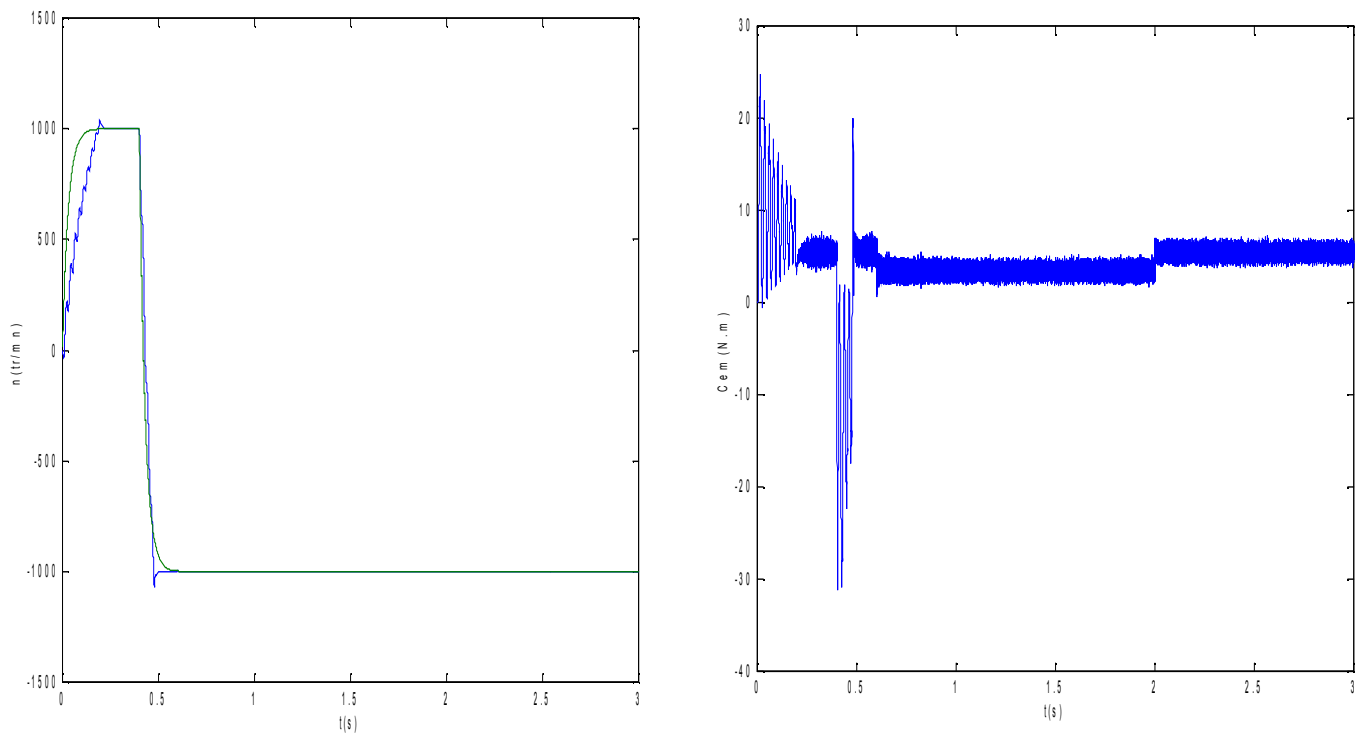


Figure (IV.18) : vitesse de rotation, couple électromagnétique, variation de la charge.

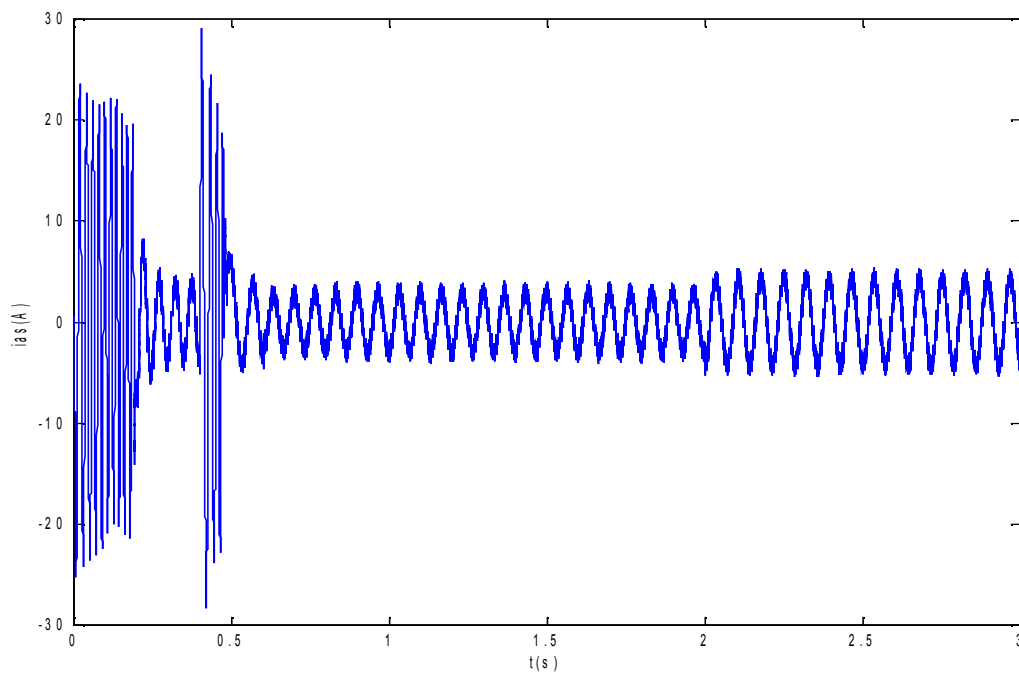


Figure (IV.19) : courant statorique, variation de la charge

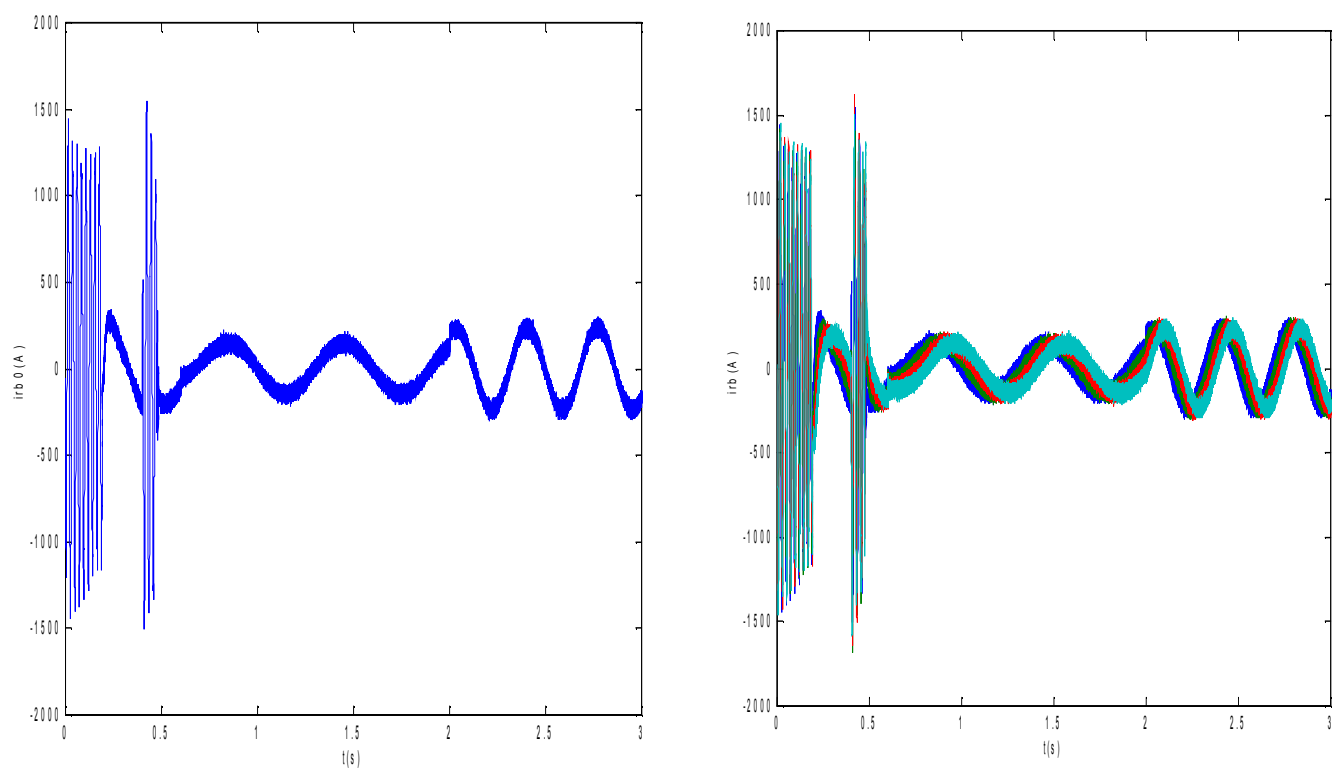
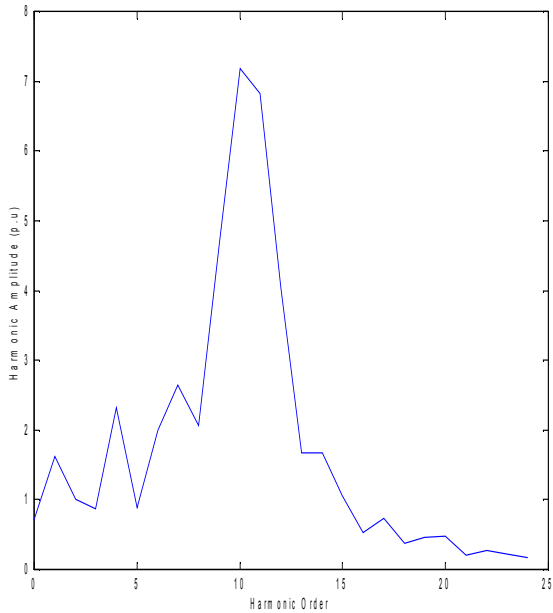
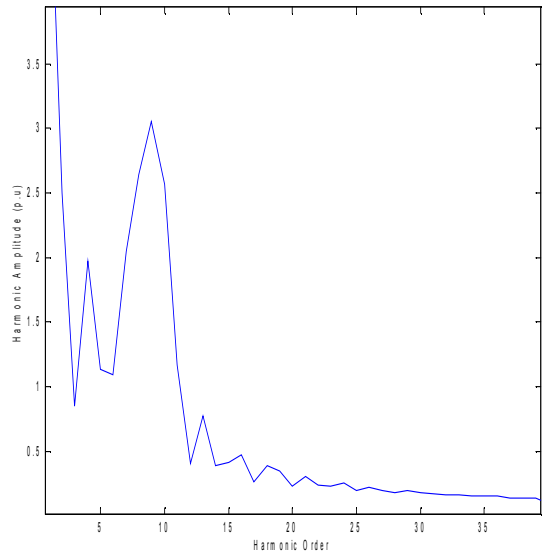


Figure (IV.20) : courants dans les barres rotoriques, irb0, irb1, irb2, irb3, machine avec variation de charge.

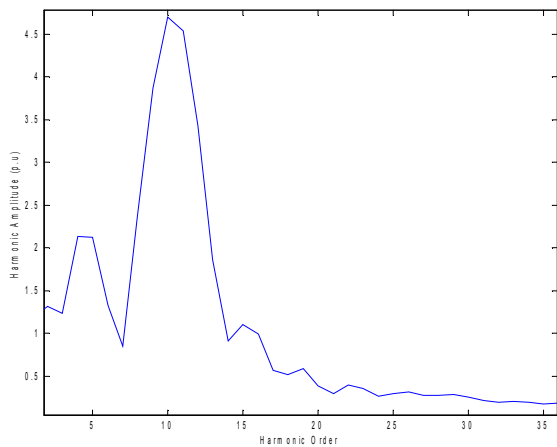
VI.6 L'analyse spectrale par FFT :



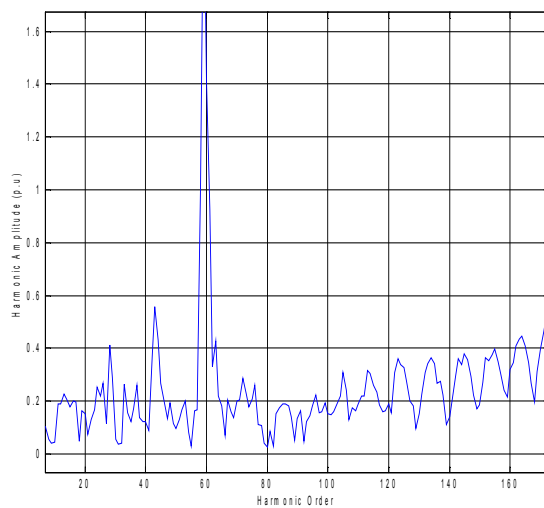
Figure(IV.21) Spectre du courant statorique avec cassure de barre



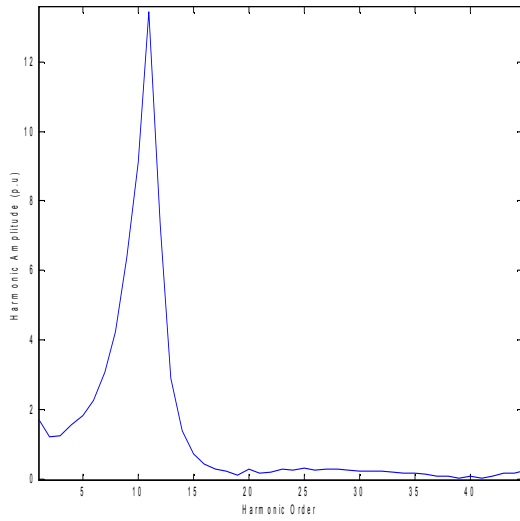
Figure(IV.22) : spectre du Cem lors d'une cassure de barre



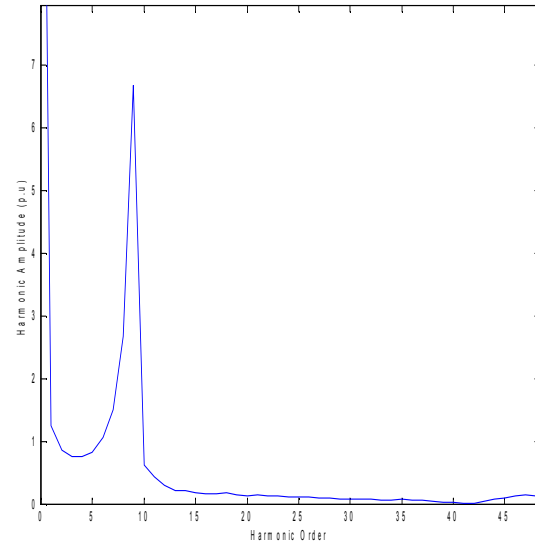
Figure(IV.23) : Spectre du courant statorique avec cassure de deux barre



Figure(IV.24) : spectre du Cem lors d'une cassure de deux barres



Figure(IV.25) : Spectre du courant statorique
Lors de variation de la charge



Figure(IV.26) : spectre du Cem lors
d'une variation de la charge

IV.7 Conclusion :

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

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

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. C'est les raisons pour lesquelles nous consacrons un chapitre pour 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 Etendu en vu de détection des défauts rotoriques

V.1 Introduction:

Le diagnostic de défaut des machines électriques gagne l'importance particulière 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 également avoir les dispositifs diagnostiques pour prévoir des défauts de machine à leur commencement même. En conséquence, il devient très important d'avoir des modèles de machine et de commander les techniques qui peuvent distinguer l'état sain et défectueux des machines. [26]

Dans le domaine de l'estimation des paramètres des machines électriques a courants alternatifs, beaucoup des 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 estimés précis des variables d'état et des paramètres du modèle. La façon générale dont il le fait 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 d'intérêt.

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 détection des défauts rotoriques.

Pour la détection des défauts rotoriques, dans l'approche à base de modèles paramétriques, on ne génère pas réellement un vecteur de résidus, mais on estime un vecteur de paramètres dont la variation à l'extérieur d'une plage de référence représente l'apparition d'un défaut dans le système surveillé (ou plus exactement représente un changement dans les caractéristiques du procédé). Cette variation peut alors être détectée à l'aide d'un test de décision dans l'espace paramétrique. [31]

L'algorithme est vérifié par simulation. On considère une machine asynchrone, alimentée par un onduleur à hystérésis. 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 :

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 pose 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 :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \tag{V.1}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \tag{V.2}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \tag{V.3}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \tag{V.4}$$

En choisissant i_{sd} , i_{sq} , i_{rd} , i_{rq} , I_e comme variables d'état du modèle réduit du schéma multi-enroulement de la machine asynchrone, la représentation en espace d'état est :

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

$$x(t) = [i_{sd}(t) \quad i_{sq}(t) \quad i_{rd}(t) \quad i_{rq}(t) \quad I_e(t)]^T \tag{V.6}$$

$$u(t) = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad 0 \quad 0]^T \tag{V.7}$$

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

$$z(t) = h[x(t),t] \tag{V.8}$$

$$\text{Où : } h = [i_{sd} \quad i_{sq}] \tag{V.9}$$

Le modèle déterministe devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a1 & a2.\omega & -a3.S1 & a4 & 0 \\ -a6.\omega & -a7 & a8 & a9.S1 & 0 \\ -a11 & a12.\omega & -a13.S1 & -a14 & 0 \\ a16.\omega & a17 & -a18 & -a19.S1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a5 & 0 \\ 0 & a10 \\ a15 & 0 \\ 0 & -a20 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{V.10}$$

Où :

$$a1 = a7 = 4 . m1 . Lrc . Rs$$

$$a2 = a6 = 4 . m1 . Lrc . Lrc$$

$$a3 = a9 = 2 . m1 . Msr . Nr$$

$$a4 = (Lrc . \omega - S2) . 2 . m1 . Msr . Nr$$

$$a5 = a10 = 4 . m1 . Lrc$$

$$a8 = (Lrc . \omega + S3) . 2 . m1 . Msr . Nr$$

$$a11 = a17 = 6 . m1 . Msr . Rs$$

$$a12 = a16 = 6 . m1 . Msr . Lsc$$

$$a13 = a19 = (3 . Msr^2 . Nr + 1) \left(\frac{1}{Lrc} \right)$$

$$a14 = (3 . m1 . (-Lrc . \omega + S3) . MSR^2 . Nr - S2) \left(\frac{1}{Lrc} \right)$$

$$a15 = a20 = 6 . m1 . Msr$$

$$a18 = (3 . m1 . (Lrc . \omega + S2) . MSR^2 . Nr - S2) \left(\frac{1}{Lrc} \right)$$

$$m1 = \frac{1}{(-3 . Msr^2 . Nr + 4 . Lrc . Lsc)}$$

Et :

$$s1 = \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos^2 15\alpha \right] - \frac{4}{16} \left[(Rb0 \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \cos 0\alpha) \right] \quad (V.11)$$

$$s2 = -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right] + \frac{2}{16} \left[(Rb0 \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \sin 15\alpha \cos 0\alpha) \right] + \frac{2}{16} \left[(Rb0 \cos 0\alpha \sin 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \sin 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \sin 0\alpha) \right] \quad (V.12)$$

Où : S1,S2, représente les résistances équivalentes des barres rotoriques

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

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 **Te** est la période d'échantillonnage.

Alors, le modèle discret de la machine est décrit par l'équation :

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

Ce développement a l'ordre 1 garantit une précision et une stabilité du modèle discret, que ne le fait l'approximation d'Euler (ordre 1). Il permet ainsi d'utiliser des périodes d'échantillonnage Te relativement grandes .

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 $S1, S2$, sont inconnues, 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 :

$$S1(k + 1) = S1(k)$$

$$S2(k+1) = S2(k)$$

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 :

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ S1(k+1) \\ S2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AD(k) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ S1(k) \\ S2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} BD(k) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [Vs(k)] \quad (V.14)$$

Le nouveau vecteur d'état, xn , est :

$$xn(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ S1(k) \\ S2(k) \end{bmatrix} = [isd(k) \quad isq(k) \quad ird(k) \quad irq(k) \quad Ie(k) \quad S1(k) \quad S2(k)]^T \quad (V.15)$$

Le modèle discret augmenté est :

$$\begin{bmatrix} isd(k+1) \\ isq(k+1) \\ ird(k+1) \\ irq(k+1) \\ Ie(k+1) \\ S1(k+1) \\ S2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - Te.a1 & a2.w.Te & -a3.S1.Te & a4.Te & 0 & 0 & 0 \\ -a6.Te.w & 1 - a7.Te & a8.Te & a9.S1.Te & 0 & 0 & 0 \\ -a11.Te & a12.w.Te & 1 - a13.S1.Te & -a14.Te & 0 & 0 & 0 \\ a16.w.Te & a17.Te & -a18.Te & 1 - a19.S1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Le.Te & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a5 & 0 \\ 0 & a10 \\ a15 & 0 \\ 0 & -a20 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vsd \\ Vsq \end{bmatrix} \quad (V.16)$$

L'équation de sortie est :

$$z(k) = \begin{bmatrix} isd(k) \\ isq(k) \end{bmatrix} \quad (V.17)$$

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 :

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

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

Où :

$$w(k) = [wisd(k) \quad wisq(k) \quad wird(k) \quad wirq(k) \quad wle \quad wS1 \quad wS2]^T \quad (V.20)$$

$$v(k) = [visd(k) \quad visq(k) \quad 0 \quad 0]^T \quad (V.21)$$

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

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

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

$$Q \geq 0 \quad (V.24)$$

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

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

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

$$R \geq 0 \quad (V.27)$$

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 :

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

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

Ou $E[]$ 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 linéarisé 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 $w(k)$. Étant 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,

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

où : $x_{n_e}(k)$ est la valeur estimée de l'état à l'instant (k) que l'on suppose connue, $x_{n_p}(k+1)$ est la prédiction de l'état à l'instant $(k+1)$.

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

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

V.3.2 Estimation :

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

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

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

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

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

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

$$e_e(k+1) = xn_e(k+1) - xn(k+1) \quad (V.34)$$

$$e_p(k+1) = xn_p(k+1) - xn(k+1) \quad (V.35)$$

Ses matrices de covariance associées sont :

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

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

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

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

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

Alors

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

nous obtenons ainsi la matrice de gain de Kalman :

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

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

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

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

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

Où :

$$F(k) = \frac{\partial f\{xn(k), u(k), k\}}{\partial xn(k)} \Big|_{xn(k)=xne(k)} = \begin{bmatrix} AD(k) & \frac{\partial f\{xn(k), u(k), k\}}{\partial S1} & \frac{\partial f\{xn(k), u(k), k\}}{\partial S2} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (V.43)$$

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

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

ou $\Phi(tk + 1, \tau)$ est la matrice de transition associé a $F(T, x n(z))$ pour $z \in [k, k + 1]$.
 Ensuite, $Q(k)$ est calculée par intégration trapézoïdal :

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

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

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

$$F(k) = \begin{bmatrix} AD(k) & F1(k) & F5(k) \\ & F2(k) & F6(k) \\ & F3(k) & F7(k) \\ & F4(k) & F8(k) \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (V.47)$$

où :

$$F1(k) = \frac{\partial dids}{\partial S1}, F2(k) = \frac{\partial diqs}{\partial S1}, F3(k) = \frac{\partial didr}{\partial S1}, F4(k) = \frac{\partial diqr}{\partial S1}, \quad (V.48)$$

$$F5(k) = \frac{\partial dids}{\partial S2}, F6(k) = \frac{\partial diqs}{\partial S2}, F7(k) = \frac{\partial didr}{\partial S2}, F8(k) = \frac{\partial diqr}{\partial S2} \quad (V.49)$$

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

Valeurs initiales de :	
- Vecteur d'état	$xn_0=xn(t_0)$
- Matrices de covariance	$Q=Q_0$ $R=R_0$ $P_0=P(t_0)$
Prediction du vecteur d'état	$xnp(k+1) = f[xne(k),u(k),k]$
Linéarisation du modèle augmenté	$F(k) = \begin{bmatrix} AD(k) & \frac{\partial f(xn(k),u(k),k)}{\partial S1, \partial S2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
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	$xne(k)=xne(k+1)$ $Pe(k) = Pe(k+1)$ $k=k+1$

Tableau (V.1) : Algorithme du filtre de Kalman Etendu

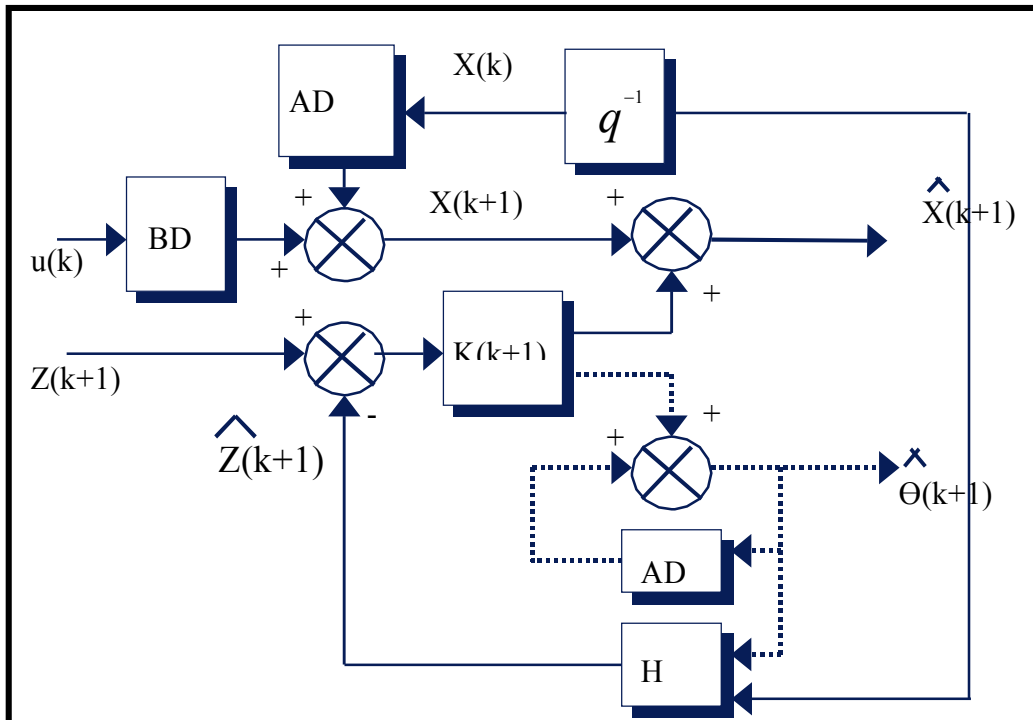


Figure (V.1) :Schéma de principe du filtre de Kalman Etendu

V.3.4 Mesures

Le vecteur des mesures $h(k) = [isd(k) \ isq(k)]$ est obtenu à partir des mesures des courants de ligne.

V.4 Application du filtre de Kalman Etendu a la machine asynchrone :

L'algorithme décrit ci-dessus est appliqué a 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).

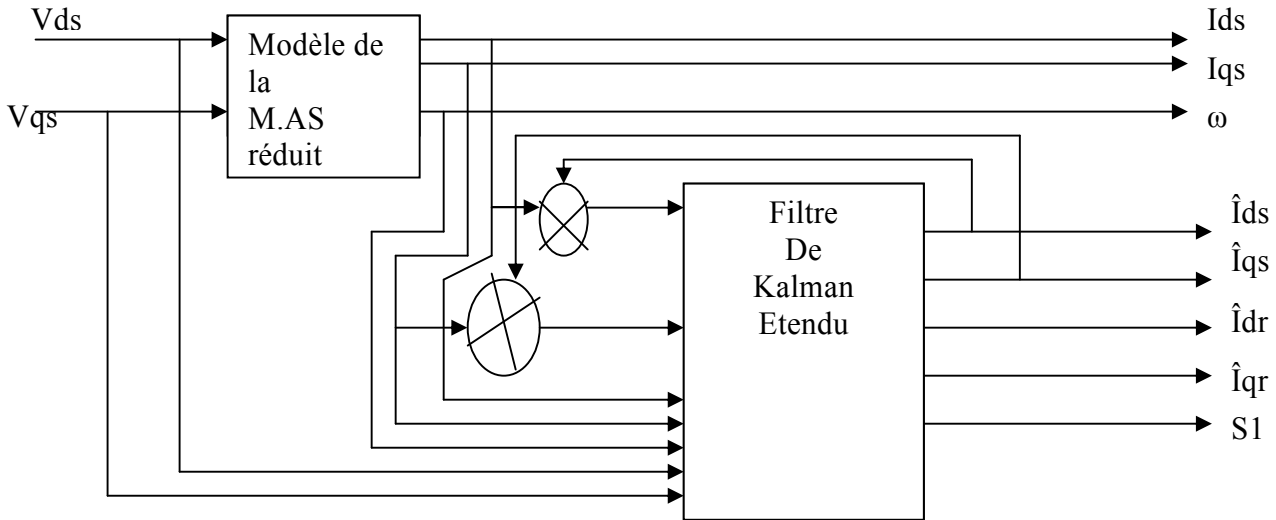


Figure (V.2) : schéma de configuration du modèle pour l'estimation

V.4.1 Conditions d'opération :

Le modèle réduit de La machine asynchrone, dont les caractéristiques sont montrées dans le chapitre II, est testée au démarrage. La période d'échantillonnage est fixé a $T_e = 0.0001$.

Les valeurs des matrices du Filtre de Kalman Etendu sont :

$$P_0 = \text{diag}[0.00002 \ 0.00002 \ 0.00002 \ 0.00002 \ 0.000002 \ 0.000002]$$

$$Q_0 = \text{diag}[5e-9 \ 5e-9 \ 5e-10 \ 5e-10 \ 5e-11 \ 5e-11]$$

$$R = \text{diag}[58 \ 58]$$

V.5 Résultats de simulation :

V.5.1 Suivi des courants rotoriques :

a- Machine Saine à vide :

La simulation est faite pour un temps de 4s.

La figure (V.3) présente la variation de la vitesse, le couple en absence du couple de charge. La figure (V.4) illustre le courant statorique en absence de la charge. La figure (V.5) montre la convergence des courants estimés vers les courants réels pour les courants des barres rotoriques. Les valeurs des courants se stabilisent à des valeurs proches de zéro, a cause de l'absence du couple de charge.

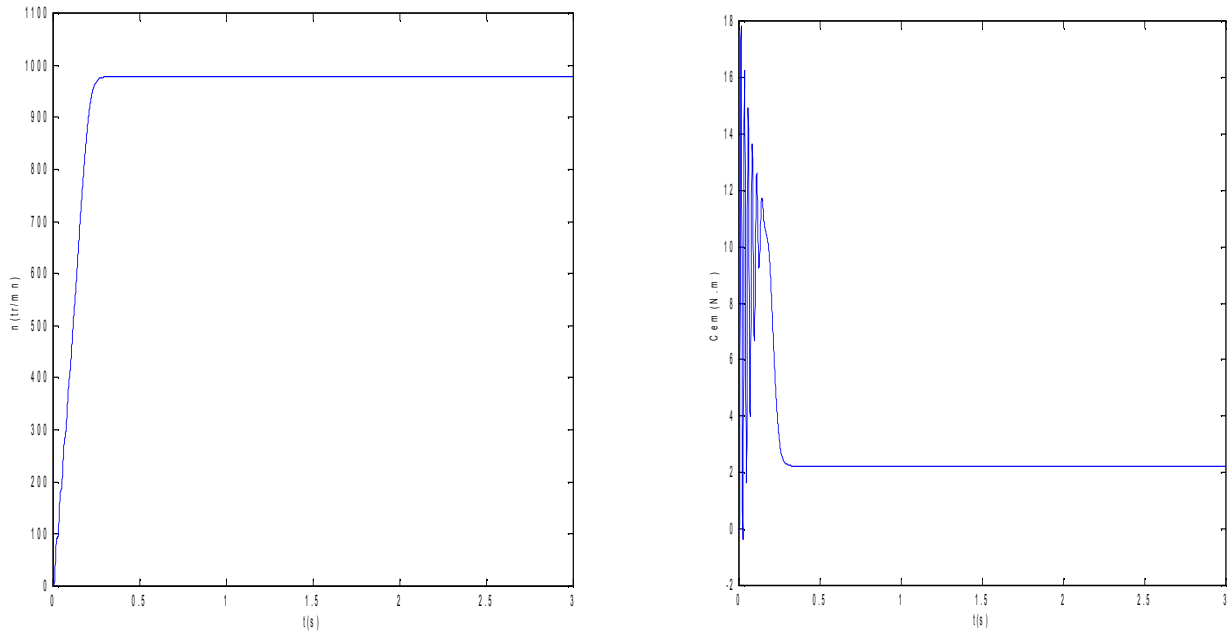


Figure (V.3) : la vitesse de rotation, le couple , machine saine à vide

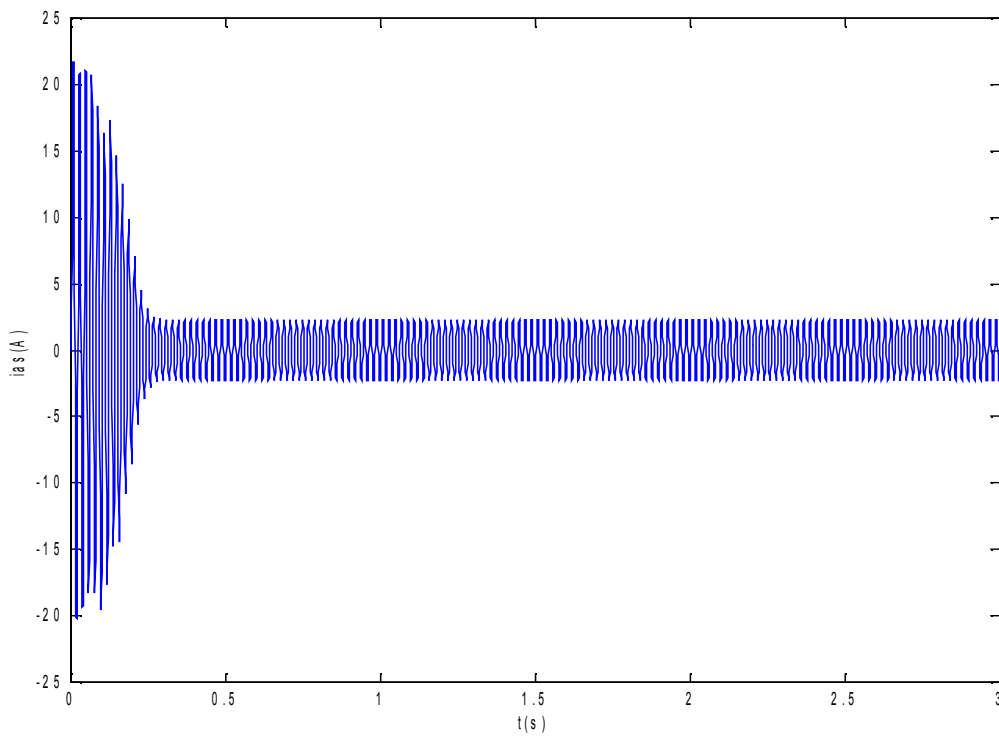


Figure (V.4) : courant statorique, machine saine à vide

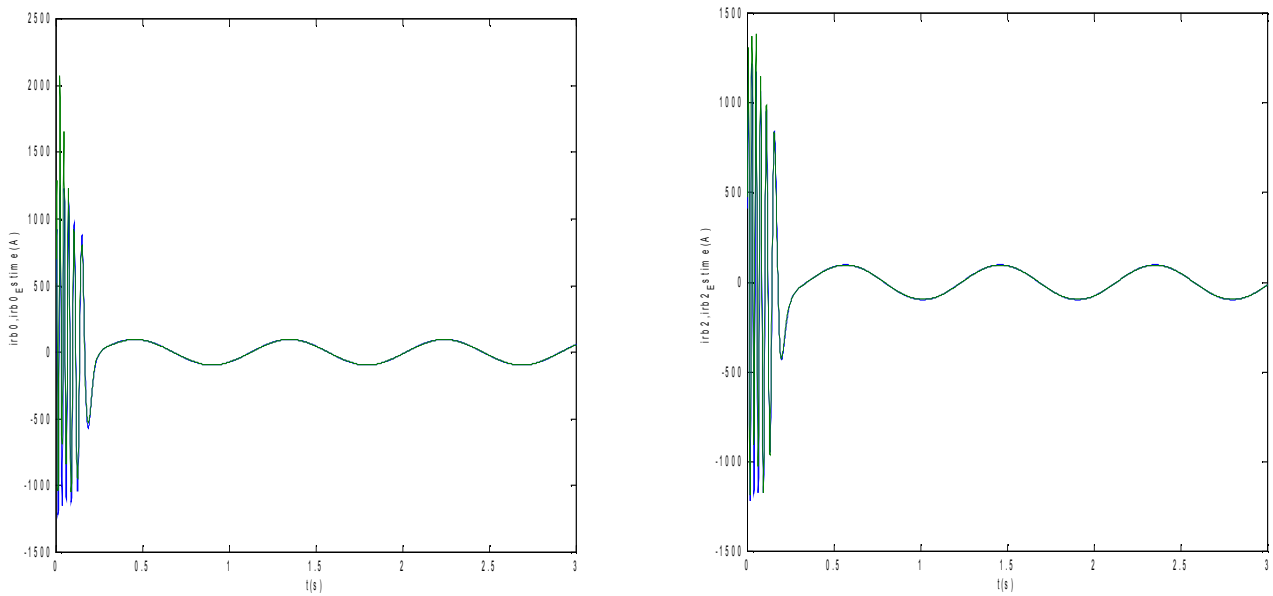


Figure (V.5) : courants et courants estimés dans les barres rotoriques : irb0 et irbo_estimé, irb1 et irb1_estimé, machine saine à vide

b- Machine saine en charge :

On simule maintenant avec un couple de charge de 3.5N.m, alors la machine opère en charge.

On voit, d'après la figures (V.8), La comparaison du courant mesuré et estimé montre la bonne convergence du filtre.

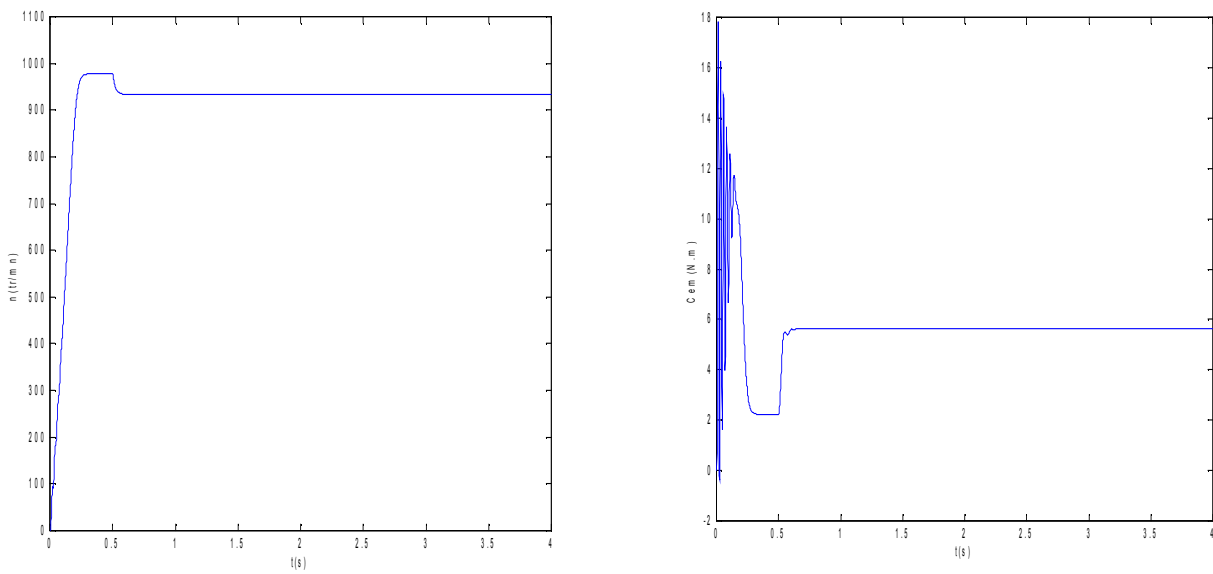


Figure (V.6) : la vitesse et le couple, machine saine en charge $C_r=3.5$ N.m.

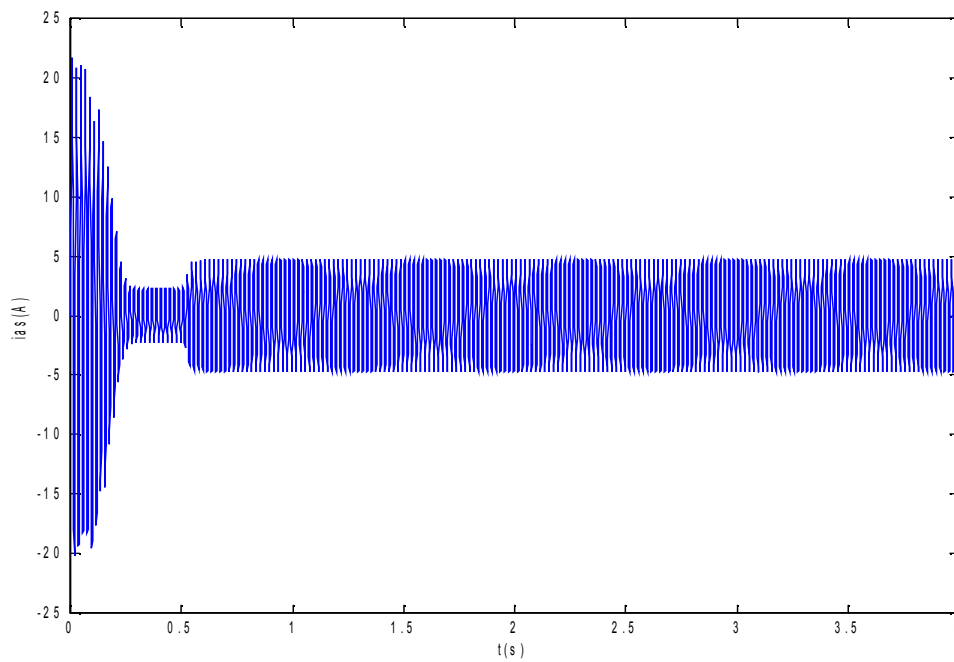


Figure (V.7) : courant statorique, machine saine en charge $Cr=3.5$ N.m

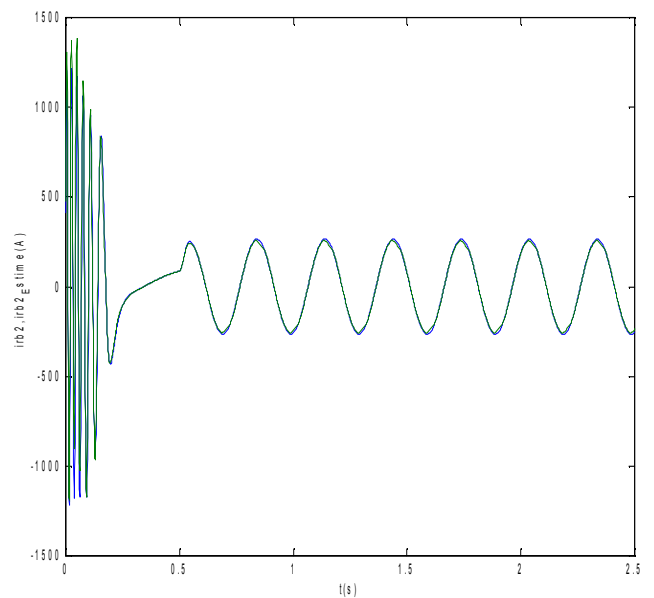
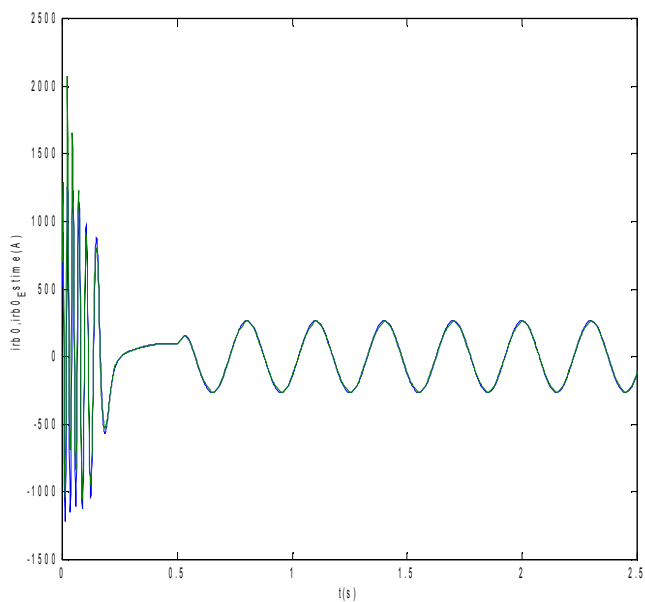


Figure (V.8) : courants et courants estimés dans les barres rotoriques : irb_0 et $irb_0_estimé$, irb_1 et $irb_1_estimé$, machine saine en charge

c- Machine saine : Application d'une variation de charge entre t=1s et t=2s :

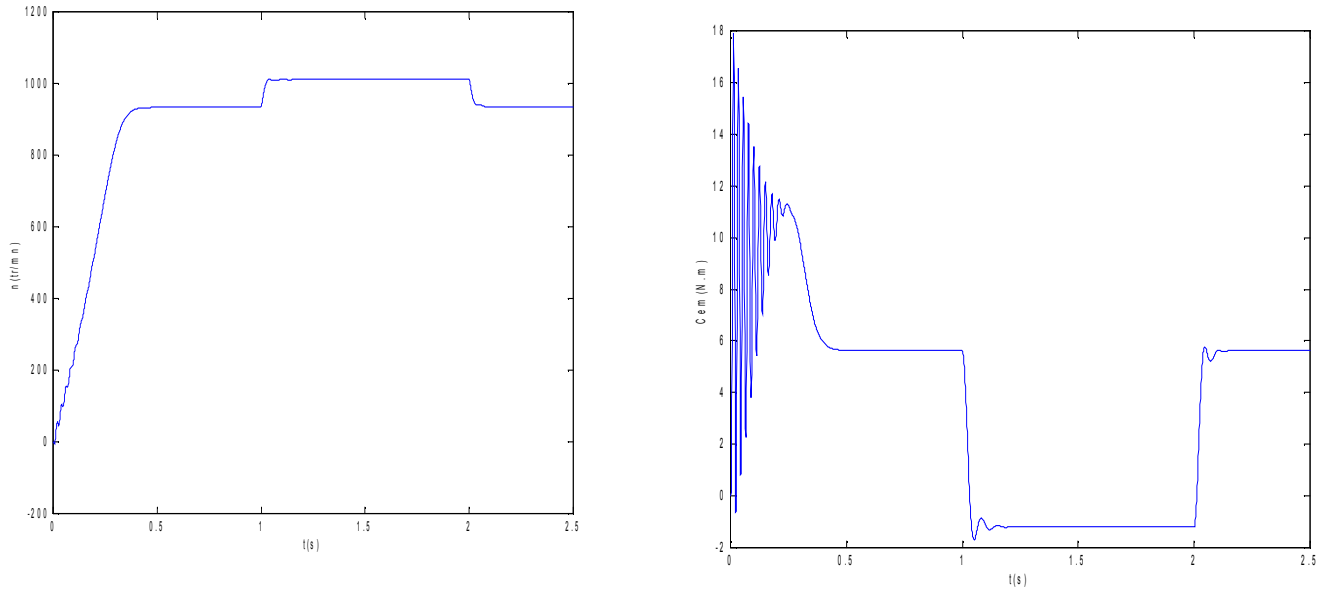


Figure (V.9) : vitesse, le couple et le courant statorique, machine saine lors d'une variation de charge.

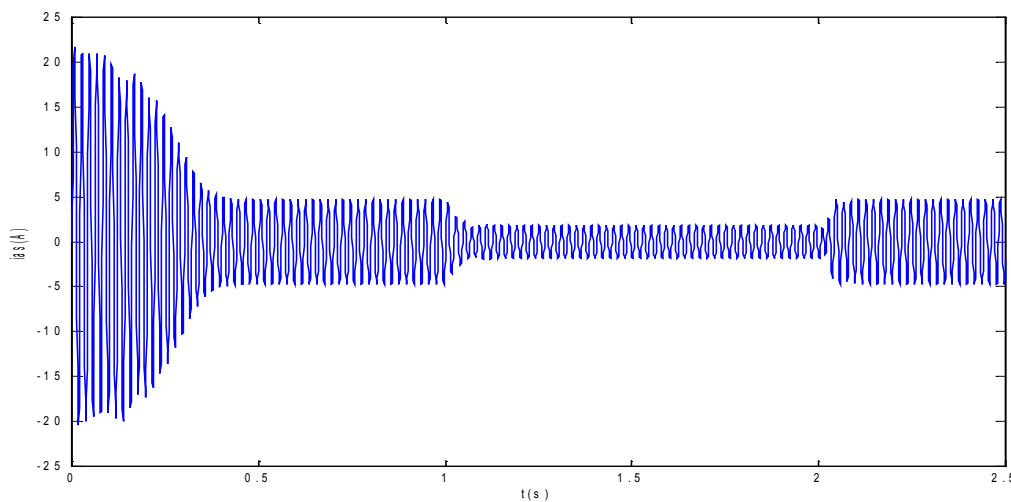


Figure (V.10) : courant statorique lors de variation de charge

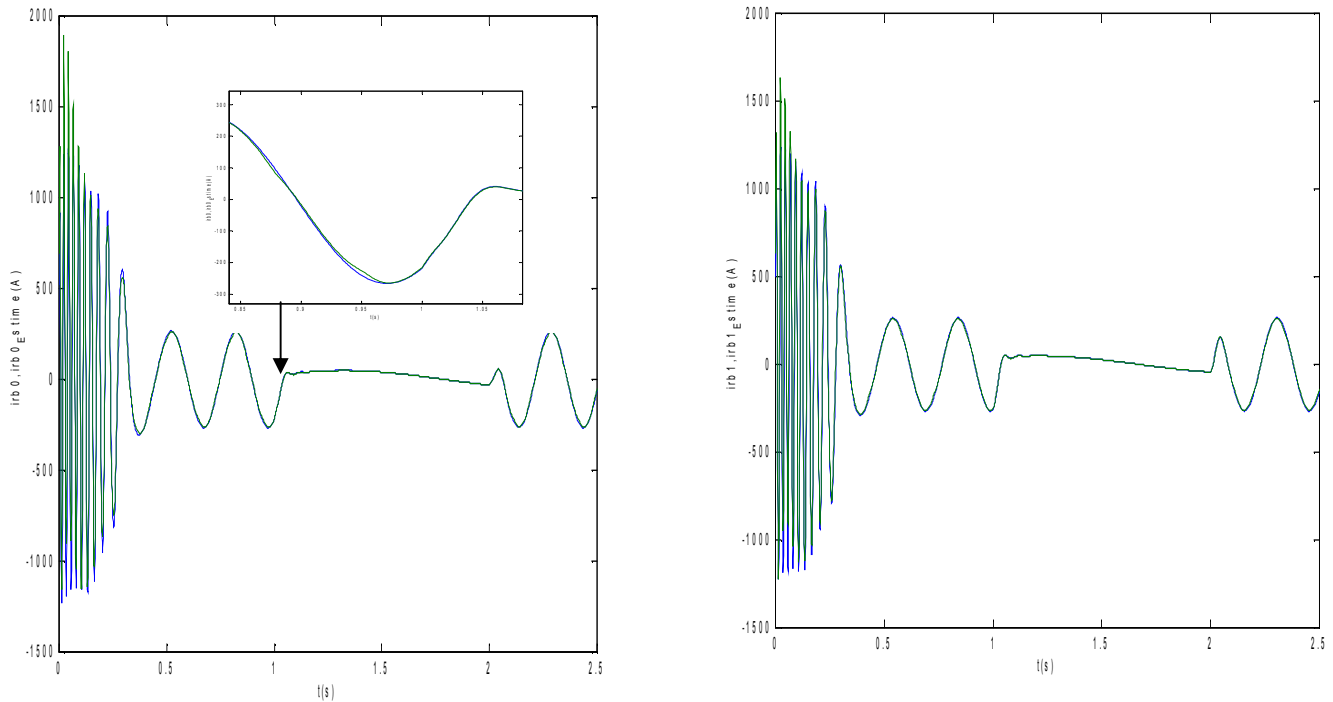


Figure (V.11) : courants et courants estimés dans les barres rotoriques : irb0 et irbo_estimé, irb1 et irb1_estimé, lors de variation de la charge

c- Machine avec défaut :

1. cas d'une cassure de barre :

Vu la difficulté de voir les défaut à vide, on va simuler la machine en charge avec cassure de barre. La figure (V.12) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent de la vitesse de rotation, celle-ci se stabilise a une valeur de 2219 tr/mn. La figure illustre aussi du couple électromagnétique Cem en présence d'une rupture des barres rb0 à t=1s. Après une phase transitoire, celui-ci se stabilise a une valeur proche de 3.5 N. m a cause de la présence du couple de charge.

La figure (V.13) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique en présence d'une rupture de barre rb0 à t=1s .

La figure (V.15) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres irb0 , irb1 , avec leurs courant estimés en présence d'une rupture de barre rb1 à t=1s. Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieurs a leur valeur nominale. La comparaison du courant mesuré et estimé montre la bonne convergence du filtre .

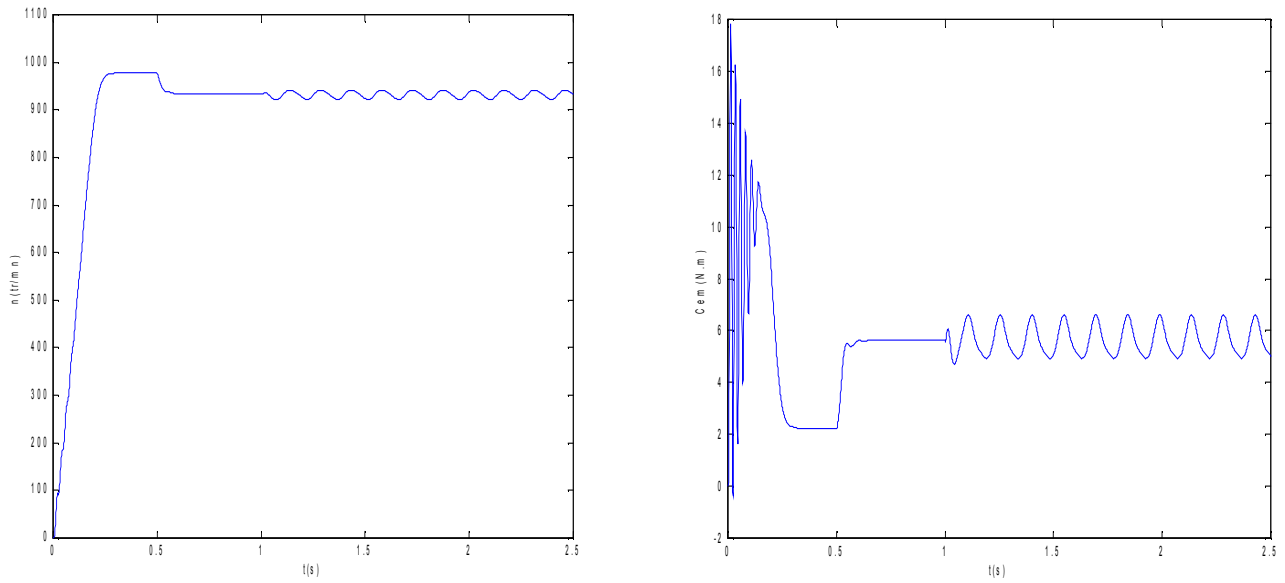


Figure (V.12) : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec le modèle réduit, machine en défaut en charge, $C_r=3.5$ N.m

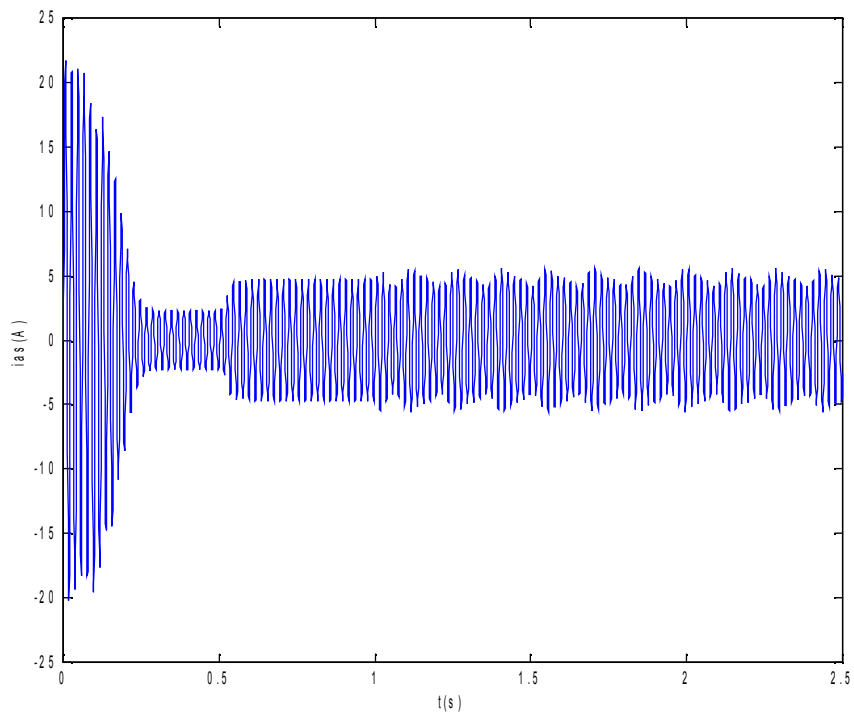
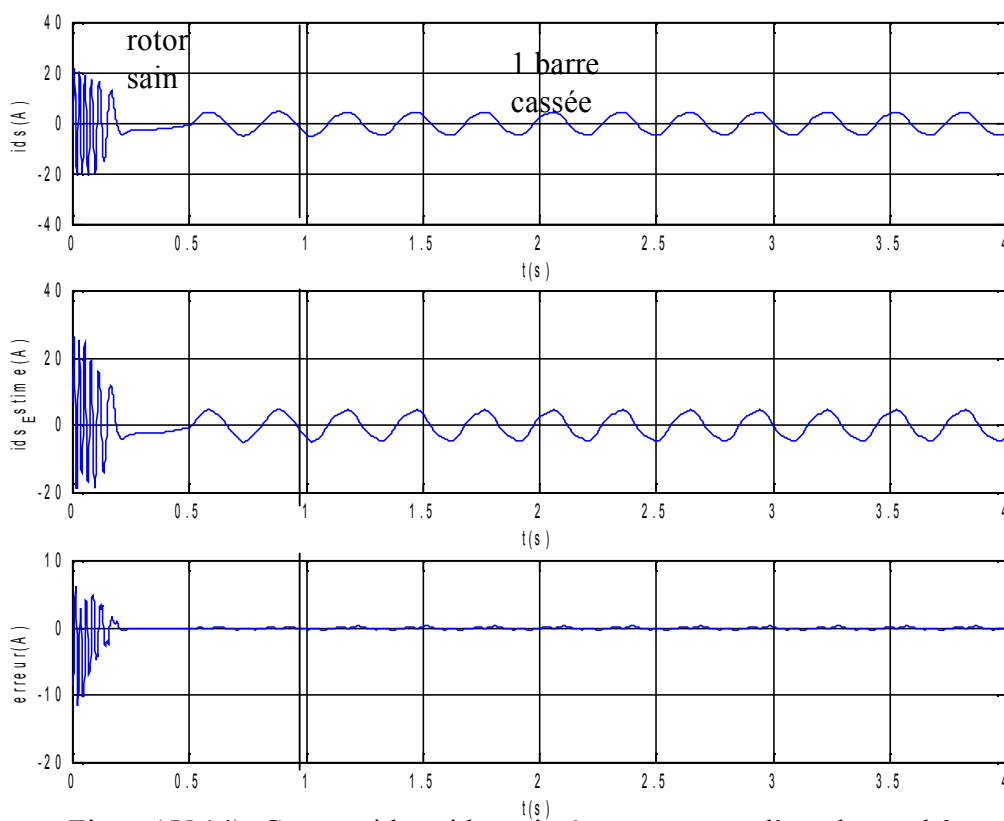


Figure (V.13) : courants statorique, avec cassure d'une barre rb_0



Figure(V.14) :Courant i_{ds} et i_{ds} -estimé avec cassure d'une barre rb_0 et l'erreur

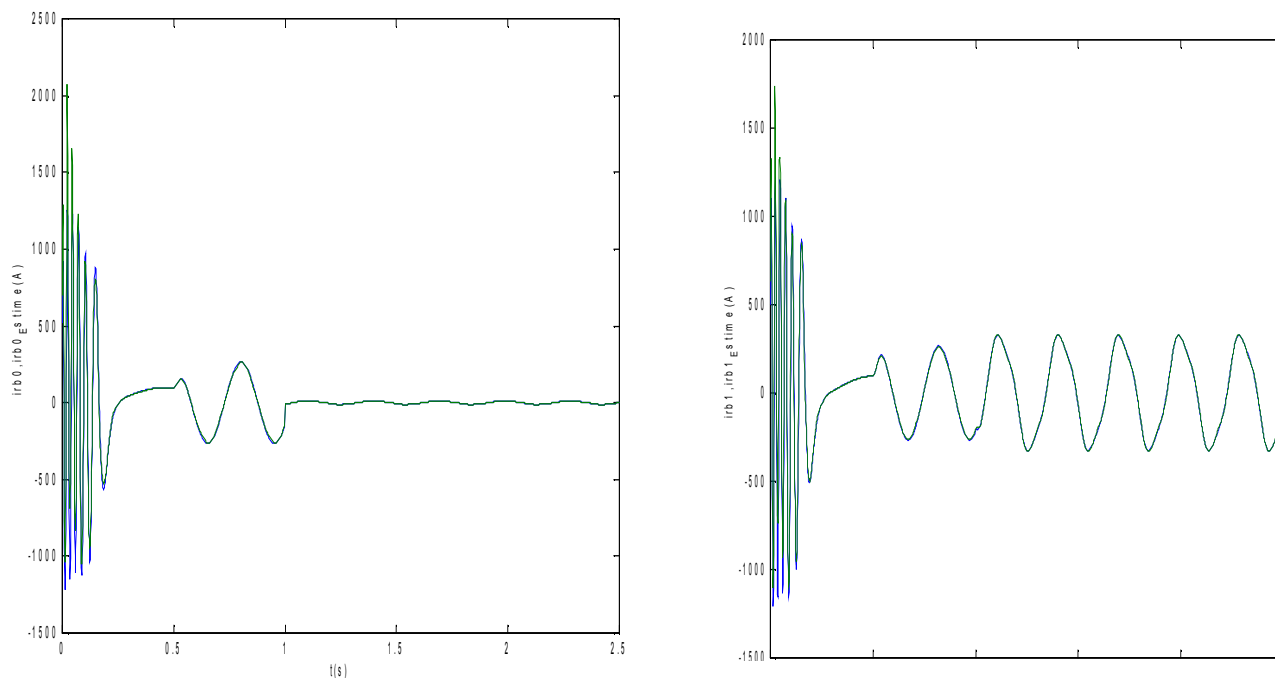


Figure (V.15) : courants et courants estimés dans les barres rotoriques : irb_0 et $irbo_estimé$, irb_1 et $irb1_estimé$, avec cassure de barre rb_0

2. Cas d'une cassure de deux barres :

On impose maintenant un couple de charge de 3.5 N.m à $t=0.5s$ et la machine opère alors en charge avec cassure de deux barres.

La figure (V.16) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture de barre $rb0$ à $t=1s$ et $rb1$ à $t=2s$. Après une phase transitoire, celui-ci se stabilise a une valeur proche de 3.5 N. m a cause de la présence du couple de charge, on remarque dans cette figure des ondulations dans les allures de la vitesse et du couple, a cause des cassures des barres.

La figure (V.17) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique , en présence d'une rupture de barre $rb0$ à $t=1s$.

La figure (V.18) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres $irb0$, $irb1$, $irb2$, $irb3$, et leurs courants estimés en présence d'une rupture de barre $rb0$ à $t=1s$ et à $t=2s$, ou on remarque la convergence du filtre. Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieurs a 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.

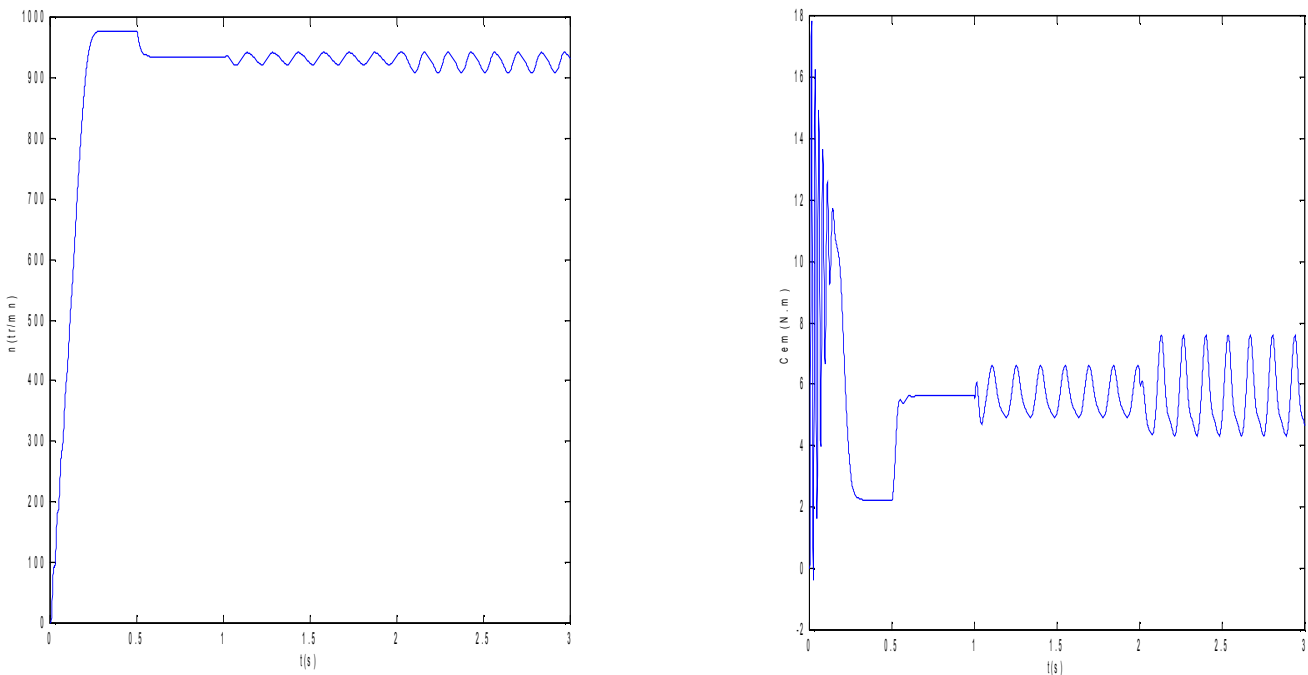


Figure (V.16) : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec le modèle réduit, machine en défaut en charge, $C_r=3.5 N.m$

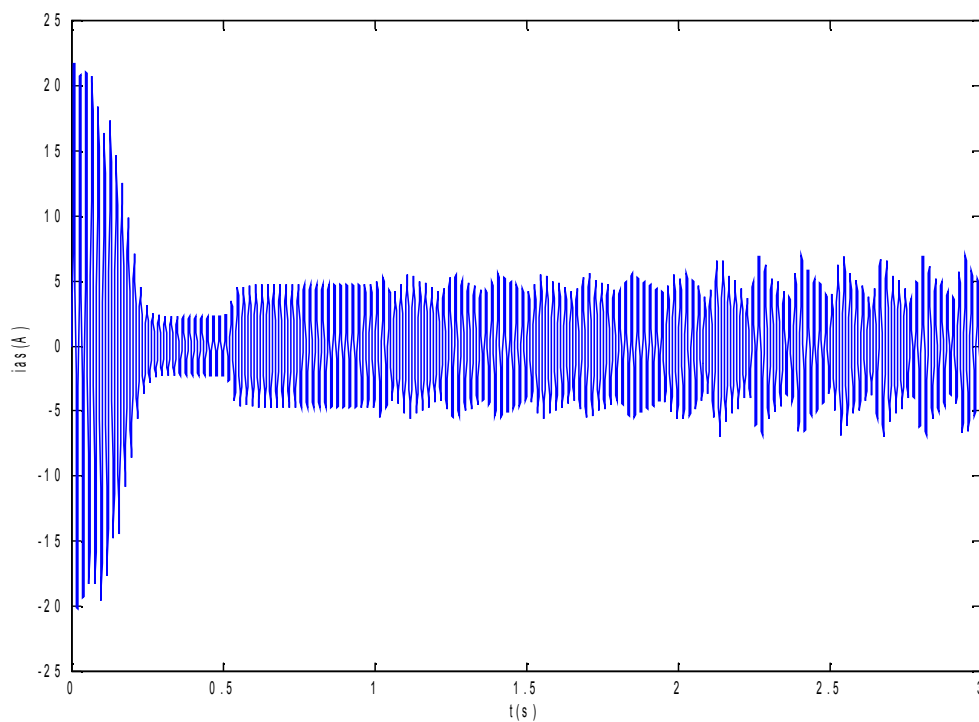


Figure (V.17) : courants statorique , avec cassure de deux barres

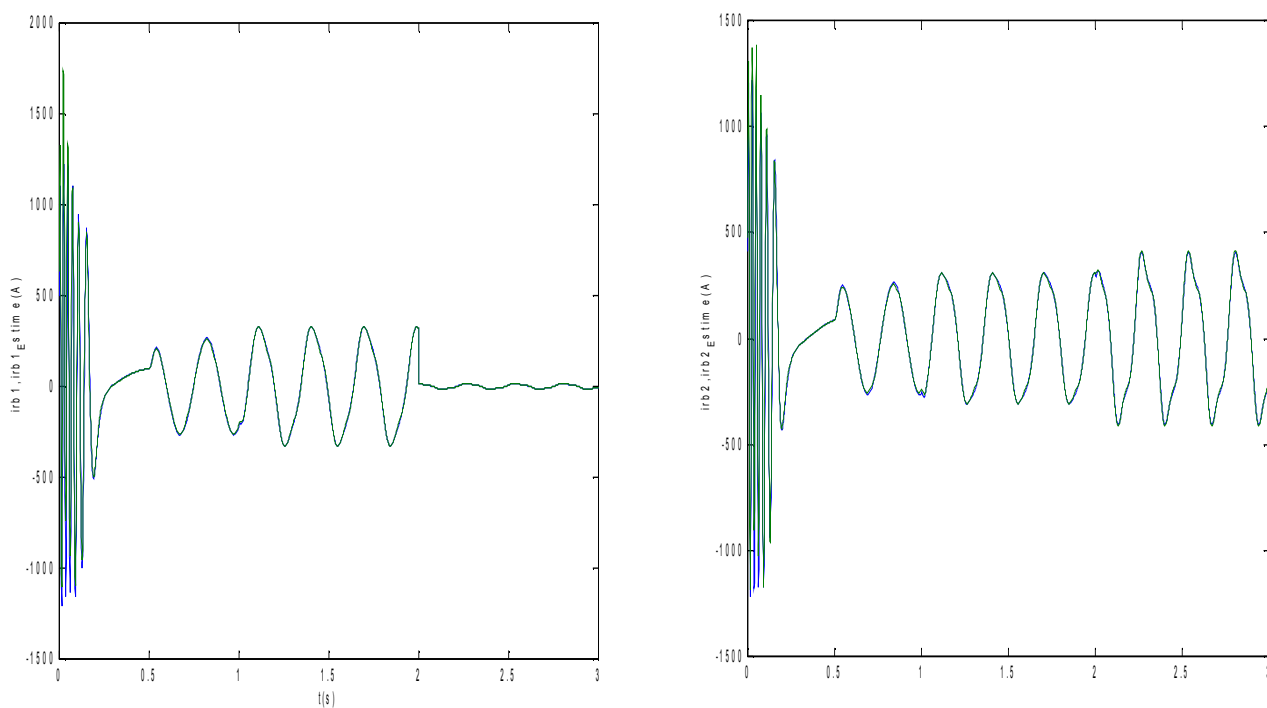


Figure (V.18) : courants et courants estimés dans les barres rotoriques : i_{rb1} et $i_{rb1_estim e}$, i_{rb2} et $i_{rb2_estim e}$, avec cassure de barre $rb0$ et $rb1$

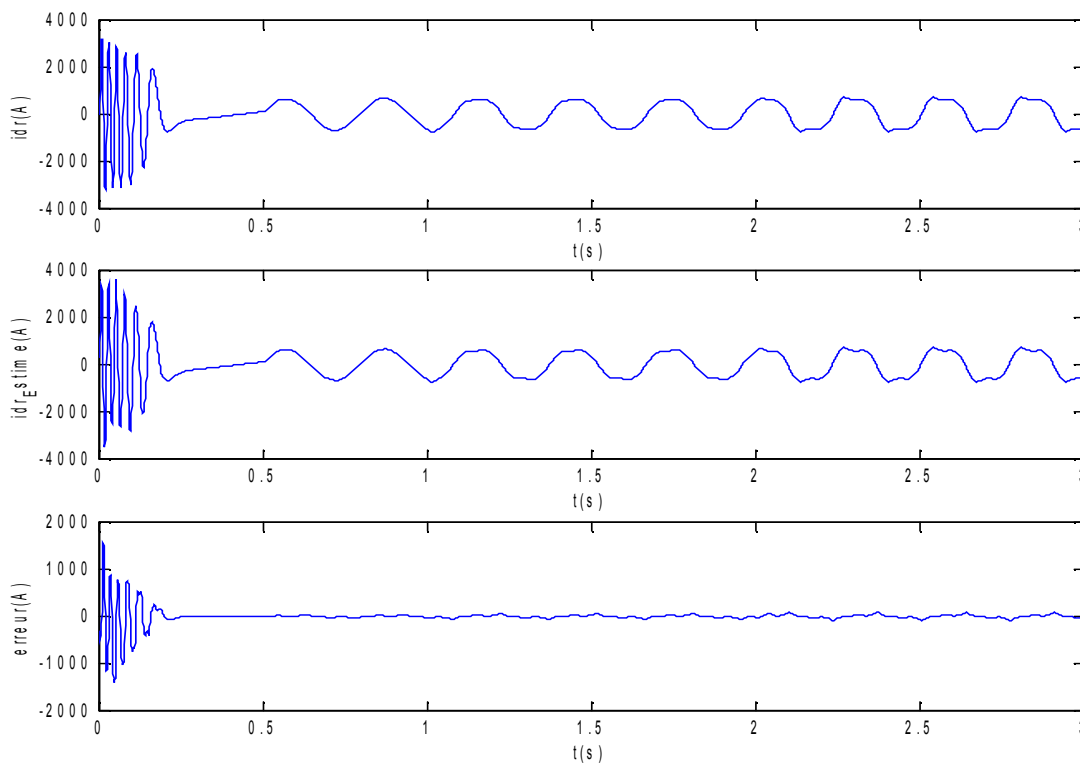


Figure (V.19) : Courant i_{dr} et i_{dr} -estimé avec cassure de deux barre

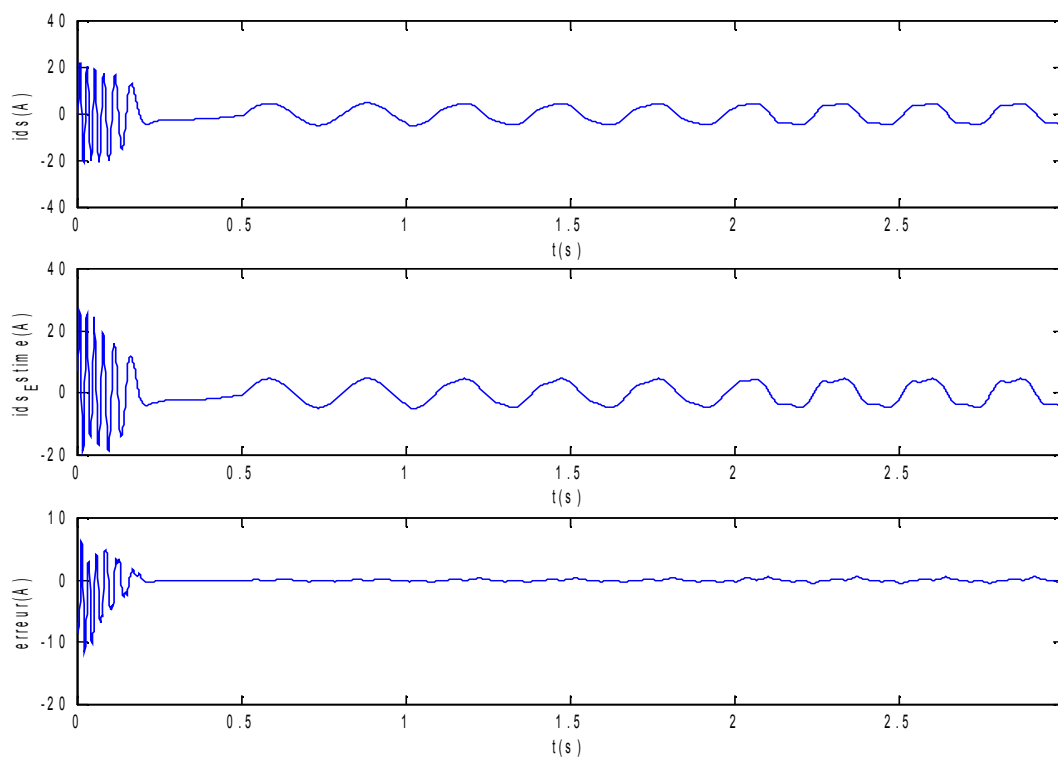


Figure (V.20) : Courant i_{ds} et i_{ds} -estimé avec cassure de deux barres

V.5.2 Suivi des résistances rotoriques :

a. Machine saine à vide :

La figure (V.21) présente la variation de la résistance équivalente rotorique estimée.

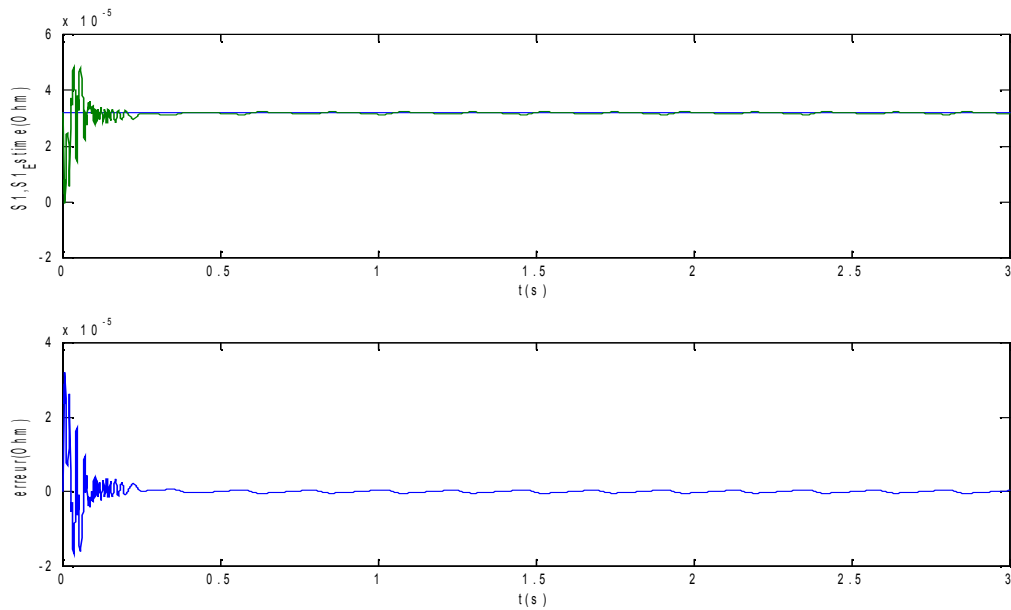


Figure (V.21) :Estimation de la résistance rotorique équivalente S1, machine à vide

b. Machine saine en charge :

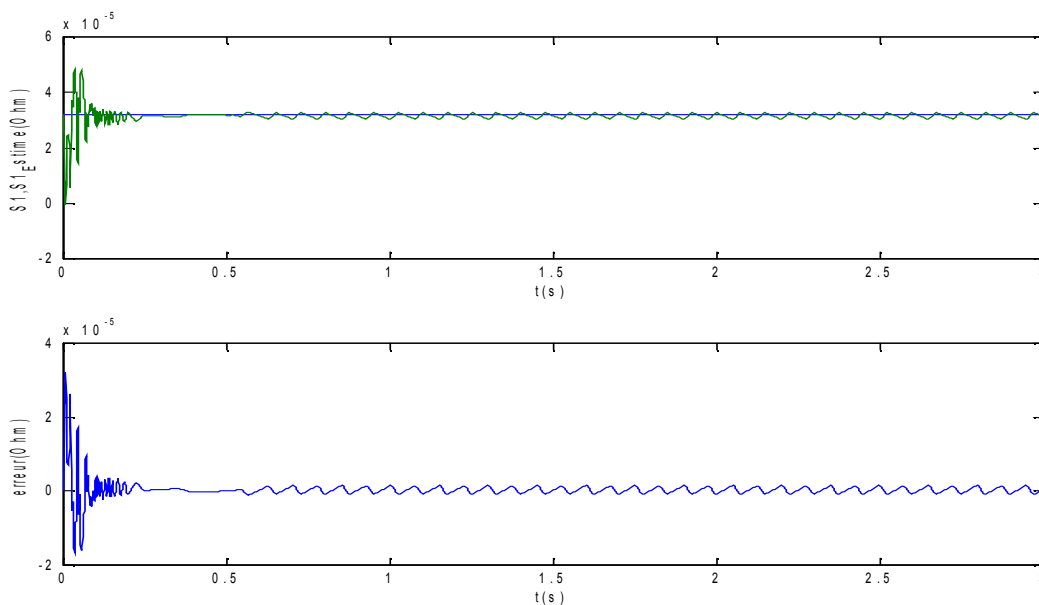


Figure (V.22) : Estimation de la résistance rotorique équivalente S1, machine saine en Charge $C_r=3.5N.m$

c- Machine avec une cassure de barre :

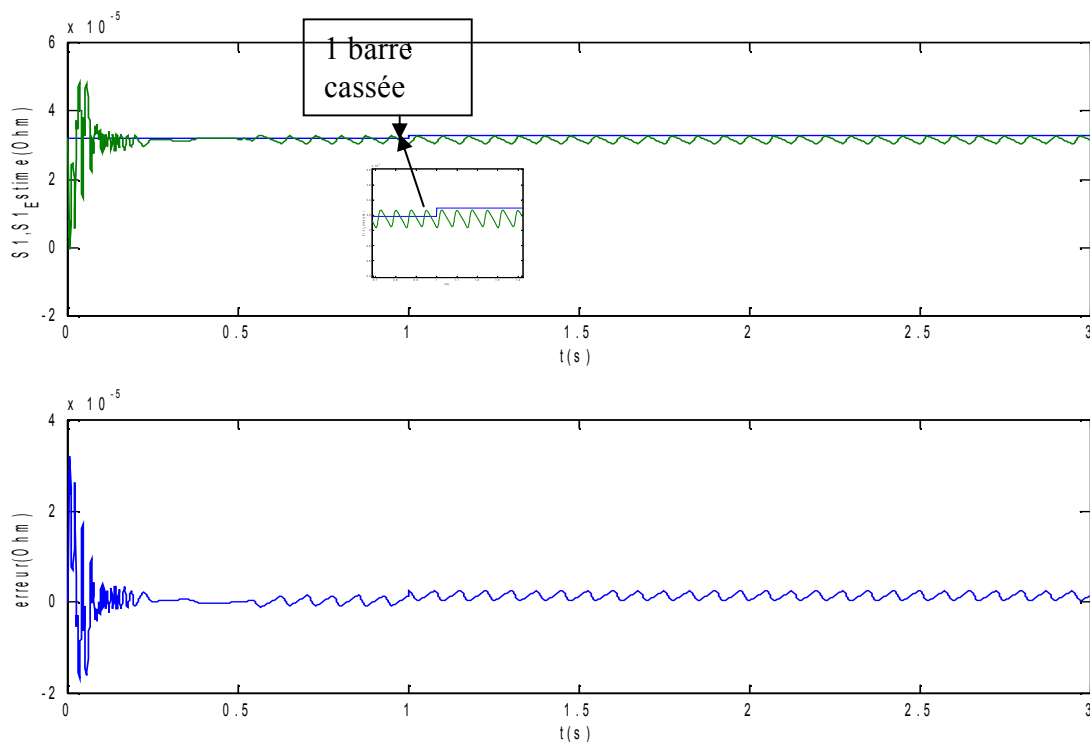


Figure (V.23) : Estimation de la résistance rotorique équivalente S1, machine en défaut (cassure d'une barre) et en Charge $Cr=3.5N.m$

d-Cas d'une cassure de deux barres :

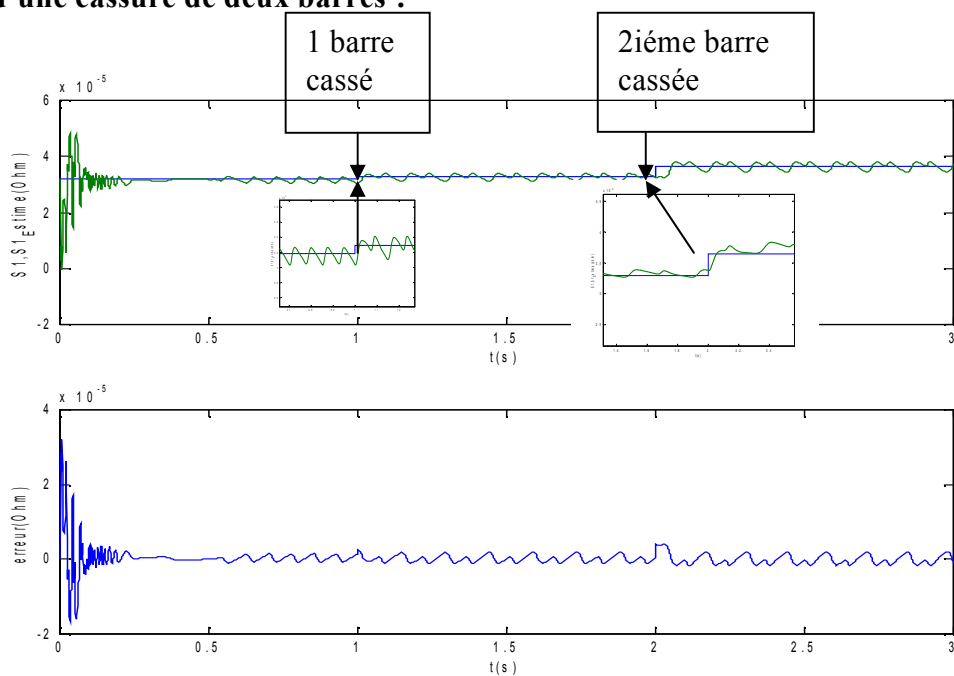


Figure (V.24) : Estimation de la résistance rotorique équivalente S1, machine en défaut (cassure de deux barres) et en Charge $Cr=3.5N.m$

Pendant le fluxage de la machine (0 - 0.2 sec.) la valeur estimée tend vers la valeur de référence. Les figures précédentes présentent la résistance équivalente des barres rotoriques observés. Après une période de convergence, 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 $S1$, 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 calcul du filtre de Kalman :

- La variation des paramètres physiques de la machine asynchrone (comportement non-stationnaire),
- L'incertitude paramétrique dans le modèle discret due a l'erreur lors de l'identification préalable

V.7 Gain de kalman :

La matrice de gain de Kalman corrige la trajectoire du vecteur d'état estimé en fonction de l'erreur d'estimation. Elle a 10 éléments scalaires, en raison de sa symétrie la matrice apparaît de la manière suivante :

$$K(k) = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \\ k_{31} & k_{32} \\ k_{41} & k_{42} \\ k_{51} & k_{52} \\ k_{61} & k_{62} \end{bmatrix}$$

V.8 Choix des matrices de covariance Q ET R :

Le point critique dans la conception du filtre de KALMAN est d'obtenir une évaluation numérique des paramètres du filtre à partir de la connaissance de l'état initial x_0 et des matrices de covariance P_0 , Q_0 et R.

V.8.1 Matrice Q_0

La matrice de covariance du bruit compte pour les erreurs de modélisation, les perturbations du modèle et les bruits introduits par les mesures de la tension (bruit du capteur, convertisseur Analogique/Numérique).

Augmenter la matrice Q_0 signifie soit des bruits plus forts sur le système soit une incertitude plus grande du modèle. Ceci augmenterait les valeurs des éléments de covariance des états. Les gains du filtre augmenteraient aussi, en donnant plus de poids aux mesures et la performance transitoire du filtre serait plus rapide. Une valeur trop importante peut conduire a avoir un estimateur instable donne comme résultat un système divergent.

Diminuer la matrice Q , une petite variance dans la prédiction du vecteur d'état et des

paramètres, donne que la prédiction a été effectuée avec peu d'incertitude. Ceci conduit aussi à des petites valeurs des gains de Kalman, l'estimation optimale dépendra principalement sur la prédiction et la correction sera faible. Une valeur trop petite de Q ne permet pas à l'estimateur de suivre les variations des *états* et des paramètres.

V.8.2 Matrice R :

Augmenter la matrice R indique que les mesures sont soumises à des bruits corruptifs plus forts, elles doivent être moins considérées par le filtre. Par conséquent, les valeurs des gains de KALMAN diminueront et la performance transitoire sera plus lente.

Par contre, une diminution importante de la matrice R peut conduire à une estimation instable.

V.9 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 courants statoriques comme variables d'état est qu'ils sont directement mesurables.

La simulation avec le logiciel MATLAB a 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 modifie 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....

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

- **Exemple 1:** 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* ».

- **Exemple 2 :** Celui de la classification des personnes en trois ensembles « *jeune* », « *entre deux âges* » et « *âgée* ». Selon la logique classique (logique booléenne) qui n'admet pour les variables que les deux valeurs 0 et 1, une telle classification peut se faire comme le montre la figure (VI.1). Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans sont alors considérées comme appartenant à l'ensemble « *jeune* » et toutes les personnes âgées de plus de 50 ans comme appartenant à l'ensemble « *âgée* ».

Cependant, une telle logique de classification ne correspond pas à la réalité. Pourquoi une personne, lorsqu'elle a 50 ans, doit-elle être considérée comme appartenant à l'ensemble « *âgée* »?. Alors qu'une autre âgée de 49 ans est considérée selon cette classification appartenant à l'ensemble « *entre deux âges* ». En réalité, un tel passage se fait progressivement et individuellement.

La logique floue, dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance μ), permet de tenir compte de cette réalité. La figure (VI.2) montre une classification possible pour l'exemple précédent, cette fois-ci, à l'aide de la logique floue. Ainsi, une personne de 25 ans appartient à l'ensemble « *jeune* » avec une valeur de $\mu = 0.75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble « *entre deux âges* » avec $\mu = 0.25$. Par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur $\mu = 1$ de la fonction d'appartenance à l'ensemble « *âgé* ». Evidemment, la forme des fonctions d'appartenance n'est pas rigide et peut dépendre du contexte envisagé, à savoir professionnel, sportif ou autre.

En logique floue, une proposition pourra à la fois être vraie et fausse, tout comme un élément pourra appartenir à un ensemble et à son contraire. Il apparaît en pratique que la méthode de la logique floue correspond effectivement mieux à la réalité que la logique binaire classique. La logique floue peut être considérée comme une extension de la logique classique.

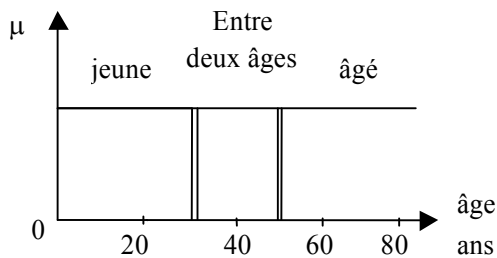


Figure (VI.1) : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique

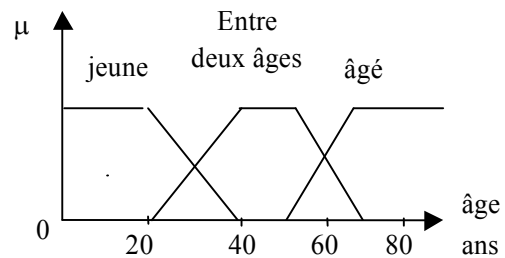


Figure (VI.2) : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue

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, par exemple, un individu d'une taille donnée n'appartient pas du tout à la classe des « *grands* » s'il mesure 1.5 m, il y appartient tout à fait s'il mesure 1.8 m, plus sa taille se rapproche de 1.8 m, plus son appartenance à la classe des « *grands* » est forte. Cette notion permet l'utilisation de catégories aux limites mal définies (comme « *vieux* » ou « *adulte* »), de situations intermédiaires entre le tout et le rien (« *presque vrai* », le passage progressif d'une propriété à une autre (passage de « *tiède* » à « *chaud* » selon la température), l'utilisation de valeurs approximatives (« *environ 12 ans* »). Elle évite l'utilisation arbitraire de limites rigides à des classes .

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 .

On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours, que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue X [Man 75]. Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou.

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 :

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

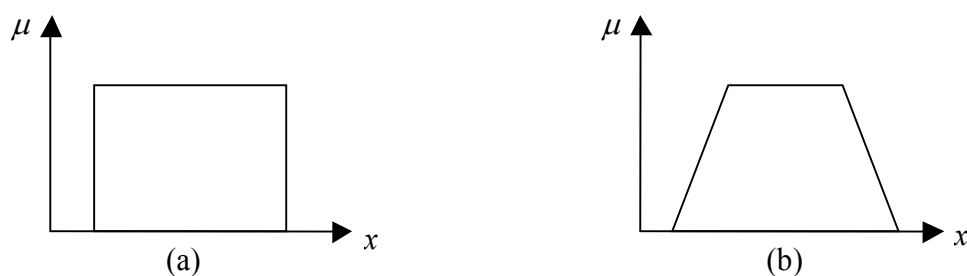


Figure (VI.3) : Exemple de fonctions d'appartenance (a) logique classique (b) logique floue

VI.2.2 Variable linguistique

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme :

- *quelque, beaucoup, souvent*
- *chaud, froid, rapide, lent*
- *grand, petit, ... etc*

Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue.

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.4).

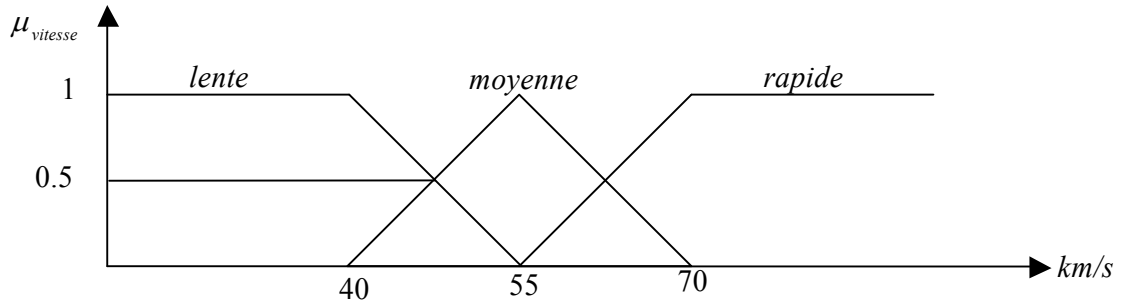


Figure (VI.4): Représentation Graphique des termes linguistiques

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.5).

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

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

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

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

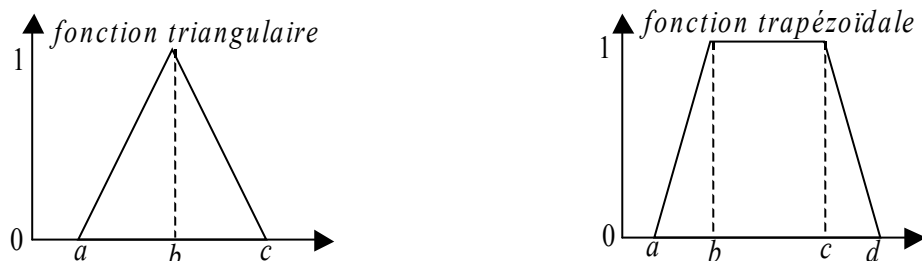


Figure (VI.5) : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

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. Donc, il n'est pas possible d'appliquer directement la logique classique qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 ou 1). Pour pallier à ce problème, sont introduites les définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous .

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 définies 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

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

Après avoir exposé la répartition des valeurs mesurées en ensembles flous et défini les opérations sur ces ensembles, nous allons maintenant introduire le raisonnement flou et voir comment un régulateur peut être exécuté sur la base des règles floues .

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 du 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 :

Règle floue :	<i>Prémisse</i> Si x est A	<i>conclusion</i> 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 à la 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 $\mu_{A'}$.

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

- Linguistiquement:

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant:

Si la température est élevée **Et** la vitesse est faible **Alors** la tension est grande positive

- Symboliquement :

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

-Par matrice d'inférence :

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimension, 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 arrive que toutes les cases du tableau ne soient pas remplies, on parle alors de règles d'inférences incomplètes. Cela ne signifie pas que la sortie n'existe pas, mais plutôt que le degré d'appartenance est nul pour la règle en question.

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 réalisées 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:

Méthode d'inférence Max-min

Cette méthode réalise l'opérateur "Et" par la fonction "min", la conclusion "Alors" de chaque règle par la fonction "min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "Ou") par la fonction "max".

La dénomination de cette méthode, dite Max-min ou "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs "Alors" et "Ou" de l'inférence.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur "Ou".

Méthode d'inférence Max-produit

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion "Alors". Dans ce cas, on utilise le produit.

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur "Et".

On l'appelle également "implication de Larsen".

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.

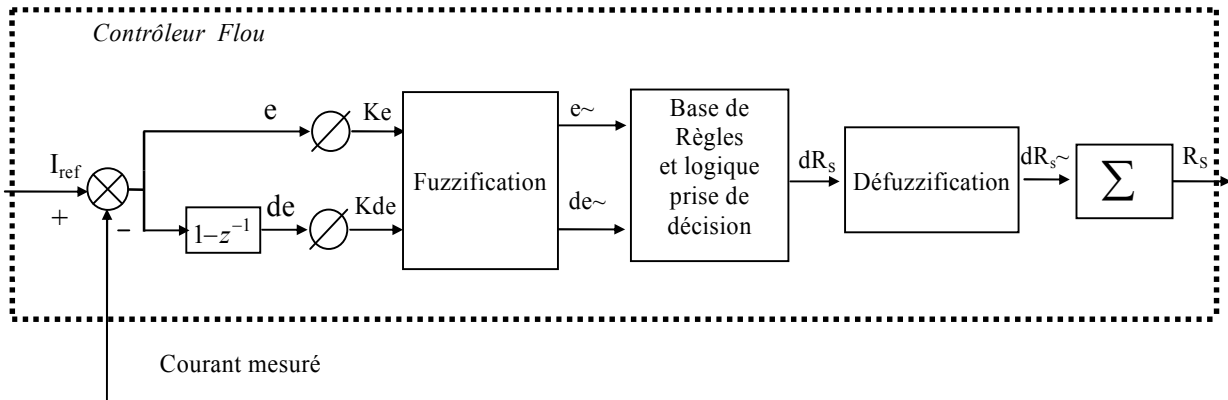


Figure (VI.6) : Structure interne d'un contrôleur flou

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.5)

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 ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.

Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement des ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus important que d'autres.

Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler. Par contre, on peut obtenir des comportements non linéaires assez différents en fonction de la manière dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont disposées sur l'univers de discours.

Nous avons opté pour des fonctions triangulaires et trapézoïdales pour les variable d'entrées. Elles permettent une implantation facile et l'étape de fuzzification ne requiert alors que peu de temps de calcul lors de son évaluation en temps réel.

Le recouvrement de deux fonctions d'appartenance voisines est de 1 ; c'est à dire que leur croisement s'effectue à $\mu = 0.5$. Un recouvrement insuffisant voir inexistant conduit à une zone où aucune règle d'inférence n'est sollicitée. De même, un recouvrement trop important, surtout avec un degré d'appartenance près de l'unité, conduit à un aplatissement de la caractéristique du régulateur. Le passage d'une fonction d'appartenance à sa voisine doit s'effectuer en douceur de manière à ce qu'il y ait au moins deux règles d'inférences qui soient sollicitées en même temps.

Il est également indispensable de pouvoir fuzzifier la variable de sortie. En effet, lors de l'inférence et de la defuzzification, on a besoin de connaître les ensembles flous de cette variable ainsi que leurs fonctions d'appartenance.

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 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 :**

Ces contrôleurs sont dits symboliques car la prémisse et la conclusion sont symboliques. Après l'inférence, il faut passer par une étape de "defuzzification" afin d'obtenir la valeur réelle de la commande à appliquer.

- **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.7,8), moins grave de conséquence, indiquerait que les règles, dans leur ensemble, sont faibles et mal formulées.

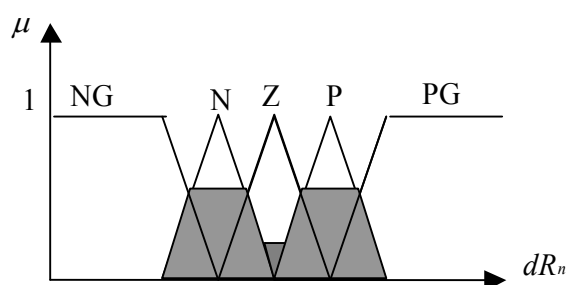


Figure (VI.7) : Cas de règles floues contradictoires

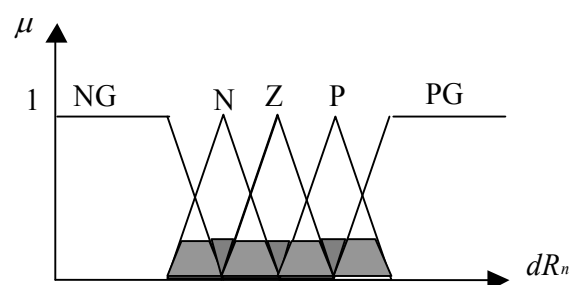


Figure (VI.8) : Cas de règles floues mal formulées

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

Méthode du maximum

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cette méthode est très simple, cependant cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

Méthode de la moyenne des maxima

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

Méthode du centre de gravité

C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur .

L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_{res}(y) dy}{\int \mu_{res}(y) dy} \quad (\text{VI-10})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

Plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

Méthode des hauteurs pondérées

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas. Dans ce cas, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des singletons, et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

L'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (\text{VI-11})$$

où :

M : nombre de règles

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i .

\bar{y}_i : est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle R_i .

VI.5 Conclusion

Les performances que la commande floue peut apporter par comparaison avec les commandes classiques, sont essentiellement dues à la méthode de conception de ces régulateurs. En effet, ces derniers ne nécessitent pas la connaissance des modèles mathématiques du système. Par contre ils ont besoin d'un ensemble de règles basées essentiellement sur les connaissances d'un opérateur qualifié manipulant le système. L'obtention d'un contrôle performant requiert une bonne formulation des règles.

D'un point de vue pratique, on peut résumer dans les points suivants les éléments qui ont peu d'importance sur le comportement global du régulateur flou :

- La forme des fonctions d'appartenance, d'où le choix de formes triangulaires à cause de la simplicité de mise en œuvre.
- Le choix des fonctions pour réaliser les opérateurs et le mécanisme d'inférence (agrégation des règles : Alors)
- Le choix de la méthode de defuzzification (hauteurs, centre de gravité.)

Par contre, il faut faire prêter une attention particulière, lors de la synthèse du régulateur flou :

- Au nombre et surtout à la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours.

- A la table des règles

Ces considérations pratiques ont guidé les choix développés aux paragraphes suivants.

VI.6 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 :

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

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 :

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

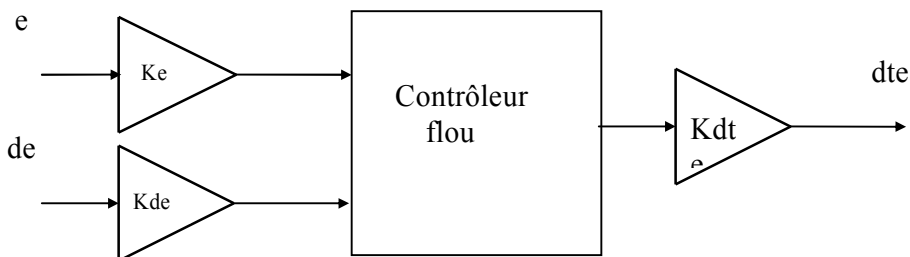


Figure (VI.9) : Contrôleur flou de type PD

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 :

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

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

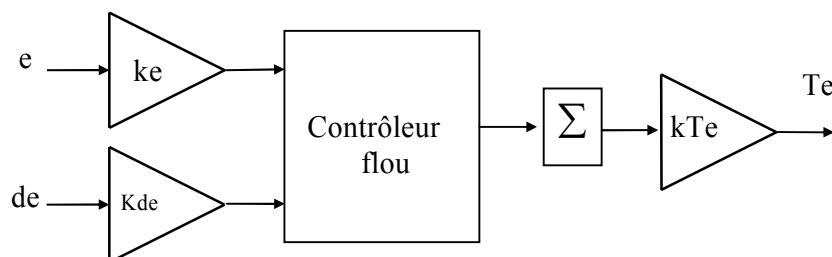


Figure (VI.10) Contrôleur flou de type PI

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

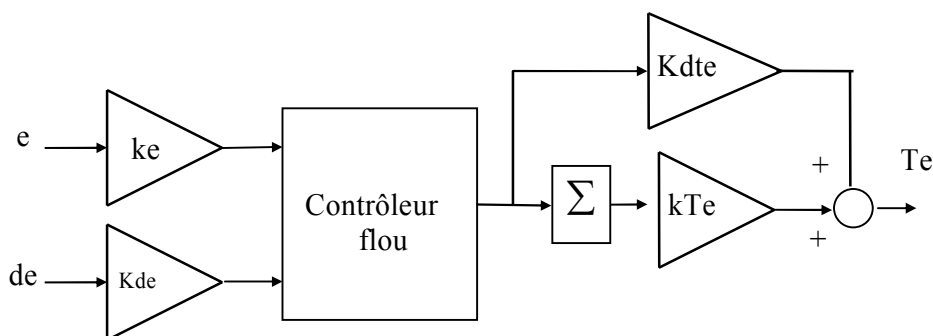


Figure (VI.11) Contrôleur flou de type PID

On remarque que cette structure de commande flou 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 sur utilisation de la machine [36]. Cette fonction peut être réalisée par l'algorithme de la figure (VI.12).

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 :

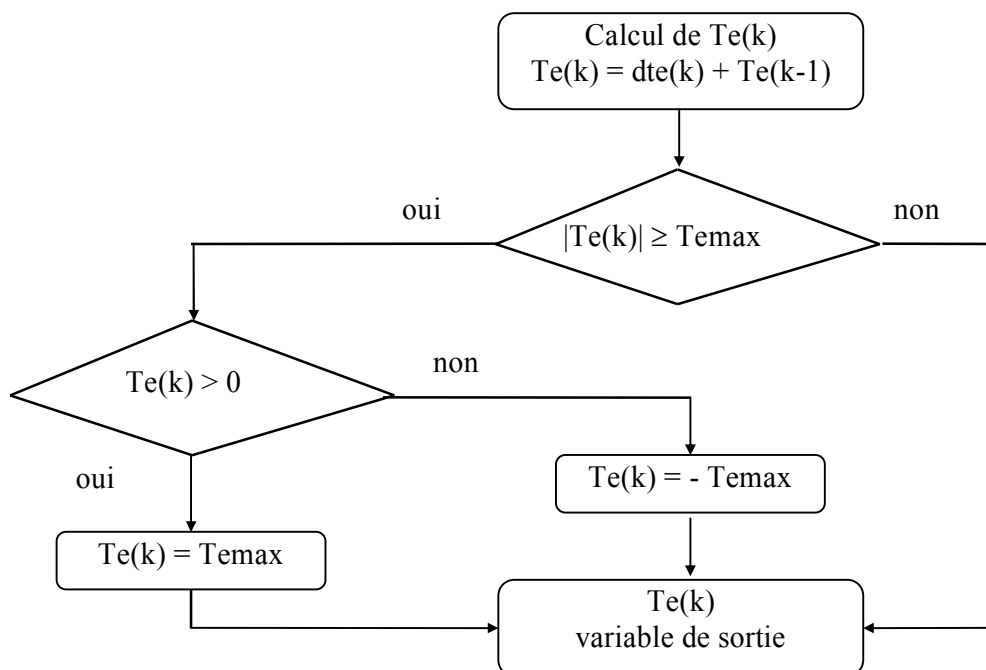
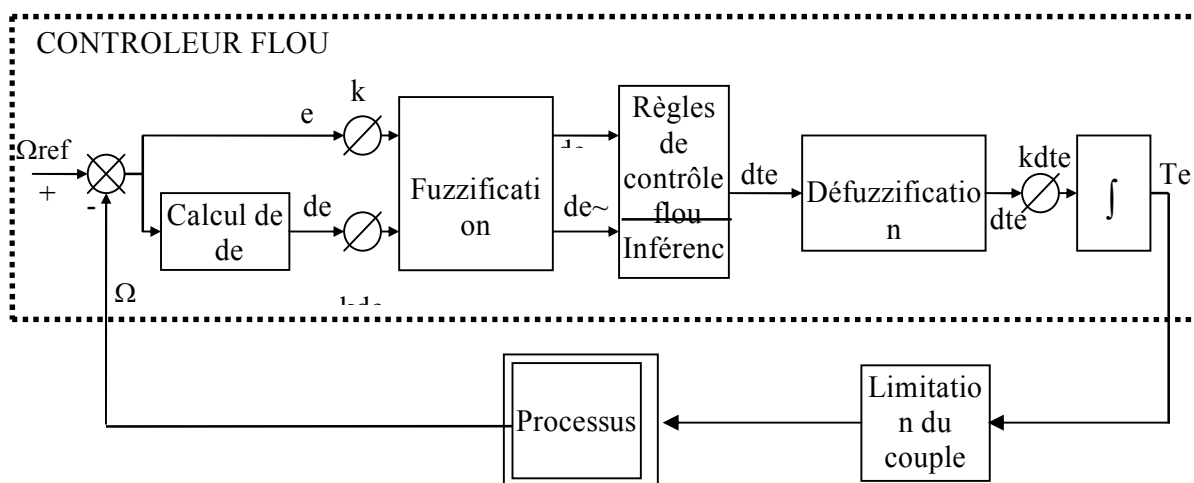
Figure (VI.12) Algorithme pour limitation de $Te(k)$ 

Figure (VI.13) 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.14) avec :

NB : Negative Big	(Négative Grand)	PB : Postive Big	(Positive Grand)
NM : Negative Medium	(Négative Moyenne)	PM : Postive Medium	(Positive Moyenne)
NS : Negative Small	(Négative Petit)	PS : Postive Small	(Positive 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. C'est de nouveau à un expert à sa connaissance du problème que l'on se fier le plus souvent. Dans le cadre de la régulation (asservissement), on utilise fréquemment l'erreur (observation) et la variation de l'erreur (dynamique du processus). A partir de ces deux entrées, traduites sous la forme de variables floues, il est possible de déterminer les règles dans le domaine temporel et on peut construire une matrice *SITUATION/ACTION* reprenant toutes les possibilités linguistiques de celles-ci .

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 fixé en boucle fermée, et à écrire les règles pour chaque type de comportement du processus :

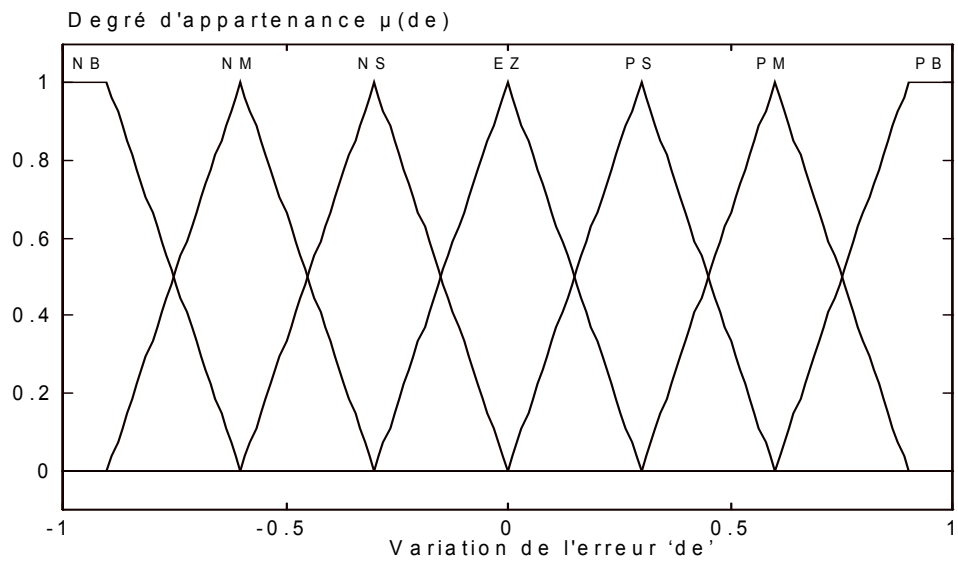
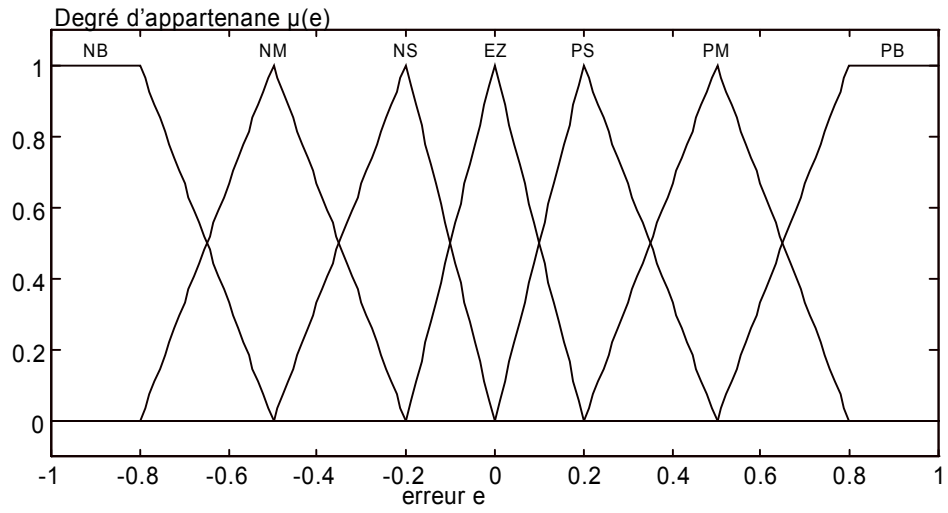


Figure (VI.14) Fonctions d'appartenance des variables d'entrée

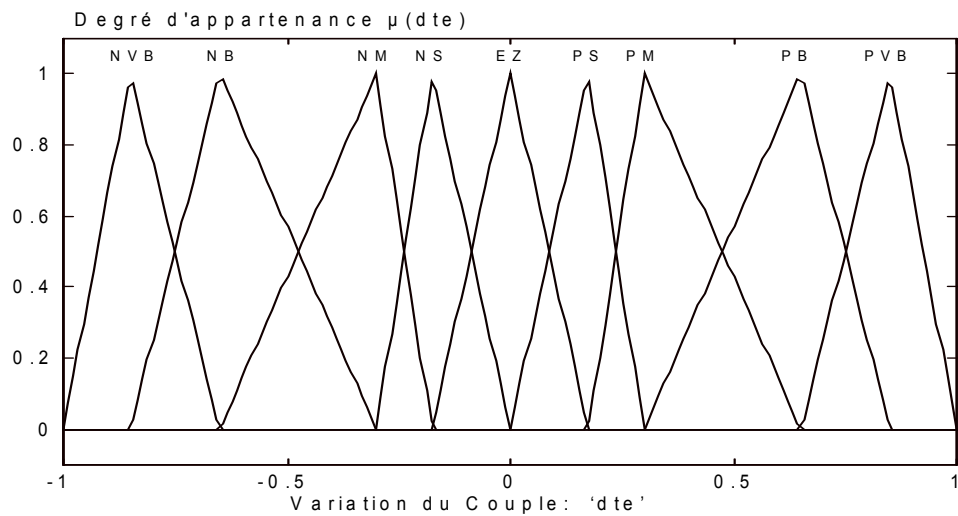


Figure (VI.15) Fonctions d'appartenance de la variables de sortie

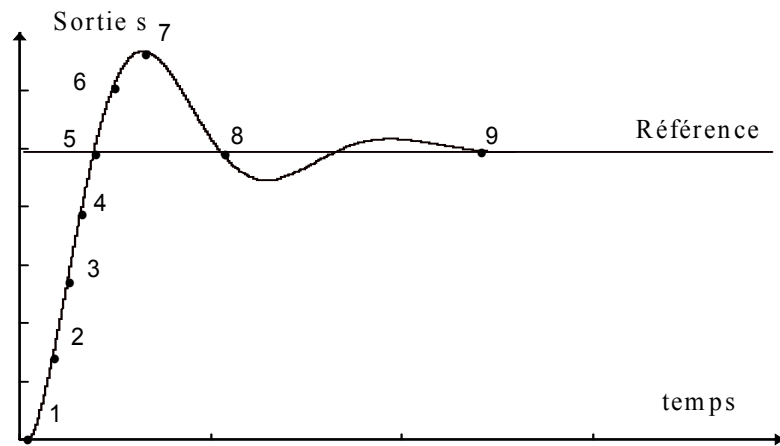


Figure (VI.16) Ecriture du jeu de règles grâce à une analyse temporelle

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 correcte)
- * 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)
- 7 Si $e = NM$ Et $de = ZE$ Alors $du = NM$ (rappel du processus vers l'équilibre correcte)
- 8 Si $e = NS$ Et $de = PS$ Alors $du = ZE$ (convergence vers l'équilibre correcte)
- 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.18). 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.17) 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 :

$$m_1 : de \approx 0 \text{ et } e \lll 0 \quad m_4 : de \approx 0 \text{ et } e > 0$$

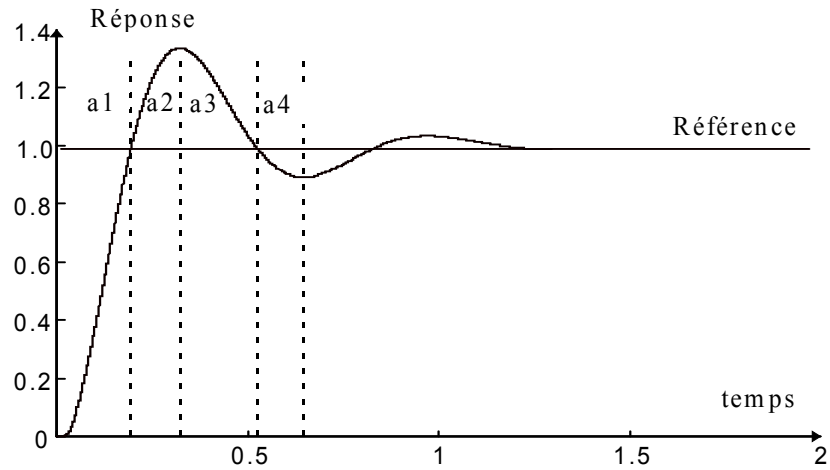
$$m_2 : de \approx 0 \text{ et } e \ll 0 \quad m_5 : de \approx 0 \text{ et } e \gg 0$$

$$m_3 : de \approx 0 \text{ et } e < 0 \quad m_6 : de \approx 0 \text{ et } e \ggg 0$$

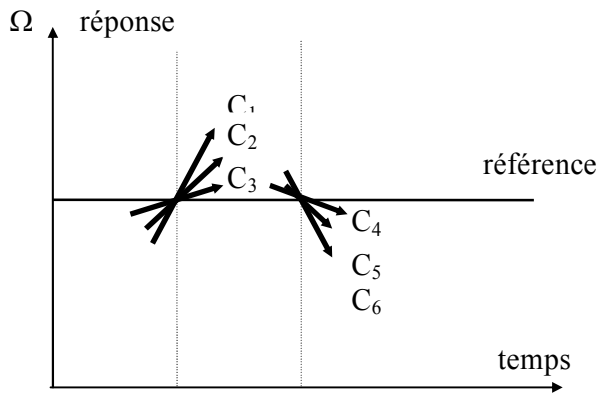
Les trois types d'indices mentionnés ci-dessous peuvent être combinés et former un plan d'état. Le tableau de la figure (VI.17) est légèrement modifié pour tenir compte que la variable de sortie est formée de neuf valeurs floues.

		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

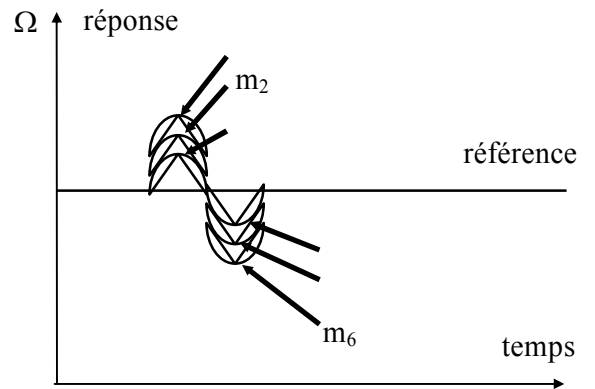
Figure (VI.18) Base de règles du régulateur I de vitesse



a)



b)



c)

Figure (VI.19) 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.20) Règles linguistiques de contrôle

Dans le tableau (VI.18), 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 :

$$K_e = 0.1$$

$$K_{de} = 0.6 \cdot 10^{-5}$$

$$K_{dte} = 65$$

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 $\mu(dte)$

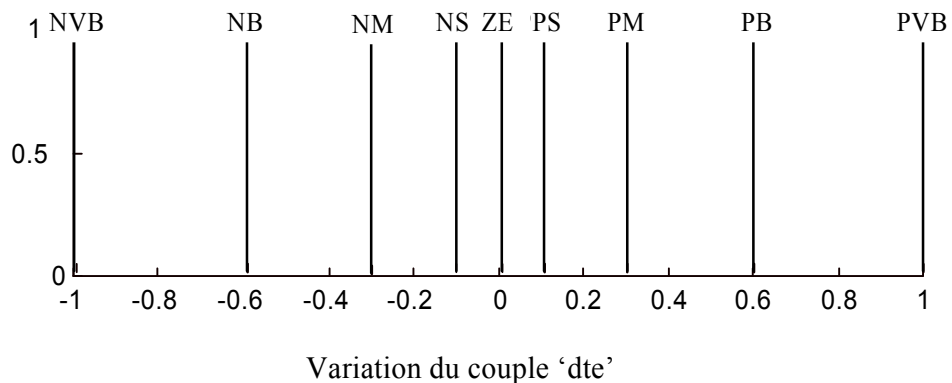


Figure (VI.21) Fonctions d'appartenance de la variable de sortie $dte(k)$ (II)

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.22) 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 flèches indiquant le chemin de la commande. Les régions A, B, C et D sont marquées :

- Région A** : Région de correction positive (flèche vers le haut).
- Région B** : Région de correction négative (flèche vers la gauche).
- Région C** : Région de correction positive (flèche vers la droite).
- Région D** : Région de correction négative (flèche vers la gauche).

Figure (IV.23) 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.23) 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.7 Application de la logique floue au modèle réduit du schéma multi_enroulements de la machine asynchrone :

VI.7.1 Résultats de la simulation :

le régulateur flou a été simulé sous différentes conditions avec ou sans défauts rotorique ; les résultats de simulation permettant 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.24) 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.

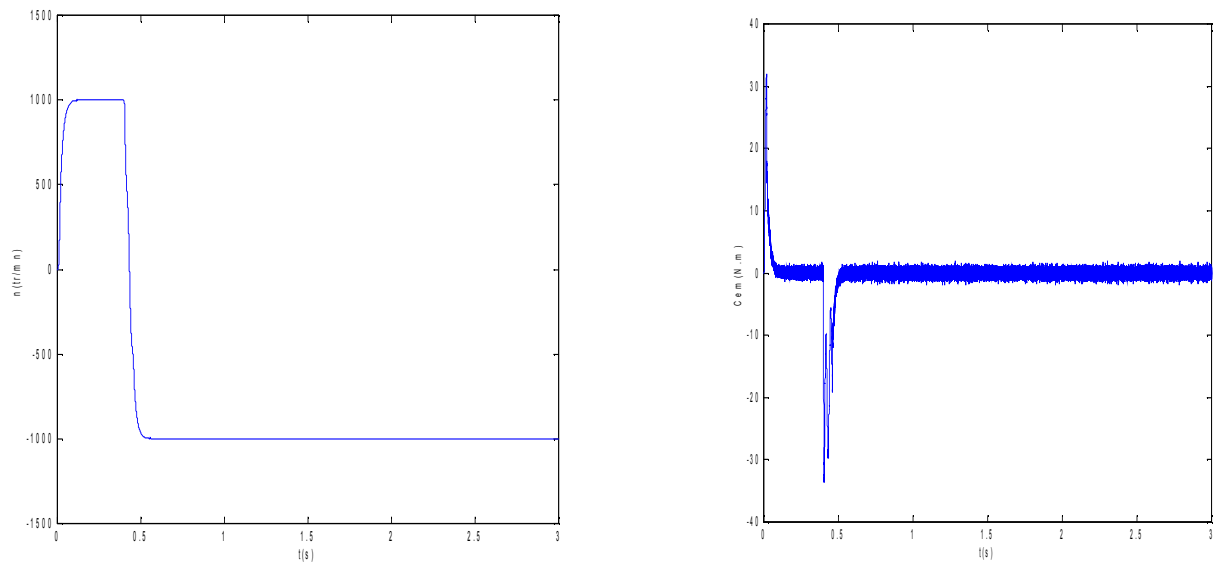


Figure (VI.24) : vitesse de rotation, couple électromagnétique , simulation avec modèle, machine saine à vide.

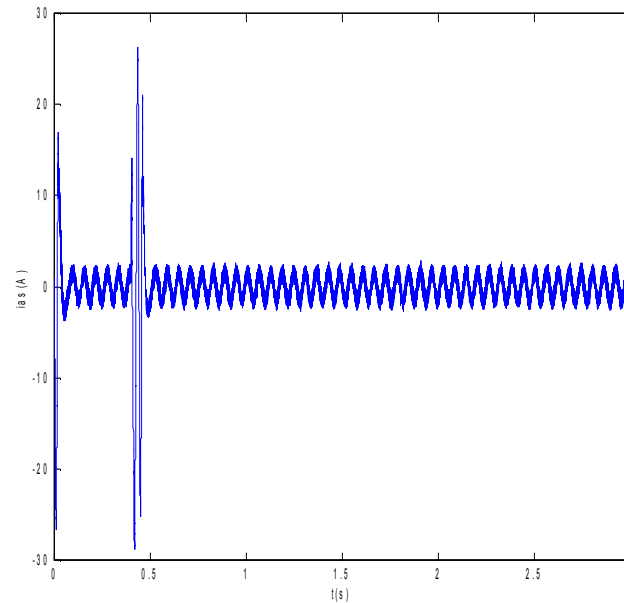


Figure (VI.25) : courant statorique, simulation avec modèle réduit, machine Saine à vide .

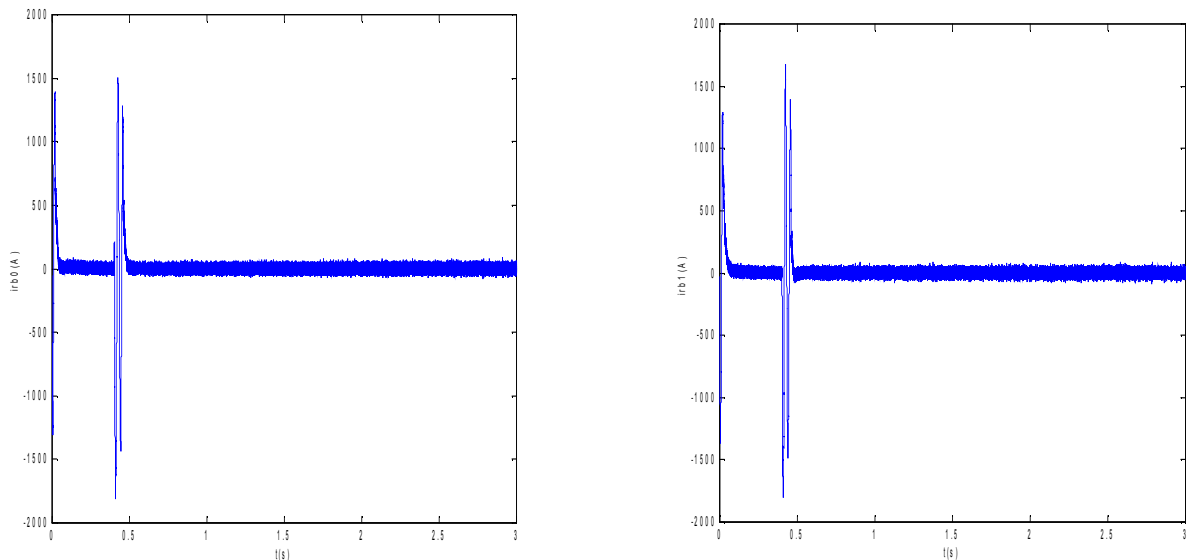


Figure (VI.26) : courants dans les barres rotoriques : irb0, irb1, simulation avec modèle réduit, machine saine à vide

b. Machine saine en charge :

Les résultats de simulation de la figure (VI-27) 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-27) 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.

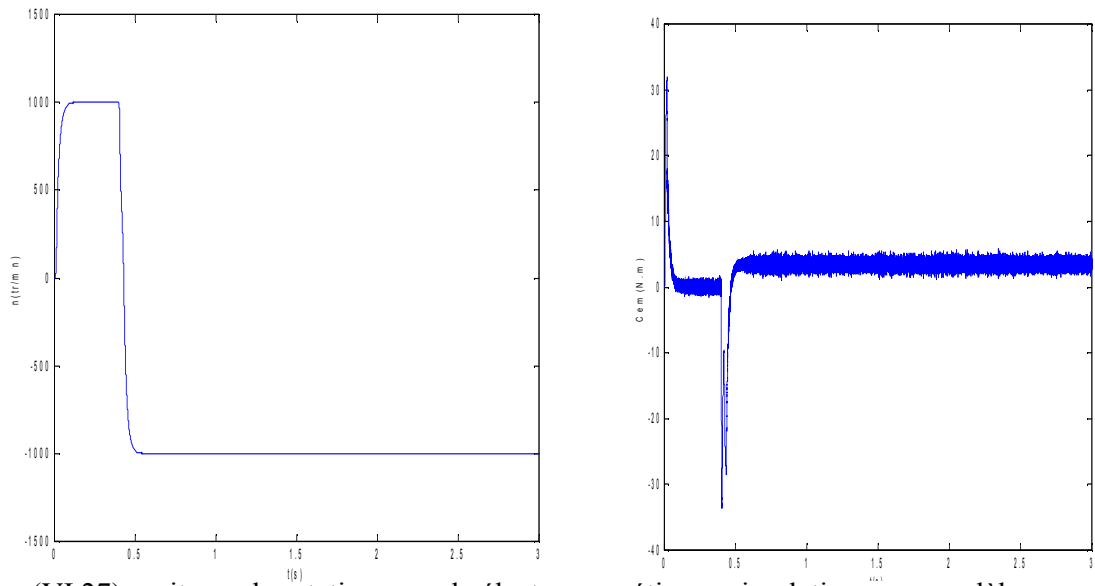


Figure (VI.27) : vitesse de rotation, couple électromagnétique , simulation avec modèle, machine saine en charge $C_r = 3.5 \text{ N.m}$

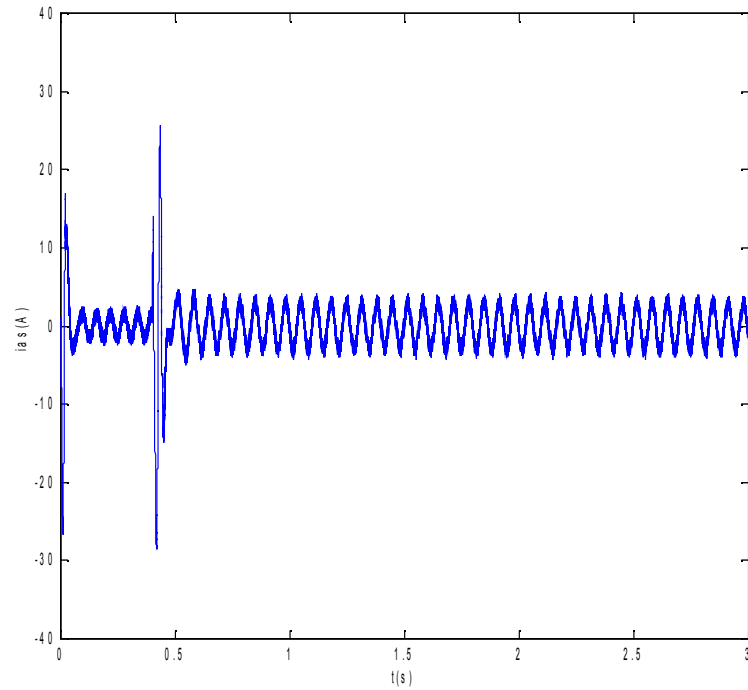


Figure (VI.28) : courant statorique, simulation avec modèle réduit, machine saine en charge, $C_r = 3.5 \text{ N.m}$.

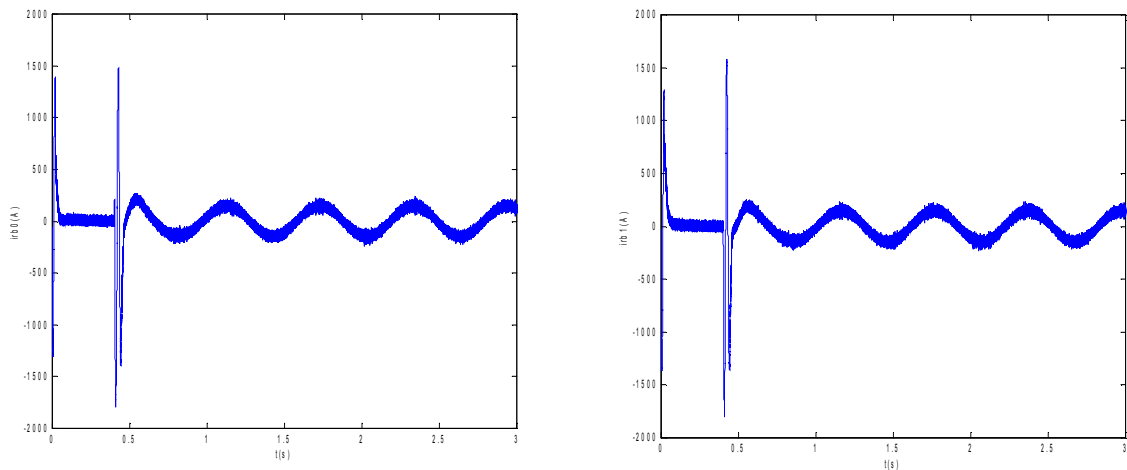


Figure (VI.29) : courants dans les barres rotoriques : irb_0 , irb_1 , simulation avec modèle réduit, machine saine en charge, $C_r = 3.5 \text{ N.m}$

2. Machine en défaut :

a. Machine avec cassure de barre :

La figure (VI.30) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent de la vitesse de rotation, on a une inversion de vitesse à $t=0.4\text{s}$. La figure illustre aussi du couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture des barres rb_0 à $t=1\text{s}$. Après une phase transitoire, celui-ci répond instantanément et suit la référence sans dépassement ni erreur statique $C_r=3.5 \text{ N.m}$ 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.31) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique en présence d'une rupture de barre rb_0 à $t=1\text{s}$.

La figure (VI.32) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres irb_0 , irb_1 en présence d'une rupture de barre rb_1 à $t=1\text{s}$, et on observe le courant dans la barre rb_0 , qui est proche de Zéro à cause de la cassure. 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.

On remarque que la vitesse dans la figure (VI.30) 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

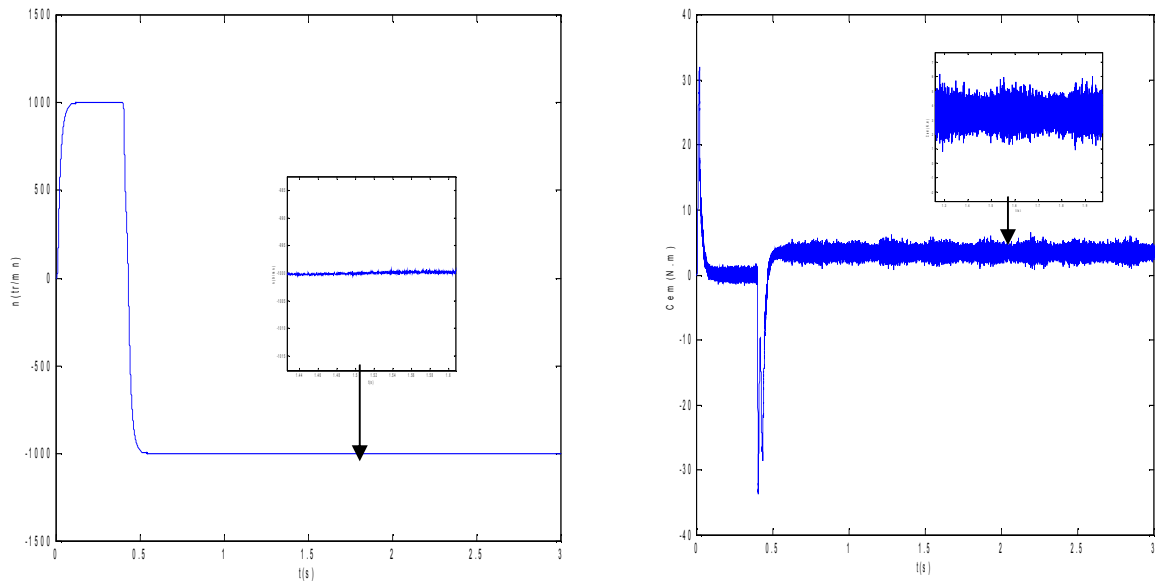


Figure (VI.30) : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec le modèle réduit, machine en défaut et en charge : rupture d'une barre à $t=1$ s

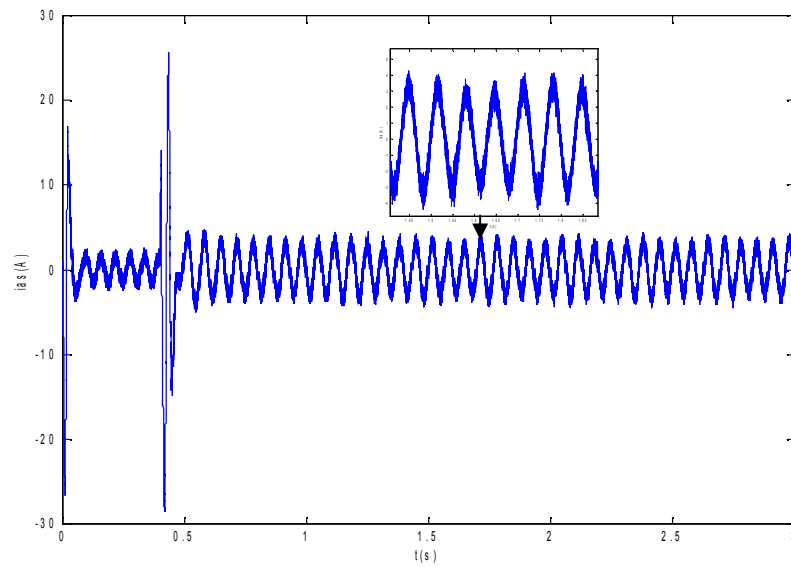


Figure (VI.31) : courant statorique, machine en défaut, en charge $C_r= 3.5$ Nm

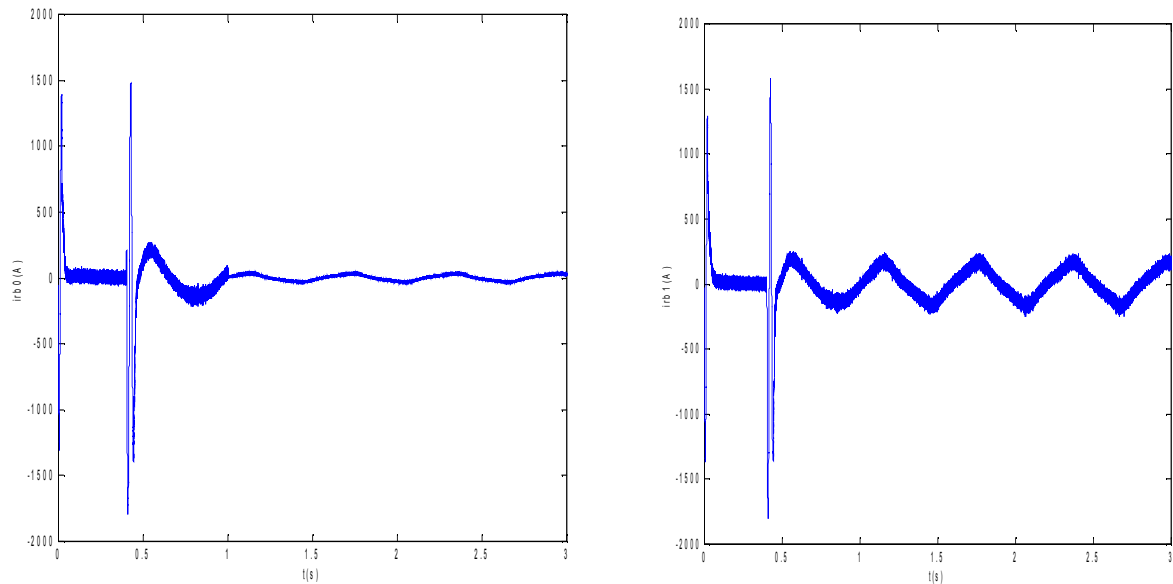


Figure (VI.32) : Courants dans les barres rotoriques : irb_0 , irb_1 , machine en défaut, rupture de la barre rb_0 à $t=1s$

b. Machine avec cassure de deux barres :

La figure (VI.33) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du couple électromagnétique C_{em} en présence d'une rupture de barre rb_0 à $t=1s$ et rb_1 à $t=2s$. 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.34) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique en présence d'une rupture de barre rb_0 à $t=1s$ et rb_1 à $t=2s$.

La figure (VI.35) illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres irb_0 , irb_1 , en présence d'une rupture de barre rb_0 à $t=1s$ et rb_1 à $t=2s$. 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 w et C_{em}) croît 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 répartissent 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.

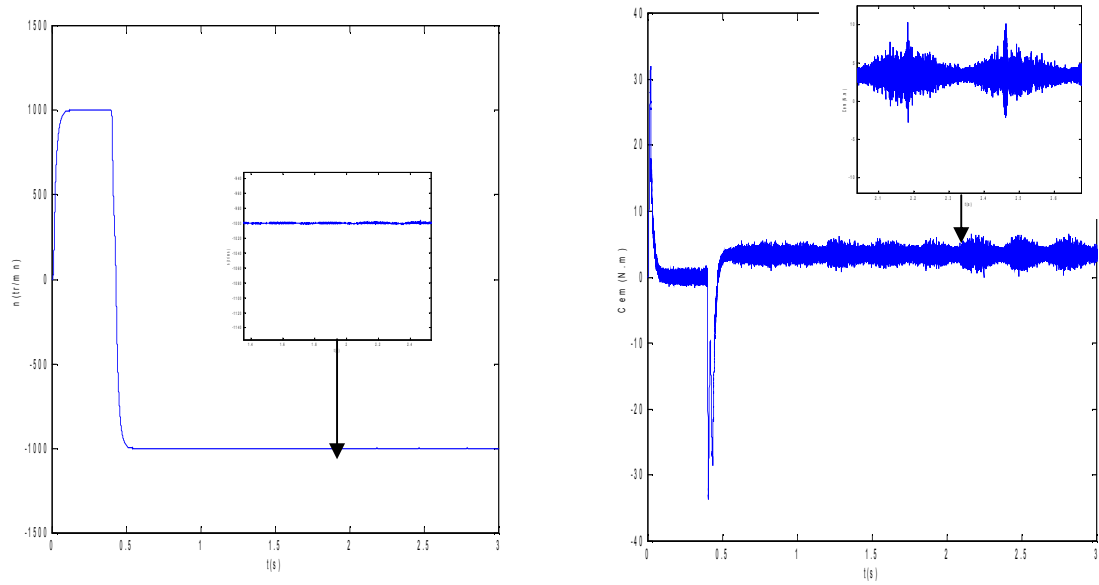


Figure (VI.33) :vitesse de rotation, couple électromagnétique et le courant statorique, machine en charge et en défaut : 2 barres cassées

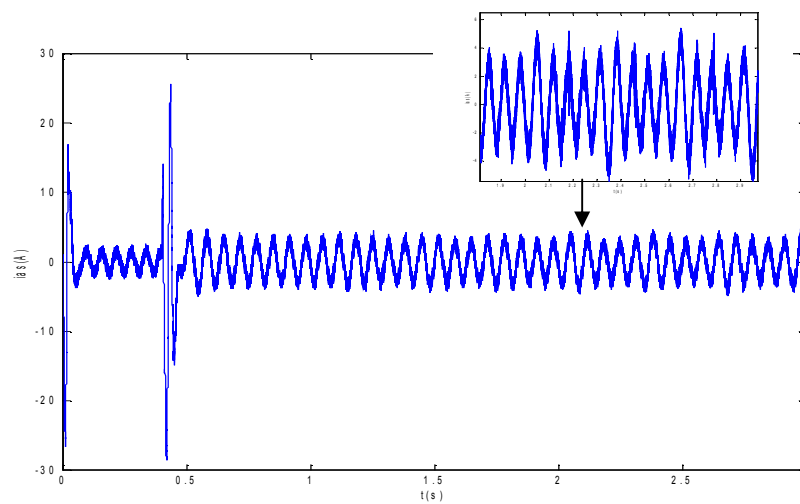


Figure (VI.34) :courant statorique, machine en charge et en défauts, 2barres cassées

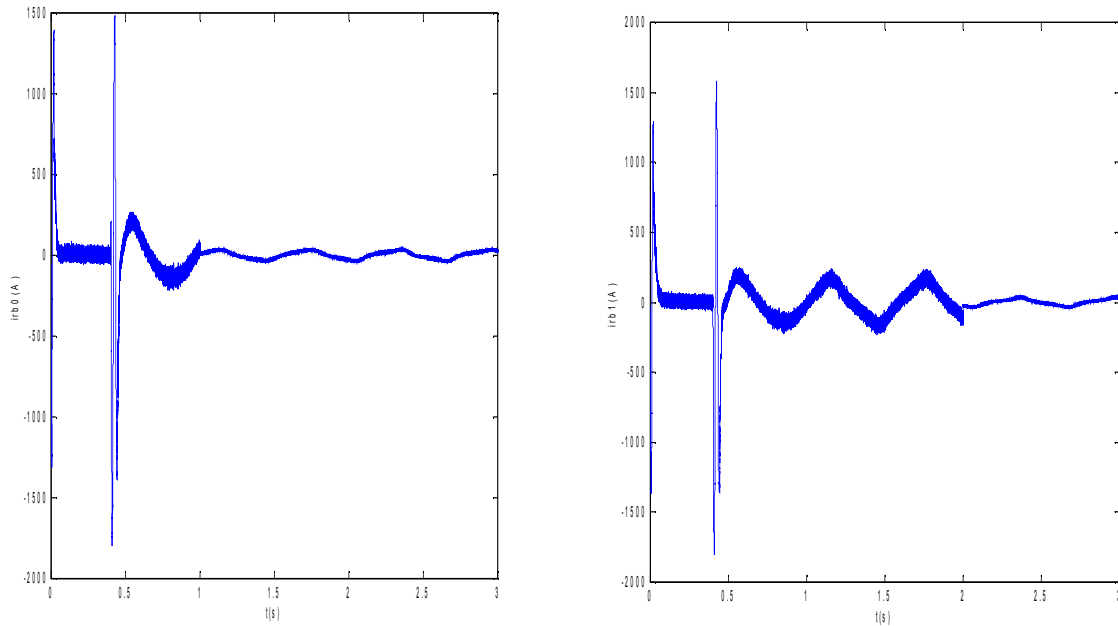


Figure (VI.35) : courants dans les barres rotoriques : irb_0 , irb_1 ,
Machine en charge et en défaut : 1 barre cassée rb_0 à
 $t=1s$, 2 barre cassée rb_1 à $t=2s$

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-36). Les figures (IV-36 à IV-39) 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 $0.4s$ et $0.45s$.

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.

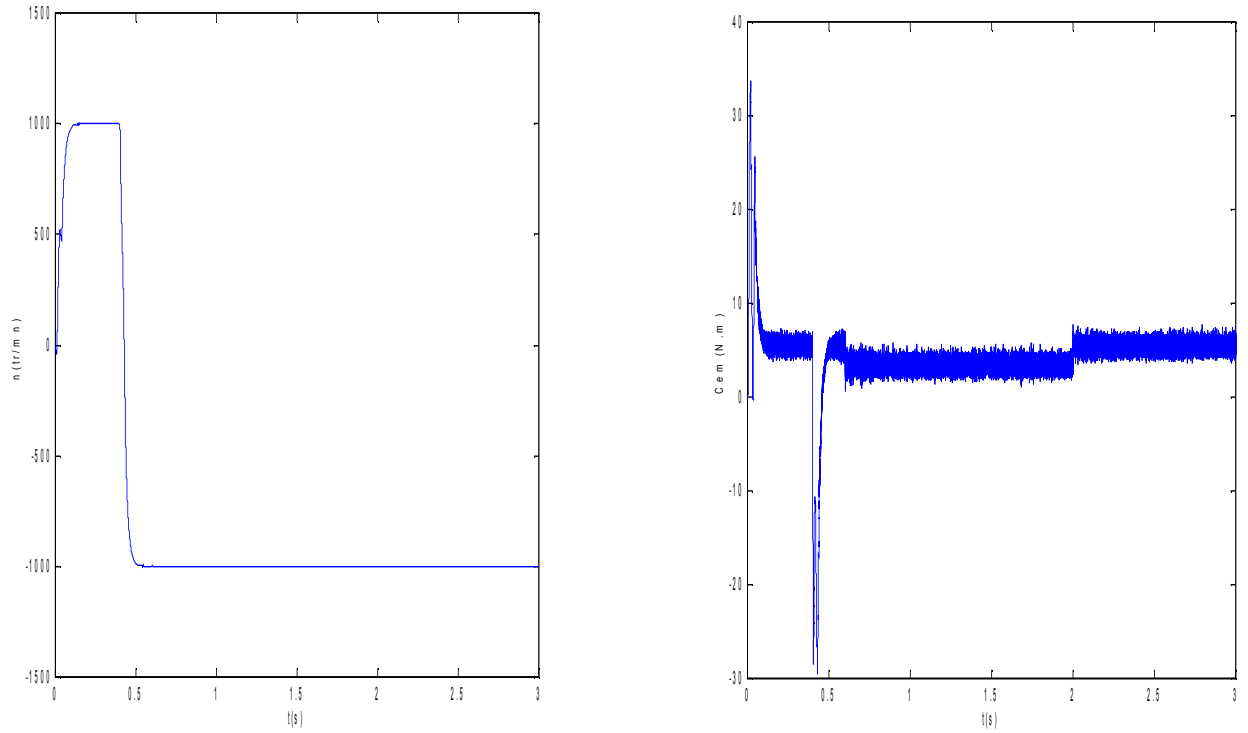


Figure (VI.36) : vitesse de rotation, couple électromagnétique, variation de la charge.

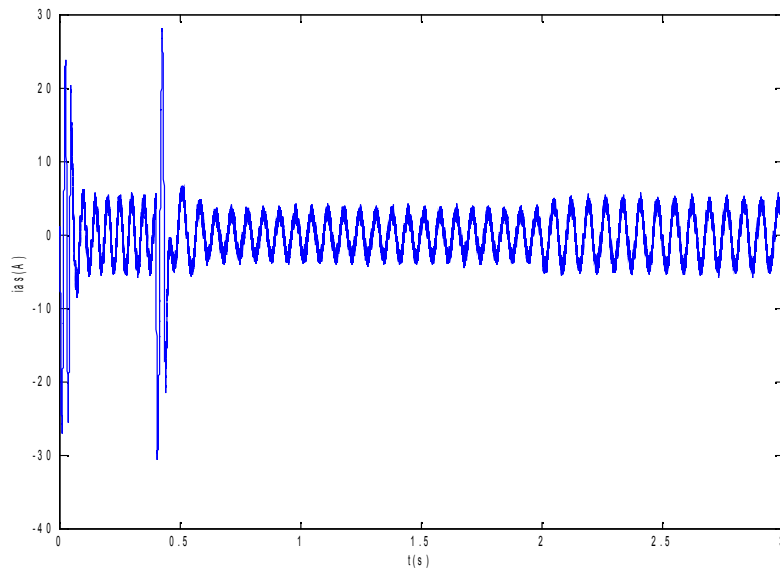


Figure (VI.37) : courant statorique, variation de la charge

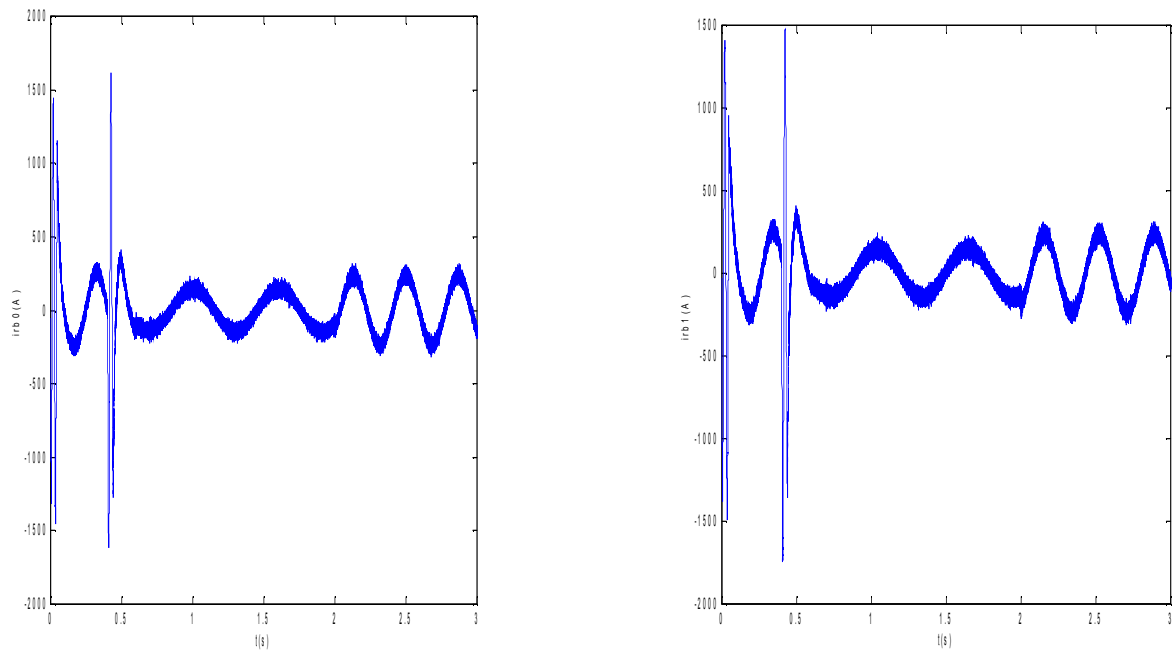


Figure (VI.38) : courants dans les barres rotoriques, i_{rb0} , i_{rb1}
machine avec variation de charge.

VI.8 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 IP) 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 expose une contribution dans le domaine de diagnostic et surveillance des défauts rotoriques des machines asynchrones à cage d'écureuil, à savoir la modélisation, l'estimation des paramètres et la commande.

Un premier chapitre a permis d'apporter quelques éléments de diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil.

Nous avons opté pour une approche globale (modèle de Kirchhoff) basée sur la signature de grandeurs externes (couple, courant,...) et qui utilise un schéma multi-enroulements équivalent bien adapté à la simulation des défauts rotoriques envisagés, puis, on a fait la transformation du modèle multi-enroulements au modèle réduit (biphasé), pour faciliter l'étude.

Toutes les équations sont écrites dans un référentiel lié au rotor, car les défauts sont situés justement à son niveau.

Le développement et l'utilisation de modèles spécifiques en vue de la surveillance et du diagnostic demeure relativement nouveau et délicat. L'étude des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en présence éventuelle de défaillances implique en effet des contraintes supplémentaires et nouvelles sur les structures à étudier ; elles demandent alors au chercheur de revenir aux bases de l'électrotechnique et de la physique. C'est le travail qui a été justement entrepris ici.

Le modèle obtenu permet de simuler pratiquement les défauts au niveau du rotor (cassure de barres). D'autre part il permet de suivre les grandeurs externes (couple, courant,...), cette analyse a permis de voir le comportement du moteur, d'en déduire les signatures caractéristiques des défauts, car il est difficile d'analyser directement le courant statorique, lors de la rupture de barres, nous avons fait l'analyse spectrale pour le courant statorique, qui nous a révélé les défauts des cassures des barres par des harmoniques à la fréquence.

Un quatrième chapitre fournit l'étude de la commande d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté indirecte avec un réglage classique, et nous a permis de simuler le système, avec ou sans défauts rotoriques.

Les résultats obtenus montre l'influence des ruptures de barres sur le couple électromagnétique, la vitesse de rotation et le courant statorique, 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.

Dans le cinquième chapitre, on a abordé le suivi des paramètres de la machine sensibles aux défauts à savoir les résistance des barres rotoriques et les courants, on a utiliser la méthode du filtre de Kalman étendu. Pour pouvoir voir la présence d'un défaut, on a fait des simulations avec le modèle réduit du schéma multi-enroulements de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Au terme de cette étude, les résultats obtenus montre la faisabilité de la logique floue appliquée au problème de la régulation d'une machine asynchrone par commande vectorielle avec ou sans défauts rotoriques.

Comparé au régulateur PI, 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.

Les résultats de simulation sont satisfaisants et nous ont permis de vérifier et de valider les performances ainsi que les qualités intrinsèques de robustesse des contrôleurs flous en cas de défaut.

En perspective, on pourrait appliquer différentes méthodes du 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.

Paramètres de la machine étudiée

Plaque signalétique :

Constructeur ABB

U : 220 /380 V.

$I_n = 4.5 / 2.6 A$.

$\Omega_n = 2850 tr / min$

$P_n = 1.1 KW$

Les paramètres :

$R_s = 7.828 \Omega$

$J = 0.006093 Kg m^2$

$f = 0.00725 Nm s / rd$

Rayon = 0.03575 m

Longueur = 0.065 m

Entrefer = 0.00025 m

$N_s = 160$

$N_r = 16$

$L_{sl} = 0.018 H$

$R_{bsain} = 150 \cdot 10^{-6} \Omega$

$R = 0.00165 \Omega$

$R_e = 72 \cdot 10^{-6} \Omega$

$L_b = 10^{-7} H$

$L_e = 10^{-7} H$

Annexe « A »

Calcul des régulateurs

I- Régulateur de vitesse :

On se propose de commander la machine en utilisant deux types de régulateurs de vitesse.

On commence par le régulateur proportionnel - intégral (PI), qui est une combinaison d'une action proportionnelle et d'une action intégrale mise en parallèle figure (A.1). On passera ensuite au régulateur intégral - proportionnel (IP), qui est plutôt une mise en cascade de ces deux actions figure (A.2).

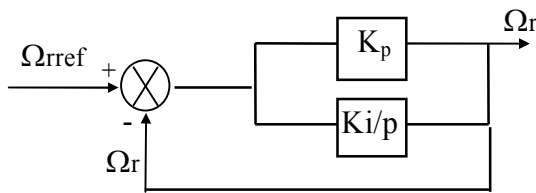


Figure (A.1) Régulateur PI

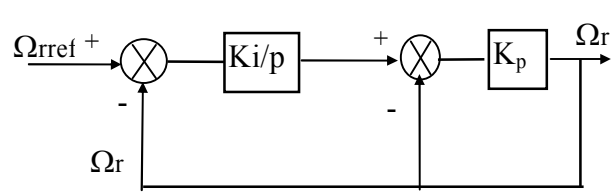


Figure (A.2) Régulateur IP

1-1 Etude du comportement de la boucle de régulation de vitesse en utilisant un régulateur PI :

La régulation de vitesse permet de déterminer le couple de régulation afin de maintenir la vitesse correspondante. La fonction de transfert correspondant à l'entrée vitesse est :

$$\frac{\Omega_r(p)}{C_{em}(p)} = \frac{1}{Jp + f} \quad (\text{A.1})$$

Ce qui donne le schéma fonctionnel de la figure (A.3). La constante de temps mécanique $\frac{J}{f}$ doit être compensée par la constante de temps du régulateur $\frac{K_p}{K_i}$. Dans ce cas

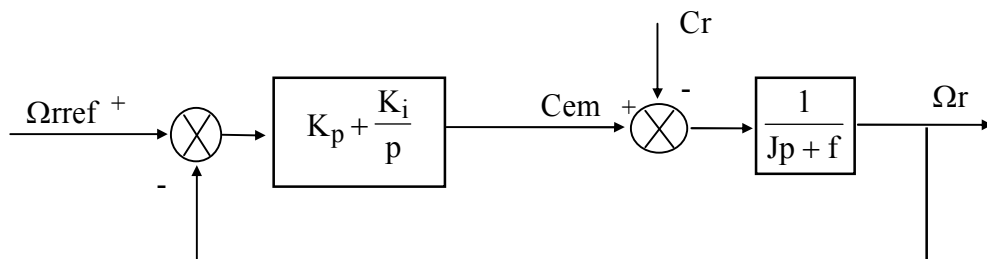


Figure (A.3) Schéma fonctionnel de régulation de vitesse avec régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$H(p) = \frac{K_i}{f.p} \quad (\text{A.2})$$

En boucle fermée on a :

$$\Omega_r = (\Omega_{rref} - \Omega_r) K_i \frac{\left(1 + \frac{K_p \cdot p}{K_i}\right)}{f \cdot p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{J}{f} \cdot p} - \frac{C_r}{f \left(1 + \frac{J}{f} \cdot p\right)} \quad (A.3)$$

$$\Omega_r = \frac{1}{1 + \frac{J}{f} \cdot p} \cdot \Omega_{rref} - \frac{\frac{1}{K_i} \cdot p}{\left(1 + \frac{J}{f} \cdot p\right)} \cdot \frac{C_r}{\left(1 + \frac{J}{f} \cdot p\right)} \quad (A.4)$$

Le pôle dominant $\frac{J}{f}$ est compensé par $\frac{K_p}{K_i}$.

La constante de temps en boucle fermée est $\frac{f}{K_i} \ll \frac{J}{f}$ (A.5)

D'où :

$$\Omega_r \approx \frac{1}{1 + \frac{J}{f} p} \Omega_{rref} - \frac{\frac{1}{K_i} p}{1 + \frac{J}{f} p} C_r \quad (A.6)$$

En régime permanent $p = 0$ d'où $\Omega_r = \Omega_{rref}$; pas d'erreur statique.

La perturbation s'annule avec la dynamique de la boucle ouverte c'est à dire que le rejet de la perturbation s'effectue avec un temps de réponse $\frac{J}{f}$ qui est fonction des paramètres de la machine, le régulateur n'intervient donc pas à ce niveau.

La fonction de transfert en boucle fermée en considérant le couple résistant comme une perturbation est :

$$H'(p) = \frac{1}{\frac{f}{K_i p + 1}} \quad (A.7)$$

la constante de temps en boucle fermée est $\frac{f}{K_i} = T$ (A.8)

En choisissant $T = 200$ ms le temps nécessaire pour que la vitesse Ω_r atteigne la vitesse de référence Ω_{rref} , on aura :

$$K_i = \frac{f}{T} \quad ; \quad K_p = \frac{J K_i}{f} \quad (A.9)$$

I-2 Etude du comportement la boucle de régulation de vitesse en utilisant un régulateur IP :

Le système est maintenant représenté par le schéma fonctionnel de la figure (A.4).

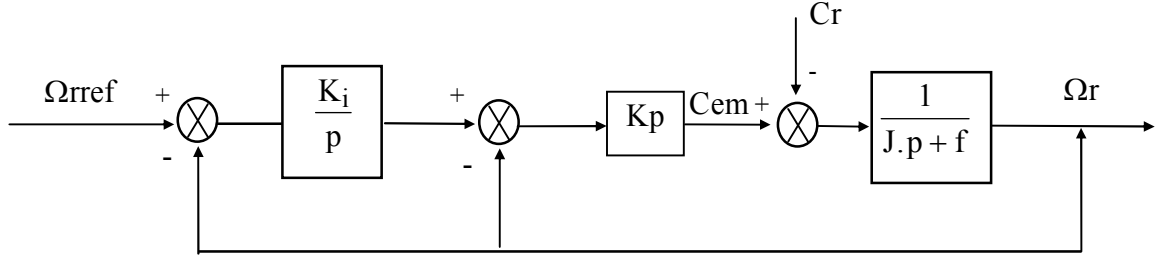


Figure (A.4) :Schéma fonctionnel de régulation de vitesse avec régulateur IP

$$\Omega_r = \frac{J}{f(1 + \frac{J}{f} p)} \left[\left[\left(\Omega_{rref} - \Omega_r \right) \frac{K_i}{p} - \Omega_r \right] K_p \right] - C_r \quad (A.10)$$

$$\Omega_r = \frac{1}{J p^2 + (f + K_p)p + K_i K_p} \left[K_i K_p \Omega_{rref} - p C_r \right] \quad (A.11)$$

En régime permanent $p = 0$ d'où $\Omega_r = \Omega_{rref}$; pas d'erreur statique.

Par contre la perturbation s'annule avec la dynamique de la poursuite puisqu'on a le même dénominateur (réponse du second ordre imposée par $K_p K_i$ pour la dynamique).

Pour un régulateur IP, la dynamique en poursuite égale la dynamique en régulation, elle dépend à la fois des coefficients des régulateurs et des paramètres de la machine. De ce fait il rejette rapidement la perturbation.

La fonction de transfert en boucle fermée en considérant le couple résistant comme une perturbation est :

$$\Omega_r = \frac{1}{\frac{J}{K_i K_p} p^2 + \frac{f + K_p}{K_i K_p} p + 1} \Omega_{rref} \quad (A.12)$$

Par identification à un système de second ordre, on peut écrire :

$$\frac{J}{K_i K_p} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (A.13)$$

$$\frac{f + K_p}{K_i K_p} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad (A.14)$$

Où ξ est le facteur d'amortissement et ω_0 la pulsation propre non amorti du système d'où :

$$K_i = \frac{J \omega_0^2}{K_p} \quad ; \quad K_p = \frac{2 J \omega_0 \xi - f}{K_i} \quad (\text{A.15})$$

On prendra $\omega_0 = 25 \text{ rd/s}$ et $\xi = 1$.

I-3 Régulateur de flux :

La figure (A.5) représente le schéma - bloc pour la régulation du flux avec un régulation PI :

Considérons la relation:

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M_{sr} Ids^* \quad (\text{A.16})$$

Nous obtenons le schéma - bloc suivant pour la régulation du flux avec un régulateur PI :

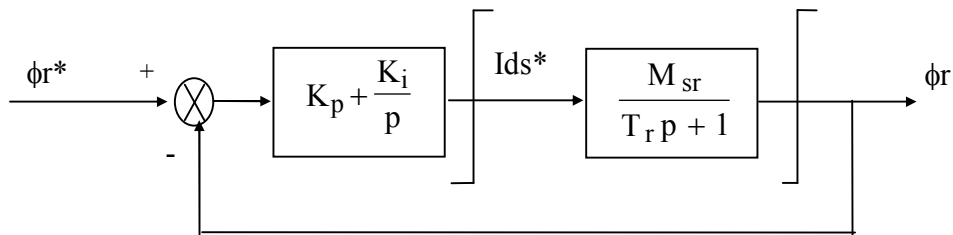


Figure (A.5) Schéma - bloc pour la régulation de flux avec un régulateur PI

La fonction de transfert du système est la suivante :

$$\frac{\phi_r(p)}{\phi_r^*(p)} = \frac{\frac{M_{sr} \cdot K_p}{T_r} p + \frac{M_{sr} \cdot K_i}{T_r}}{p^2 + \frac{1 + M_{sr} \cdot K_p}{T_r} p + \frac{M_{sr} \cdot K_i}{T_r}} \quad (\text{A.17})$$

L'équation caractéristique du système est donnée par la relation suivante :

$$\phi(p) = p^2 + \frac{1 + M_{sr} K_p}{T_r} p + \frac{M_{sr} K_i}{T_r} \quad (\text{A.18})$$

Pour ce système ait une optimale, nous devons savoir les relations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{1 + M_{sr} K_p}{T_r} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 = 1,4 \cdot \omega_0 \\ \frac{M_{sr} K_i}{T_r} = \omega_0^2 \quad ; \quad \omega_0 = \frac{1}{(0,7) \cdot T_r} \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

où ω_0 est la fréquence de coupure du système, nous trouvons finalement:

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{M_{sr}} \\ K_i = \frac{1}{(0,7)^2 \cdot M_{sr} T_r} \end{cases} \quad (\text{A.20})$$

I-4 Régulateur de couple :

Considérons la relation :

$$C_{em} = \frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} \phi_r^* \cdot I_{qs}^* \quad (\text{A.21})$$

Nous obtenons le schéma - bloc suivant:

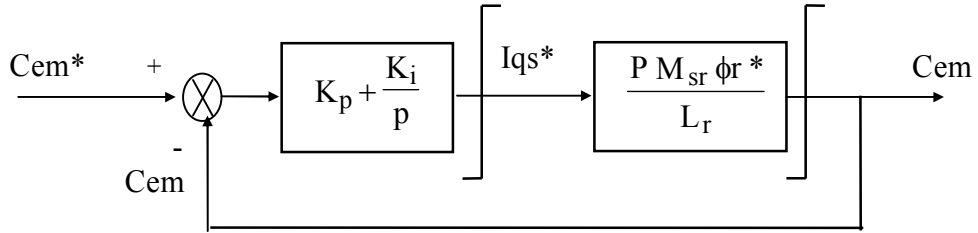


Figure (A.6) Schéma - bloc pour la régulation de couple avec un régulateur PI

La fonction de transfert du système est la suivante :

$$\frac{C_{em}(p)}{C_{em}^*(p)} = \frac{\frac{p \cdot M_{sr} \phi_r^*}{L_r} (K_p \cdot p + K_i)}{1 + \frac{p \cdot M_{sr} \phi_r^*}{L_r} \cdot K_p} \quad (\text{A.22})$$

$$p + \frac{\frac{p \cdot M_{sr} \phi_r^*}{L_r} \cdot K_i}{1 + \frac{p \cdot M_{sr} \phi_r^*}{L_r} \cdot K_p}$$

L'équation caractéristique du système est donnée par la relation suivante :

$$D(p) = p + \frac{\frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} \phi_r^* \cdot K_i}{1 + \frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} \phi_r^* \cdot K_p} \quad (\text{A.23})$$

Pour obtenir une réponse du couple très rapide, nous choisissons :

$$K_p = \frac{L_r}{p \cdot M_{sr} \phi_r^*} \quad ; \quad K_i = 100 \quad (\text{A.24})$$

ANNEXE B

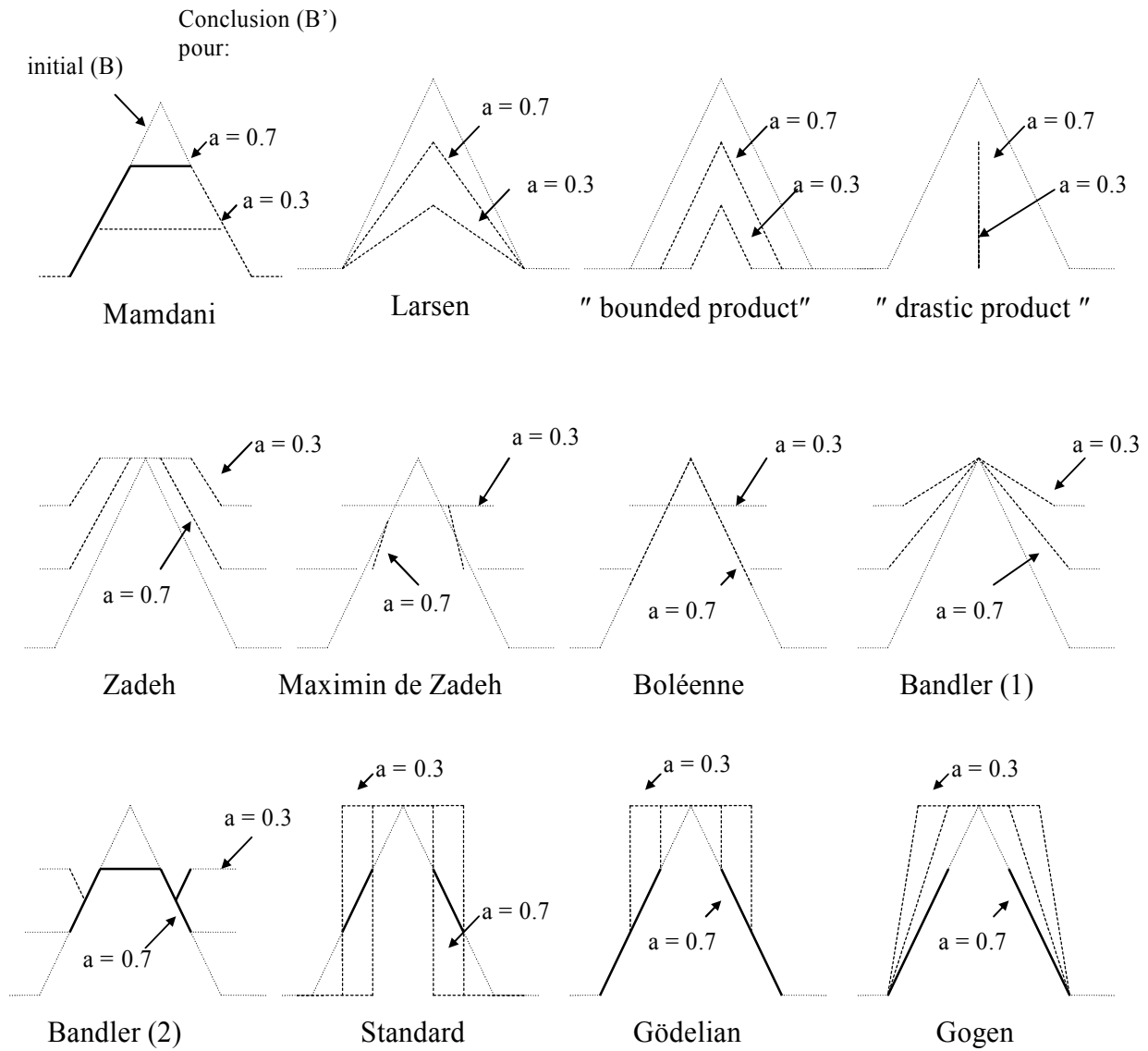
Tableau récapitulatif des normes de l'implication floue

Appellations	Implications
La norme Booléenne	$\text{imp}(\mu_A(u), \mu_B(v)) = \max[1 - \mu_A(u), \mu_B(v)]$
La norme de Zadeh	$\text{imp}(\mu_A(u), \mu_B(v)) = \min[1 - \mu_A(u) + \mu_B(v)]$
La norme maxmin de Zadeh	$\text{imp}(\mu_A(u), \mu_B(v)) = \max(\min[\mu_A(u), \mu_B(v)], [1 - \mu_A(u)])$
La norme standard	$\text{imp}(\mu_A(u), \mu_B(v)) = \begin{cases} 1 & \text{si } \mu_A(u) \leq \mu_B(v) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$
La norme Gödelian	$\text{imp}(\mu_A(u), \mu_B(v)) = \begin{cases} 1 & \text{si } \mu_A(u) \leq \mu_B(v) \\ \mu_B(v) & \text{sinon} \end{cases}$
La norme Gogen	$\text{imp}(\mu_A(u), \mu_B(v)) = \begin{cases} 1 & \text{si } \mu_A(u) \leq \mu_B(v) \\ \mu_A(u) / \mu_B(v) & \text{sinon} \end{cases}$
La norme Bandler (1)	$\text{imp}(\mu_A(u), \mu_B(v)) = 1 - \mu_A(u) + \mu_A(v) \cdot \mu_B(v)$
La norme Bandler (2)	$\text{imp}(\mu_A(u), \mu_B(v)) = \min(\max(1 - \mu_A(u), \mu_B(v)), \max(\mu_A(u), 1 - \mu_A(u)), \max(1 - \mu_B(v), \mu_B(v)))$
Le " produit borné "	$\text{imp}(\mu_A(u), \mu_B(v)) = \max(0, [\mu_A(u) + \mu_B(v) - 1])$
Le " produit drastique "	$\text{imp}(\mu_A(u), \mu_B(v)) = \begin{cases} \mu_A(u) & \text{si } \mu_B(v) = 1 \\ \mu_B(v) & \text{si } \mu_A(u) = 1 \\ 0 & \text{si } \mu_B(v), \mu_A(u) < 1 \end{cases}$
Lukasiewicz	$\min(1 - \mu_A(x) + \mu_B(y), 1)$
Larsen	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$
Zadeh ou Mamdani	$\min(\mu_A(x), \mu_B(y))$
Brouwen-Gödel	$1 \text{ si } \mu_A(x) \leq \mu_B(y); \mu_B(y) \text{ sinon}$
Reichenbach	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x)\mu_B(y)$

Différentes inférences floues selon l'implication pour une entrée singleton

Considérons la règle : Si " x est A' ", Alors "y est B' "

La figure suivante donne, pour les différents opérateurs d'implication, la forme des ensembles résultants B pour une entrée singleton.



Bibliographie

[1] R. Casimir, “ Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes.”, thèse de doctorat, l'école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, décembre 2003.

[2] T. Boumegoura, “ Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone, et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic.”, thèse de doctorat, l'école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, Mars 2001.

[3] L. Baghli, “ Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.”, thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, janvier 1999.

[4] Gilles Zwingelstein, “ Diagnostic des défaillances : théorie pratique pour les systèmes industriels.”, Edition Hermès.

[5] R. Aabdessamed et M. kadjoudj, “ Modélisation des machines électriques.”, presse de l'université de Batna, 1997.

[6] S. Amrane, “ Diagnostic de défauts des moteur d'induction.”, thèse de magister, Université A. Mira de Bejaia 2000.

[7] A. Boughaba, “ Contribution à l'étude du contrôle d'une machine à induction :analyse d'algorithme de la commande vectorielle.”, thèse de magister, Université de Batna, 1998.

[8] D. Gaetan et R. hubert,“ Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones.” Article, GREEN-UHP faculté des sciences, décembre 2001.

[9] J. Colomer,“ Essais de synthèse des méthodes de C.N.D (contrôle non destructif).”, revue pratique de contrôle industriel, Mars 1990.

[10] W. Deleroi, "Broken bar in squirrel-cage rotor of an induction motor: Description by super imposed faults current.", *Archive fur electrotechnik*, 67, 84, p 91-99.

[11].J.P.Caron-J.P.Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone.", Edition technique 1995.

[12].C.L.Philips and H.T.Jr.Nagel, "Digital control system : Analysis and Design.", Printice-Hall, inc, 1984.

[13].S. Colombri, "Design and Simulation of mechatronic application and power electronics with Matlab/Simulink ", EPFL, LEI, Lausanne 1996.

[14] E. Ritchie, X. Deng and T. Jokinen, "Dynamic model of three-phase squirrel cage induction motors with rotor faults.", in *proc ICEM 94*.

[15] M. Jufer et A. Abdelaziz, "Influence d'une rupture de barre ou anneau sur les caractéristiques externes d'un moteur asynchrone à cage.", *Article*, 5 sep 1978.

[16] E. schæffer, "Simulation et diagnostic de la machine asynchrone.", rapport, Ecole centrale de Nantes 1998.

[17] E. Schaeffer. Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts. Thèse de doctorat en automatique et informatique appliquée, Université de Nantes, décembre 1999.

[18] V. Devanneaux, Modélisation des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic. Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, décembre 2002.

[19] Scott Wade, Matthew W. Dunnigan, and Barry W. Williams .Modeling and Simulation of Induction Machine Vector Control with Rotor Resistance Identification, *IEEE transactions on power electronics*, vol. 12, NO. 3, MAY 1997

[20] Eltabach Mario, Charara Ali, Zein Ismail. Detection of induction motors broken bars by electromagnetic torque estimation using kalman filtering, HEUDIASYC UMR 6599 – LATIM Université Technologie de Compiègne BP 20529, 60205 Compiègne Cedex Compiègne, France

[21] Ming Xu and Tom Alford, Motor current analysis and its applications in induction motor fault diagnosis, ENTEK IRD International Corporation 1998

[22] Zein Ismail, Jean Claude Trigeassou, Slim Tnani, Sébastien Cauet, Diagnostic des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteur de

vitesse, Laboratoire d'Automatique et d'informatique industrielle, Ecole supérieure d'Ingénieurs de Poitiers, Conférence internationale francophone d'Automatique, juillet 2002.

[23] G. H. Jang, Member, IEEE, and S. J. Park. Simulation of the Electromechanical Faults in a Single-Phase Squirrel Cage Induction Motor, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 39, NO. 5, SEPTEMBER 2003

[24] Jafar Milimonfared, Homayoun Meshgin Kelk, Subhasis Nandi, Artin Der Minassians, Member, IEEE, and Hamid A. Toliyat, A Novel Approach for Broken-Rotor-Bar Detection in Cage Induction Motors, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 35, NO. 5, SEPTEMBER/OCTOBER 1999

[25] Arezki Menacer, Mohamed-Said Naït Said, A/Hamid Benakcha, Said Drid stator current analysis of incipient fault into asynchronous motor rotor bars using Fourier fast transform, Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, VOL. 55, NO. 5-6, 2004, 122-130

[26] Smail BACHIR, Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique, Thèse de doctorat, Ecole supérieure d'Ingénieurs de Poitiers, décembre 2002

[27] MOHINDER S. GREWAL , ANGUS P. ANDREWS, Kalman filtering : theory and practice using Matlab, California state university at fullerton, 2001

[28] Abdelkader Larabi, Mohamed Seghir Boucherit, Commande numérique robuste appliquée aux systèmes industriels de production, Laboratoire d'Electrotechnique et Automatique ENPA El-harrach Alger,

[29] Mouloud Azzedine Denai, Sid Ahmed Attia, Fuzzy and neural control of an induction motor, University of Science and Technology of Oran, Faculty of Electrical Engineering B.P. 1505 El Mnaouar, Oran 31 000, Algeria, 2001

[30] Dr M N Bandyopadhyay, Fellow, Extended Kalman Filter Approach to Joint State and Parameter Estimation, November 2003

[31] David HENRY , Diagnostic et contrôle de cohérence des systèmes multivariables incertains. Novembre 1999 , l'Université Bordeaux I

[32] D.Khodja, L.Yahia, Identification des défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans sa partie rotorique. mémoire d'ingénieur d'état, université de M'sila.

[33] M. LAJOIE-MAZENC, Les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance "

Rapport EDF - Janvier 1992

- [34] BIMAL K.ROSE, "Adjustable speed AC drive systems" Edition I.E.E.E press 1980
- [35] F.BLASCHKE, The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system of rotating field machine. Siemens review- vol 34 may 1971, p 217-220
- [36] Y.FU, Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées, Thèse de Docteur Université de Montpellier II- Mars 1991
- [37] M.PIETRZAK, Algorithme de commandes d'un variateur électrique asynchrone – contrôle dynamique du flux - contrôle optimale de la position. Thèse de doctorat és-sciences I.N.P TOULOUSE 8 juillet 1988
- [38] G.A CAPOLINO, H.HENAO, V.T NGUEN PHUOC, Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction, Journée d'études SEE sur la commande vectorielle des moteurs asynchrones, 2 décembre 1992
- [39] O.HNISHI KOUSHEL, LIEDA YOUZOU, MYYACHI KUNIO, Model référence adaptive system against rotor resistance variation in induction motor Drive, I.E.E.E Trans. Ind. electronics, vol. IE-33, N°3, aug 1986, pp.217-3223
- [40] A. FAIDALLAH, Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones, Thèse de Docteur INP Lorraine - 1 Février 1995
- [41] K. YAZID, Commande vectorielle de la machine asynchrone avec prise en compte des variations de la constante de temps rotorique, Thèse de Magister USTHB - Juin 1996
- [42] B. DEMAYA, Commande floue des systèmes à dynamiques complexes- Application à la commande d'un moteur thermique, Thèse de Docteur LAAS Toulouse - 17 Octobre 1994
- [43] S.GHOZZI, M.GOSSA, M. BOUSSAK, A.CHAARI, M. JEMLI, Application de la logique floue pour la commande vectorielle des machines asynchrones, J.T.E.A. 1996- p 177-182
- [44] M. BAUER ,Application de contrôleurs à logique floue pour la commande vectorielle des machines à induction: commande en vitesse et en position , Rapport de stage ingénieur- ESIM-22 Février 1995
- [45] A.IBALIDEN, Implantation d'un régulateur de type flou sur des commandes d'onduleurs pilotant des machines alternatives : application à la détermination des correcteurs , Rapport d'activités 1994-1995