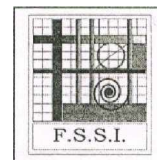


République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de  
La Recherche Scientifique



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

N° d'ordre:.....

Série:.....

**Mémoire**

Présenté pour obtenir le diplôme de Magister nouveau régime en  
Electrotechnique  
Option  
Electricité industrielle

-Thème-

**Prise en compte d'un défaut rotorique dans  
la commande d'un moteur asynchrone**

Par

**BELHAMDI Saâd**

Soutenu le : 09/10/2005

**Devant le jury**

<b>Président</b>	<b>: Dr S.ZOUZOU</b>	<b>Pr</b>	Univ. Biskra
<b>Rapporteur</b>	<b>: Dr A.H. BENAKCHA</b>	<b>MC</b>	Univ. Biskra
<b>Co rapporteur</b>	<b>: Mr A. MENACER</b>	<b>MACC</b>	Univ. Biskra
<b>Examineurs</b>	<b>: Dr M. KADJOU DJ</b>	<b>MC</b>	Univ. Batna
	<b>Dr S.M.MIMOUNE</b>	<b>MC</b>	Univ. Biskra

**Année Universitaire 2004/2005**

## ملخص

إن التطورات الحاصلة في مجال إلكترونيك الاستطاعة لدارات التحكم الآلي أدت إلى استعمال متزايد للماكينات اللامتزامنة في أنظمة الدوران الكهربائية وباللجوء إلى الماكينات اللامتزامنة خاصة تلك المرتبطة بطاقتها استطاعتها الكنالية وكذلك كلفتها الصناعية . صيانتها ومراقبتها سمحت بمردود الشبكات إذن من المهم جدا تطوير الأدوات التشخيصية من أجل الكشف بطريقة مبكرة الخلل الذي يمكن أن يظهر في هذه الماكينات . موضوع عملنا يتمحور حول نموجية الماكينة اللامتزامنية من أجل إظهار تلك الانكسارات في القضبان وكذلك تطبيق نظرية معالجة الإشارة من أجل الحصول على خلل التحكمات الشعاعية بطريقة النوع الانزلاقي مستعملة كذلك من أجل الكشف على خلل في الدوار .

## الكلمات المفاتيح

محرك لاتزامنى , التحكم , خلل الدوار , التشخيص , نموج متعدد اللغات , النموج المبسط .

## Résumé

Les progrès réalisés en matière d'électronique de puissance de circuits de commande en automatique ont contribué à l'utilisation grandissante des machines asynchrones dans les systèmes d'entraînements électriques. Le recours aux machines asynchrones est surtout lié à leur robustesse, leur puissance massique et coût de fabrication. Leurs maintenance et surveillance permettent de rentabiliser les installations. Il est donc important de développer des outils de diagnostic pour détecter d'une manière précoce les défauts pouvant apparaître dans ces machines.

L'objectif de notre travail s'articule autour de la modélisation de la machine asynchrone pour la simulation des ruptures de barres et de l'application de la méthode appropriée du traitement de signal pour pouvoir détecter le défaut. Ainsi les commandes vectorielle utilisant les régulateurs PI et par mode glissant sont utilisées en tenant compte de la présence d'un défaut rotorique.

**Mots-clé :** Moteur asynchrone, Commande par PI, Commande par mode glissant, Défaut rotorique, Diagnostic, Modèle multi enroulements, Modèle réduit.

### **Introduction générale**

Les machines asynchrones, de part leur robustesse et leur rapport poids/puissance, sont largement utilisées dans l'industrie. Assurer leur continuité de fonctionnement nécessite la mise en place de programmes de maintenance préventive et corrective. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations [CAS 03].

Malheureusement, les contraintes nouvelles et l'intégration de ces machines dans des systèmes de conversion d'énergie de plus en plus complexes rendent le diagnostic plus difficile. Le choix d'une approche est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système, mais aussi à la complexité de ce système. Ainsi, deux grandes familles de procédures sont utilisées dans le domaine du diagnostic en génie électrique : les méthodes de diagnostic à base de modèles analytiques et les méthodes sans modèle [CAS 03] [BOU 01].

Les méthodes à base de modèles analytiques reposent sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observation. Elles détectent les défaillances en comparant l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel. Le principal avantage de ces méthodes réside dans l'intégration d'une connaissance à priori du système et donc un filtrage de l'information [CAS 03].

Les méthodes sans modèle sont basées sur l'extraction d'informations par le biais du traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables (les courants, les tensions, la vitesse, les vibrations, la température) peuvent fournir des informations significatives sur les défauts.

A partir de ces grandeurs caractéristiques du fonctionnement des machines électriques, la mise en oeuvre de méthodes décisionnelles permet de concevoir des systèmes de surveillance ou des algorithmes performants au service du diagnostic [BOU 01].

Les performances de ces méthodes sont étroitement liées à la pertinence des indicateurs de défauts retenus et à la finesse d'analyse des mesures.

Les entraînements électriques asynchrones se trouvent assez souvent au cœur des processus industriels. Leur défaillance peut donc entraîner de graves conséquences sur la sécurité des matériels et des personnes surtout dans le cas d'une défaillance critique.

## **Introduction générale**

---

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dûs au vieillissement des constituants du moteur ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service [BAG 99].

Certaines utilisations des moteurs asynchrones ne tolèrent pas les pannes intempestives. Ces pannes peuvent être liées à la structure du moteur et d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur accouplement, usure des roulements ...) ou électrique et magnétique (court circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau, cassure de dents ...).

Les imperfections peuvent aussi être dues à d'autres éléments de l'entraînement. Citons par exemple des défauts d'alimentation, de la charge à entraîner ou dans les réducteurs mécaniques [ABE02] [SCH 99].

Afin d'éviter des arrêts intempestifs, il est possible d'effectuer une maintenance périodique durant laquelle les éléments de la chaîne sont remplacés après une durée d'utilisation finie. L'inconvénient est que les éléments d'un système ne sont pas à l'abri d'une panne et que leurs durées de vie ne peuvent être définies au préalable. D'autre part, cette méthode paraît coûteuse en temps d'arrêt et en produits. Le développement d'outils ou de capteurs de surveillance et de détection de pannes paraît une solution coûteuse à l'investissement [SCH 99].

L'algorithme de commande classique est la commande vectorielle (FOC). Le FOC a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution. L'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique [BEN 98].

Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple régulateur PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques du flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée par un PI [BEN 98].

De nombreux systèmes réels et notamment des machines électriques présentent, en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des variations paramétriques.

Le recours à des algorithmes de commande robuste est donc souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire [TZA98] [BEN 98].

## **Introduction générale**

---

La commande par mode glissant qui, par sa nature, est une commande non linéaire, possède cette robustesse [TZA98]. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété de glissements, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de surface. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [TZA 98].

Dans ce contexte, le mémoire comporte cinq chapitres. Le premier chapitre traite les différents défauts qui peuvent apparaître dans les machines asynchrones ainsi que les différentes méthodes de diagnostic.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des modèles de la machine asynchrone pour la simulation des ruptures de barres. En premier lieu, nous présentons le développement du modèle multi enroulements dans une approche analytique. Par l'intermédiaire d'une transformation généralisée, nous introduisons ensuite le modèle diphasé.

Pour le troisième chapitre on présente les résultats de simulation pour le cas du modèle global multi enroulements et réduit de la machine à l'état sain et avec défaut. L'analyse du défaut est réalisée à travers l'analyse spectrale du courant, de la vitesse et du couple en utilisant la transformation de Fourier rapide FFT.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons l'effet de rupture de barre sur le contrôle et le fonctionnement de la machine. .

On obtient les résultats de simulation pour les deux cas (sain, défaillant). L'effet du défaut est étudié à travers l'analyse du courant statorique par la transformation de Fourier (FFT).

Le dernier chapitre représente la commande par mode glissant appliquée à la machine asynchrone en tenant compte du défaut rotorique.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude, ainsi que par des perspectives à envisager pour d'éventuelles suites à ce travail.

## **I.1 Introduction**

Les moteurs asynchrones triphasés sont maintenant largement utilisés dans des applications à vitesse variable. Ils peuvent faire l'objet de commandes de types scalaires ou vectoriels. Ces machines ont la réputation d'être robustes et adaptées à des applications de forte puissance. Malgré les qualités évoquées, il n'est pas rare que ces moteurs présentent quelques défaillances émanant d'un vieillissement prématuré.

En effet, le diagnostic des défaillances des systèmes industriels, réalisé avec efficacité, permet de détecter de façon rapide les anomalies, chose qui représente un des moyens pour contribuer à améliorer la productivité des différents secteurs.

## **I.2 Différents défauts dans les systèmes électromécaniques**

### **I.2.1 Défaut dû au réseau d'alimentation**

Les réseaux et les installations électriques sont le siège d'incidents de nature aléatoire, dont les plus fréquents sont :

- Court-circuit entre les phases,
- Coupures de phase d'alimentation,
- Déséquilibre des tensions d'alimentation.

Les répercussions de ces anomalies sur la continuité du service et le fonctionnement des équipements dépendent de la nature du défaut. Ce dernier est provoqué soit dans les réseaux aériens soit par des contraintes de nature :

- climatique (pluie, foudre,...),
- d'environnement (branches d'arbres, plombs de chasses,...),
- par suite de l'interconnexion des différents réseaux.

Il en résulte que les installations électriques peuvent subir un nombre difficilement prévisible de perturbations de tension dont l'influence se caractérise par, soit une chute de tension transitoire, soit une coupure brève. Dans les cas les plus graves, cela provoque la coupure de longue durée.

### I.2.2 Défaut dû au moteur asynchrone

Il s'agit, à partir de l'analyse du défaut, de programmer l'arrêt d'un processus d'une chaîne de fabrication pour le remplacement et la révision des éléments défectueux. Le diagnostic et la détection précoces de défauts revêtent assez d'importance et soulèvent assez de difficultés pour mobiliser les chercheurs dans les domaines allant de l'électrotechnique à l'automatique en passant par le traitement du signal.

Un des défauts les plus difficiles à détecter concerne la rupture de barre ou celle d'une portion d'anneau de la cage rotorique, la mesure directe étant impossible.

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois catégories :

- les générateurs de pannes ou unités de défauts : surchauffage du moteur, défaut électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, (rupture de fixations), problème d'isolation, (surtension de l'alimentation),
- les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement,
- les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, défektivité des composants, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine.

Ces défauts peuvent être classés selon les statistiques suivantes [RAZ 01], [BOU 03] :

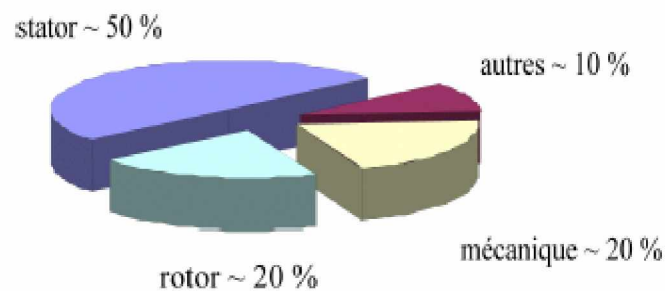


Figure I.1 : Répartition des pannes

#### I.2. 2.1 Défauts statoriques

Le stator est soumis à des contraintes électriques plutôt que mécaniques. Présents essentiellement comme défauts la mise en court-circuit d'une ou plusieurs spires de son bobinage, ou l'ouverture d'une des phases d'alimentations. A partir des études, il a été montré que le courant statorique avait un spectre enrichi en harmoniques dûs au court circuit entre une ou plusieurs spires statoriques (figure I.2).

Les fréquences sont données par la relation [RAZ 02], [RAZ 03] :

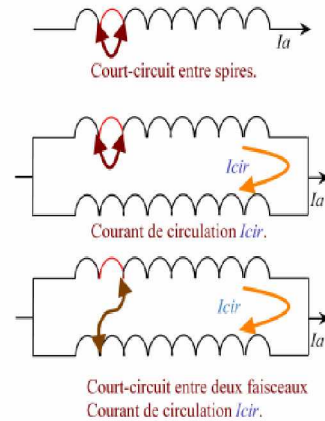
$$f_{cc} = f_s \left\{ \frac{n}{p} (1 - g) \pm k \right\} \quad (1-1)$$

où :

$f_{cc}$  : fréquence de "court-circuit"

$f$  : fréquence d'alimentation

$n$  : entier naturel



**Figure I.2 :** Différents court circuits au stator

### I.2. 2.2 Défauts rotoriques

Les différents éléments pouvant être affectés par un défaut rotorique se répartissent en trois catégories :

- portion d'anneau ou barre rotorique,
- roulement à billes,
- excentricité statique, dynamique ou mixte.

#### A- Défaut de cassure de barre

Suivant la puissance du moteur, la cage d'écureuil est constituée des barres en cuivre ou en aluminium. Il peut donc exister ou non des courants inter barres.

Les fréquences, engendrées autour de la fréquence du fondamental de la tension d'alimentation par un défaut dû à la cassure d'une barre ou de portion d'anneau, sont données par l'expression [RAZ 02], [REZ 03] :

$$f_{bc} = (1 \pm 2kg)f_s \quad (1-2)$$

avec :

$k$  : entier naturel

Par contre, les harmoniques d'espace génèrent eux aussi des fréquences données par :

$$f_b = f_s \left\{ 1 \pm k \frac{(1-g)}{p} \right\} \quad (1-3)$$

avec :

$k$  : entier naturel impair



## B- Défaut d'excentricité

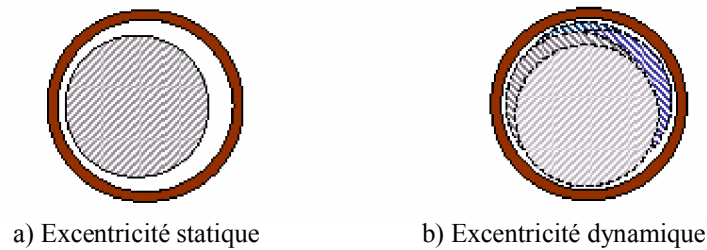
La variation de la longueur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer. Les enroulements statoriques sont électriquement affectés. On retrouve alors ces effets dans le spectre des courants.

On distingue généralement trois types d'excentricité [BAG 99] [ABE 02] [CAS 03] :

- l'excentricité statique où le rotor est déplacé du centre de l'alésage statorique mais tourne autour de lui même.

- l'excentricité dynamique ou le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe,

- l'excentricité mixte associant les deux types statique et dynamique.



**Figure I.3** : Représentation de l'excentricité statique et dynamique

Les causes de l'excentricité peuvent être dues au positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à l'usure des paliers ou à la torsion de l'arbre figure (I.3).

Pour l'excentricité statique les fréquences des harmoniques qui apparaissent peuvent être données par l'équation 1.4 [CAS 03], [RAZ 03] :

$$f_{\text{ex}} = f_s \left[ 1 \pm \frac{n \cdot N_r (1 - g)}{p} \right] \quad (1-4)$$

Par contre pour l'excentricité dynamique, on a :

$$f_{\text{ex}} = f_s [1 \pm 2 \cdot n (1 - g)] \quad (1-5)$$

Dans le cas d'un désalignement, on a :

$$f_{\text{ex}} = f_s \left[ 1 \pm \frac{n(1 - g)}{p} \right] \quad (1-6)$$

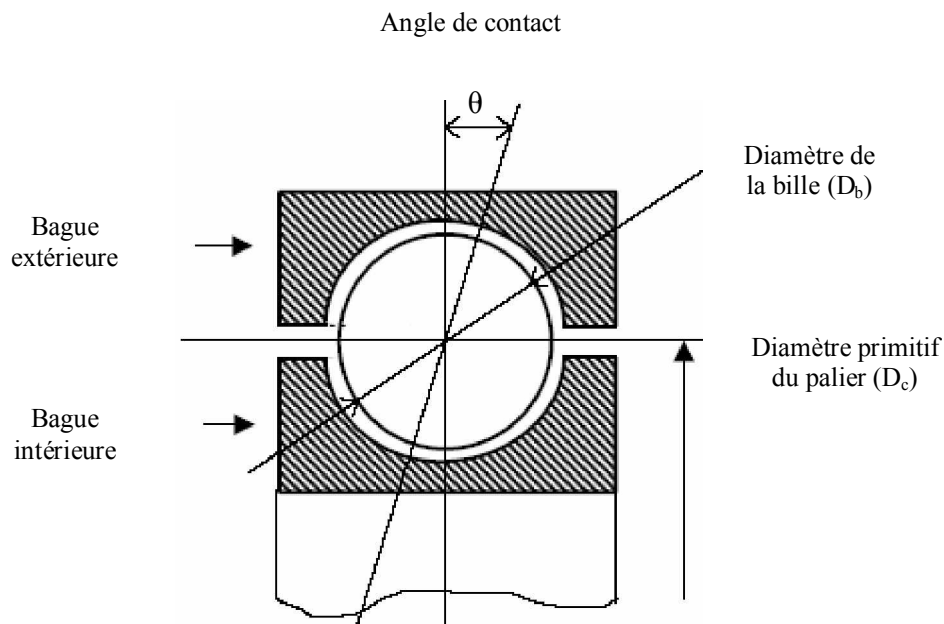
L'origine du désalignement est introduite dans le paragraphe suivant.

### C- Défaut dû au palier

Lors de l'installation de la machine, le palier est souvent appuyé sur l'arbre ou dans le carter, ce qui provoque un désalignement qui peut apparaître de quatre manières différentes [CAS 03] :

- le désalignement proprement dit où les deux paliers (supportant le même arbre) ne sont pas dans le même axe,
- la flexion de l'arbre,
- l'inclinaison d'une bague extérieure du roulement,
- l'inclinaison d'une bague intérieure du roulement.

Les vibrations dans les paliers se manifestent dans le spectre des courants statoriques par l'apparition de raies. Etant donné que les paliers supportent le rotor, grâce aux roulements, un défaut dans ceux-ci produira un mouvement radial entre le rotor et le stator. Les fréquences caractéristiques du défaut sont déduites des dimensions ( $D_b$  et  $D_c$ ) des paliers et des roulements à billes comme le montre l'expression (1-7)



**Figure I.4 :** Vue en coupe de la partie supérieure d'un roulement à billes

En fonction du nombre de billes, noté  $n_b$ , on définit les composantes fréquentielles spécifiques aux vibrations des paliers notées  $f_{pal}$  et définies par.

$$f_{pal} = f_s \pm n.f_{i,e}$$

$$n=1, 2, 3, \dots$$

où:

i : bague interne,

e : bague externe .

$$f_{i,e} = \frac{n_b}{2} f_r \left(1 \pm \frac{D_b}{D_c} \cos(\theta)\right) \quad (1-7)$$

De manière plus précise, on définit les fréquences relatives avec bagues internes et externes des roulements respectivement par les expressions [CAS 03] :

$$\begin{cases} f_{\text{int}} = \frac{n_b}{2} f_r \left(1 + \frac{D_b}{D_c} \cos \theta\right) \\ f_{\text{ext}} = \frac{n_b}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \theta\right) \end{cases} \quad (1-8)$$

L'expression 1-9 tient en compte les données spécifiques au roulement à billes.

.avec :

$\theta$  : L'angle de contact de la bille avec la cage

En considérant que le nombre de billes est compris habituellement entre 6 et 12, deux relations sont couramment utilisées. L'expression 1.7 peut s'écrire :

$$\begin{cases} f_{\text{int}} = 0.6n_b \cdot f_r \\ f_{\text{ext}} = 0.6n_b \cdot f_r \end{cases} \quad (1-9)$$

### I.3 Methodes de diagnostic

La méthode de diagnostic la plus appropriée à un système industriel donné ne peut se faire qu'après un recensement des besoins et des connaissances disponibles.

Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine. En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de la machine [BOU 01] [ABE 02].

On peut classer les méthodes de diagnostic en premier lieu dans les deux grandes familles :

- les méthodes internes et externes,
- les méthodes inductives et déductives.

### **I.3.1 Méthodes internes**

Les méthodes internes dépendent de la connaissance obtenue à partir de modèles mathématiques du système.

Cette famille de méthodes est principalement dérivée des techniques utilisées par les automaticiens.

A partir des techniques d'identification de paramètres, il devient possible de mettre en oeuvre la méthode du problème inverse. Le diagnostic de défaillance est possible en suivant en temps réel l'évolution des paramètres physiques ou bien en utilisant l'inversion de modèles de type "boite noire " [ABE 02].

Elles impliquent une connaissance approfondie du fonctionnement sous la forme de modèles mathématiques qui devront être obligatoirement validés expérimentalement avant toute utilisation industrielle. Les méthodes de diagnostic internes se regroupent en trois grandes familles :

- la méthode de modèle,
- les méthodes d'identification de paramètres,
- les méthodes d'estimation du vecteur d'état.

### **I.3.2 Méthodes externes**

Les méthodes externes utilisent la connaissance issue de l'expertise humaine. Ces méthodes se basent sur l'analyse des signaux que fournit la machine lors de son fonctionnement. Les signaux utilisables peuvent être :

flux d'entrefer, puissance instantanée, courants statorique et vibrations acoustiques.

L'analyse des signaux est réalisée en régime permanent car le nombre de points d'acquisition est suffisant pour faire tous les types d'analyse. Le régime transitoire est riche en information fréquentielle mais à cause de sa faible durée, il limite le nombre de points d'acquisition, ce qui rend l'analyse difficile et moins précise [BOU 01].

### **I.3.3 Méthodes inductives**

Les méthodes de diagnostic correspondent à une approche montante ou recherche en avant. Il s'agit de trouver le défaut à partir de ses effets sur le système. Ces méthodes utilisent un mécanisme de raisonnement en avant qui a pour objectif d'interpréter les symptômes ainsi que leurs combinaisons afin de trouver le défaut.

### **I.3.4 Méthodes déductives**

Le raisonnement en arrière est la principale caractéristique de ces méthodes. Les méthodes déductives doivent trouver quels sont les effets dans les systèmes. Une vérification des "effets trouvés par rapport aux "effets possibles" permet de confirmer ou d'infirmer l'existence du défaut. Ce qui justifie notre raisonnement [ABE 99] [BOU 01].

Le diagnostic peut utiliser soit un seul type de raisonnement (avant ou arrière) soit une combinaison de raisonnements (avant et arrière). Dans ce dernier cas, le raisonnement est appelé raisonnement mixte ou avant arrière. La connaissance "à priori" de la cause " défaut " implique la connaissance de certains effets [ABE 02].

### **I.4 Modèle de la machine asynchrone à cage**

La modélisation et la simulation des machines constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. Elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux, la vérification des algorithmes de détection du défaut et elles apportent également la possibilité de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Parmi les approches de modélisation existantes, on cite [REZ 03] :

#### **I.4.1 Approches analytiques**

Les modélisations analytiques reposent sur le concept d'inductance, notion qui se caractérise par une relation linéaire entre le flux et le courant.

Cette approche globale des phénomènes électromagnétiques permet d'établir un schéma électrique équivalent de la machine. L'utilisation de la théorie des circuits et des systèmes permet de trouver les équations différentielles caractérisant le fonctionnement de la machine [BAG 02] [ABE 99].

Ces dernières seront intégrées analytiquement, ce qui permet de réduire considérablement la complexité des calculs. Dans ce cadre, plusieurs modèles mathématiques ont été développés avec plusieurs degrés de complexité.

#### **I.4.2 Approches numériques**

- **à base d'éléments finis**

Il s'agit de découper le circuit magnétique de la machine en éléments de dimensions suffisamment faibles pour que le matériau de la machine magnétique puisse être considéré comme linéaire sur les surfaces correspondantes. A partir des équations de Maxwell, Il est possible d'exprimer le problème à résoudre.

La méthode des éléments finis permet de reproduire fidèlement le comportement électromagnétique de la machine et de simuler les défauts d'une manière plus proche de la réalité. Cependant, les moyens et le temps de calcul freinent l'utilisation de telles méthodes en simulation et l'évaluation des algorithmes de détection des défauts [ABE 99].

- **Réseaux de perméance**

Cette approche consiste à découper le circuit magnétique, constituant la machine en tubes de flux, caractérisés chacun par sa réluctance ou sa perméance. Ces grandeurs, tout comme les inductances, peuvent être définies selon les valeurs de flux.

Prenant ainsi en considération la saturation magnétique, le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméance d'entrefer variable selon la position du rotor [ABE 99] [REZ 03].

## **I.5 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons étudié la définition des termes importants utilisés en diagnostic. Notre travail est consacré à l'étude des défauts électriques pouvant intervenir dans la cage rotorique d'une machine asynchrone, leurs causes et leurs signatures.

Les méthodes de base en diagnostic ont été exposées pour mieux cerner les différentes approches utilisées. Les différentes méthodes qui sont utilisées pour la représentation et la détection des ruptures de barres au rotor ont été également exposées.

L'analyse et l'interprétation de ces méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance au préalable d'un bon modèle de la machine qui sera l'objet du second chapitre.

## II.1 Introduction

La mise au point d'une procédure de diagnostic, à base de modèles analytiques pour la machine asynchrone, recouvre un certain nombre de problèmes qui doivent être résolus. L'un de ces problèmes, de loin le plus délicat, est le problème de la synthèse du modèle décrivant le comportement de la machine, ceci non pas d'une façon moyenne comme pour la commande, mais d'une façon plus exacte et plus fine en intégrant certains paramètres de la machine. Les méthodes classiques d'étude de ce type de machine utilisent des modèles simples dans le repère  $(d, q)$ , négligeant un certain nombre de phénomènes. Ces modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axes de référence, ce qui conduit à des interprétations théoriques qui ne peuvent pas être utilisées pour analyser des effets localisés tels que les cassures des barres rotoriques de la machine en les distinguant des effets provenant d'autres incidents. D'autre part, ces modèles sont imprécis et ne décrivent qu'un fonctionnement sain de la machine [ABE 02]. Ainsi, il a fallu s'orienter vers des modèles plus sophistiqués (modèle multi enroulements) pour une description adaptée aux défauts. La modélisation décrite dans ce chapitre a pour objet de permettre la représentation d'une rupture de barres pour une machine asynchrone à cage. Dans cette perspective, on a développé, en utilisant l'approche analytique, un modèle basé sur un circuit maillé représentant la cage rotorique.

## II.2 Modèle multi enroulements de la machine asynchrone

L'objectif est de procéder à un développement d'un modèle de la machine asynchrone qui mette en évidence l'influence des défauts étudiés sur les grandeurs mesurables de la machine, principalement les courants, afin d'étudier les phénomènes mis en jeu. Deux approches sont possibles. La première s'appuie sur la distribution des champs et des courants en tout point de la machine et permet de simuler son fonctionnement en régime de défaut [SCH99] [ABE02]. Cette méthode est coûteuse en temps de calcul et nécessite la connaissance des paramètres géométriques et des caractéristiques des matériaux relatifs au moteur asynchrone. La seconde approche, retenue ici, consiste à interpréter la machine du point de vue de la théorie des circuits. Pour faciliter la simulation et la mise au point des problèmes de ruptures de barres et d'anneaux de court circuit, nous avons modélisé le rotor par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement [BAG 99] [REZ 03].

En considérant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- entrefer lisse et constant, (effet d'excentricité négligeable, champ radial),
- perméabilité relative du fer très grande,
- distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice statorique,
- pas de saturation, effet pelliculaire nul, courants de Foucault négligeables hors des barres rotoriques.

En plus de ces hypothèses, on suppose que le stator est sain, de constitution symétrique.

## II.2.1 Calcul des inductances

### II.2.1.1 Partie statorique

En considérant que l'intensité du champ magnétique H produit par une bobine statorique dans le fer est très faible par rapport à sa valeur dans l'entrefer, vu la symétrie du dispositif, et d'après le théorème d'ampère on peut écrire :

$$\int \text{HdL} = \frac{N_s I_s}{p} \quad (2-1)$$

Partant de l'expression (2-1) l'induction maximale dans l'entrefer est égale :

$$B_{\max} = \mu_0 \frac{N_s I_s}{2 \cdot p \cdot e} \quad (2-2)$$

La décomposition de l'induction en série de Fourier fournit le fondamental :

$$B_s(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s I_s}{e p \pi} \cos(p \cdot \theta) \quad (2-3)$$

Par conséquent, le flux magnétique dans l'entrefer est obtenu par intégration de l'expression (2-3). La repartition de l'induction est donnée par la figure II-1. On écrit :

$$\Phi_s = \iint_s B_s ds = \int_0^t dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s R \cdot L \cdot d\theta$$

on obtient:

$$\Phi_s = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{e \cdot p^2} R \cdot L \cdot I_s \quad (2-4)$$



Le flux total traversant l'enroulement de la phase "a" est :

$$\Psi_{sa} = N_s \cdot \Phi_s = N_s \cdot I_s \frac{2\mu_0 \cdot N_s \cdot R \cdot L}{e \cdot p^2 \pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(p \cdot \theta) \cdot d\theta$$

donc  $\Psi_{sa} = L_{sp} \cdot I_s$  (2-5)

L'inductance principale de la phase "a" statorique d'après (2-5) est donnée donc par :

$$L_{sp} = 4\mu_0 \frac{N_s^2}{e \cdot p^2 \pi} R \cdot L$$
 (2-6)

Le flux de fuites est donné par :

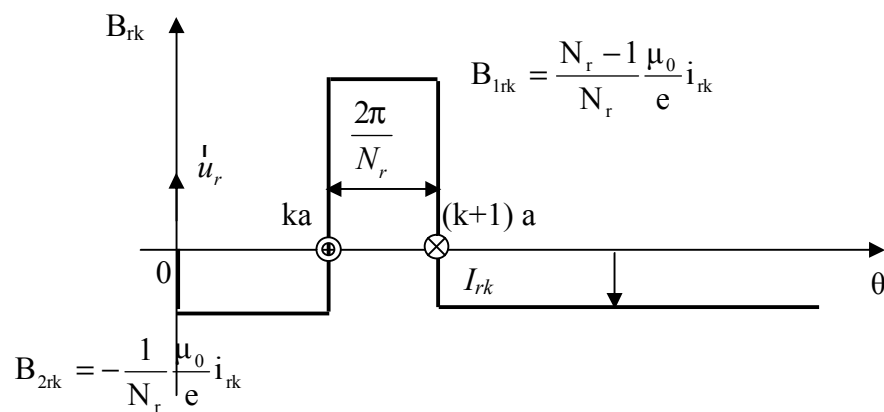
$$\Phi_{fs} = L_{fs} \cdot I_s$$
 (2-7)

L'inductance totale de la phase "a" est égale à la somme de l'inductance de magnétisation et l'inductance de fuite :

$$L_{as} = L_{sp} + L_{sf}$$
 (2-8)

Puisque les enroulements statoriques sont symétriques, les inductances propres des trois phases sont considérées égales ( $L_{as}=L_{bs}=L_{cs}=L_s$ ).

La figure II.1 représente, en fonction de  $\theta$ , l'allure de l'induction magnétique, supposée radiale, produite par une maille rotorique k dans l'entrefer.



**Figure II.1 :** induction magnétique produite par une maille du rotor

### II.2.1.2 Partie rotorique

Le rotor est décomposé en circuits élémentaires (mailles) constitués de deux barres et de deux portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité [BAG 99] [SCH 99].

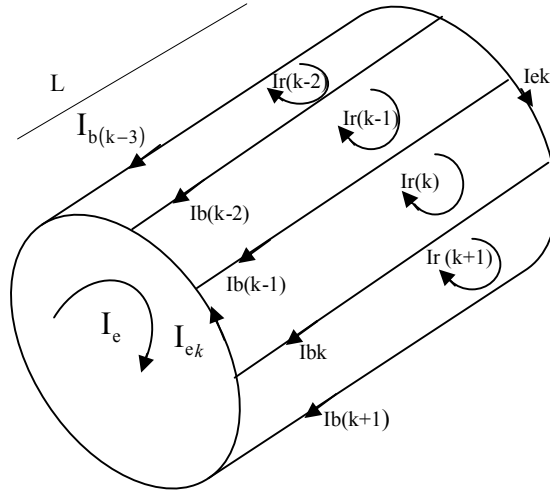


Figure II.2 : Structure de la cage du rotor

La distribution spatiale du champ, dû à la  $k^{\text{eme}}$  boucle de courant rotorique, est considérée comme étant rectangulaire. L'inductance principale et l'inductance mutuelle d'une maille rotorique sont données par l'expression du flux propre de la maille  $k$ .

On a donc :

$$\Phi_{rp k} = \int_0^t dz \int_{ka}^{(k+1)a} B_{1rk} \cdot R \cdot L \cdot d\theta$$

$$\Phi_{rp k} = \frac{(N_r - 1)}{N_r^2} \mu_0 \frac{2 \cdot \pi \cdot R \cdot l}{e} i_{rk} \quad (2-9)$$

L'inductance propre d'une boucle rotorique est :

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi \cdot R \cdot L \quad (2-10)$$

L'inductance totale de la  $k^{\text{eme}}$  maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuites de deux portions d'anneaux de court circuit fermant la maille  $k$ , on obtient :

$$L_{rr} = L_{rp} + 2 \cdot L_b + 2 \cdot L_e \quad (2-11)$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer, le flux traversant la  $j^{\text{eme}}$  maille, produit par le courant  $i_{rk}$  circulant dans la maille  $k$  est donné par:

$$\Phi_{rjrk} = \int_0^t dz \int_{j_a}^{(j+1)a} B_{2rk} R \cdot L \cdot d\theta$$

$$\Phi_{rjrk} = \int_0^t dz \int \left( -\frac{1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} R \cdot L \cdot i_{rk} \right) d\theta \quad (2-12)$$

D'après l'équation (2 - 12) on obtient l'inductance mutuelle :

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2 \cdot \pi \cdot L \cdot R \quad (2-13)$$

### II.2.1.3 Mutuelle inductance entre stator et rotor

L'induction produite par la bobine de la phase  $n$  dans la  $k^{\text{eme}}$  maille rotorique est donnée par :

$$B_{msr} = \frac{2\mu_0 N_s \cdot i_s}{e \cdot p \cdot \pi} \cos\left(p\theta - n \frac{\pi}{3}\right) \quad (2-14)$$

avec :  $n=(1,2,3)$

Le flux traversant la maille  $k$ , est donné par :

$$\Phi_{rka} = \int_0^t dz \int_{ka}^{(k+1)a} B_s \cdot R \cdot L \cdot d\theta$$

On obtient :

$$\Phi_{rka} = -\frac{2\mu_0}{\pi \cdot e \cdot p} N_s R \cdot L \cdot i_s \frac{1}{p} \left[ \sin\left(p\theta - n \frac{2\pi}{3}\right) \right]_{ka}^{(k+1)a} \quad (2-15)$$

L'inductance mutuelle entre la phase "a" du stator et la  $k^{\text{eme}}$  maille rotorique est :

$$M_{rka} = -M_{sr} \cos\left(p\theta - n \frac{2\pi}{3} + ka\right) \quad (2-16)$$

avec

$$M_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R \cdot L}{\pi \cdot e \cdot p^2} \sin\left(\frac{a}{2}\right)$$

$$a = p \frac{2\pi}{N_r}$$

## II.3 Mise en équation

L'objectif de cette étape est de trouver un modèle adéquat de la machine asynchrone pour mener la simulation.

### II.3.1 Equations statoriques

Les équations de tension et du flux statorique sont :

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \\ [\Phi_{abc}] = [\mathbf{L}_s][\mathbf{I}_{abc}] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{I}_{rk}] \end{cases} \quad (2-17)$$

avec :

$$[\mathbf{V}_{abc}] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^t$$

$$[\mathbf{I}_{abc}] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^t$$

$$[\mathbf{I}_{rk}] = [I_{r0} \quad I_{r1} \quad \dots \quad I_{r(N_r-1)}]^t$$

$$[\Phi_{abc}] = [\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c]^t$$

La matrice des résistances statoriques est :

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances statoriques s'écrit :

$$[\mathbf{L}_s] = \begin{bmatrix} L_{sp} + L_{sf} & M_s & M_s \\ M_s & L_{sp} + L_{sf} & M_s \\ M_s & M_s & L_{sp} + L_{sf} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques s'écrit :

$$[\mathbf{M}_{sr}] = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos(\theta_r + ka) & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \left( \theta_r + ka - \frac{2\pi}{3} \right) & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \left( \theta_r + ka - \frac{4\pi}{3} \right) & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

avec:  $k=0, 1, 2, \dots, N_r-1$

### I.3.2 Equations rotoriques

La figure II.3 illustre la modélisation du rotor par son schéma électrique équivalent.

Le rotor est composé des différentes barres et portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité. Ce découpage est largement suffisant pour l'étude des ruptures de barres ou d'anneaux. Par contre, la prise en compte des courants inter barres nécessiterait d'affiner encore le circuit.

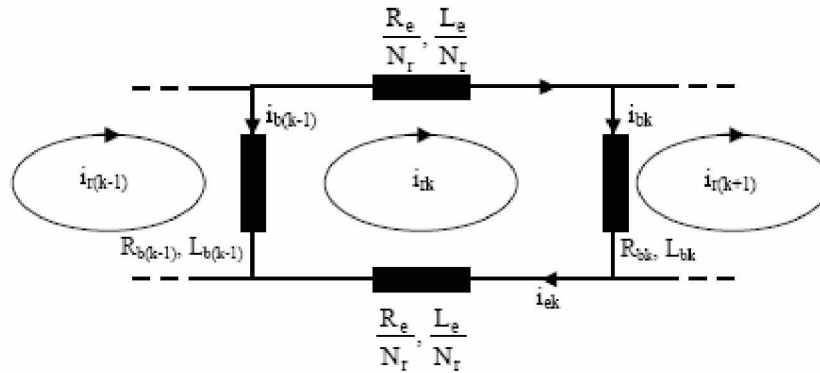


Figure II.3 : Schéma équivalent de la maille rotorique

Sachant que :

$$i_{ek} = i_{rk} - i_e$$

$$i_{bk} = i_{rk} - i_{r(k+1)}$$

L'équation électrique relative à la maille k est donnée par :

$$\frac{R_e}{N_r} i_{rk} - R_{b(k-1)} \cdot i_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} i_{ek} + R_{bk} i_{bk} + \frac{d}{dt} \Phi_{rk} = 0 \quad (2-18)$$

Le flux totalisé  $\Phi_{rk}$  pour un circuit élémentaire k est composé de la somme des termes suivants :

- le flux principal :

$$\Phi_{rp} = L_{rp} I_{rk}$$

- le flux mutuel avec les autres circuits du rotor :

$$\Phi_{rr} = M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{=N_r-1} I_{rj}$$

- le flux mutuel avec le stator :

$$\Phi_{sr} = M_{sr} \left[ \cos(\theta_r + ka) \text{Mos} \left( \theta_r + ka - \frac{2\pi}{3} \right) \text{Mos} \left( \theta_r + ka - \frac{4\pi}{3} \right) \right]$$

L'équation (2-18) devient donc:

$$0 = R_{bk} I_{r(k-1)} + \left( 2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b(k-1)} + R_{bk} \right) I_{rk} - R_{bk} I_{r(k+1)} - \frac{R_e}{N_r} I_e + \frac{d\Phi_{rk}}{dt}$$

d'où :

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & \left( L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) I_{rk} - M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} I_{rj} - L_b (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{L_e}{N_r} I_e \\ & - M_{sr} \left[ \cos(\theta_r + ka) \text{Mos} \left( \theta_r + ka - \frac{2\pi}{3} \right) \text{Mos} \left( \theta_r + ka - \frac{4\pi}{3} \right) \right] [I_{abc}] \end{aligned} \quad (2-19)$$

L'équation relative à l'anneau de court circuit est :

$$\frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{dI_{rk}}{dt} - L_e \frac{dI_e}{dt} - \left( R_e \cdot I_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \right) = 0$$

De la même façon on utilise les équations de  $I_{e(k)}$  et  $I_{b(k)}$  et on trouve :

$$\frac{R_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} I_{r(k)} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} \frac{d}{dt} I_{r(k)} - I_e \frac{d}{dt} I_e - R_e I_e = 0 \quad (2-20)$$

### II.3.3 Equation d'état de la machine

Le système est mis sous la forme canonique suivante :

$$[V] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \frac{d[L]}{dt} [I] \quad (2-21)$$

avec :

$[V] = [v_a \ v_b \ v_c \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0]^t$  : le vecteur global des tensions  $((N_r+4) \times 1)$ . Il contient les trois tensions statoriques et les  $N_r$  tensions des mailles rotoriques, ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit.

$[I] = [i_a \ i_b \ i_c \ M_{r0} \ i_{r1} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)} \ M_e]^t$  : le vecteur global des courants  $((N_r+4) \times 1)$ . Il contient les trois courants statoriques et les  $N_r$  courants des mailles rotoriques, ainsi que le courant de l'anneau de court-circuit.

La matrice globale des résistances est [ARZ 04.1], [ARZ 04.2] :

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s]_{3 \times 3} & : & [0]_{3 \times (N_r+1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]_{(N_r+1) \times 3} & : & [R_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix}$$

La matrice des résistances rotoriques.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{b0} + R_{b(N-1)} + 2\frac{R_c}{N_r} & -R_{b0} & \dots & 0 & \dots & \dots & -R_{b(N-1)} & : & -\frac{R_c}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ 0 & \dots & -R_{b(k-1)} & R_{bk} + R_{b(k-1)} + 2\frac{R_c}{N_r} & -R_{bk} & \dots & 0 & : & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ -R_{b(N-1)} & \dots & 0 & \dots & \dots & -R_{b(N-2)} & R_{b(N-1)} + R_{b(N-2)} + 2\frac{R_c}{N_r} & : & -\frac{R_c}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ -\frac{R_c}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{R_c}{N_r} & : & R_c \end{bmatrix}$$

La matrice globale des inductances est donnée par :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s]_{3 \times 3} & : & [M_{sr}]_{3 \times (N_r+1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{rs}]_{(N_r+1) \times 3} & : & [L_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_c}{N_r} & M_{tr} - L_b & \dots & \dots & M_{tr} & \dots & M_{tr} - L_b & : & -\frac{L_c}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ M_{tr} - L_b & \dots & M_{tr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_c}{N_r} & M_{tr} - L_b & M_{tr} & \dots & : & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ M_{tr} - L_b & \dots & M_{tr} & \dots & \dots & M_{tr} - L_b & L_{rp} + 2L_p + 2\frac{L_c}{N_r} & : & -\frac{L_c}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ -\frac{L_c}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_c}{N_r} & : & L_c \end{bmatrix}$$

La dérivée de la matrice globale des inductances est :

$$\frac{d[L]}{dt} = \begin{bmatrix} [0] & \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \frac{d[M_{sr}]^t}{dt} & [0] \end{bmatrix}$$

### II.3.4 Transformation de Park

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, il est usuel de faire appel à une transformation dite transformation de Park. Elle permet le passage du repère réel triphasé (a, b, c) au repère d'axe (h, d, q).

Le système de grandeurs triphasées est tel que la somme instantanée des grandeurs est nulle. Ceci permet d'annuler la composante homopolaire. Par conséquent, le repère (h, d, q) peut être réduit à un repère biphasé (d, q).

La matrice de Park modifiée est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

La dérivée de la matrice de Park est :

$$\frac{d}{dt}[P(\theta)] = -\omega \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & \sin \theta & \cos \theta \\ 0 & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

On définit la matrice globale de Park de dimension  $(N_r + 4) \times (N_r + 4)$  comme :

$$[T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)] & : & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]^T & : & [1]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$



L'inverse de la matrice globale de Park est :

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & : & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]^T & : & [1]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix}$$

Sachant que:

$$[V] = [T][V_{tr}], \quad \text{avec : } [V_{tr}] = [v_{0s} \ v_{ds} \ v_{qs} \ \mathbf{0} \ 0 \ \dots \ 0 \ \mathbf{0}]^t$$

$$[I] = [T][I_{tr}], \quad \text{avec : } [I_{tr}] = [i_{0s} \ i_{ds} \ i_{qs} \ \mathbf{M}_{r0} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)} \ \mathbf{M}_e]^t$$

L'équation (2-21) devient :

$$[T][V_{tr}] = [R][T][I_{tr}] + \frac{d[L]}{dt}[T][I_{tr}] + [L]\frac{d[T]}{dt}[I_{tr}] + [L][T]\frac{d[I_{tr}]}{dt}$$

$$[V_{tr}] = ([T]^{-1}[R][T] + [T]^{-1}\frac{d[L]}{dt}[T] + [T]^{-1}[L]\frac{d[T]}{dt})[I_{tr}] + [T]^{-1}[L][T]\frac{d[I_{tr}]}{dt}$$

$$[V_{tr}] = (A + B + C)[I_{tr}] + D\frac{d[I_{tr}]}{dt}$$

avec les termes A, B, C, D donnés par :

$$A = [T]^{-1}[R][T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[R_s][P(\theta)] & : & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0] & : & [R_r] \end{bmatrix}$$

$$B = [T]^{-1}[L]\frac{d[T]}{dt} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[L_s]\frac{d[P(\theta)]}{dt} & : & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{sr}]\frac{d[P(\theta)]}{dt} & : & [0] \end{bmatrix}$$

$$C = [T]^{-1}[L]\frac{d[T]}{dt} = \begin{bmatrix} [0] & : & [P(\theta)]^{-1}\frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \dots & \dots & \dots \\ [P(\theta)]\frac{d[M_{sr}]}{dt} & : & [0] \end{bmatrix}$$

$$D = [T]^{-1}[L][T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[L_s][P(\theta)] & : & [P(\theta)]^{-1}[M_{sr}] \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{rs}]^T[P(\theta)] & : & [L_r] \end{bmatrix}$$

La mise en équation du modèle de la machine conduit à un système complet de dimension  $Nr+4$  ;

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{0s} \\ K \\ 0 \\ M \\ M \\ 0 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} = [R_{tr}] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ L \\ 0 \\ M \\ M \\ 0 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} + [L_{tr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ L \\ 0 \\ M \\ M \\ 0 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

$[L_{tr}]$  et  $[R_{tr}]$  sont les matrices globales des résistances et des inductances après la transformation de Park.

A ces équations, on ajoute les équations électromagnétiques (2-25) (2-26) afin d'avoir la vitesse électrique et la position électrique  $\theta_r$  du rotor.

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - k_0\omega_m) \quad (2-25)$$

$$\frac{d}{dt}\theta_r = \omega_r \quad (2-26)$$

### II.3.5 Equation mécanique

La puissance absorbée de la machine asynchrone s'écrit :

$$P_e = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} + V_{0s} i_{0s}$$

Posons :

$$[X_{dq0}] = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \text{ et } [X_{abc}] = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Avec  $X = (i, V, \Phi)$  et  $\Phi$  est le flux d'induction totalisé dans l'enroulement.

Soit  $[P]$  la matrice de transformation directe, de telle sorte que :  $[X_{dq0}] = [P][X_{abc}]$

Dans ces conditions, la puissance instantanée a pour expression :

$$P_e = [V_{abc}]^t [i_{abc}] = [V_{dq0}]^t [I_{dq0}] \quad (2-27)$$

$$[V_{dq0}] = [R_s] [i_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq0}] + [P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} [\Phi_{dq0}] \quad (2-28)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_{er} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_{er} \Phi_{ds} \\ V_{0s} = R_s I_{0s} + \frac{d}{dt} \Phi_{0s} \end{cases}$$

$$P_e = (R_s I_{ds}^2 + \left(\frac{d}{dt} \Phi_{ds}\right) I_{ds} - \omega_{er} \Phi_{qs} I_{ds}) + (R_s I_{qs}^2 + \left(\frac{d}{dt} \Phi_{qs}\right) I_{qs} + \omega_{er} \Phi_{ds} I_{qs}) + (R_s I_{0s}^2 + \left(\frac{d}{dt} \Phi_{0s}\right) I_{0s})$$

$$P_e = (R_s \cdot I_{ds}^2 + R_s \cdot I_{qs}^2) + I_{sd} \left( \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \right) + I_{sq} \left( \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \right) + \omega_{er} (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{sd})$$

a) la puissance dissipée en pertes joules est :

$$P_j = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2)$$

b) la puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique est :

$$P_v = I_{ds} \left( \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \right) + I_{qs} \left( \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \right)$$

c) la puissance mécanique  $P_m$  est :

$$P_m = \omega (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})$$

Or la puissance mécanique est égale à  $C_e \Omega$  ou à  $\frac{C_e \omega}{p}$ . On en tire l'expression scalaire du

couple.

$$C_e = p [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (2-29)$$

On remplace  $\Phi_{ds}$  et  $\Phi_{qs}$  par ces expressions et on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot M_{sr} (I_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{r(k)} \sin(k.a) - I_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{r(k)} \cos(k.a)) \quad (2-30)$$

## II.4 Modèle de taille réduite

La représentation système par l'expression (2-24) fait apparaître un système d'ordre très élevé car il est constitué de nombre de phases statoriques, du nombre de phases rotoriques et des équations électromécaniques [BAG 99], [REZ 03].

Nous avons appliqué une transformation de Park étendue au système rotorique de manière à transformer ce système à  $N_r$  phases en un système (d, q).

Nous pouvons définir un vecteur d'état  $[X]$  qui, après l'application de cette matrice de transformation, donnera :

$$[X_{odqs}] = [T(\theta_s)][X_{abcs}] \Rightarrow [X_{abcs}] = [T(\theta_s)]^{-1} \cdot [X_{odqs}]$$

$$[X_{odqr}] = [T_{3N_r}(\theta_r)][X_{rk}] \Rightarrow [X_{rk}] = [T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} [X_{odqr}]$$

Soit la partie statorique :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] \cdot [i_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [i_{rk}] \} \quad (2-31)$$

L'application de la transformation donne :

$$\begin{aligned} [V_{odqs}] = & \{ [T(\theta_s)][R_s][T(\theta_s)]^{-1} \} [i_{odqs}] + \{ [T(\theta_s)][L_s][T(\theta_s)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [i_{odqs}] \\ & + \left\{ [T(\theta_s)][L_s] \frac{d}{dt} [T(\theta_s)]^{-1} \right\} [i_{odqs}] + \{ [T(\theta_s)][M_{sr}][T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [i_{odqr}] \\ & + \left\{ [T(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} \} \right\} [i_{odqr}] \end{aligned}$$

Pour la partie rotorique :

$$[V_r] = [R_r][i_{rk}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] \cdot [i_{rk}] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] \cdot [i_s] \} \quad (2-32)$$

Nous obtenons de la même façon :

$$\begin{aligned} [V_{odqr}] = & \{ [T(\theta_r)][R_r][T(\theta_r)]^{-1} \} [i_{odqr}] + \{ [T(\theta_r)][L_r][T(\theta_r)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [i_{odqr}] \\ & + \left\{ [T(\theta_r)][M_{sr}] \frac{d}{dt} [T(\theta_r)]^{-1} \right\} [i_{odqr}] + \left\{ [T(\theta_r)] \frac{d}{dt} [M_{rs}][T(\theta_s)]^{-1} \right\} [i_{odqs}] \end{aligned}$$

En choisissant un référentiel lié au rotor, les relations angulaires peuvent s'écrire  $\theta_s = \theta_r$  et  $\theta_r = 0$ .

Après simplifications, nous obtenons un modèle de taille réduite pour la machine asynchrone.

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_e \end{bmatrix} \quad (2-33)$$

$$\begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & \frac{N_r}{2}wM_{sr} & 0 \\ 0 & R_s & \frac{N_r}{2}wM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix}$$

avec :

$$L_{rdq} = L_{rp} - M_{rr} + \frac{2.L_e}{N_r} + 2.L_e(1 - \cos(a))$$

$$R_{rdq} = 2\frac{R_e}{N_r} + 2.R_b(1 - \cos(a))$$

et :

$$I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans le cas d'un défaut rotorique, la matrice  $[R_r]$  doit être modifiée

En utilisant la matrice de transformation, nous obtenons une matrice d'ordre 2 pour le rotor.

La matrice de défaut rotorique s'écrit :

$$[R_{rf}] = [R_r] + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ & \ddot{K} & & & & \ddot{K} \\ M & K & M & M & & K \\ & K & & & & K \\ 0 & K & 0 & 0 & 0 & K \\ 0 & K & 0 & R'_{bk} & -R'_{bk} & 0 & K \\ 0 & K & 0 & -R'_{bk} & R'_{bk} & 0 & K \\ 0 & K & 0 & 0 & 0 & 0 & K \\ \mathbb{N} & \mathbb{N} & \mathbb{N} & \mathbb{N} & 0 & 0 & K \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

La nouvelle matrice des résistances rotoriques, après transformations, devient :

$$[\mathbf{R}_{\text{rfdq}}] = [\mathbf{T}(\theta_R)][\mathbf{R}_{\text{r}}][\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1} = [\mathbf{T}(\theta_R)][[\mathbf{R}_r] + [\mathbf{R}'_r]][\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1} \quad (2-35)$$

La matrice résistance est :

$$[\mathbf{R}_{\text{rfdq}}] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{rdd}} & \mathbf{R}_{\text{rdq}} \\ \mathbf{R}_{\text{rqd}} & \mathbf{R}_{\text{rqq}} \end{bmatrix}$$

Où les quatres termes de cette matrice sont :

$$\mathbf{R}_{\text{rdd}} = 2 \cdot \mathbf{R}_b (1 - \cos(a)) + 2 \frac{\mathbf{R}_e}{\mathbf{N}_r} + \frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{\text{bfk}} (1 - \cos(2k-1)a)$$

$$\mathbf{R}_{\text{rdq}} = -\frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{\text{bfk}} \cdot \sin(2k-1)a$$

$$\mathbf{R}_{\text{rqd}} = -\frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{\text{bfk}} \sin(2k-1)a$$

$$\mathbf{R}_{\text{rqq}} = 2 \cdot \mathbf{R}_b (1 - \cos(a)) + 2 \frac{\mathbf{R}_e}{\mathbf{N}_r} + \frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{\text{bfk}} (1 + \cos(2k-1)a)$$

L'indice k caractérise la barre cassée.

Pour la partie mécanique, après l'application de la transformation généralisée sur l'expression du couple, on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \mathbf{N}_r \cdot \mathbf{M}_{\text{sr}} (\mathbf{I}_{\text{ds}} \cdot \mathbf{I}_{\text{qr}} - \mathbf{I}_{\text{qs}} \cdot \mathbf{I}_{\text{dr}}) \quad (2-36)$$

La sous-matrice, relative à la résistance rotorique, est un bon indicateur de la présence d'un défaut. En effet, en cas de défaut  $\mathbf{R}_{\text{rdd}}$  et  $\mathbf{R}_{\text{rqq}}$  ne sont plus égaux comme c'est le cas pour la machine saine. En outre, les termes  $\mathbf{R}_{\text{rdq}}$  et  $\mathbf{R}_{\text{rqd}}$  prennent une valeur non nulle, ce qui témoigne de la présence d'un défaut au rotor [BAG 99] [ABE 02] [REZ03].

## II.5 Défauts couramment rencontrés dans la machine

### II.5.1 Cas d'un court-circuit entre spires

Il est assez difficile de décrire exactement la succession des phénomènes physiques qui entrent en jeu lors d'un court-circuit. La dégradation des isolants faits qu'à un moment donné, il existe entre deux points de différentes spires un chemin dont la résistance devient très faible.

Dans tous les cas, nous ne nous intéressons pas à la phase transitoire de ces phénomènes, mais uniquement aux courts-circuits établis qui seront modélisés par une résistance de valeur faible entre les points de courts-circuit, c.à.d entre deux bornes de dipôles élémentaires.

La conséquence d'un tel défaut est donc de modifier la connexion entre les dipôles du schéma électrique et, comme nous le verrons, de modifier le nombre d'équations différentielles du modèle de simulation [SCH 99].

### **II.5.2 Cas d'un défaut au rotor**

Encore une fois, nous ne nous intéresserons pas à l'ensemble des phénomènes (matage, point chaud, dilatation, etc.) qui interviennent progressivement jusqu'à la création franche d'un défaut du circuit électrique au rotor. Les fissures apparaissant dans les barres ou anneaux, tout comme les problèmes de soudure entre barres et anneaux, ont pour effet d'augmenter la résistance équivalente des éléments concernés. Par contre, ce type de défaut ne modifie ni les connexions entre dipôles, ni les valeurs des inductances propres et mutuelles des éléments concernés [SCH 99].

### **II.5.3 Cas d'une ouverture de phase**

L'ouverture de phase est assez fréquente. Bien souvent, il s'agit de la rupture d'un fusible ou encore d'une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et des bornes de la machine. Ce type de défaut peut être modélisé soit en considérant effectivement l'ouverture du circuit électrique et, encore une fois la modification de sa topologie, soit plus simplement en faisant tendre une (les) résistance (s) vers l'infini pour forcer l'annulation du (des) courant(s) dans le(s) conducteur(s) concerné(s) [SCH 99].

### **II.5.4 Cas d'un autre défaut**

Il est possible d'envisager d'autres défauts comme le court-circuit aux bornes des phases, ou encore le court-circuit entre une spire et la carcasse magnétique. Ce dernier défaut nécessite cependant de considérer les différents parcours possibles des courants entre la spire et l'onduleur, ce qui est spécifique à l'installation industrielle [SCH 99].

## II.6 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

- $S_{a,b,c} = 1$  : Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c} = 0$  : Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure II.4 montre le schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge.

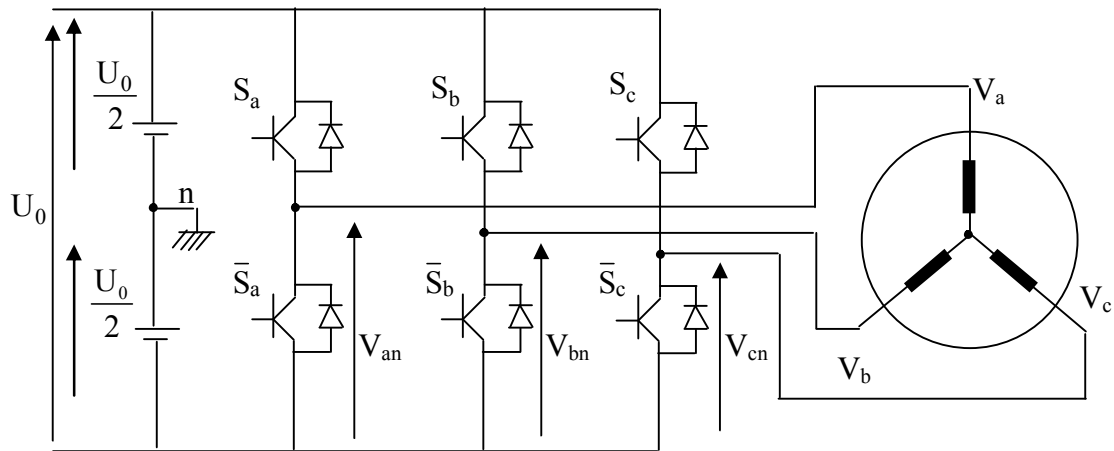


Figure II.4 : Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée,
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- la charge triphasée, est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_{an} = S_a U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{bn} = S_b U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{cn} = S_c U_0 - \frac{U_0}{2} \end{cases} \quad (2-37)$$



Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé, on écrit alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (2-38)$$

En utilisant ces variables booléennes de l'état des interrupteurs, on a :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (2.391)$$

Comme on peut le voir, les combinaisons  $(S_a \ S_b \ S_c) = (111)$  et  $(0 \ 0 \ 0)$  correspondent au vecteur nul. La figure II.5 montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.

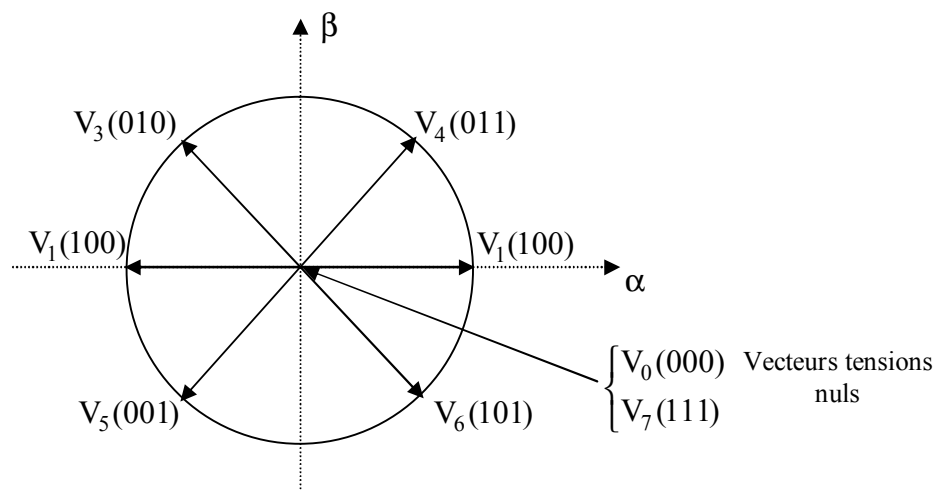


Figure II.5 : Vecteur de tension créé par l'onduleur.

### II.7 Commande de l'onduleur de tension à *MLI* naturelle (sinus-triangle)

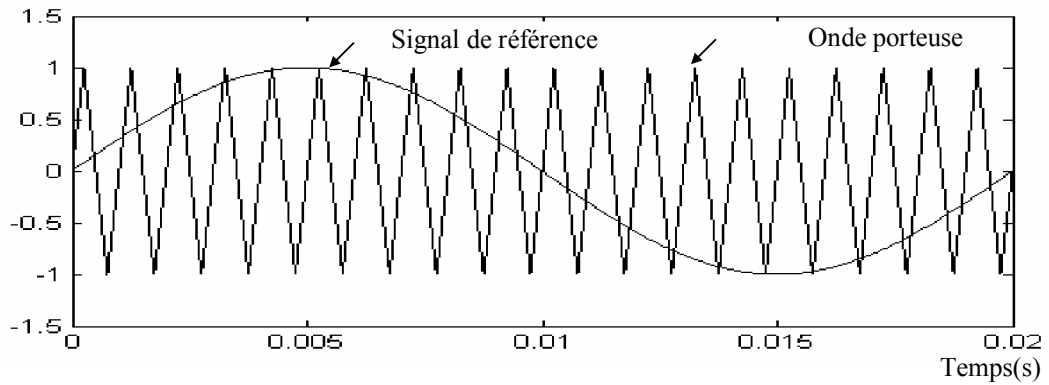
La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- § Le premier qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- § Le second qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire) définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

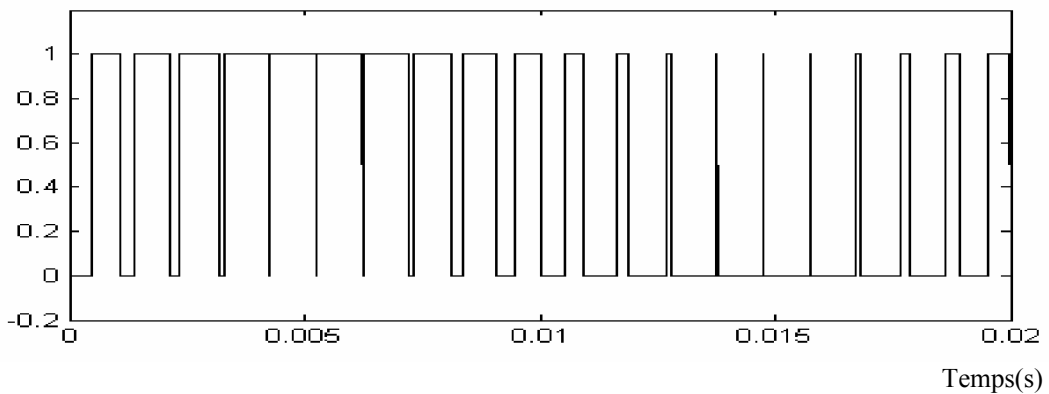
L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si :

$$f_{\text{porteuse}} > 20. f_{\text{référence}} \quad (2.40)$$

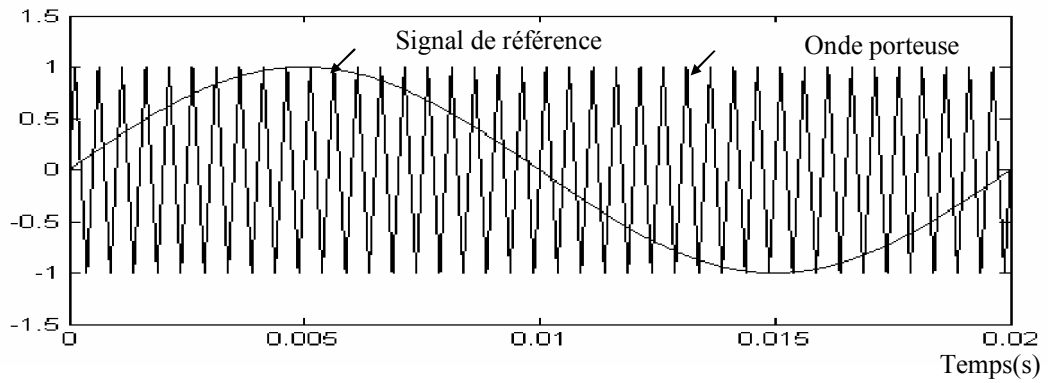
Les figures II.6, II.7 représentent deux *MLI* générées par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure II.6) et 2kHz (figureII.7), avec le même signal sinusoïdal de référence. Ces *MLI* sont obtenues comme suit :



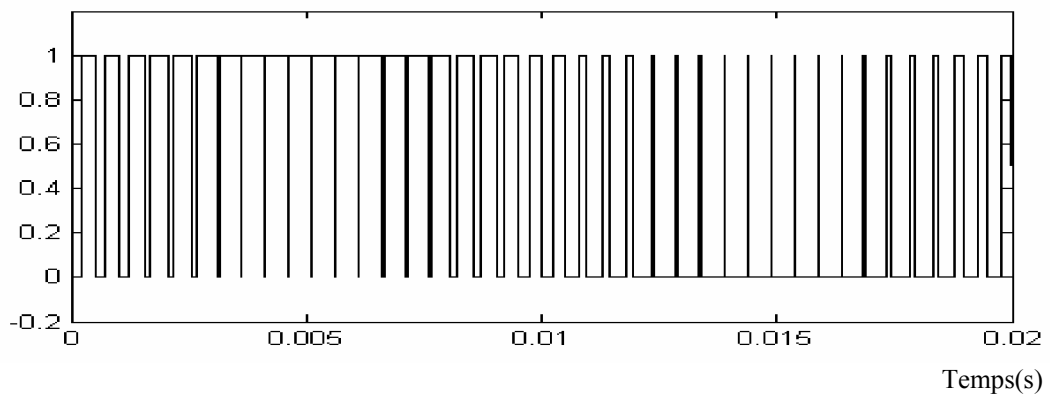
L'impulsion imposée au bras de l'onduleur



**Figure II.6** : Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de porteuse de 1kHz.



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur

**Figure II.7 :** Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 2kHz.

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, ce qui rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques.

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement

## **II.8 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons exposé le développement de deux modèles de la machine asynchrone adaptés pour la simulation des ruptures de barres au rotor. Cette simulation permet d'observer l'évolution des courants dans la cage rotorique. Elle permet également de simuler le comportement de la machine présentant des défaillances de barres rotoriques. En partant d'un système d'ordre élevé, lié au nombre de barres rotoriques, nous avons présenté une transformation de Park généralisée permettant de réduire l'ordre du système électrique. Nous présentons les résultats de la simulation obtenus à l'aide de ce modèle dans, le chapitre suivant qui sera consacré au diagnostic des défauts dans la cage rotorique.

## **III.1 Introduction**

Dans ce chapitre, on considère la simulation du modèle multi enroulements, permettant de représenter les différentes courbes du courant statorique, du courant dans les barres rotoriques, du couple et de la vitesse. La simulation est effectuée dans différentes conditions de fonctionnement : la machine à l'état sain et avec défaut. En suite, on présente une analyse détaillée des différents défauts rotoriques et statoriques. Cette analyse a pour objectif d'analyser les phénomènes observés sur les grandeurs électriques et mécaniques du moteur, tels que les oscillations du couple et de la vitesse, ainsi que la modulation de l'enveloppe du courant statorique.

## **III.2 Simulation du modèle de la machine asynchrone**

Une fois le modèle de la machine asynchrone à cage établi, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celle –ci en utilisant MATLAB 6.5 SIMILINK. Cela permet de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone dans le cas où le rotor est sain et dans le cas où le rotor est défaillant.

### **III.2.1 Résultat de simulation**

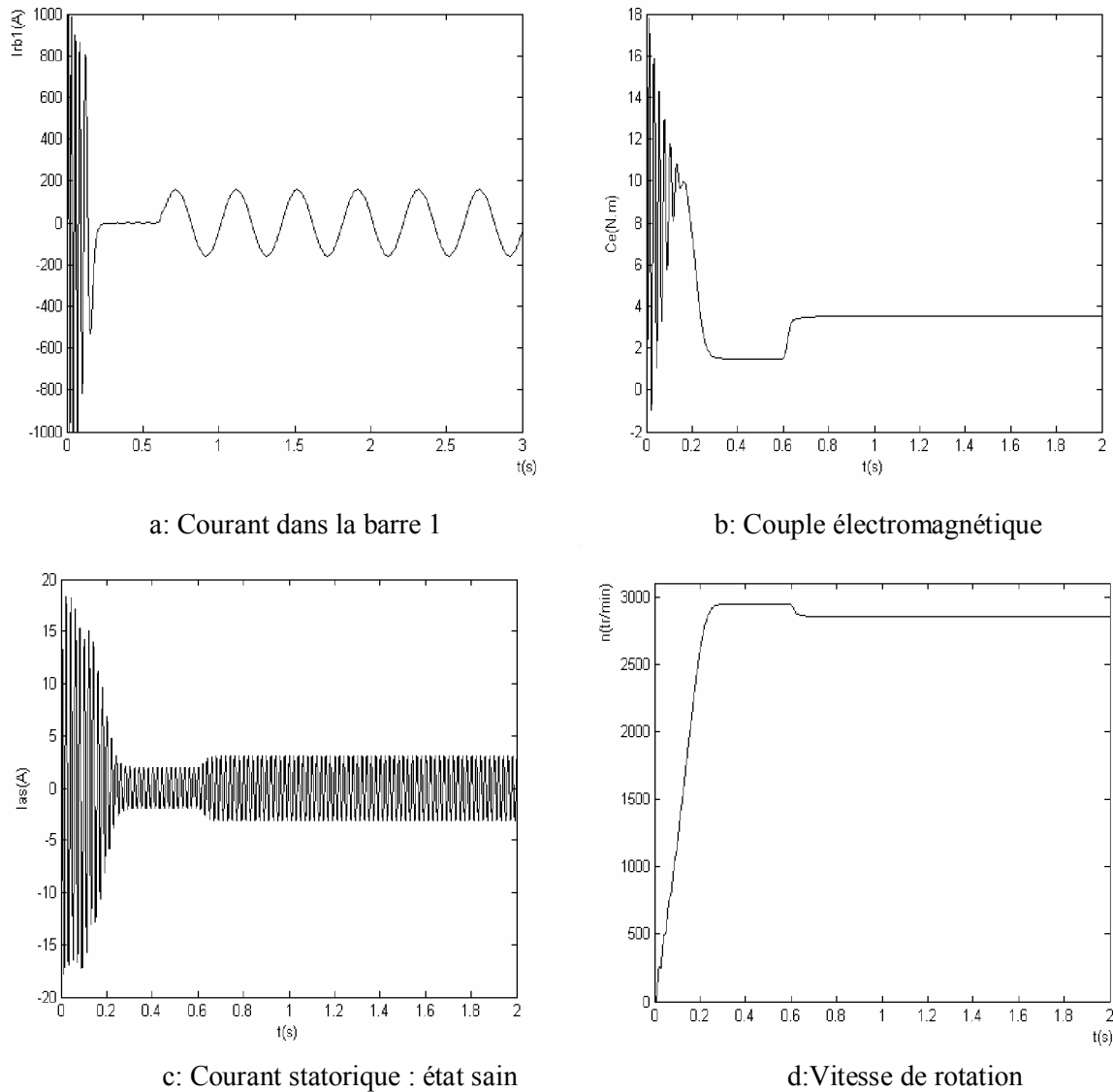
Les paramètres de la machine utilisée en simulation sont donnés en annexe1.

#### **III.2.1.1 Cas d'un modèle global multi enroulements**

##### **A. Cas d'une machine saine**

Sur la figure du courant statorique, le courant de démarrage atteint presque la valeur 5 fois le courant nominal. L'allure de la courbe de la vitesse est similaire à celle d'un système du premier ordre. Lors de l'application d'une charge la vitesse diminue.

Quant au couple électromagnétique, il est fortement pulsatoire, pendant le régime transitoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.



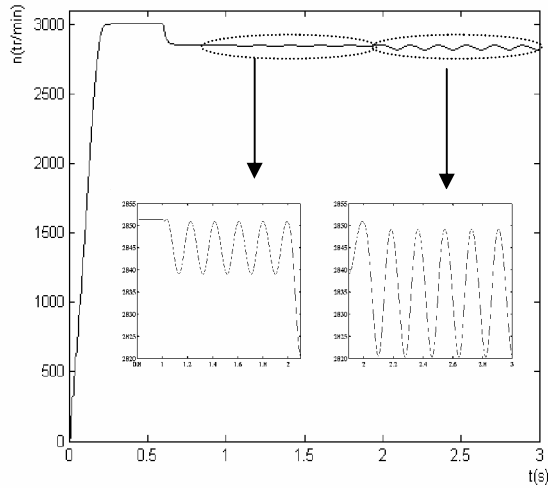
**Figure III.1 :** Simulation avec modèle global : en charge  $C_r=3.5\text{N.m}$  machine saine  
Alimentation sans onduleur

## B. Cas d'une machine avec défaut rotorique

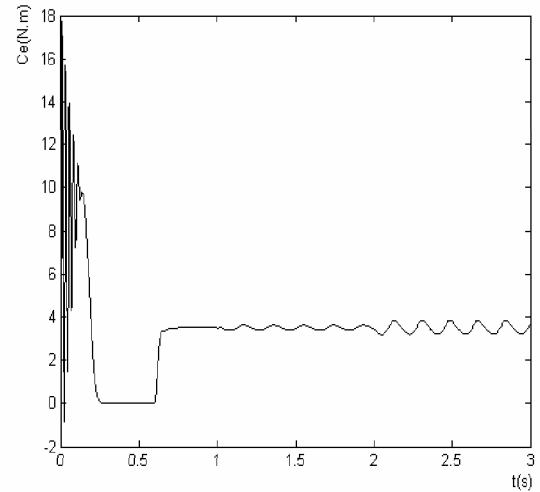
### a- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

- A l'instant  $t=0.6\text{s}$  on charge le moteur par  $C_r=3.5\text{N.m}$ . On remarque des ondulations dans les courants rotoriques. Ceci est dû à l'augmentation du glissement qui influence directement sur la fréquence des courants rotoriques ( $f_r=g.f_s$ ).

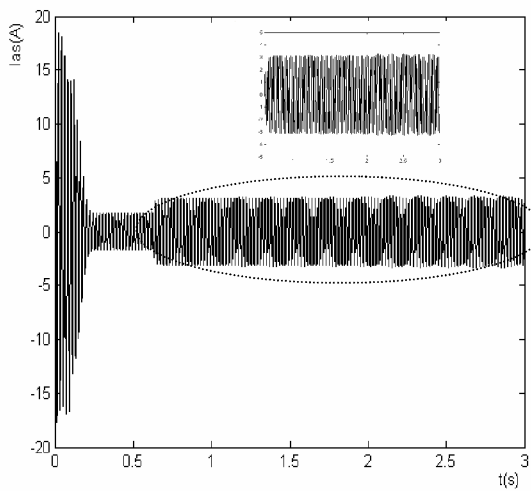
- A l'instant  $t=1\text{s}$  on simule la cassure de la barre 1. On remarque dans la figure que le courant dans cette barre diminue fortement.



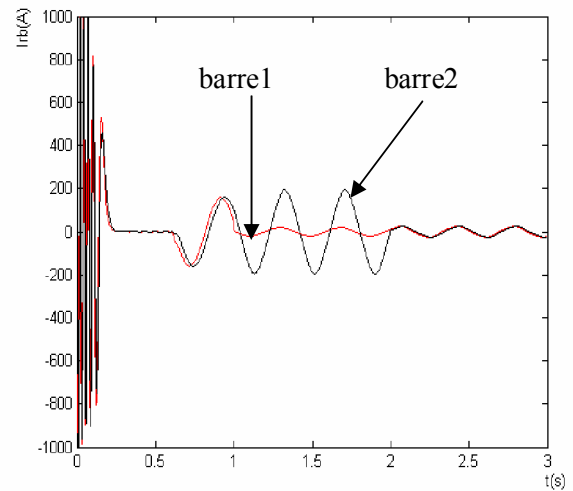
a : Vitesse de rotation



b : Couple électromagnétique



c: Courant statorique, au démarrage puis lors de rupture de barres



d: Courant dans les barres 1 et 2

**Figure III.2 :** Simulation avec le modèle global : en charge ( $C_r=3.5\text{Nm}$ ), avec rupture de deux barres adjacentes à  $t=1\text{s}$ , alimentation de la machine sans onduleur

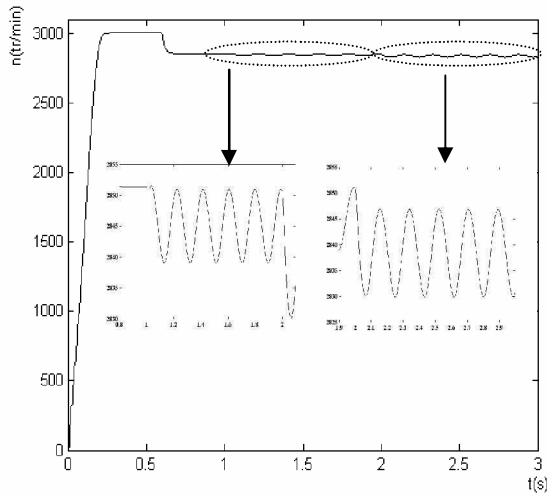
### b-Cas d'une cassure de deux barres espacées

Dans la simulation suivante, on va supposer deux défauts successifs: rupture de barres espacées:

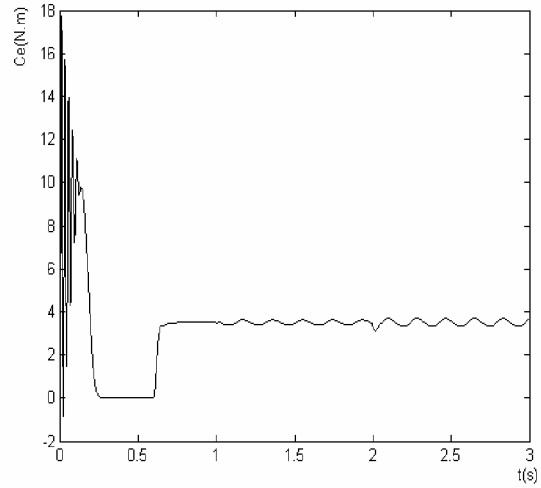
-rupture de la barre 1 à  $t=1\text{s}$ ,

-rupture de la barre 7 à  $t=2\text{s}$ .

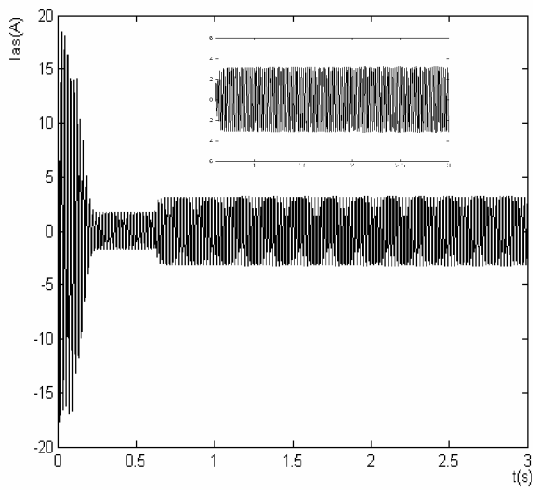
La machine était initialement saine et chargée  $C_r=3.5\text{N.m}$ .



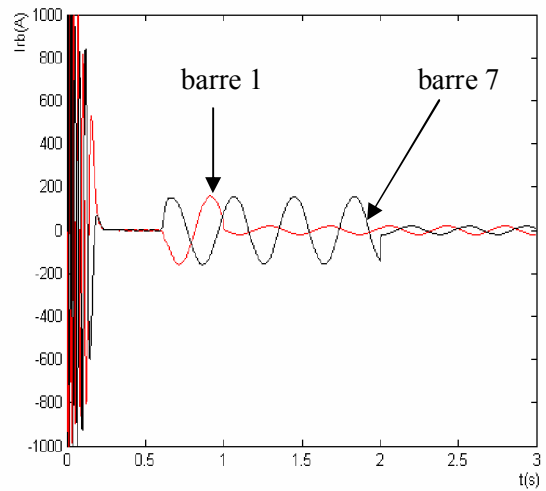
a: Vitesse de rotation



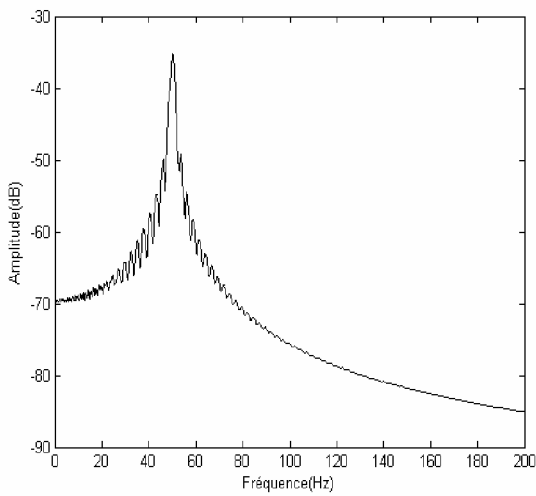
b: Couple électromagnétique



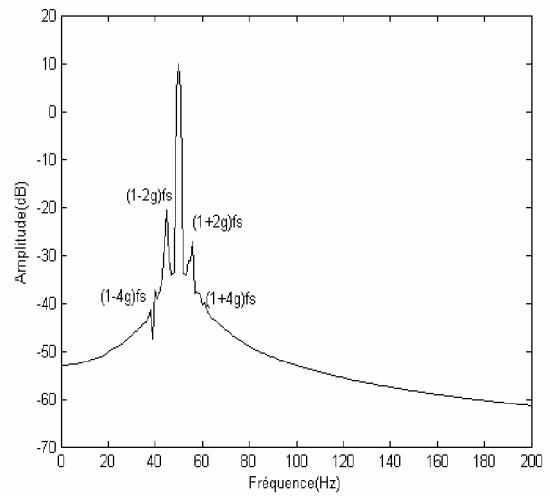
c: Courant statorique



d: Courant dans les barres 1 et 7

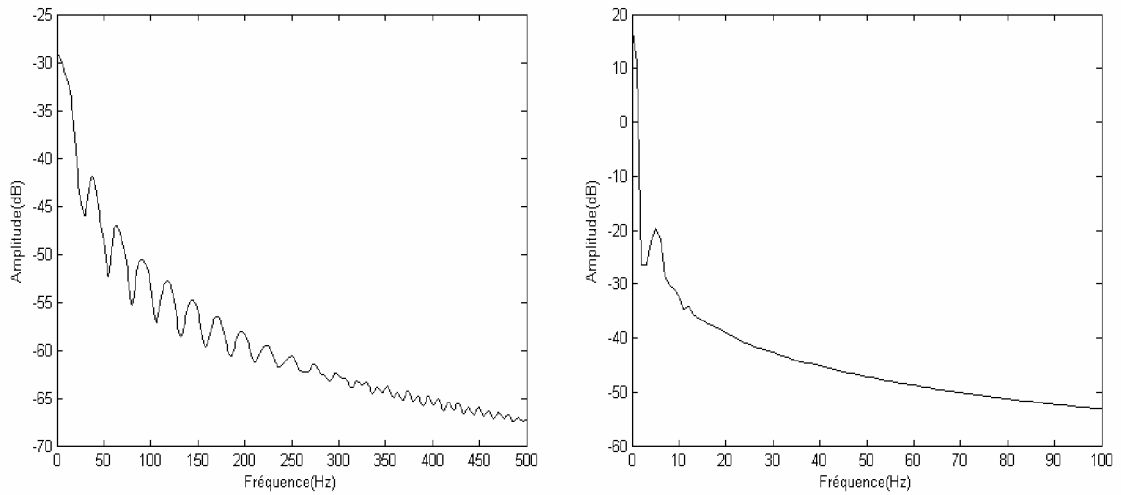


e: Spectre du Ias état sain



f: Spectre du Ias avec rupture de barre 1 puis 2 à partir de t=1s

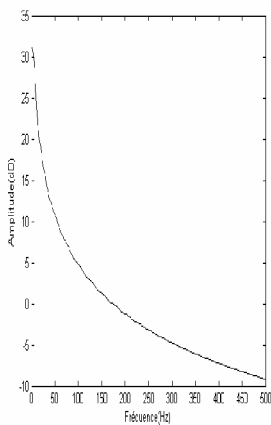




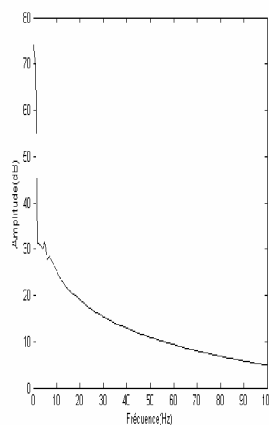
g: Spectre du couple électromagnétique

une seul barre cassée

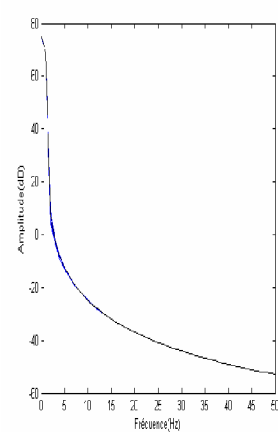
deux barres cassées



état sain



rupture de barre1



rupture de deux barres

h: Spectre de Vitesse

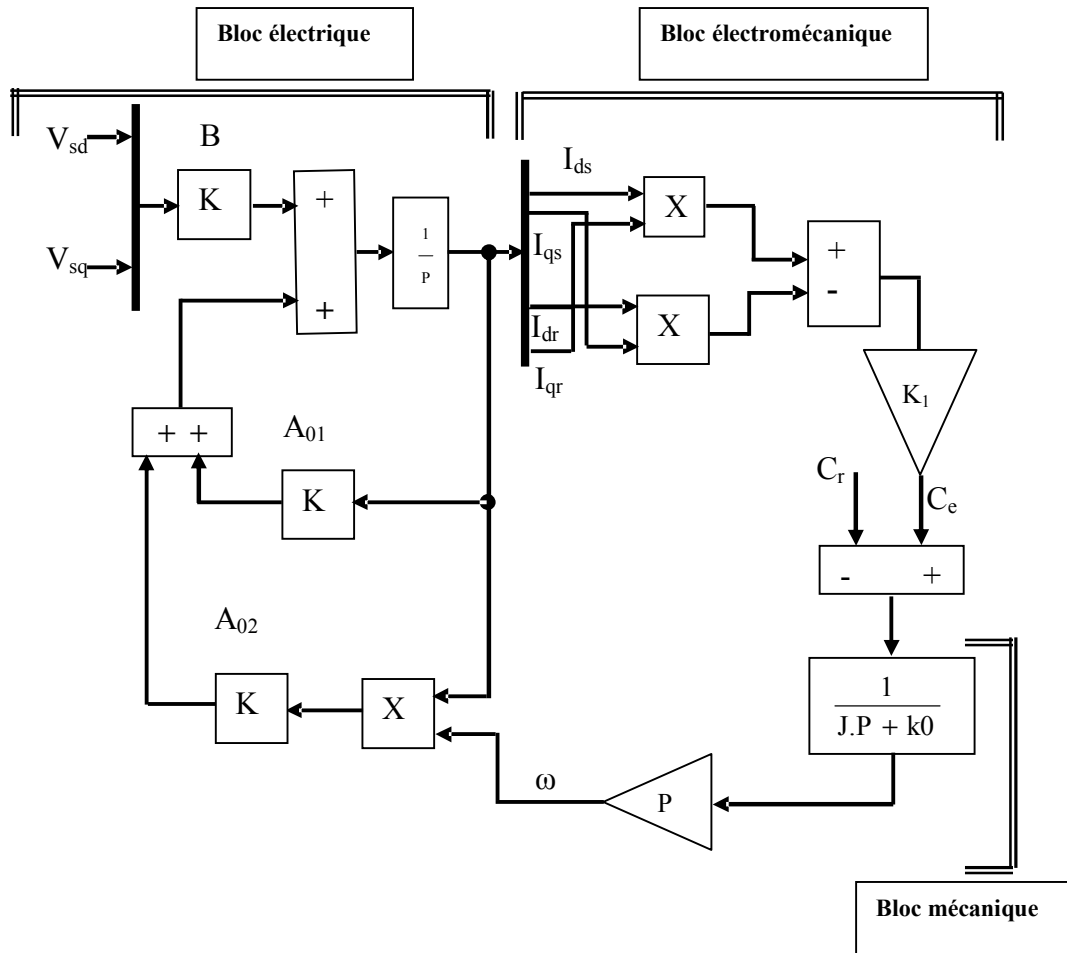
**Figure III.3 :** Simulation avec le modèle global : en charge ( $C_r=3.5Nm$ ), avec rupture de barre 1 à  $t=1s$  et à  $t=2s$  barre7 cassée (alimentation sans onduleur)

**III.2.1.2 Cas d'un modèle réduit**

Dans le schéma de simulation Figure.III.4, trois blocs différents vont apparaître :

- Un bloc "mécanique" qui traduit l'équation du mouvement expression 2-25,
- Un bloc "électrique" qui traduit l'équation expression 2-33,
- Un bloc "électromécanique" qui traduit l'équation 2-38 du couple.

Le schéma bloc utilisé pour la simulation est le suivant :



**Figure III.4 :** Schéma de simulation en SIMULINK de modèle réduit

Le modèle (2-33) de la machine multi- enroulements permet de déterminer les matrices inductances et résistance.

La matrice inductances est donnée par :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -N_r \frac{M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -N_r \frac{M_{sr}}{2} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rdq} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rdq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix}$$

Soit :  $[B] = [L]^{-1}$

La matrice A est donnée par :

$$A = A_{01} + \omega_r \times A_{02}$$

avec:

$$[A_{01}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rdd} & R_{rdq} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rqd} & R_{rqq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

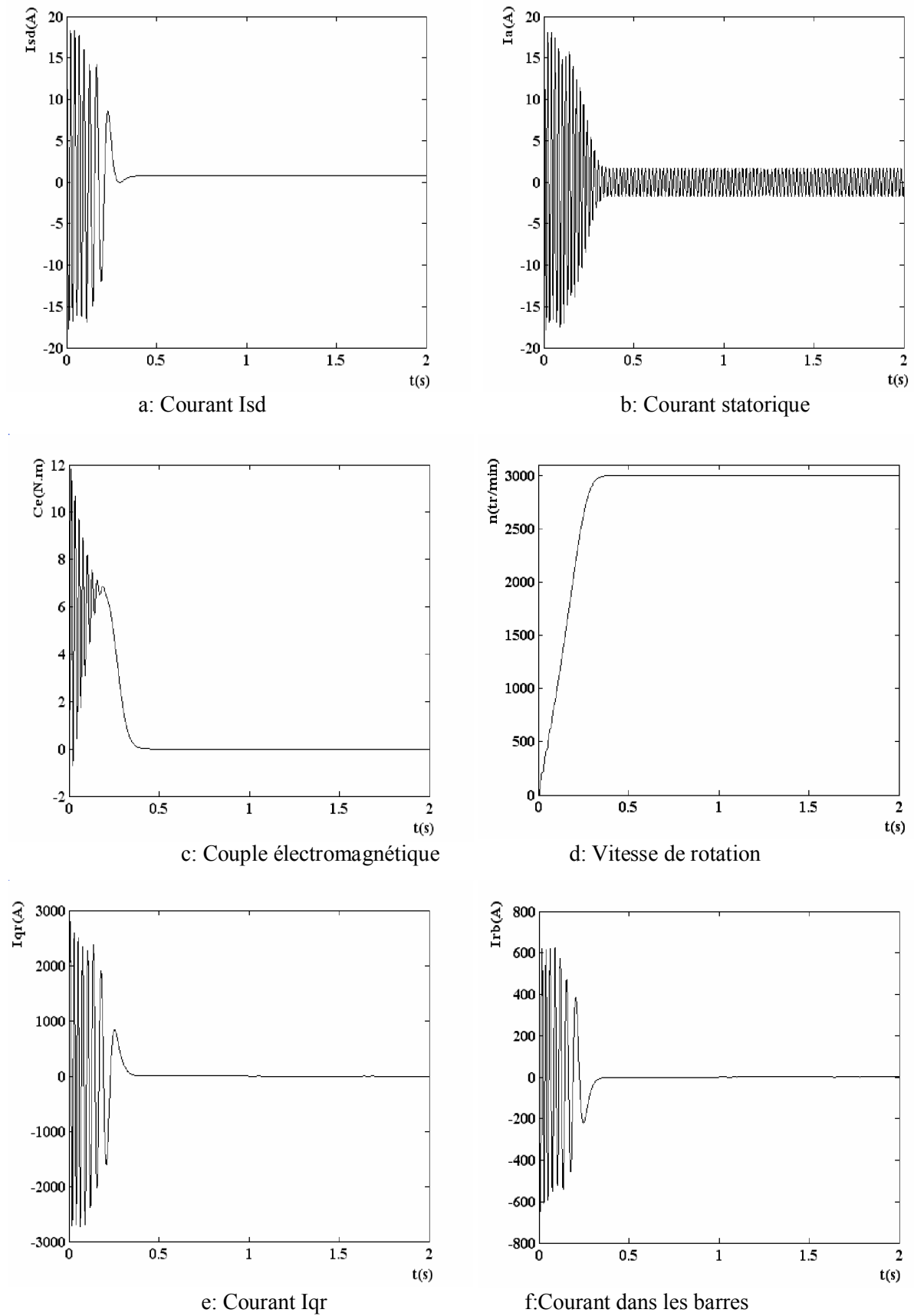
et:

$$[A_{02}] = \begin{bmatrix} 0 & -L_{sc} & 0 & N_r \frac{M_{sr}}{2} & 0 \\ L_{sc} & 0 & -N_r \frac{M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### A- Cas d'une machine fonctionnant à vide

L'essai consiste en un démarrage de la machine, à vide, sous pleine tension. On relève la vitesse, le courant de la phase.

Il est difficile de détecter le défaut quand la machine n'est pas chargée.

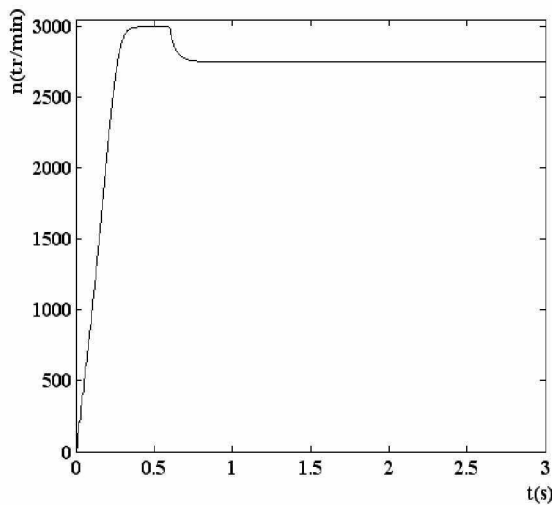


**Figure III.5** : simulation avec le modèle réduit : machine non chargée (état sain)

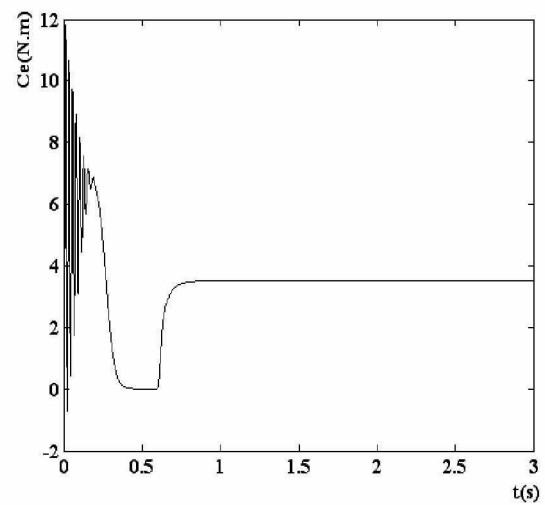
### B- Cas d'une machine saine

Pour observer le comportement du modèle simulé, un couple de 3.5 Nm est appliqué à la machine à l'instant  $t=0.6s$ . Ce couple représente le couple nominal de la machine réelle étudiée.

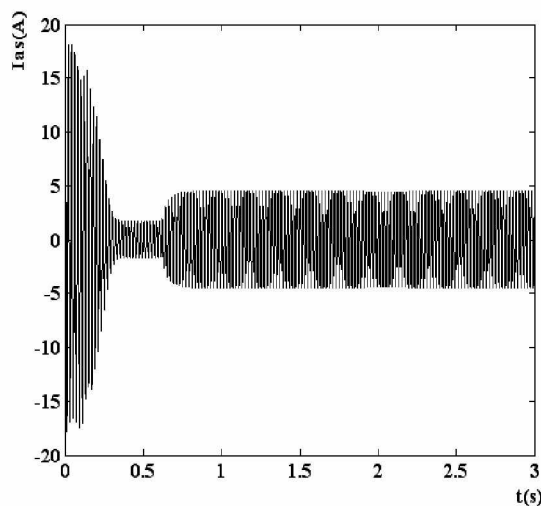
La simulation du modèle du moteur asynchrone avec un rotor sain donne, pour la vitesse, la courbe de la figure (III-6-a). Le couple électromagnétique est présenté à la figure (III-6-b) Les courants statoriques et rotoriques sont représentés sur les figures (III-6-c) (III-6-d). Toutes ces courbes correspondent bien à un fonctionnement normal d'un moteur asynchrone.



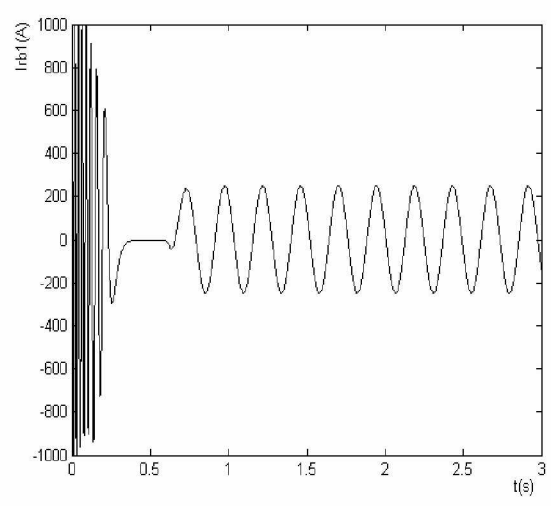
a: Vitesse de rotation à l'état sain



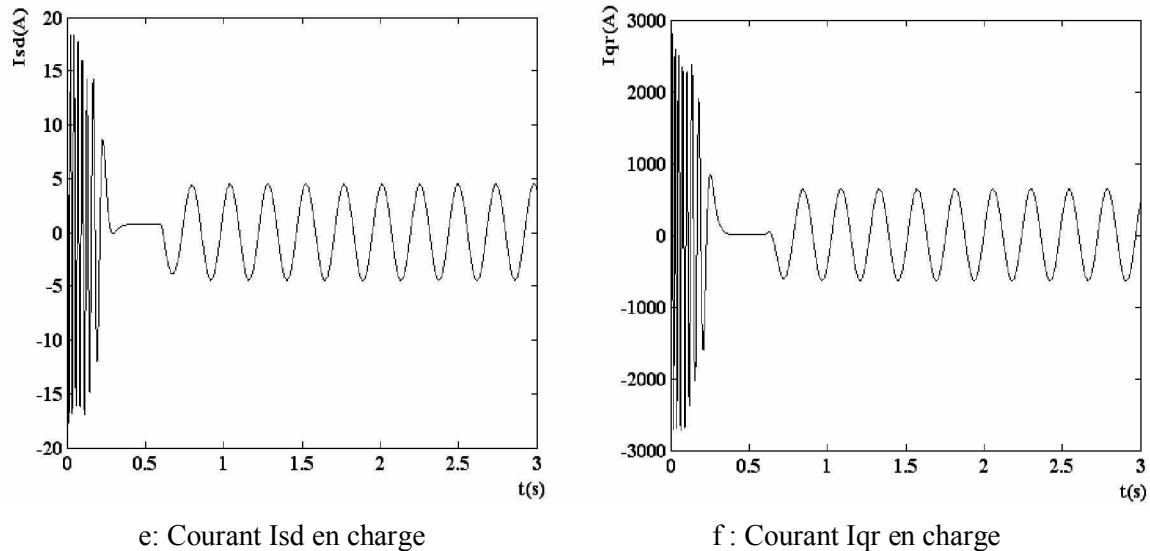
b: Couple électromagnétique



c: Courant statorique



d: Courant dans la barre 1



**Figure III. 6 :** Simulation avec modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5\text{N.m}$ )  
Alimentation sans onduleur

A l'instant  $t=0.6\text{s}$ , nous appliquons un échelon de couple résistant  $C_r=3.5\text{ N.m}$ . Les courants des barres rotoriques sont très importants. Ils peuvent atteindre  $1000\text{A}$  en régime transitoire. Les figures (III-6) montrent l'évolution du couple électromagnétique, de la vitesse et du courant statorique. Les formes des graphes montrent qu'en phase de démarrage le moteur subit un allongement du régime transitoire. A titre d'exemple, nous prenons la courbe du couple électromagnétique. Cette dernière comprend au début une série d'oscillations d'amplitude élevées qui s'amortissent au cours de l'accélération du moteur, à la fin du régime de démarrage ( $0.45\text{s}$ . Figure III-6-b). Le couple atteint sa valeur maximale, puis s'atténue pour atteindre la valeur du couple résistant.

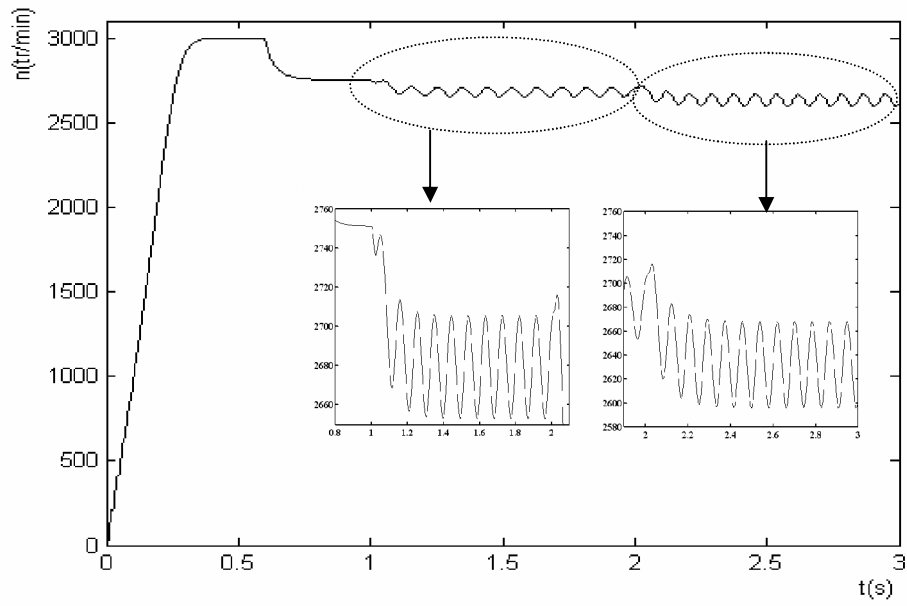
### C- Cas d'un défaut de cassure de barre

#### a- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

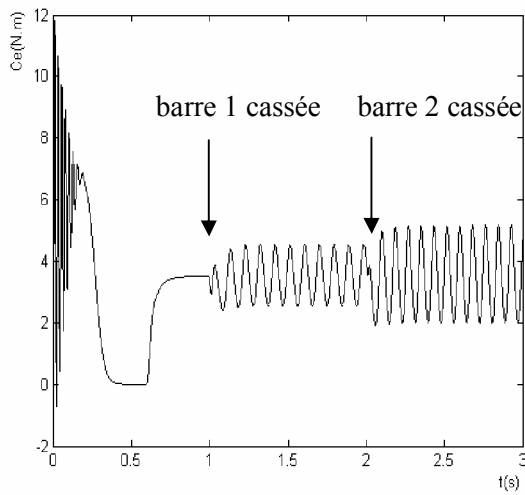
Dans la simulation suivante, on va supposer deux défauts successifs : rupture de barres adjacentes :

- rupture de la barre 1 à  $t=1\text{s}$ ,
- rupture de la barre 2 à  $t=2\text{s}$ .

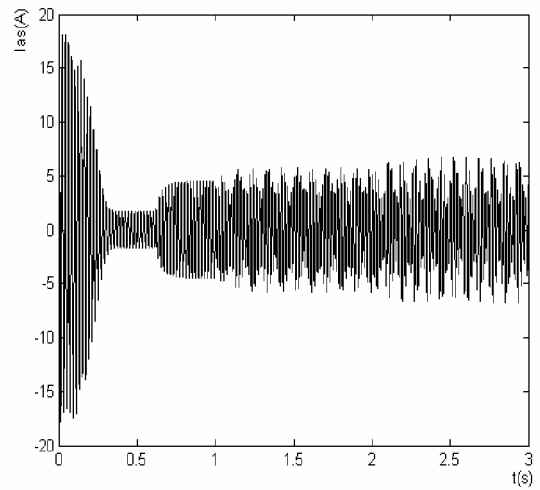
La machine était initialement saine et chargée  $C_r=3.5\text{ N.m}$



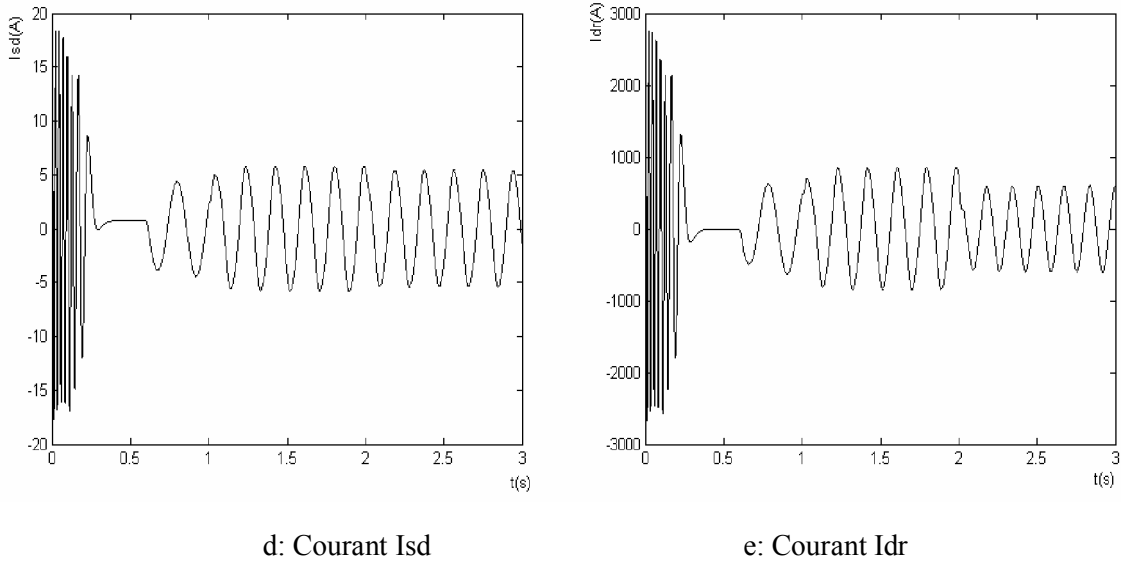
a: Vitesse de rotation



b: Couple électromagnétique



c: Courant statorique



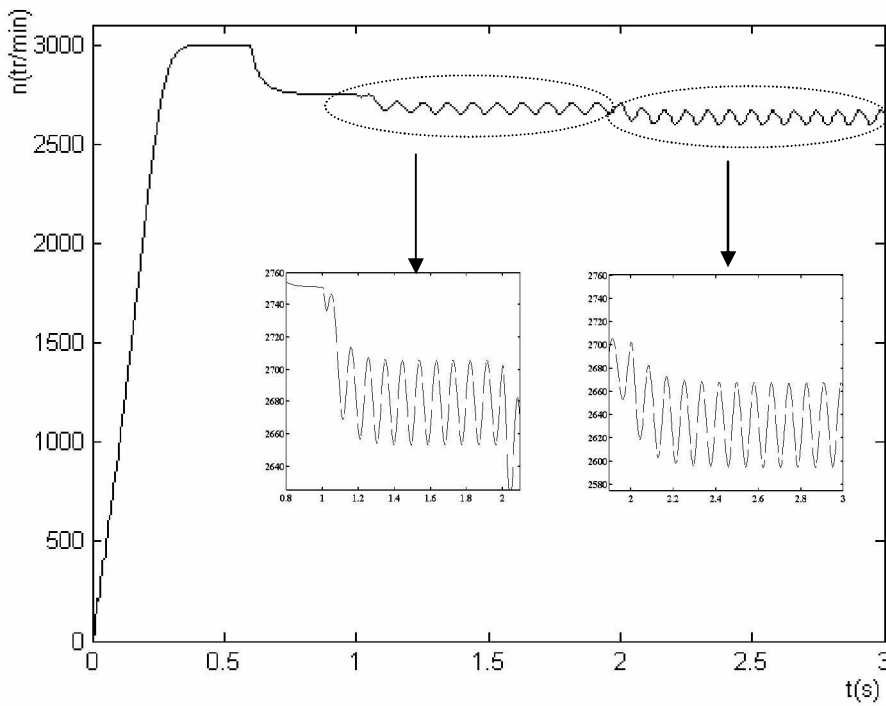
**Figure III.7 :** Simulation avec le modèle réduit : machine en charge  $C_r=3.5 \text{ N.m}$  avec rupture successive des barres '1 puis 2' à partir de  $t=1\text{s}$

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

Dans la simulation suivante, on va supposer deux défauts successifs de rupture de barres espacées:

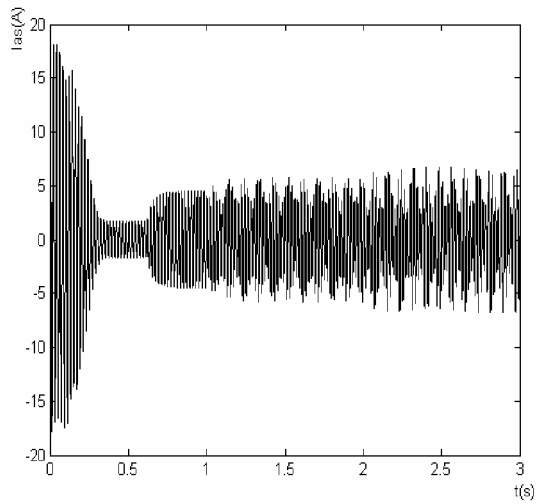
- rupture de la barre 1 à  $t=1\text{s}$ ,
- rupture de la barre 7 à  $t=2\text{s}$ .

La machine était initialement saine et chargée  $C_r=3.5\text{N.m}$ .

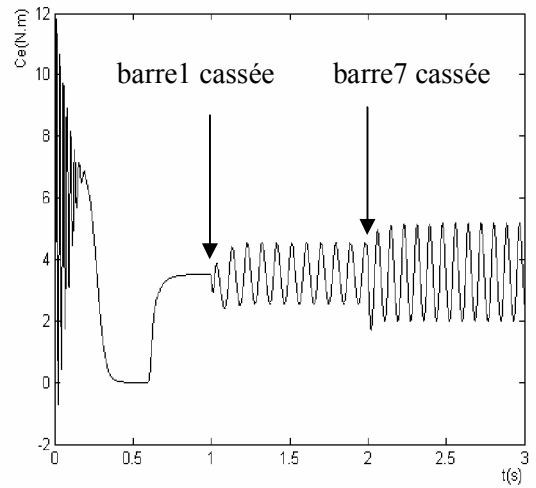


a: Vitesse de rotation

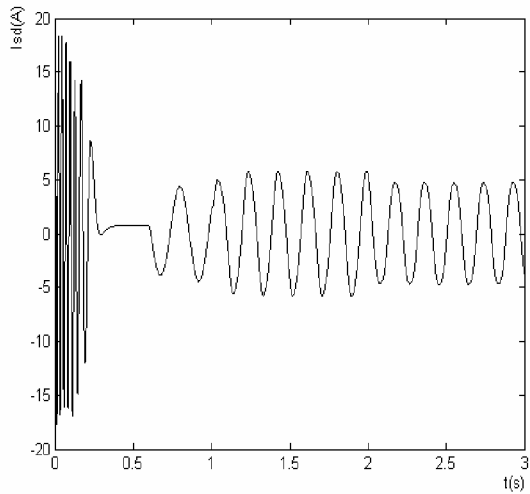
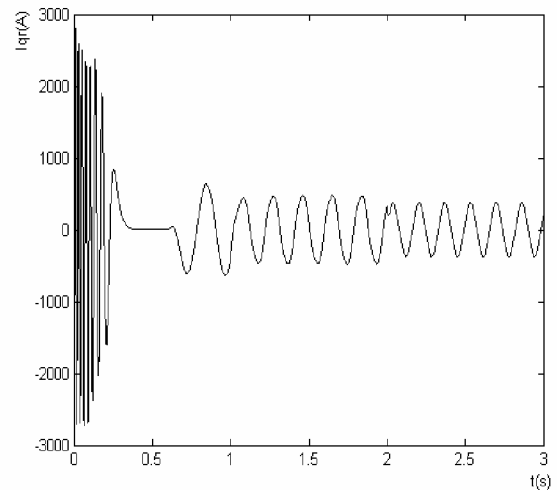




b: Courant statorique



c: Couple électromagnétique

e: Courant  $I_{sd}$ f: Courant  $I_{qr}$ 

**Figure III.8** : Simulation avec modèle réduit : machine en charge, saine puis défectueuse à partir de  $t=1s$

### III.2.1.3 Interprétation des résultats

**A.** Les défauts de rupture de barres se traduis :

- a- dans les courbes du courant statorique : par l'apparition d'une modulation d'amplitude,
- b- dans les courbes du courant rotorique : par la déformation des oscillations initialement sinusoïdales.

**B.** Pour simuler la rupture de la 1<sup>ère</sup> barre, on augmente sa résistance de 11 fois. Il s'ensuit une augmentation de la valeur efficace du courant dans les barres voisines de la barre cassée. Le phénomène est d'autant plus remarquable que les barres cassées sont espacées et que leur nombre est relativement grand.

**C.** Au moment de l'apparition du défaut, les grandeurs électriques sont caractérisées, par rapport au régime normal, par des variations brusques.

### III.3 Techniques d'analyses des défauts

Pour effectuer le diagnostic dans une installation, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de paramètres, tel que la température, le bruit, les vibrations... En s'appuyant sur leur expérience, ces symptômes ne sont que la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles d'un certain nombre de grandeurs mesurables.

L'analyse spectrale du signale, est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, en particulier les ruptures de barres au rotor, la dégradation des roulements, les excentricités, les court circuits dans les bobinages. Les méthodes d'analyse spectrale sont principalement utilisées dans les machines directement alimentées par le réseau et fonctionnant en régime permanent [ABE 02] [BOU01].

Toutes les méthodes de traitement de signal disponibles pour le diagnostic des machines tournantes peuvent être classées dans quatre groupes différents : l'analyse spectrale, l'analyse cepstrale, l'analyse temporelle, l'analyse temps -fréquence ou temps- échelle. Dans ce qui suit, on présente quelques méthodes qui sont utilisées dans le diagnostic des ruptures de barres.

### III.3.1 Analyse spectrale

L'analyse spectrale est certainement la méthode la plus naturelle pour le diagnostic des barres cassées. En règle générale, la seule grandeur intéressante accessible au stator est le courant et l'intérêt de son analyse spectrale est de pouvoir détecter et identifier l'élément défectueux en fonction de sa fréquence.

Pour obtenir le spectre en fréquence, il existe plusieurs méthodes. On distingue principalement deux approches :

- les méthodes non-paramétriques,
- les méthodes paramétriques.

#### III.3.1.1 Méthodes non- paramétriques

Pour ces méthodes, on trouve tous les estimateurs à base d'analyse de Fourier.

Les spectres basés sur l'utilisation de la transformation de Fourier sont obtenus :

- soit par le calcul direct sur des segments d'échantillons temporels, puis au moyen de la transformée de Fourier, des segments pondérés par une fenêtre d'apodisation
- soit par le calcul du spectre sur la fonction d'auto corrélation [ABE 02].

#### III.3.1.2 Méthodes paramétriques

Les méthodes d'analyse fréquentielles paramétriques sont basées sur la détermination d'un modèle représentant le signal à analyser et pour lequel les paramètres sont utilisés pour estimer le spectre de puissance. L'estimation du spectre nécessite trois étapes. La première consiste à sélectionner un type de modèle. Ensuite, on estime les paramètres du modèle retenu en utilisant les échantillons du signal. La dernière étape enfin, concerne l'estimation spectrale à partir des paramètres du modèle estimé [ABE 02] [BOU01].

### III.3.2 Analyse cepstrale

Cette méthode est utilisée en analyse vibratoire et dans le cas du diagnostic de réducteurs. Il a été prouvé qu'en calculant le cepstre, on identifie clairement la présence des raies.

### III.3.3 Méthodes de détections de fréquence connues

Ces méthodes reposent sur le principe que les défauts se caractérisent par l'apparition ou le renforcement d'une raie à une fréquence fixe ou proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

### III.3.4 Méthodes temps- fréquence et temps –échelle

#### III.3.4.1 Temps - fréquence

Les méthodes d'analyse temps – fréquence ont été développées pour l'étude des signaux non stationnaires [ABE 02]. Plus généralement, elles s'appliquent à des signaux dont le contenu fréquentiel ou les propriétés statistiques évoluent au cours du temps. Pour décrire cette évolution temporelle, il faut réaliser une analyse spectrale évolutive, d'où les méthodes temps fréquence. Parmi les techniques de l'analyse temps fréquence, la transformation de Wigner – Ville permet des diagnostics précis. Cette transformation est une fonction réelle qui définit une distribution d'énergie dans le plan temps- fréquence. Elle peut être interprétée comme une densité spectrale instantanée [BOU01].

Cependant, cette analogie est tempérée par l'existence de valeurs négatives qui en rendent l'interprétation délicate. Des procédures de lissage (fréquentiel et temporel) par fenêtrage permettent de réduire les interférences entre les différentes composantes fréquentielles du signal. La représentation temps fréquence a permis ainsi de mettre en évidence la modulation de fréquence linéaire en fonction du temps. Le temps de calcul d'une représentation temps-fréquence peut être prohibitif. De plus l'inter présentation d'une image est souvent difficile.

#### III.3.4.2 Temps- échelle

Ce mode de représentation est utilisé pour détecter des phénomènes qui se déroulent sur des échelles de fréquence différentes rencontrés dans un signal. La transformation en ondelette a été formalisée par Grossman et Morle.

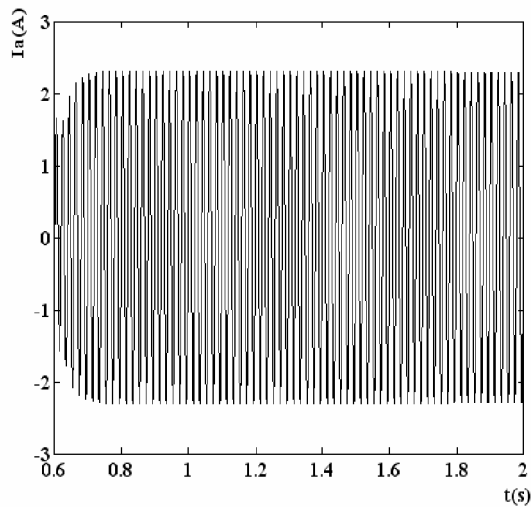
### III.3.2 Application de l'analyse spectrale

Il existe de nombreux types de fenêtres qui privilégient des aspects particuliers par rapport aux autres. Il convient donc de choisir la fenêtre adéquate pour le signal en fonction du problème particulier que l'on doit résoudre.

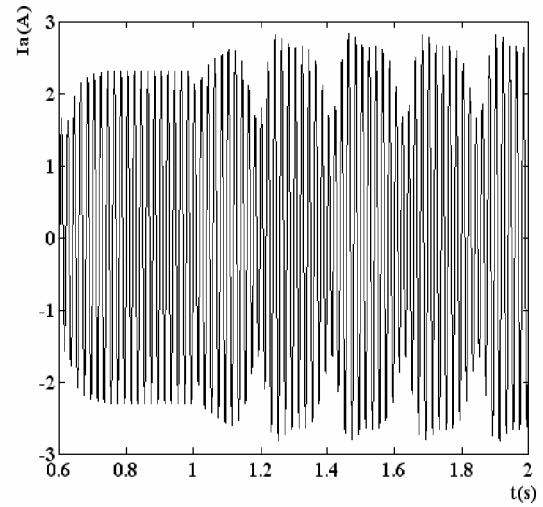
Cette caractéristique porte essentiellement sur trois points :

- la largeur et la hauteur du lobe principal,
- la hauteur du premier lobe secondaire,
- l'atténuation des lobes secondaires,

On utilise la fenêtre de hanning.



**Figure III.9.1 :** Courant statorique état sain

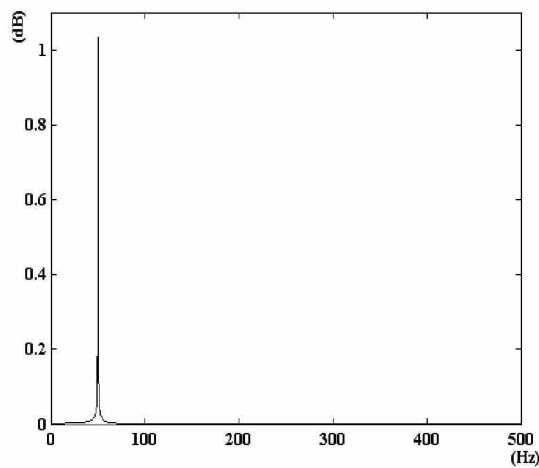


**Figure III.9.2:** Courant statorique avec une barre cassée

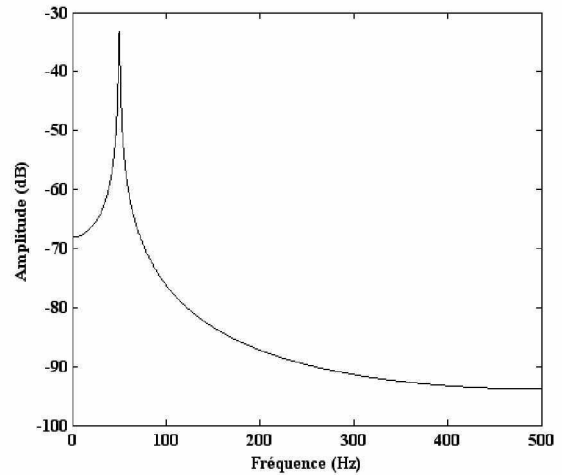
Lors de la rupture de barre, il est difficile d'analyser directement le courant statorique. Ce dernier ne présente en effet qu'une faible modulation (figure III.9.2).

L'analyse par FFT permet de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre du signal.

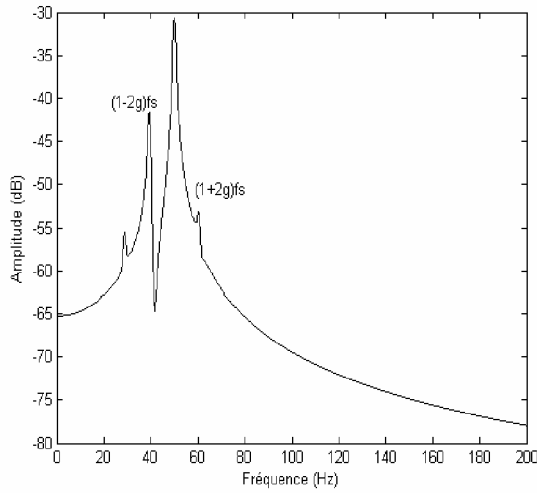
Nous présentons les résultats de simulation de l'analyse du courant statorique par FFT en régime permanent en charge.



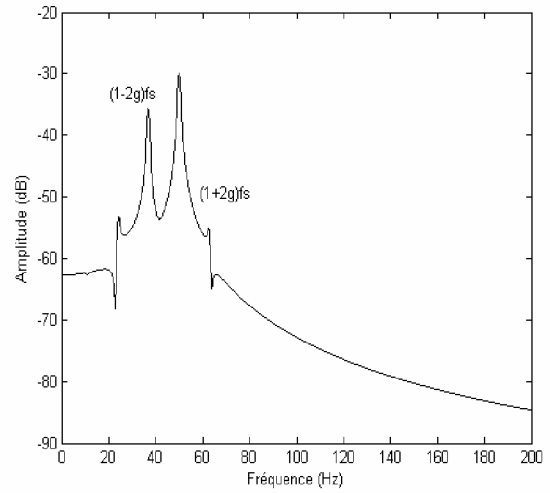
**Figure III.9.3.** Spectre linéaire du courant (machine saine)



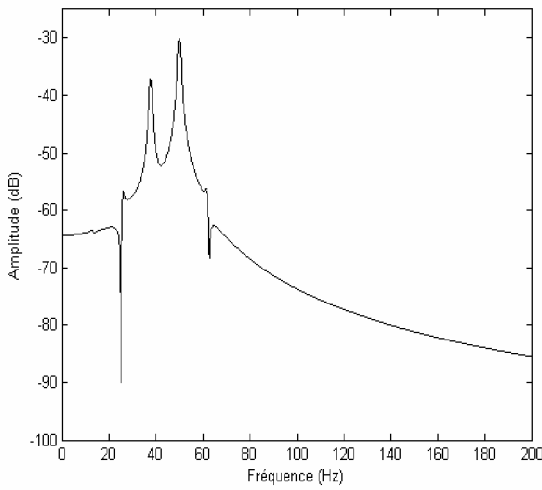
**Figure III.9.4.** Spectre du courant statorique (machine saine)



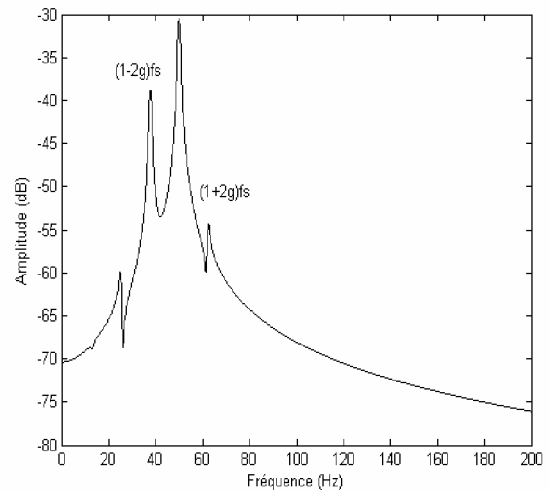
**Figure III.9.5:** Moteur en charge ( $C_r=3.5N.m$ ), avec une barre cassée "1"  $R=11xR_b$



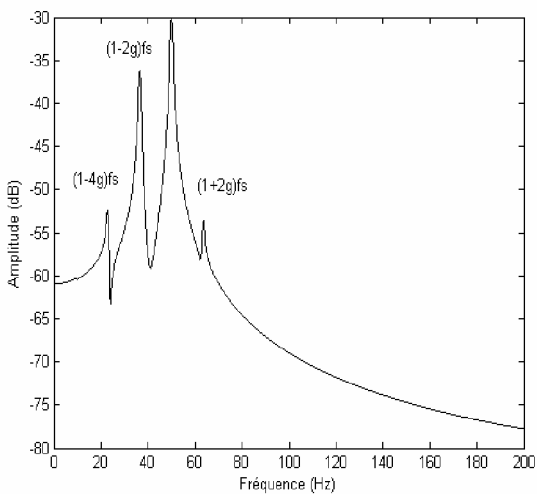
**Figure III.9.6 :** Moteur en charge ( $C_r=3.5N.m$ ) avec une barres cassée "1"  $R=30xR_b$



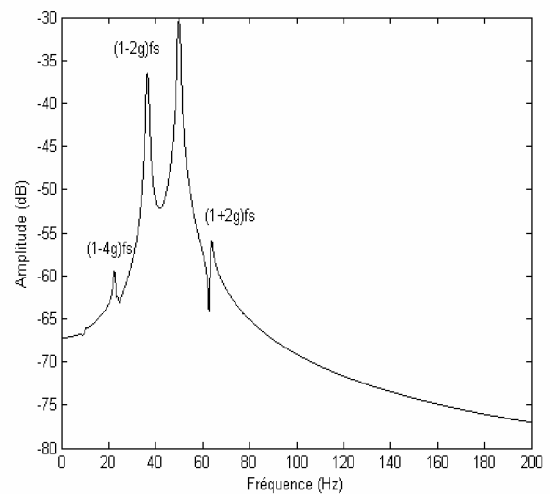
**Figure III.9.7:** Moteur en charge ( $C_r=3.5N.m$ ), avec deux barres espacées cassées "1-7"  $R=11xR_b$



**Figure III.9.8 :** Moteur en charge ( $C_r=3.5N.m$ ) deux barres adjacents cassées "1-2"  $R=11xR_b$



**Figure III.9. 9 :** Moteur en charge ( $C_r=3.5N.m$ ) avec trois barres cassées "1 et 4 et 7"  $R=11xR_b$

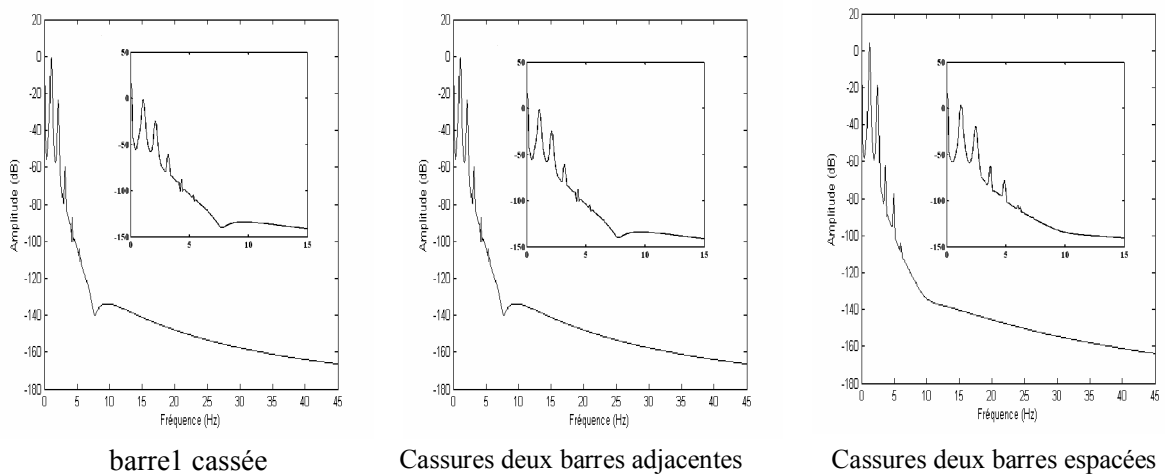


**Figure III.9.10 :** Moteur en charge ( $C_r=3.5N.m$ ) avec trois barres adjacents cassées "1 et 2 et 3 "  $R=11xR_b$

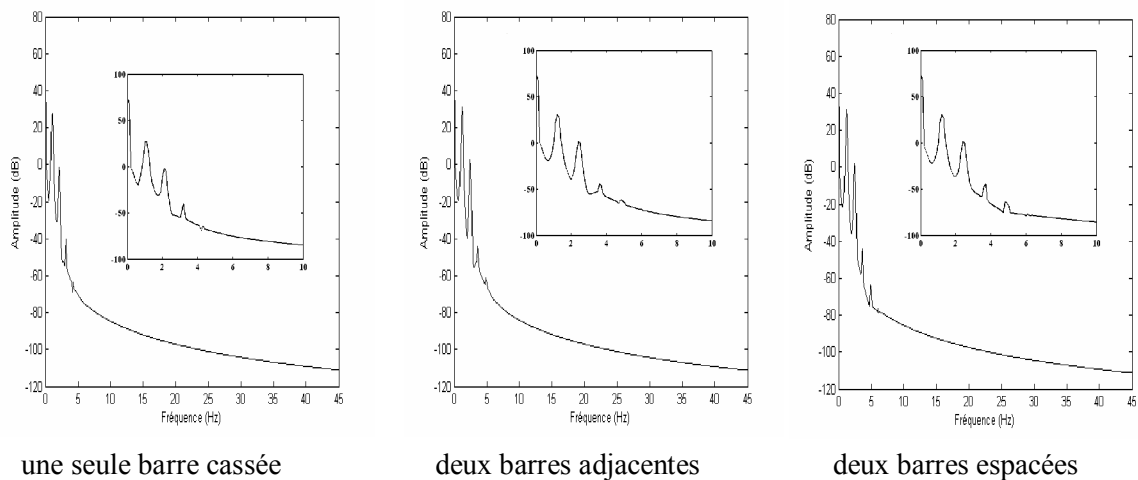
Les figures (III-9.3 à III-9-10) présentent le spectre de fréquence du courant autour de 50Hz. Ce qu'on peut observer sur le spectre du signal dépend de la résolution donnée par le nombre de points. La tranche d'acquisition comprend 10000 points. La résolution fréquentielle obtenue  $\pm 2g \cdot f_s = 3.4\text{Hz}$ , ce qui implique que:  $\Delta f = \frac{F_e}{N} = 0.1\text{Hz}$  lors de la simulation du moteur sain, ne montre aucune raie latérale.

Lorsqu'une barre est rompue, on remarque l'apparition de raies latérales (Figure III-9-5). On voit bien que l'amplitude augmente avec l'augmentation du nombre des barres cassées.

Les figures (III-10) et (III-11), montrent le spectre du couple et la vitesse pour l'état sain et pour différentes barres cassées, le couple et la vitesse dépendent du comportement du dispositif mécanique constitué du moteur.



**Figure III-10 : Couple électromagnétique**



**Figure III-11 : Spectre de vitesse**

Le tableau (figure III.12) met en évidence l'influence du nombre de barres cassées sur le spectre de courant statorique.

La remarque essentielle est la variation de l'amplitude de raies, cela qui leur augmentation proportionné au nombre de barres cassées et l'intervalle entre barres.

L'état du moteur	(1-2g) $f_s$	(1+2g) $f_s$	(1-4g) $f_s$	(1+4g) $f_s$
1 barre cassée	-53.84	-59.60	-62.18	-65.18
2 barre adjacentes	-57.264	-59.62	-66.985	-65.30
2 barre espacées	-43.217	-51.10	-52.29	-57.25
3 barre adjacentes	-50.79	-58.44	-65.07	-64.89
3 barre espacées	-55.27	-60.14	-69.03	-66.24

**Tableau III.12 :** L'amplitude des composantes  $(1 \pm 2g) f_s$  et  $(1 \pm 4g) f_s$  pour différents nombres de barres cassées

### III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié à l'aide du modèle multi enroulements les défauts dans la cage rotorique. Les simulations nous ont permis de constater les effets de cassure de barre sur le comportement de la machine. Ces défauts ont des effets similaires et engendrent ce qui suit :

- des oscillations sur le couple et la vitesse,
- l'apparition des harmoniques dans les courants statoriques,
- la diminution de la vitesse moyenne.

On remarque aussi que le temps du régime transitoire augmente avec la sévérité du défaut de barres, les résultats de simulation de ces deux modèles sont comparables, mais pour le modèle global il demande un temps de calcul important égal à 38.078s, mais pour le modèle réduit le temps de calcul ne dépasse pas 10.094s. Ainsi, pour la commande, nous avons présenté les différentes techniques de traitement de signal utilisées pour la détection des défauts. Pour les ruptures de barres, parmi toutes ces méthodes nous avons appliqué l'analyse spectrale par une FFT qui a permis de déterminer la composition fréquentielle du courant statorique et de trouver les raies associées aux défauts. Les amplitudes des harmoniques  $(1 \pm 2g)f_s$ , associés au défaut, augmentent avec le nombre de barres cassées. Pour le quatrième chapitre on doit appliquer la commande vectorielle.

Pour valider nos programmes de simulation, nous avons comparé nos résultats à ceux d'autres auteurs [BAG 99] et [ABE 02] et [ABE 99]. Ils sont, en bonne concordance.



## IV.1 Introduction

De nos jours, les machines asynchrones sont présentes dans la plupart des applications industrielles pour lesquelles la sûreté et la disponibilité du système est primordiale. La traction électrique ferroviaire constitue un bon exemple : la machine est commandée et fonctionne à vitesse variable. Avec les contraintes de fonctionnement que cela suppose, les machines qui ne sont pas construites afin de fonctionner dans ces conditions s'usent rapidement. Il est donc important de pouvoir rechercher des signes de fatigue et de pannes en les surveillant en ligne [BAG 99].

La première publication internationale relative à cette commande appliquée aux machines à induction a été celle de [Blaschke] en 1971. Le principe de cette commande consiste à orienter le flux rotorique vers une direction déterminée [BAG 99] [EDO 00].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation ainsi que la régulation adoptées en vue de la commande vectorielle de la machine. Nous considérons ensuite le cas où un défaut surviendrait à la machine. Nous verrons alors l'effet de rupture des barres sur les consignes de commande [ABE 02].

## IV.2 Commande vectoriel classique

La commande vectorielle est la plus ancienne méthode utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone. La simplicité de mise en œuvre de cette méthode la fait préférer aux systèmes ne nécessitant pas de fonctionnement à très basses vitesses et fort couple ou exigeant des performances élevées.

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique [BAG 99] [ABE 02].

### IV.2.1 Modèle de la machine asynchrone en vue de la commande

Nous présentons le modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire ainsi qu'en régime permanent. Nous verrons par la suite d'autres variantes de contrôle vectoriel, ainsi qu'un modèle qui permet de tenir compte des défaillances au rotor (rupture de barres) [BUC 01] [ABE 02] [BAG 02].

Il apparaît clairement que les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations.

Ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (4-1)$$

Dans le repère de Park, les flux de la machine sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_{sc} \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_{sc} \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \Phi_{dr} = M \cdot I_{ds} + L_{rc} \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qr} = M \cdot I_{qs} + L_{rc} \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (4-2)$$

En tenant compte de ces équations, la puissance mécanique  $P_m$  peut s'écrire :

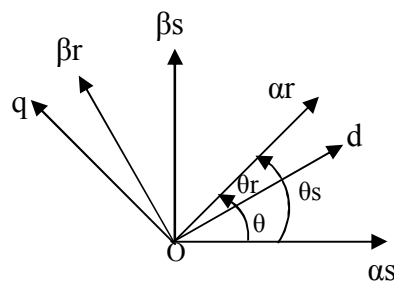
$$P_m = \frac{3}{2} (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) \quad (4-3)$$

avec  $\frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) = \frac{d\theta}{dt} = p \cdot \Omega$

Or la puissance mécanique est aussi égale à  $C_e \cdot \Omega$ . On en tire l'expression du couple :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (4-4)$$

Diverses manipulations de l'équation (4-4), procédant d'un choix d'élimination de certaines variables des équations des flux (4-2), conduisent à l'établissement d'autres expressions du couple qui seront des points de départ dans la recherche d'une stratégie de sa commande.



**Figure IV.1 :** Position du système d'axes (d, q)

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes d, q qui dépendent des objectifs de l'application :

- axes tournant à la vitesse du rotor ( $\theta_r=0$ ) : étude des grandeurs statoriques,
- axes liés au stator ( $\theta_s=0$ ) : étude des grandeurs rotoriques,
- axes liés au champ tournant : étude de la commande.

C'est cette dernière solution qui fait correspondre aux grandeurs continues des grandeurs sinusoïdales du régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du repère par rapport aux axes des flux.

Dans un référentiel lié au champ tournant, on écrit :

$\omega_s = \dot{\theta}_s$ . Nous appelons  $\omega_s$  la pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdal).

De même, nous notons :

$\omega_r = \dot{\theta}_r$  : la pulsation rotorique,

$\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p.\Omega$  : la pulsation mécanique.

Les équations de la machine s'écrivent alors dans ce référentiel comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (4-5)$$

#### IV.2.2 Commande vectorielle à flux rotorique orienté

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. Le repère de référence (d, q) est lié au flux rotorique de sorte que le vecteur flux rotorique soit selon l'axe d. Les deux composantes du courant statorique  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  vont être les variables d'entrée d'une commande découplée du flux et du couple [BAG 99] [CAN 00.2] [ABE 02].

Les équations de Park. (4-5), munies de la contrainte  $\Phi_{qr}=0$ , débouchent donc sur les propriétés enchaînées de la manière suivante :

- l'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que  $\Phi_{dr} = \Phi_r$ ,
- la composante  $I_{dr}$  du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

En effet, on a :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r = \text{cste} \text{ et } \Phi_{qr} = 0 \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \end{cases} \Rightarrow R_r \cdot I_{dr} = 0 \Rightarrow I_{dr} = 0 \text{ puisque } R_r \neq 0$$

- l'évolution du couple suit celle de  $I_{qr}$  qui peut alors être contrôlé par  $I_{qs}$ . En effet, on a :

$$\Phi_{qr} = M \cdot I_{qs} + L_{rc} \cdot I_{qr} = 0 \Rightarrow I_{qr} = -\frac{M}{L_{rc}} I_{qs}$$

Ceci conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} \quad (4-6)$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuites rotoriques et statoriques et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

Les équations des machines dans un référentiel lié au champ tournant, deviennent

[EDO 00] [ABE 02] :

$$\Phi_r = \Phi_{dr}$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_{rc}} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \sigma \cdot L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r + \omega_s \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} \end{cases} \quad (4-7)$$

$$\Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = M \cdot I_{ds}$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} &= (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r + \omega_s \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} \end{aligned} \quad (4-8)$$

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + P T_r} I_{ds}$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs}$$

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte :

Dans la commande indirecte, l'angle de Park  $\theta_s$  est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique  $\omega_r$ . En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation du flux. Celui-ci est imposé dans ce cas par  $I_{ds}$ . De plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation (4-9). Dans la version boucle fermée, cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas on tient compte de la constante de temps rotorique  $T_r$ .

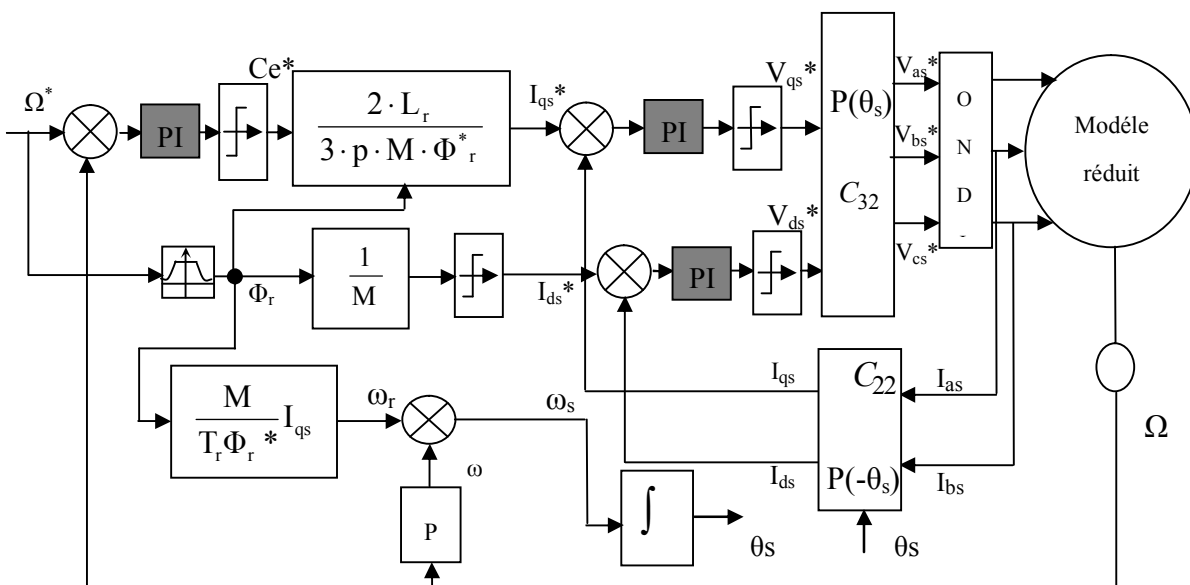
**IV.2.2.1 Commande vectorielle indirecte**

Le principe de la méthode du flux orienté consiste à maintenir le flux dans une direction bien définie et cela quel que soit le régime dynamique.

Dans ce type de commande, l'angle  $\theta_s$ , utilisé pour la transformation directe et inverse, est calculé à partir de la formule suivante [BAG 99] [ABE 02] :

$$\theta_s = \int \left( p \cdot \Omega + \frac{I_{qs}^*}{T_r I_{ds}^*} \right) dt \quad \text{ou} \quad I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \tag{4-9}$$

Le schéma complet du régulateur de vitesse est donné sur la figure suivante :



**Figure IV.2 :** Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

\* : référence

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants  $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ , le bloc de calcul de  $\theta_s$  et les transformations directe et inverse. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$ . Les composantes  $I_{ds}^*$  et  $I_{qs}^*$  sont calculées.  $I_{qs}^*$  est comparé à la valeur  $I_{qs}$  issue de la mesure des courants réels. L'erreur entre ces valeurs sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence  $V_{qs}^*$ . En parallèle, les sorties des régulateurs  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  sont alors transformées en grandeurs statoriques à l'aide d'une rotation d'angle  $\theta_s$ . Ce dernier, qui représente l'orientation du repère lié au champ tournant, est donné par  $\omega_s \left( \theta_s = \int \omega_s dt + \theta_0 \right)$ . L'intégration de la pulsation statorique est obtenue par la relation :

$$\omega_s = \omega_r + p\Omega.$$

On peut alors calculer les composantes triphasées des tensions après transformation de Clarke. Les tensions sont alors reconstituées par un onduleur commandé par une *MLI*.

Les courants  $I_{\alpha s}$  et  $I_{\beta s}$  sont mesurés, puis transformés à l'aide des transformations inverses, ce qui donne  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  qu'on utilise pour la régulation des courants.

### A- Régulation

La commande vectorielle, utilisée dans cette partie, est une commande indirecte par orientation du flux rotorique.

Par rapport au schéma introduit au paragraphe précédent (fig. IV.2), il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

### B- Découplage

Les équations statoriques comprennent en effet des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. En supposant que le flux rotorique varie très lentement, les équations s'écrivent [BAG 99] [BUC 01] [ABE 02]:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} &= (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} I_{ds} \end{aligned} \quad (4-10)$$

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + PT_r} I_{ds}$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs}$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma suivant :

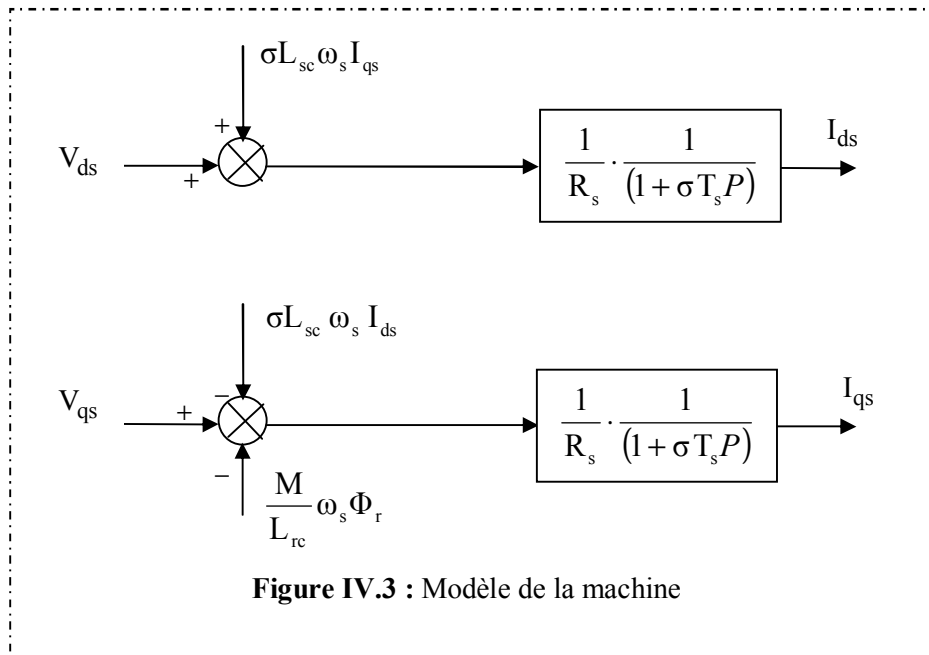


Figure IV.3 : Modèle de la machine

Les termes  $\omega_s \sigma L_{sc} I_{qs}$ ,  $\omega_s \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r$  et  $\omega_s \sigma L_{sc} I_{ds}$  correspondent aux termes de découplage entre les axes d, q.

Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de la décomposition de la tension (schéma IV.4)

Dans les premières équations, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$V_{ds} = V'_{ds} + e_d$$

avec  $e_d = -\sigma \omega_s L_{sc} I_{qs}$   $\frac{I_{ds}}{V'_{ds}} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \sigma T_s P}$

La perturbation  $e_d$  est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci dessus.

On peut considérer de manière analogue la deuxième expression et définir :

$$V_{qs} = V'_{qs} + e_q$$

avec  $V'_{qs} = (R_s + P\sigma L_{sc})I_{qs}$  et  $e_q = \omega_s \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r + \omega_s \sigma L_{sc} I_{ds}$

De la même façon, le terme  $e_q$  est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_{qs}}{V'_{qs}} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \sigma T_s P}$$

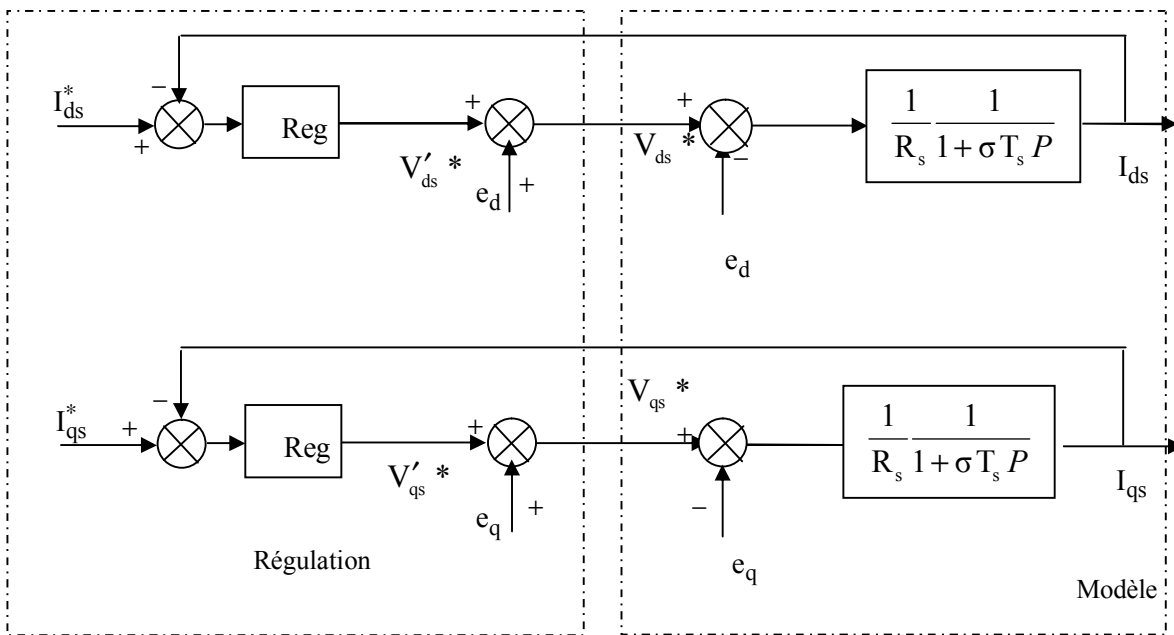


Figure IV.4 : Découplage par addition des termes de compensation

On obtient alors le schéma bloc simple et identique pour les deux axes :

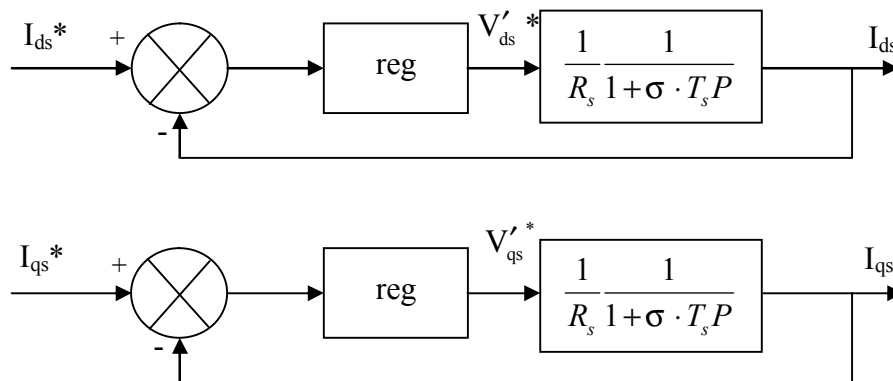


Figure IV.5 : Commande découplée



### C- Régulation des courants

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de réguler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus.

Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes, outre l'avantage d'être simples, elles sont faciles à mettre oeuvre et à implanter.

Nous utilisons les paramètres de la machine (Annexe 1) pour le calcul des coefficients des régulateurs [BAG 99] [CAN00.1] [BUC 01].

Le schéma bloc devient :

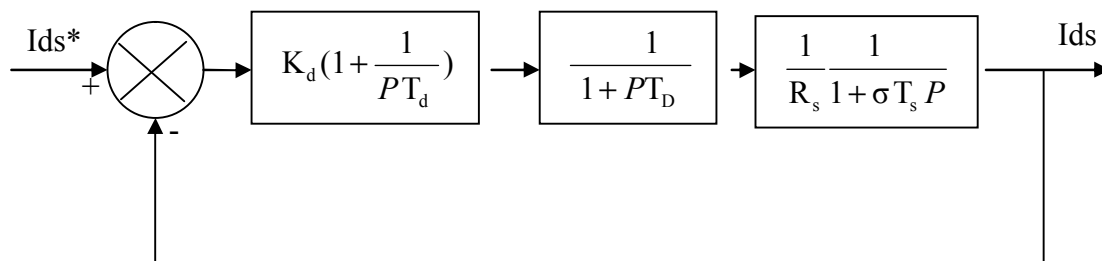


Figure IV.6 : Boucle de régulation du courant Ids

On trouve la même boucle de régulation pour le courant  $I_{qs}$ . La fonction de transfert en boucle ouverte (b.o) est :

$$G_{bo}(P) = K_d \left(1 + \frac{1}{PT_d}\right) \cdot \frac{1}{1 + PT_D} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma T_s P} \quad (4-11)$$

En développant  $G_{bo}(P)$ , il vient:

$$G_{bo}(P) = \frac{K_d}{R_s} \frac{1}{P \sigma T_s (1 + T_D P)} \quad \text{avec} \quad T_d = \sigma T_s \quad (4-12)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (b.f) est :

$$G_{bf}(P) = \frac{G_{bo}}{1 + G_{bo}} = \frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_D} \frac{1}{P^2 + 2 \frac{1}{2T_D} P + \frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_D}} \quad (4-13)$$

La fonction de transfert  $G_{bf}$  est de la forme standard :

$$\frac{\omega_0^2}{P^2 + 2P\xi\omega_0 + \omega_0^2}$$

avec:

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma T_s}{K_d T_D}} \quad (4-14)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_D}}$$

Pour un amortissement  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$  On a :

$$K_d = \frac{R_s \sigma T_s}{2T_D} \quad (4-15)$$

$$T_d = \frac{\sigma L_{sc}}{R_s}$$

Les boucles des courants jouent un rôle principal puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur-machine.

#### D- Régulation de vitesse

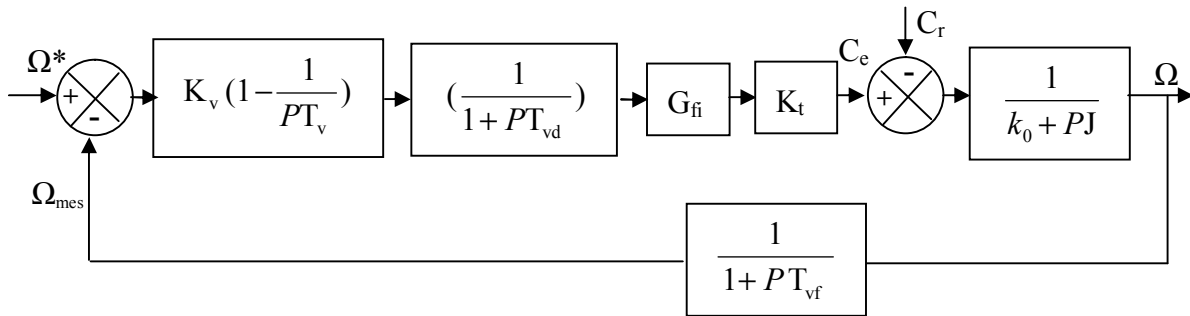
Parmi les techniques existantes, la correction proportionnelle et intégrale est largement utilisée pour la commande vectorielle des machines asynchrones, en raison de ses bonnes performances : simplicité et facilité d'implémentation. L'utilisation de la commande vectorielle indirecte avec orientation de flux rotorique, permet la réduction de la complexité de la commande. En effet le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte, figure (IV.7), est réduit au problème de commande du système représenté sur la figure (IV.2).

Le «défluxage» sera utilisé pour la commande de flux. Ce dernier est maintenu constant et égal à sa valeur nominale pour des vitesses inférieures à la valeur de la vitesse nominale de la machine. Il décroîtra pour des vitesses excédant cette valeur.

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite, pour un bon fonctionnement, que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe [BAG 99] [BUC 01].

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant  $I_{qs}$  plutôt que par action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant  $I_{qs}$ ).

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est le suivant :



**Figure IV.7** : boucle de régulation PI de la vitesse

avec :

$T_{vd}$  : délais dans la boucle de vitesse.

$K_v, T_v$ : gain et constant de temps du régulateurs PI.

$T_{vf}$ : délai introduit par le filtrage de la vitesse.

$k_t = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r$  : Constante du couple électromagnétique

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la consigne est :

$$G_{bo} = K_v \frac{1 + P.T_v}{P.T_v} \frac{1}{1 + P.T_{vd}} \frac{\omega^2}{P^2 + 2.P\xi\omega_0 + \omega_0^2} \frac{1}{1 + P.T_{vf}} \frac{K_t}{k_0 + P.J} \quad (4-16)$$

et en boucle fermée :

$$G_{bf} = (1 + P.T_{vf}) \frac{G_{bo}}{1 + G_{bo}} \quad (4-17)$$

#### IV.2.2.2 Commande vectorielle directe

La méthode directe a été appliquée pour la première fois par "BLASCHKE". Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase. Celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire considéré. Il faut donc procéder à une série de mesures disponibles au sein du processus. Le module du flux rotorique et le couple électromagnétique seront contrôlés par contre-réaction. La contre réaction du flux se fait à partir d'un capteur de flux rotorique qui est implanté directement dans la machine ou d'un estimateur de l'amplitude du flux à l'aide des mesures des tensions  $v_{as}, v_{bs}$ , des courants  $i_{as}, i_{bs}$  et leur combinaison grâce aux sommateurs. La figure (IV.8) montre le schéma de principe de la commande directe par orientation du flux rotorique. Les régulateurs PI du flux, du couple électromagnétique et de la vitesse sont calculés dans l'annexe2.

Le schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté est le suivant :

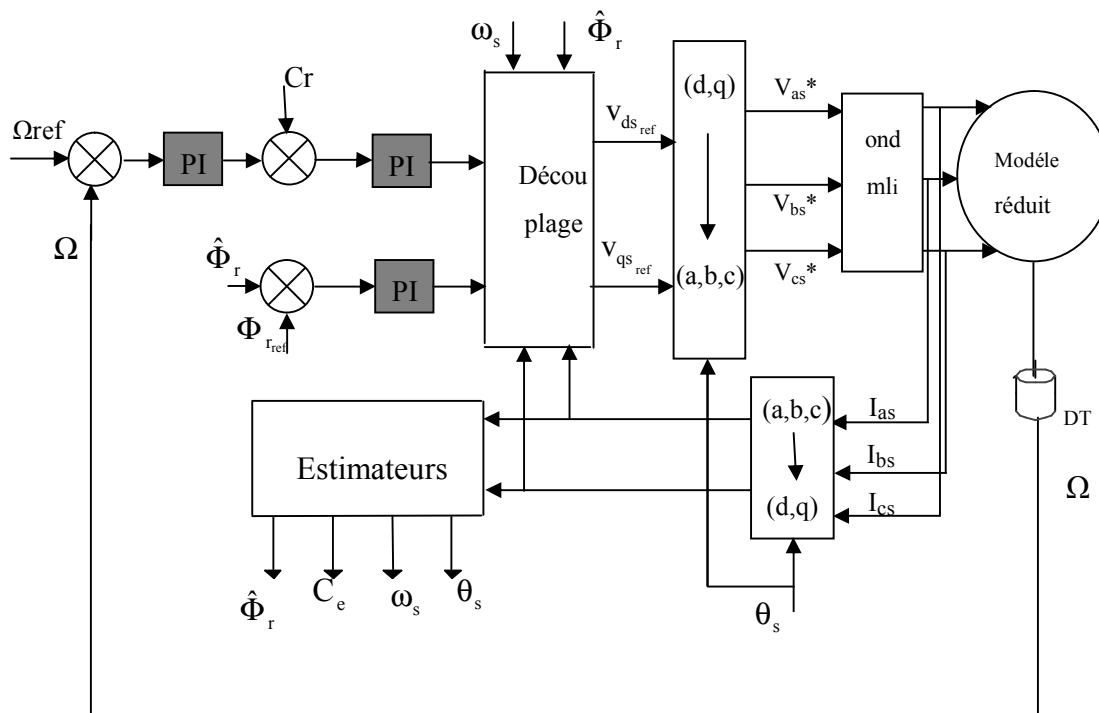


Figure IV.8 : Bloc de régulation de vitesse par la méthode directe

### IV.3 Résultats de simulation

#### IV.3.1 Commande indirecte sans onduleur

La commande vectorielle devenant courante, il est intéressant de considérer le cas où un défaut surviendrait dans la machine. Nous nous proposons dans cette partie de voir l'influence des régulateurs sur la marche d'une machine asynchrone en commande vectorielle lorsqu'il se produit des ruptures de barres.

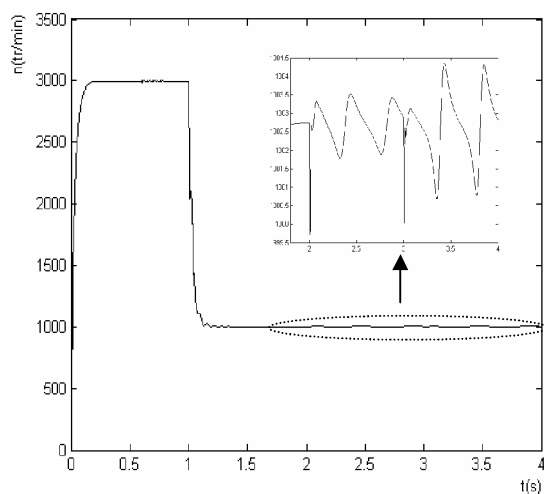
##### IV.3.1.1 Cas d'une machine avec défaut

Les régulateurs sont déjà calculés "annexe1". Nous présentons la simulation du fonctionnement de la machine commandée.

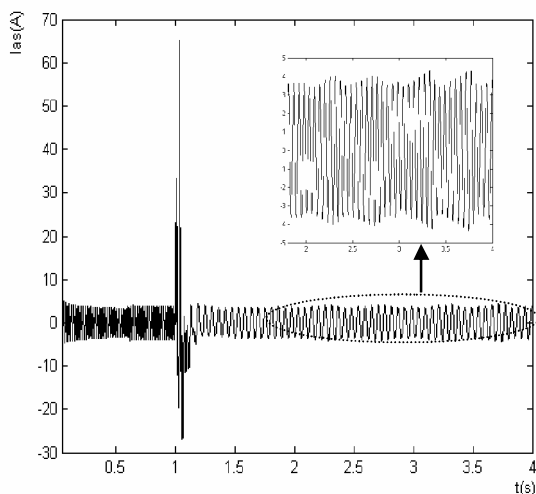
##### A- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

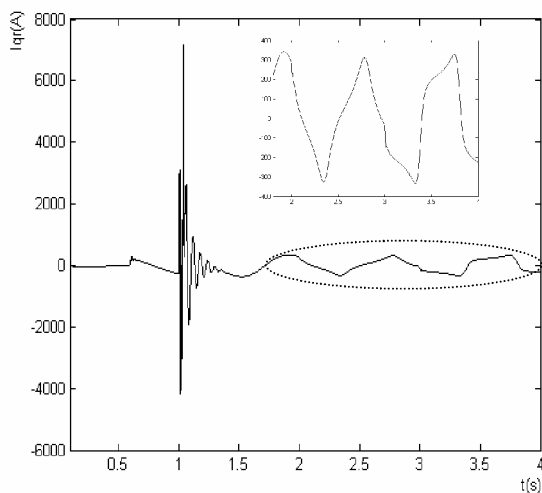
Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée variation de la vitesse 1000tr/min à  $t=1s$ . A l'instant  $t=2s$  une première barre est rompue. La barre 2 est rompue à l'instant  $t=3s$ .



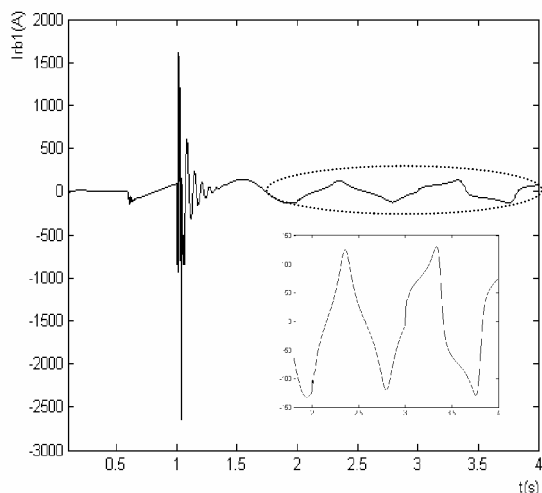
a: vitesse de rotation



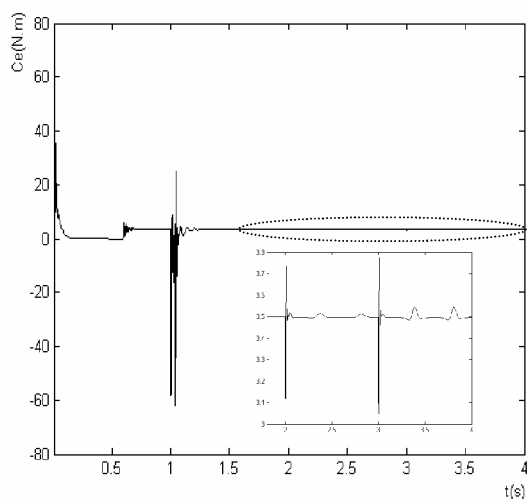
b: Courant statorique



c: Courant  $I_{qr}$



d: Courant dans la barre 1



e: Couple électromagnétique

**Figure IV.9** : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5N.m$ )

avec ruptures successives des barres 1 puis 2 à partir de  $t=2s$

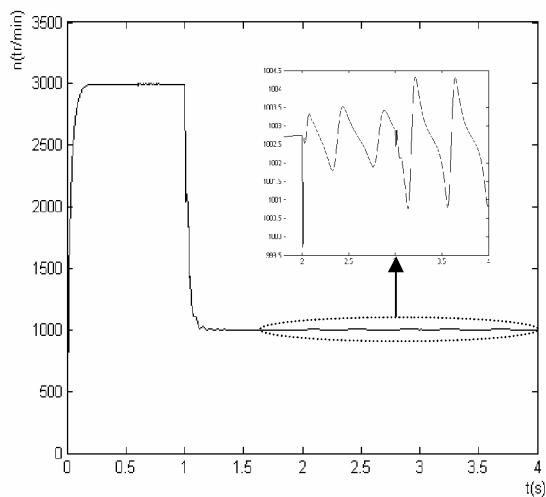
**Interprétation**

Un échelon de couple de  $3.5N.m$  est appliqué à  $t=0.6s$ . Nous observons une chute momentanée de vitesse. 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 adjacente cède à  $t=3s$ . La vitesse reste toujours peu perturbée par ce défaut. Pour le courant  $I_{qr}$  en voit bien une déformation lors de la rupture de la barre. Pour le couple électromagnétique, son amplitude augmente à l'instant où on applique une première rupture de barre.

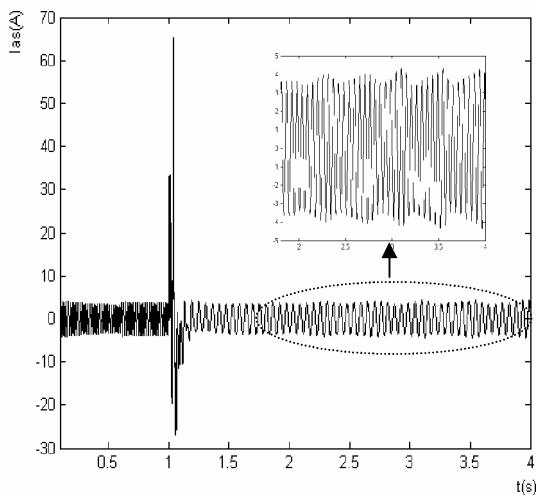
**B- Cas d'une cassure de deux barres espacées**

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

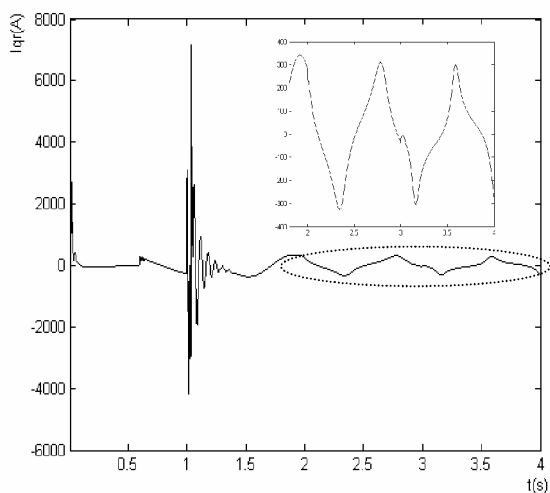
Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée, variation de vitesse a  $t=1s$ . A l'instant  $t=2s$  une première barre est rompue. La barre 7 est rompue à l'instant  $t=3s$ .



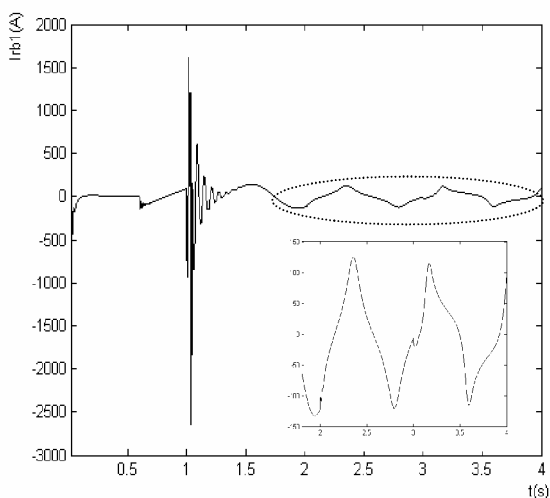
a: vitesse



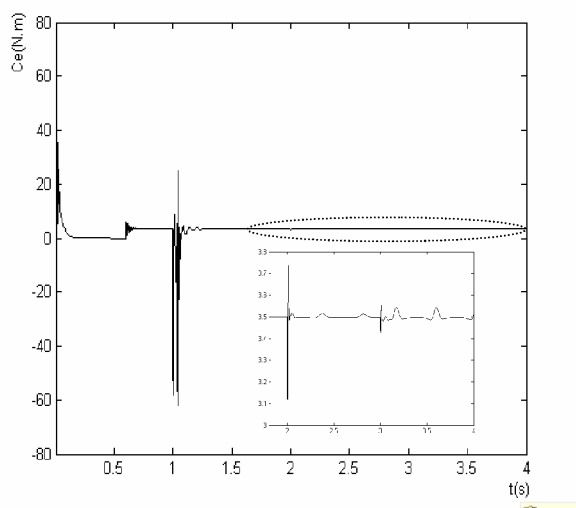
b: Courant statorique



c: Courant Iqr



d: Courant dans la barre 1



e: Couple électromagnétique

**Figure IV.10** : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5\text{N.m}$ ) avec ruptures successives des barres 1 à  $t=2\text{s}$  et 7 à  $t=3\text{s}$

A l'instant où on suppose une première rupture de barre, la vitesse oscille entre "1001 et 1004 (tr/min)". Le courant statorique est modulé en amplitude, le couple électromagnétique montre également, à travers sa courbe, des oscillations.

### C- Cas d'une variation de la charge

La simulation est menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Après établissement du flux, une référence de vitesse de 1000tr/min est imposée à la machine à  $t=1\text{s}$ .

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

A l'instant  $t=3\text{s}$ , on applique un couple de charge  $C_r=6\text{N.m}$ .



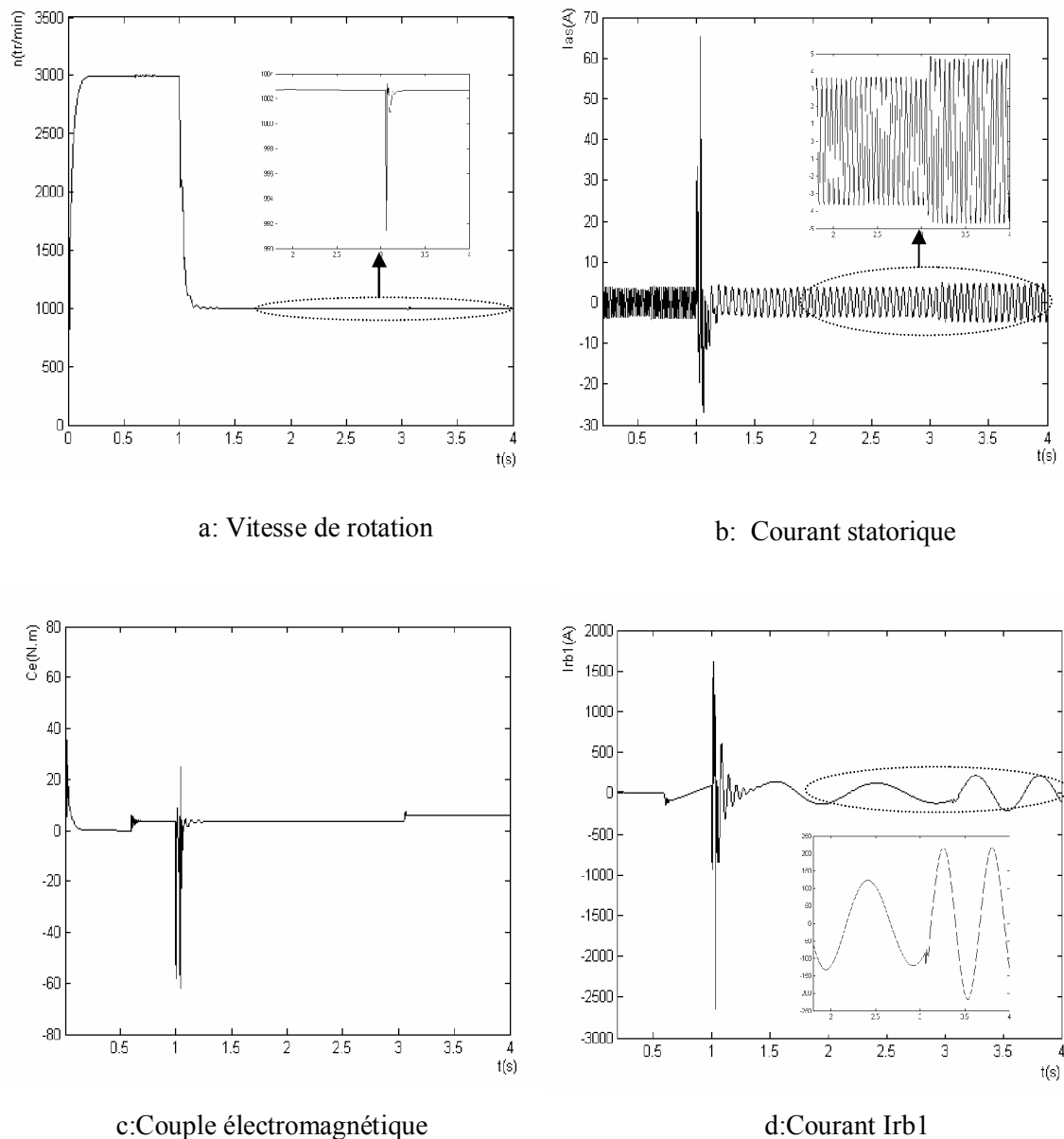


Figure IV.11 : Simulation avec modèle réduit : variation de la charge à t=3s

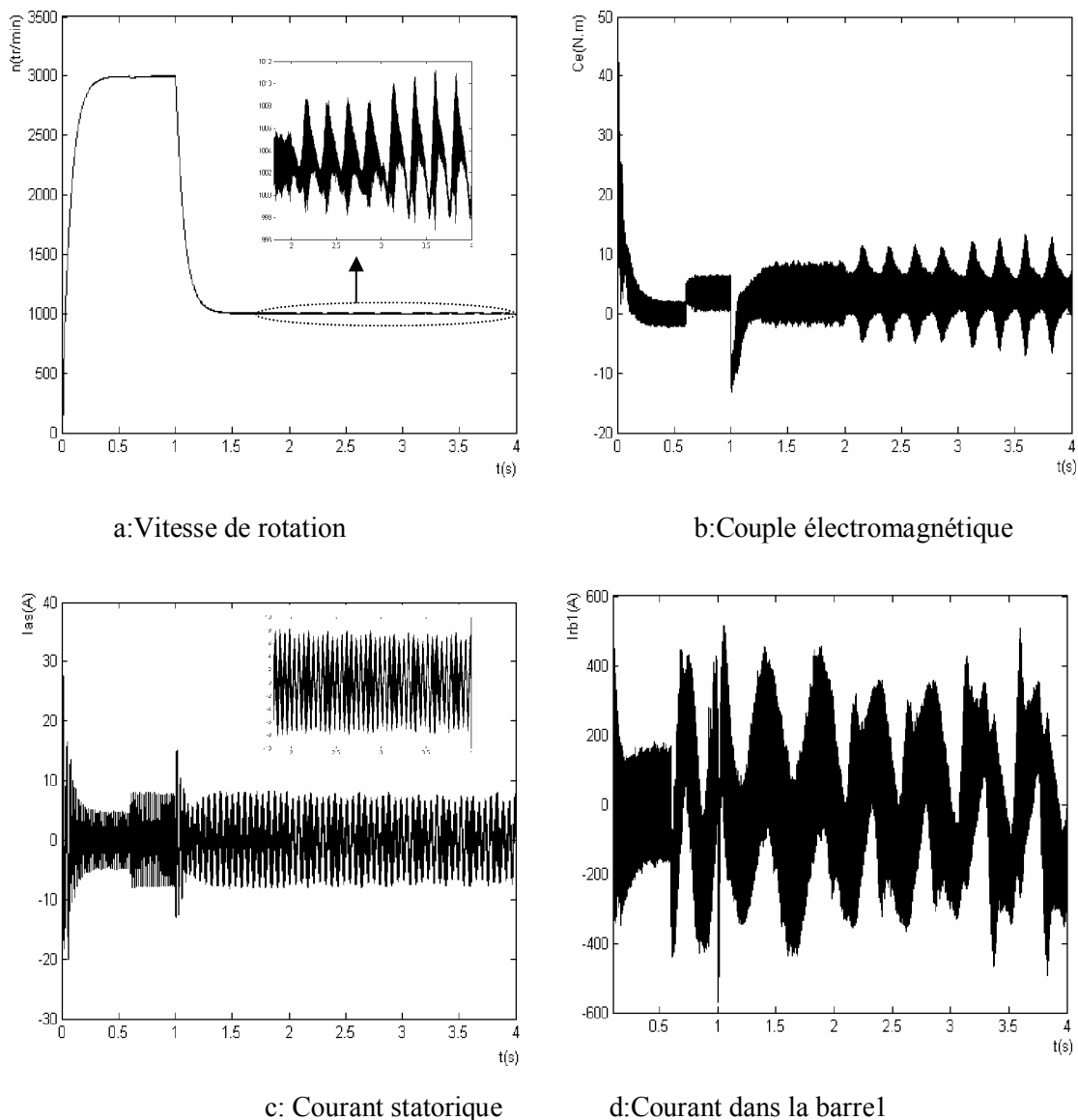
### IV.3.2 Commande indirecte avec onduleur

#### IV.3.2.1 Machine avec défaut

##### A- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à t=0.6s une charge de 3.5N.m est appliquée. A l'instant t=2s une première barre est rompue. La barre 2 est rompue à l'instant t=3s.

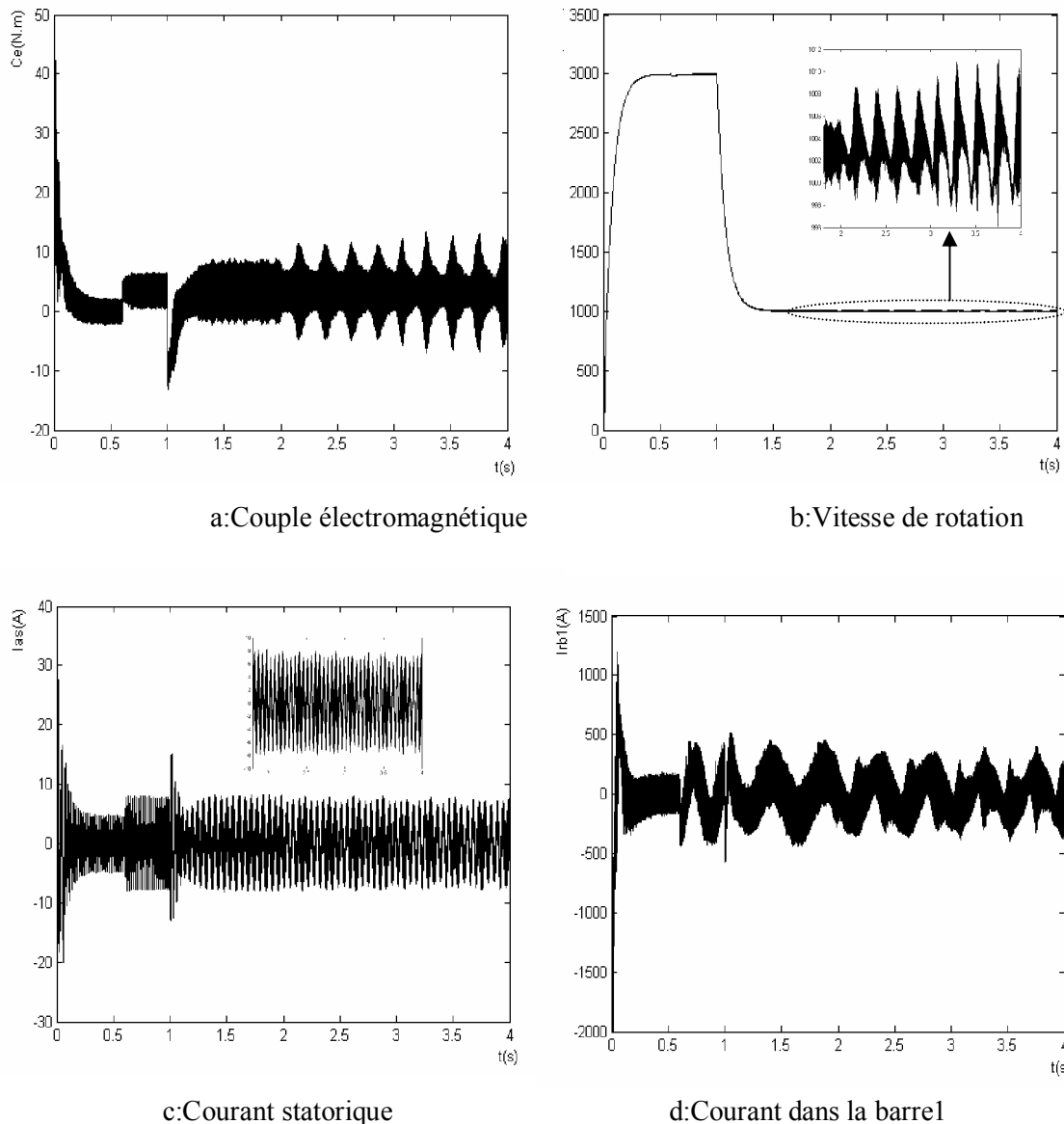


**Figure IV.12** : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5N.m$ )  
alimentation par onduleur

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

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée. A l'instant  $t=2s$  une première barre est rompue. La barre 7 est rompue à l'instant  $t=3s$ .



**Figure IV.13** : Simulation avec le modèle réduit : avec ruptures successives des barres 1-2 à partir de  $t=2s$  (alimentation par onduleur)

### C- Cas d'une variation de la charge

La simulation est menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée. A  $t=1s$  la vitesse est égale à 1000tr/min. A l'instant  $t=3s$  on applique une charge de 6N.m.

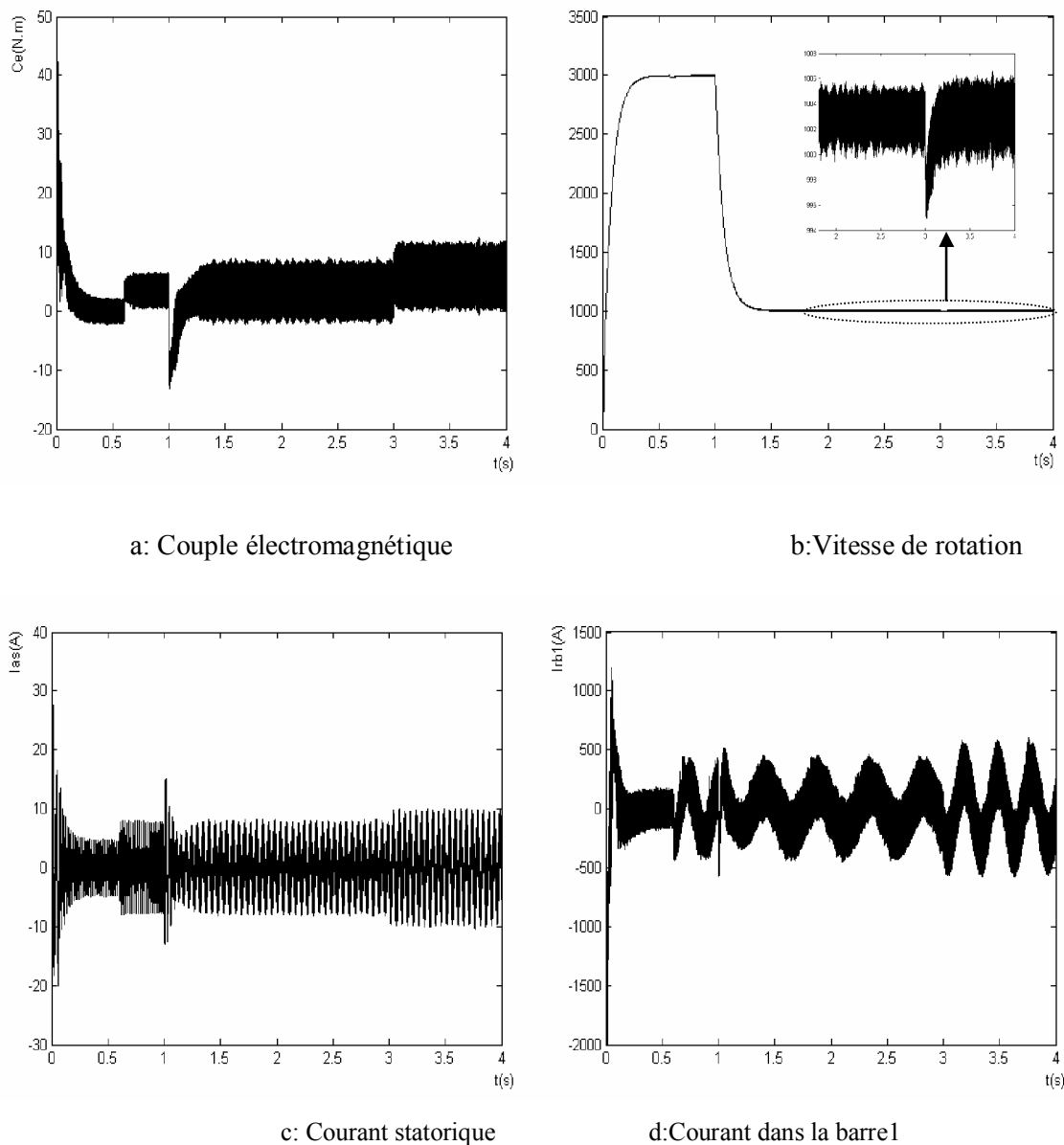


Figure IV.14 : Simulation avec modèle réduit : variation de la charge à  $t=3s$

### IV.3.3 Commande directe sans onduleur

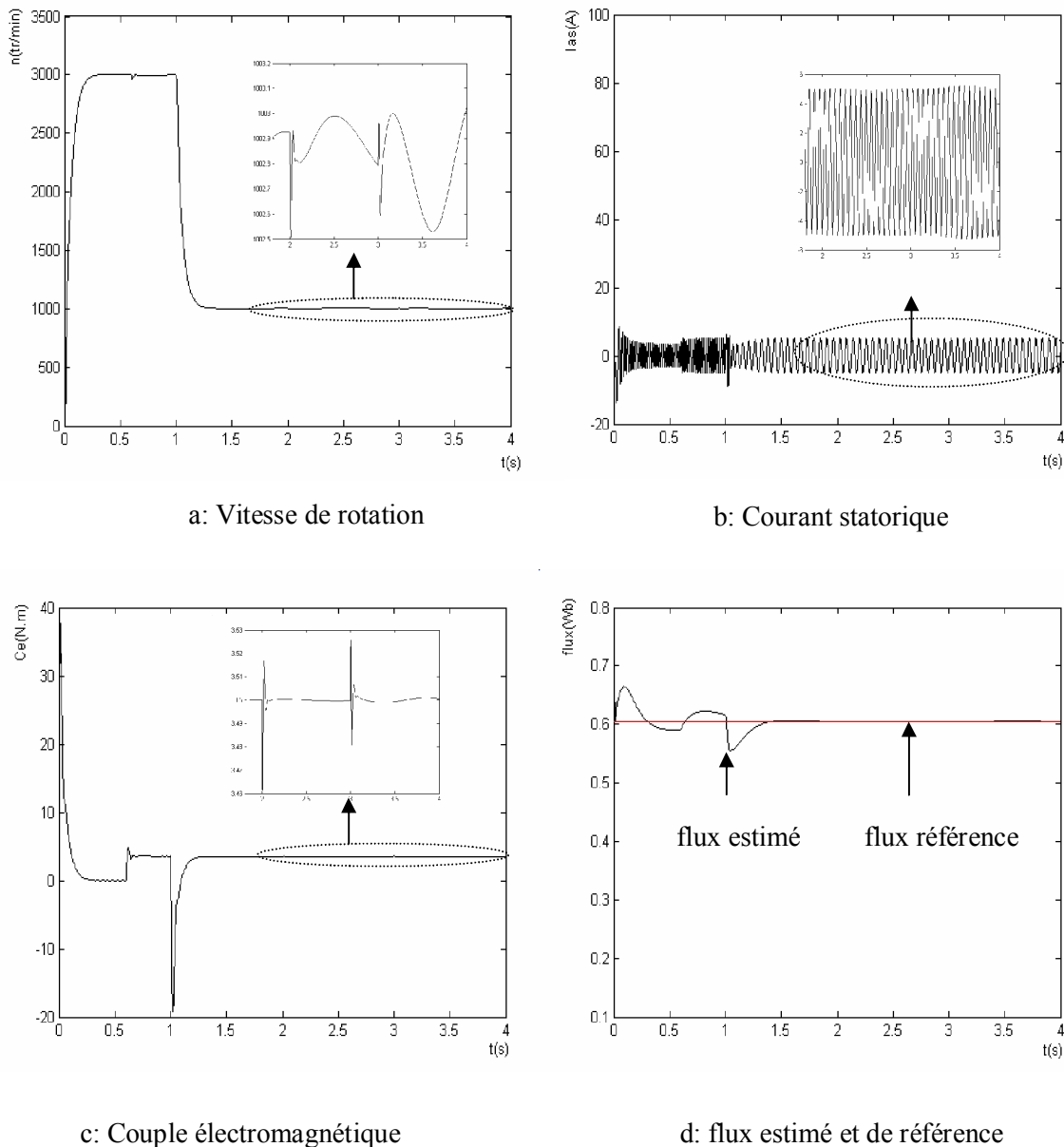
#### IV.3.3.1 Cas d'une machine avec défaut

Dans la simulation suivante, la machine était initialement saine et chargée  $C_r=3.5N.m$ . Les régulateurs sont dans l'annexe2, nous présentons la simulation de la marche en commande.

#### A- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée. A l'instant  $t=2s$  une première barre est rompue. La barre 2 est rompue à l'instant  $t=3s$ .



**Figure IV.15 :** Simulation avec modèle réduit : en charge (à  $t=0.6s$ ), avec rupture des barres 1 (à  $t=2s$ ) puis 2 (à  $t=3s$ ) et diminution de vitesse à  $t=1s$

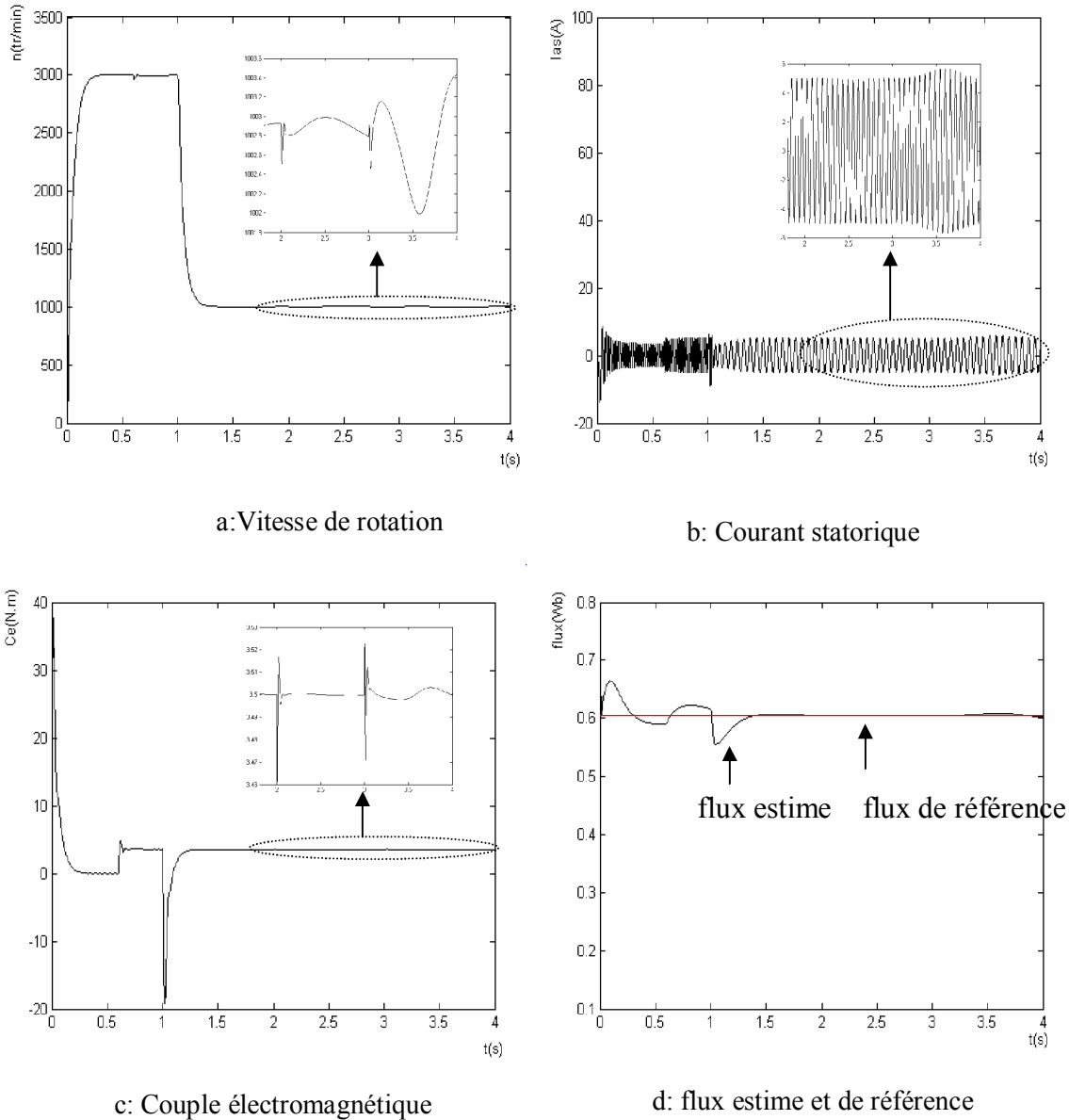
Les figures (IV.15) présentant la simulation de la marche en commande. Un échelon de couple de 3.5N.m est appliqué à  $t=0.6s$ . Nous observons une chute momentanée de vitesse (figure a). Le régime ainsi établi, nous procédons à la simulation d'une première rupture de barre par une augmentation de 11 fois sa résistance.

Pour le courant du stator  $I_{as}$ , à l'instant  $t=2s$  on applique une cassure de barre N2. L'amplitude des oscillations du courant statorique devient importante, puis se stabilise à environ 4.8A. Quand on applique une deuxième rupture de barre, le courant prend une autre valeur de 5.4A à  $t=3.5s$ . A l'instant où on suppose une première rupture de barre, la vitesse de rotation oscille entre 1001 et 1004 tr/min.

## B- Cas d'une cassure de deux barres espacées

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée. A l'instant  $t=2s$  une première barre est rompue. La barre 7 est rompue à l'instant  $t=3s$ .



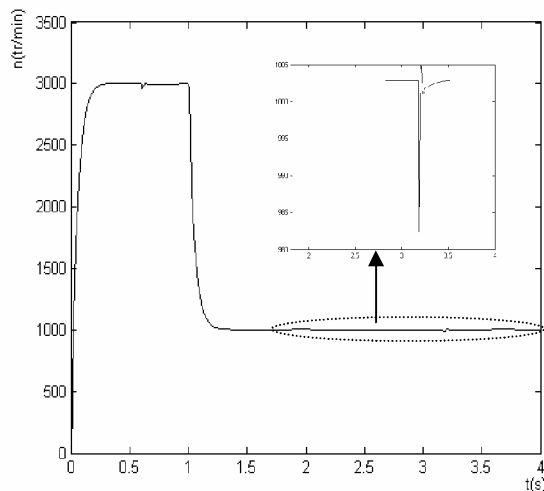
**Figure IV.16** : Simulation de la machine : en charge, avec ruptures successives des barres 1 puis 7 à partir de  $t=2s$

Dans ce cas, en applique une rupture des barres espacée, nous procédons à la simulation d'une première rupture de barre par une augmentation de 11 fois de sa résistance, après un régime transitoire très bref, pendant la phase de mise en vitesse le courant statorique prend la valeur 5.6A.

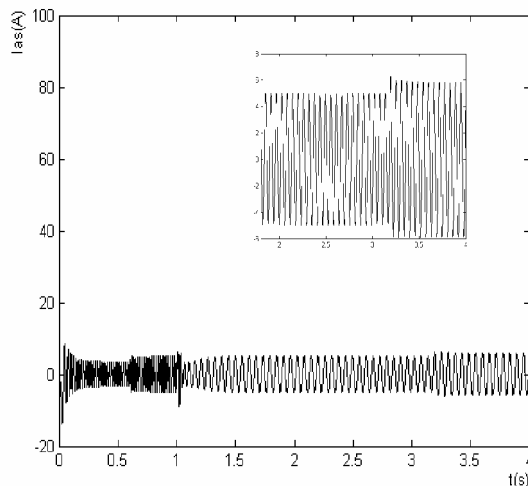
### C- Cas d'une variation de la charge

La simulation est menée pendant une durée de 4s de la manière suivante :

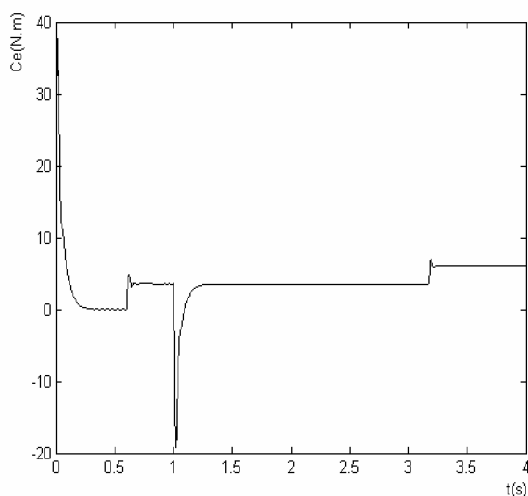
Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée. A  $t=1s$  la vitesse est imposée égale à 1000tr/min. A l'instant  $t=3s$  on applique une charge de 6N.m.



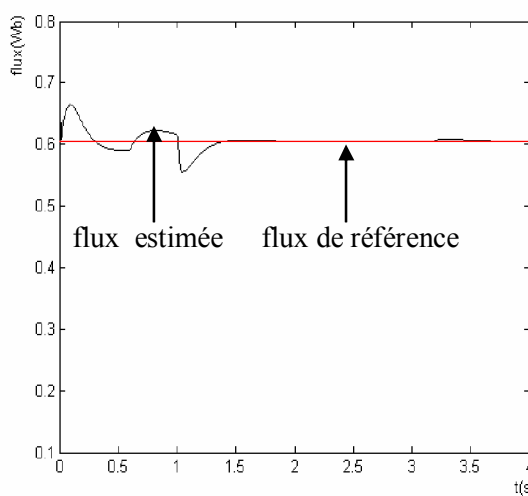
a : Vitesse de rotation



b: Courant statorique



c: Couple électromagnétique



d : flux estimée et de référence

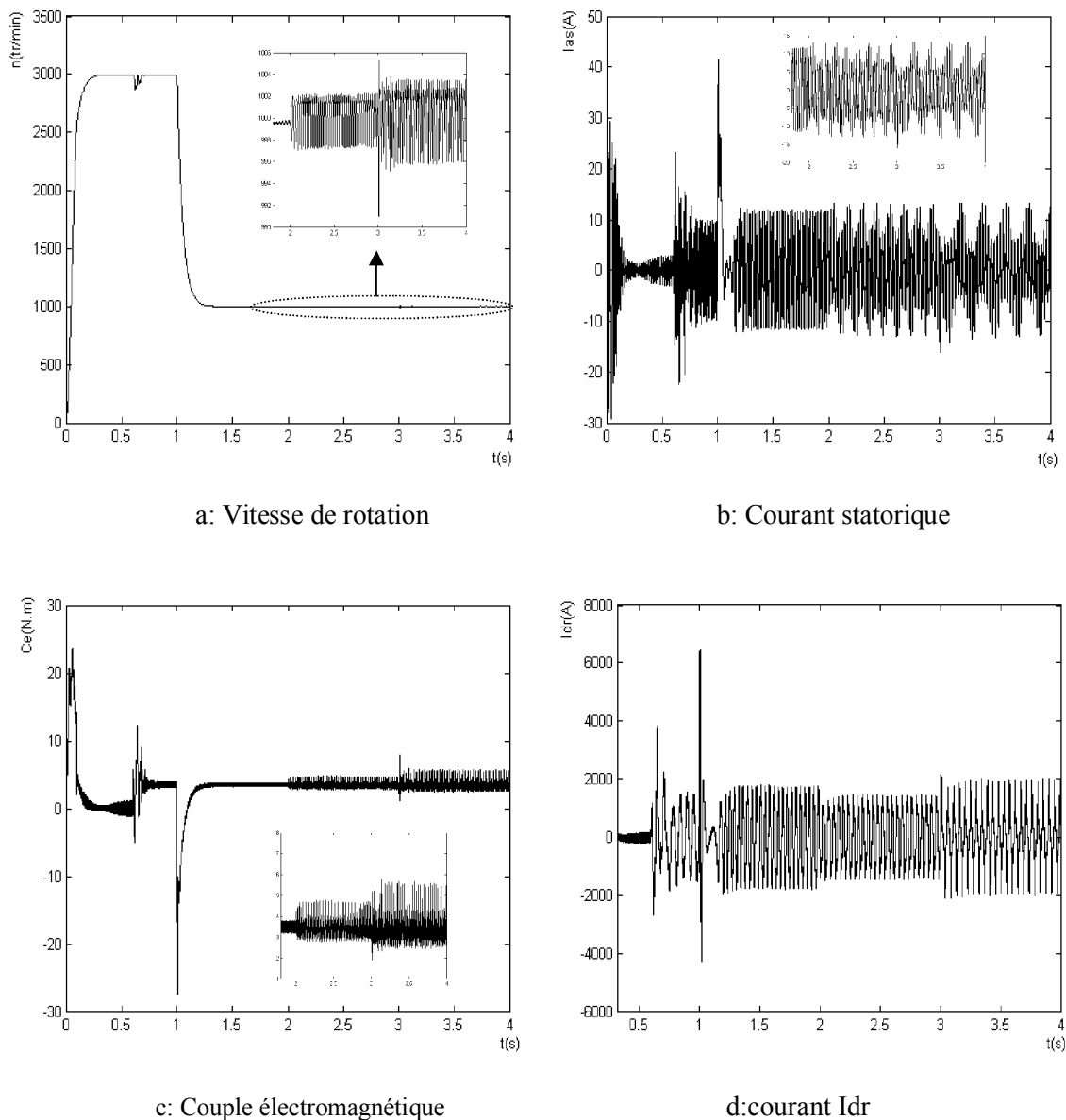
**Figure IV.17** : Simulation de la machine : en charge, avec une variation de charge (à  $t=3s$   $C_r=6N.m$ )

### IV.3.4 Commande directe avec onduleur

#### IV.3.4.1 Cas d'une machine avec défaut

##### A- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

Dans la simulation suivante, la machine était initialement saine et chargée  $C_r=3.5\text{N.m}$ . Les régulateurs sont calculés dans l'annexe2. Nous présentons la simulation de la marche en commande.



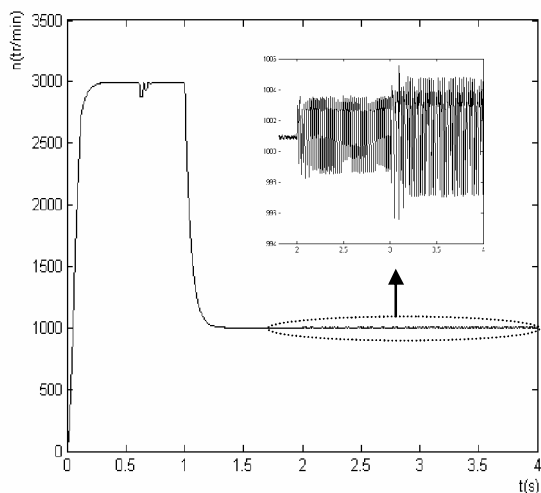
**Figure IV.18** : Simulation de la machine : en charge, avec ruptures successives des barres à  $t=2\text{s}$  et barre 2 à  $t=3\text{s}$



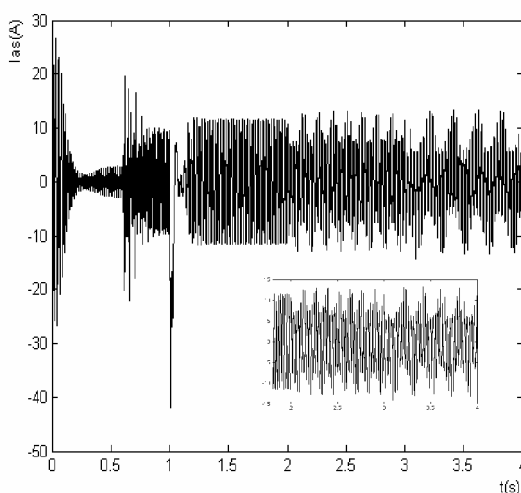
**B- Cas d'une cassure de deux barres espacées**

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

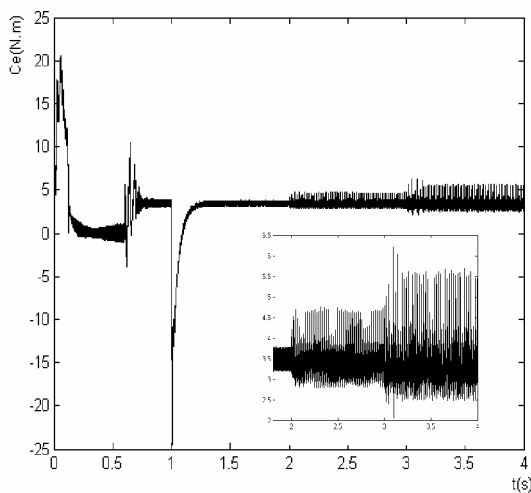
Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée. A l'instant  $t=2s$  une première barre est rompue. La barre 7 est rompue à l'instant  $t=3s$ .



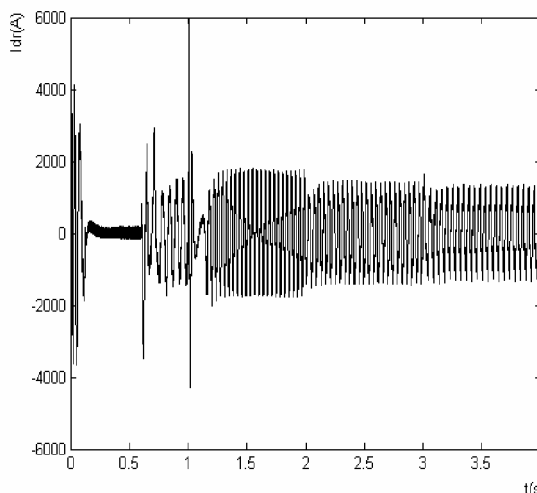
a: Vitesse de rotation



b: Courant statorique



c: Couple électromagnétique



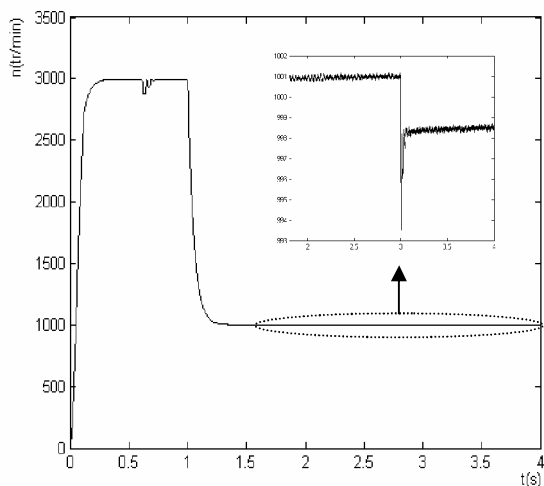
d: Courant Idr

**Figure IV.19** : Simulation de la machine : en charge, avec ruptures successives des barres 1 puis 7

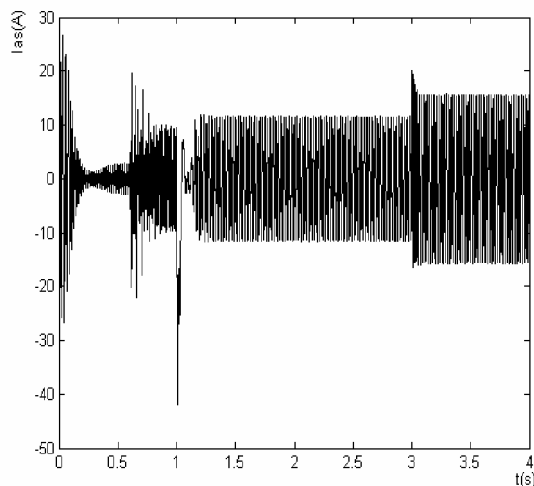
**C- Cas d'une variation de charge**

La simulation est menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

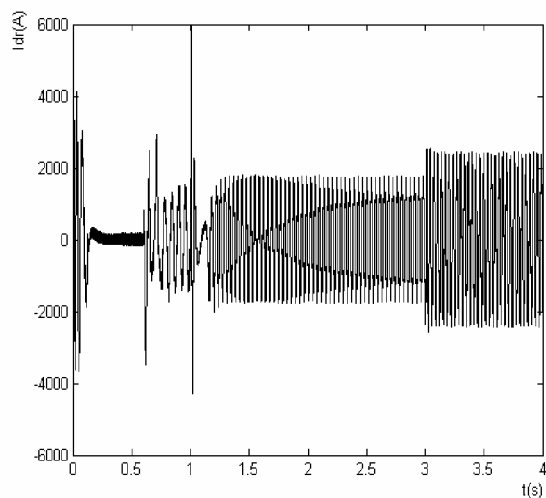
Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée. A  $t=1s$  la vitesse est imposée égale à 1000tr/min. A l'instant  $t=3s$  on applique une charge de 6N.m.



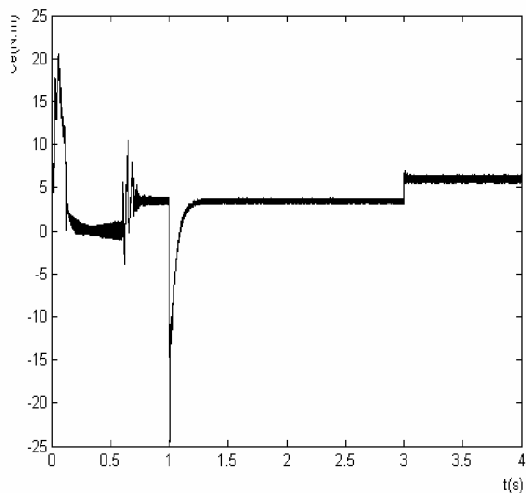
a: Vitesse de rotation



b: Courant Ia



c: Courant Idr



d: Couple électromagnétique

**Figure IV.20** : Simulation de la machine : en charge, avec variation de la charge à  $t=3s$

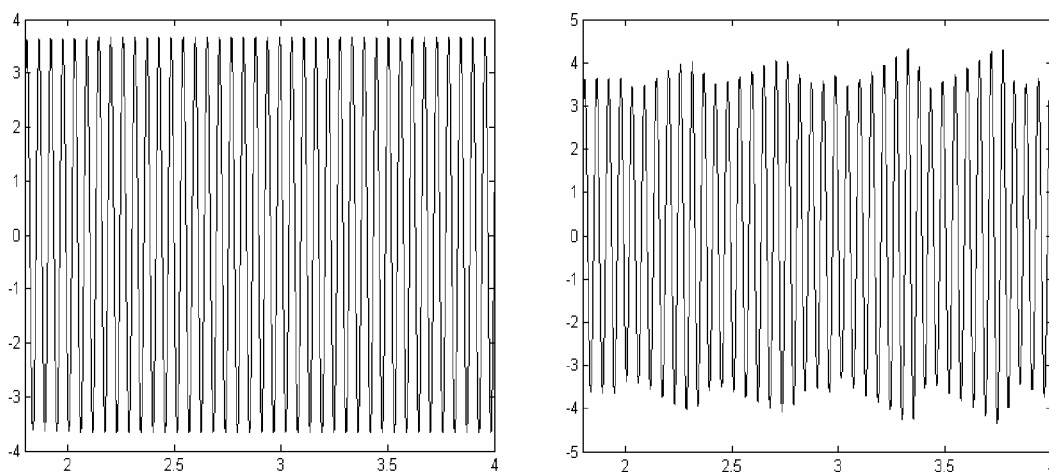
## VI.4 L'analyse spectrale (transformation de Fourier)

Cette méthode a été appliquée sur différentes acquisitions de signaux en régimes transitoire. Le résultat a été négatif puisque la précision fréquentielle dépend de la fréquence d'échantillonnage ( $F_{ech}$ ) et du nombre ( $N$ ) d'échantillons de l'enregistrement :

$$\Delta f = \frac{F_{ech}}{\Delta t \cdot N} = \frac{F_{ech}}{N}$$

L'analyse de Fourier ne s'avère pas efficace en régime transitoire à cause de la faible durée de ce régime et donc de la faible précision fréquentielle de l'analyse.

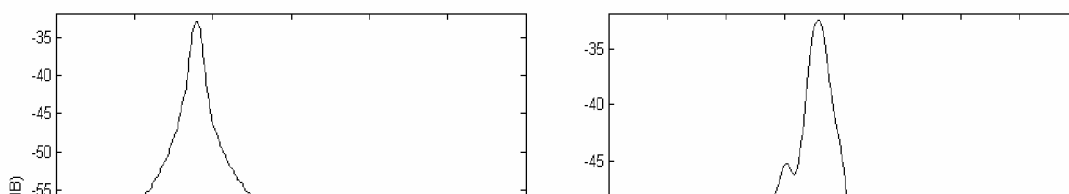
### A- commande indirecte

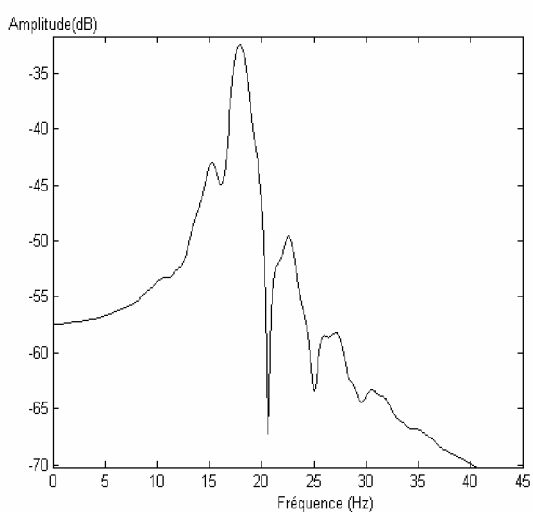


Courant statorique : état sain et défaillant

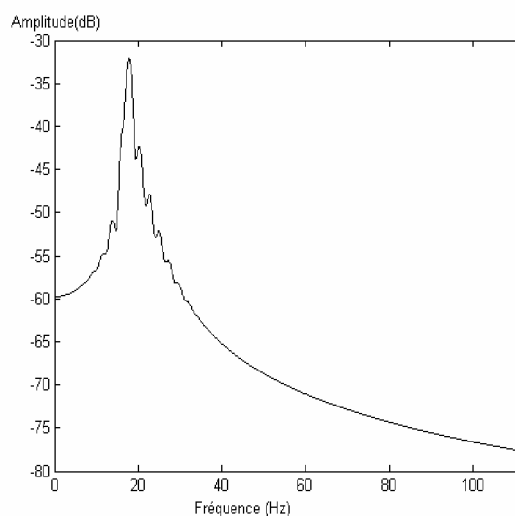
### Etat rupture des barres

Nous allons effectuer l'analyse du courant statorique en cas de cassure de barre rotorique. On augmente la résistance d'une barre rotorique de 11 fois sa résistance. Nous observons l'apparition de raies autour du fondamental. Ces raies sont le résultat du défaut créé au rotor. La variation dans le spectre du courant statorique dépend de la variation de la résistance de barre cassée.

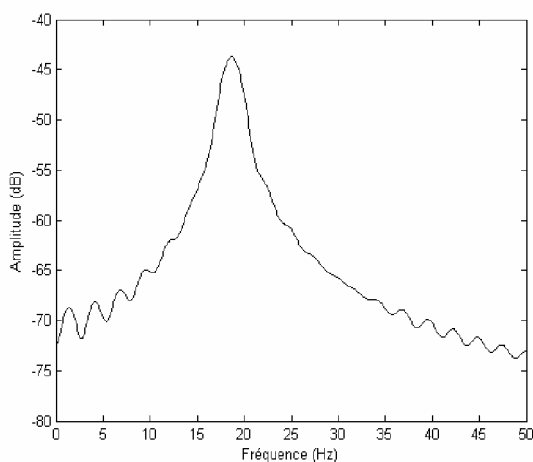




**c** : Spectre du courant statorique  
deux barres adjacentes" 1 et 2" cassée  $R=11 \times R_b$

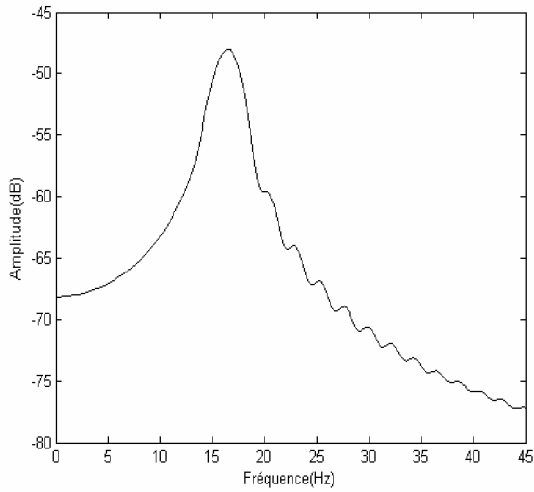


**d** : Spectre du courant  $I_{as}$   
deux barres espacées cassées 1 puis 7

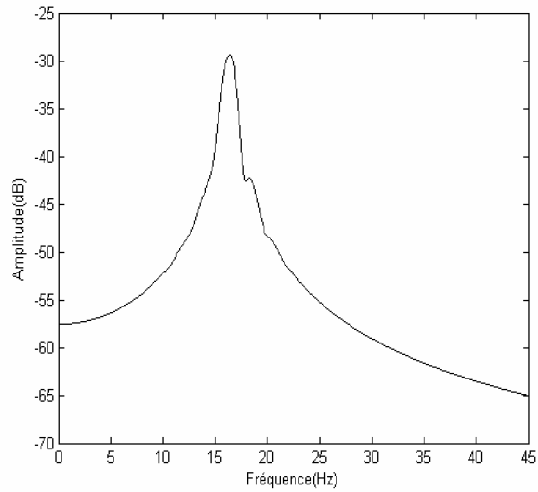


**e**: Spectre du courant  $I_{as}$   
variation de la charge à  $t=3s$   $C_r=6N.m$

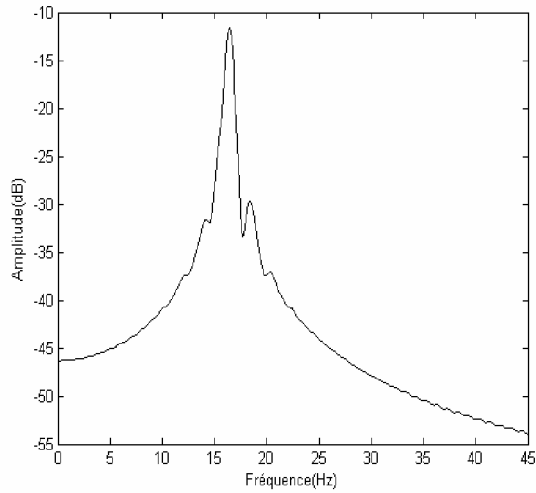
**B- Commande directe**



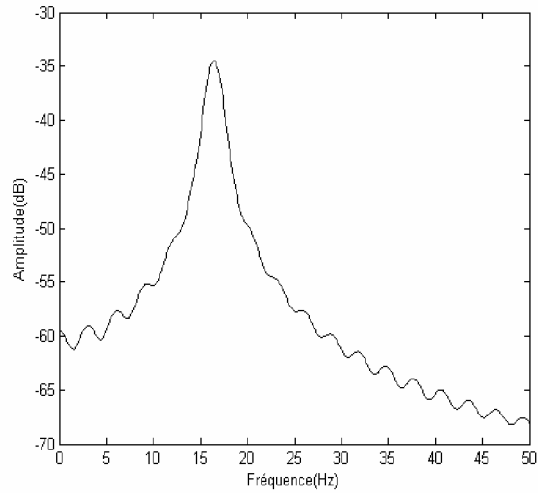
**a:** Spectre du courant statorique;  
état sain



**b:** Spectre du courant Ias rupture  
de barre 1  $R_r=R_{bx11}$



**c** Spectre du courant statorique  
deux barre adjacents cassées



**d:** Spectre du courant Ias variation  
de la charge à  $t=3s$

**VI.5 Conclusion**

Nous avons étudié dans ce chapitre l'influence du défaut rotorique sur le courant statorique. L'association du modèle multi enroulements à celui de Park nous a permis de réaliser la simulation et le contrôle de la machine en présence ou non d'un défaut. En fait, la présence du défaut au rotor se traduit par des ondulations du couple électromagnétique. Nous avons abordé l'influence de la commande sur la réponse de la machine asynchrone qui présente des défauts rotoriques.

Nous avons présenté également dans ce chapitre les deux méthodes de la commande vectorielle (indirecte et directe). On conclut que la commande vectorielle est un outil de contrôle intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle à courant continu. Dans la conception du contrôle de ce type, il est important de choisir le modèle d'action convenable associé au choix du référentiel.

Pour pouvoir réaliser la commande vectorielle, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs dont les plus importantes sont le module et la phase du flux pour les méthodes directes et seulement la phase du flux pour les méthodes indirectes.

La commande vectorielle classique donne des résultats dans le cas d'un système linéaire à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois peuvent être insuffisantes. Pour cela, on va étudier dans le cinquième chapitre la commande à structure variable.

Pour valider nos programmes de simulation, nous avons comparé nos résultats à ceux d'autres autres [BAG 99] et [ABE 02], il sont, en général, en bonne concordance.

## V.1 Introduction

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent, en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques. La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse [TZA 98]. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état utilisées pour créer une variété de (ou hyper) surfaces de glissement. Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui se manifestent sur les grandeurs asservies.

Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une composante dite continue de haute fréquence [BUH 86] [MAD 98] [BEL 04].

## V.2 Théorie de la commande par mode de glissant

Les lois de commande classique de type PID donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [BUH 86] [BEL 04]. Ce type de commande (CSV) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité, simplicité et temps de réponse faible. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identification des paramètres, soit à cause de simplifications sur le modèle du système.

### V.2.1 Bases mathématiques de la commande par mode glissant

La modélisation mathématique de la commande à structure variable conduit à des équations différentielles de la forme [TZA 98] :

$$X' = f(x, t) + B(x, t) V \quad (5-1)$$

avec :

X: vecteur d'état

f : vecteur de fonctions de x et t

B : matrice fonctions de x et t (une matrice n x m).

V : un vecteur commande de dimension m dont chaque composante  $V_i$  subit une discontinuité sur une surface  $S_i(x) = 0$ .

La surface S peut s'écrire comme :

$$S(x) = 0 \quad (5-2)$$

avec  $x = [x_1 \dots x_n]$

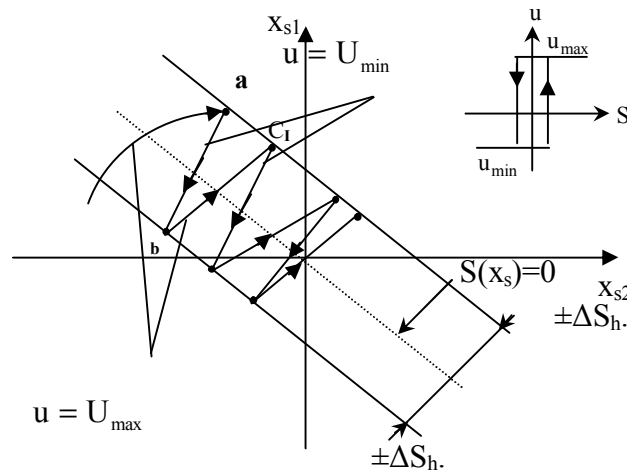
$$\begin{cases} V_i^+(x, t) & \text{si } S_i(x, t) > 0 \\ V_i^-(x, t) & \text{si } S_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad \text{pour } i = 1, \dots, m \quad (5-3)$$

Dans le cas multi variables le régime glissant s'effectue sur une variété  $S(x) = 0$  de dimension (nxm) (intersection des m surface si  $S(x) = 0$ ).



### V.2.2 Conditions pour l'existence du mode de glissant

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$  (figure V-1), lorsque le système à régler est considéré du deuxième ordre, les grandeurs d'état sont  $x_{s1}$  et  $x_{s2}$ . [BUH 86]



**Figure V.1 :** Existence du mode de glissement

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commande  $S(x_s)=0$ . Par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de  $\pm\Delta S_h$ .

Une trajectoire avec  $U=U_{\max}$  touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec  $U=U_{\min}$ , la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point "b" le seuil de basculement où a lieu une commutation sur  $U=U_{\min}$ .

Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touche le point "c" le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérèse. Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie.

On suppose dans le cas idéal que l'hystérèse est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de  $S(x_s)=0$ . Par conséquent, le vecteur d'état  $X_s$  suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée.

### V.2.3 Synthèse de la loi de commande par mode glissant

Les systèmes asservis à retour unitaire ont pour objet de réaliser l'égalité de l'entrée et de la sortie. Les conditions d'emploi amènent à distinguer deux classes de systèmes : les systèmes régulés et les systèmes asservis.

Lorsque l'entrée est constante pendant un temps suffisamment long, on parle de systèmes régulés. Lorsque la consigne varie constamment avec le temps, on parle de systèmes asservis [BUH 86] [TZA 98].

Pour la synthèse de la loi de commande à structure variable, on va considérer que toutes les grandeurs sont mesurables et que les caractéristiques du moteur ne varient pas ou peu ce qui constitue des hypothèses acceptables pour la mise en pratique.

### V.2.4 Conception de la loi de commande non linéaire par mode glissant

La mise en oeuvre de la commande par mode de glissement nécessite principalement trois étapes [BUH 86] [MAD 98] :

- le choix de la surface de glissement,
- l'établissement des conditions de la convergence,
- la détermination de la loi de commande.

#### V.2.4.1 Choix de la surface de glissement

Il est déterminé sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas plus général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (5-4)$$

La forme d'équation générale pour la surface de glissement, proposée par "J.J. Slotinie" et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (5-5)$$

avec :

$$e(x) = x_{\text{ref}} - x$$

$e(x)$ : écart de la variable à régler

$\lambda_x$  : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

#### V.2.4.2 Etablissement de la condition de convergence

La condition de convergence ou d'attractivité permet aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement. Il s'agit de formuler une fonction scalaire de Lyapunov  $V(x) > 0$  à énergie finie.

Soit la fonction de Lyapunov définie positive. Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (5-6)$$

Puisque la dérivée est négative, d'où la condition de convergence s'exprime par :

$$S(x).S'(x) < 0 \quad (5-7)$$

#### V.2.4.3 Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties. La première concerne la linéarisation exacte et la deuxième est stabilisante. Cette dernière est très importante dans le réglage par le mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

### A. Commande équivalente

Un vecteur  $x$  de la commande équivalente  $u_{eq}$  se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On suppose que les relais n'ont ni seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation et que le modèle mathématique de l'application [TZA 98] n'a négligé aucune constante de temps, ce régime n'ayant lieu que sur :

$$S_i(x) = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, m \quad (5-8)$$

On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\frac{dS_i}{dt} = S_i = 0 \quad (5-9)$$

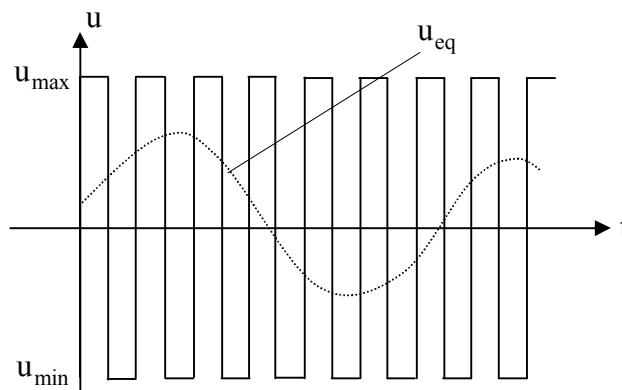


Figure V.2 : Interprétation de  $u_{eq}$

La commande effective  $U_i$ , pour  $i=1, 2, 3, \dots, m$  peut être constituée par une composante  $U_{ieq}$  de basse fréquence et une composante  $U_{in}$  non linéaire. On obtient ainsi :

$$U_i = U_{ieq} + U_{in} \quad \text{tel que:}$$

$$U_i = \begin{cases} U_{in}^+ & \text{si } S_i > 0 \\ U_{in}^- & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (5-10)$$

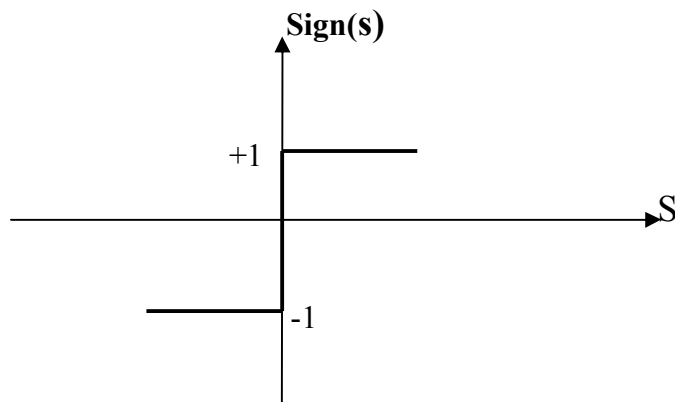
Les amplitudes des oscillations sur les réponses des systèmes en régime glissant peuvent être fortement réduites en utilisant la commande décrite par l'équation (5-4), au lieu de celle représentée par l'équation (5-1) qui n'introduit pas la commande équivalente.

### B. Commande discontinue de base

Plusieurs choix pour la commande discontinue ( $U_n$ ) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande  $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_m]$  avec la fonction sign par rapport à  $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$ , tel que:

$$\begin{aligned} \text{sign}(S) &= +1 && \text{si } S > 0 \\ \text{sign}(S) &= -1 && \text{si } S < 0 \end{aligned} \quad (5-11)$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (V-3)



**Figure V.3 :** Définition de la fonction sign

u s'exprime donc comme:

$$u = K \cdot \text{sign}(s) \quad (5-12)$$

où K est un gain positif

### V.2.5 Structure des régulateurs

Pour commander la machine asynchrone il faut :

- assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées,
- assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations des variations des paramètres et des charges mécaniques sur l'arbre du moteur.

On propose une structure en cascade des régulateurs à structure variable, dont le but est de contrôler la vitesse, le flux ainsi que les deux composantes du courant.

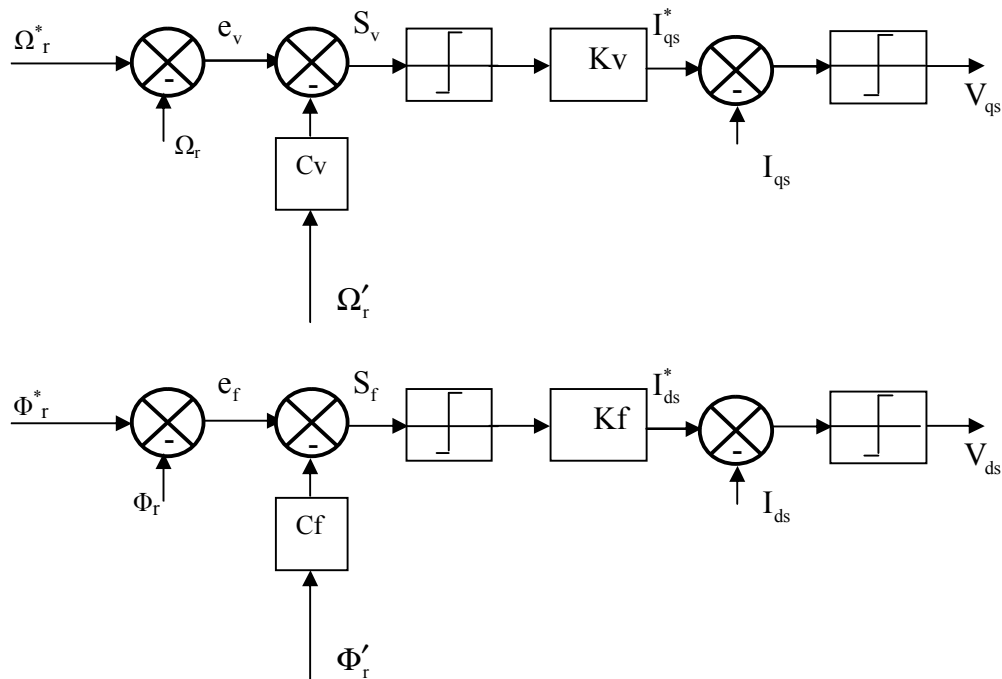


Figure V.4 : Schémas bloc des régulateurs

#### V.2.5.1 Sélection des surfaces de commutation

Les surfaces de commutation sont choisies dans le but d'imposer un comportement désiré au moteur dans le régime transitoire. Alors, pour les boucles de vitesse et de flux, les surfaces de glissement sont choisies pour assurer un temps de réponse désiré, ainsi qu'une précision des grandeurs régulées. Ces surfaces sont données :

- pour la vitesse :

$$\begin{cases} S_v = C_v \dot{e}_v + e_v \\ e_v = \Omega_r - \Omega_r^* \end{cases} \quad \text{avec } C_v > 0 \quad (5-13)$$

- pour le flux :

$$\begin{cases} S_f = C_f \dot{e}_f + e_f \\ e_f = \Phi_r - \Phi_r^* \end{cases} \quad \text{avec } C_f > 0 \quad (5-14)$$

Pour la boucle des courants, les surfaces sont choisies pour assurer une réponse instantanée.

Les composantes  $I_{qs}$  et  $I_{ds}$  sont contrôlées indépendamment. Les surfaces correspondantes sont :

- pour les courants  $I_{qs}$  et  $I_{ds}$  :

$$\begin{aligned} S_q &= I_{qs}^* - I_{qs} \\ S_d &= I_{ds}^* - I_{ds} \end{aligned} \quad (5-15)$$

Les entrées du régulateurs correspondant sont données par :

$$\begin{aligned} I_{qs}^* &= K_v \text{sign}(s_v) \\ I_{ds}^* &= K_f \text{sign}(s_f) \\ V_{qs} &= K_q \text{sign}(s_q) \\ V_{ds} &= K_d \text{sign}(s_d) \end{aligned} \quad (5-16)$$

### V.3 Application du contrôle par mode de glissement en tenant compte d'un défaut rotorique

Considérons le modèle de la MAS sous la forme donnée par l'équation (2.33), l'objectif est de considérer le cas où un défaut surviendrait dans la machine, pour cela on utilise le schéma bloc de simulation suivante:

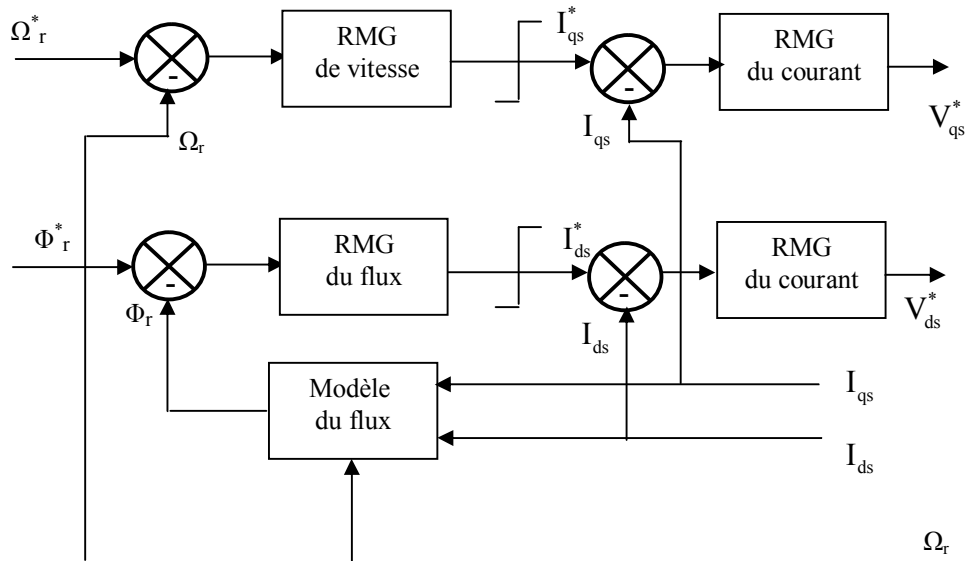


Figure V.5 : Schéma de la structure CSV de la machine asynchrone

#### V.3.1 Résultats de simulation

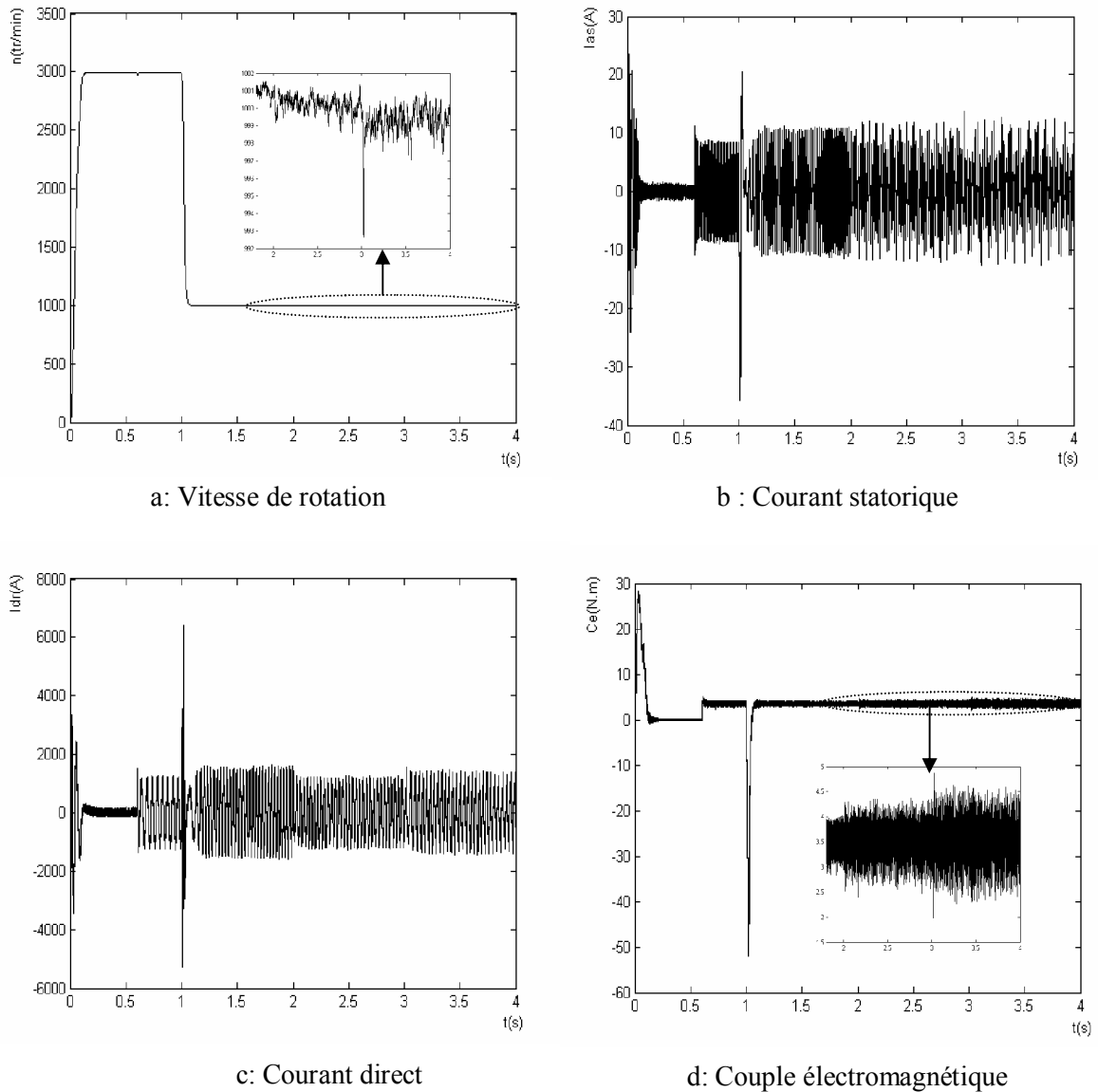
##### V.3.1.1 Commande de la machine asynchrone à travers un onduleur à MLI dans le cas

##### A- d'une cassure deux barres rotorique adjacentes

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée, variations de la vitesse de 1000tr/min. A l'instant  $t=2s$ , on réalise une cassure de la barre N<sup>0</sup>1 et de la barre N<sup>0</sup>2 à  $t=3s$ .





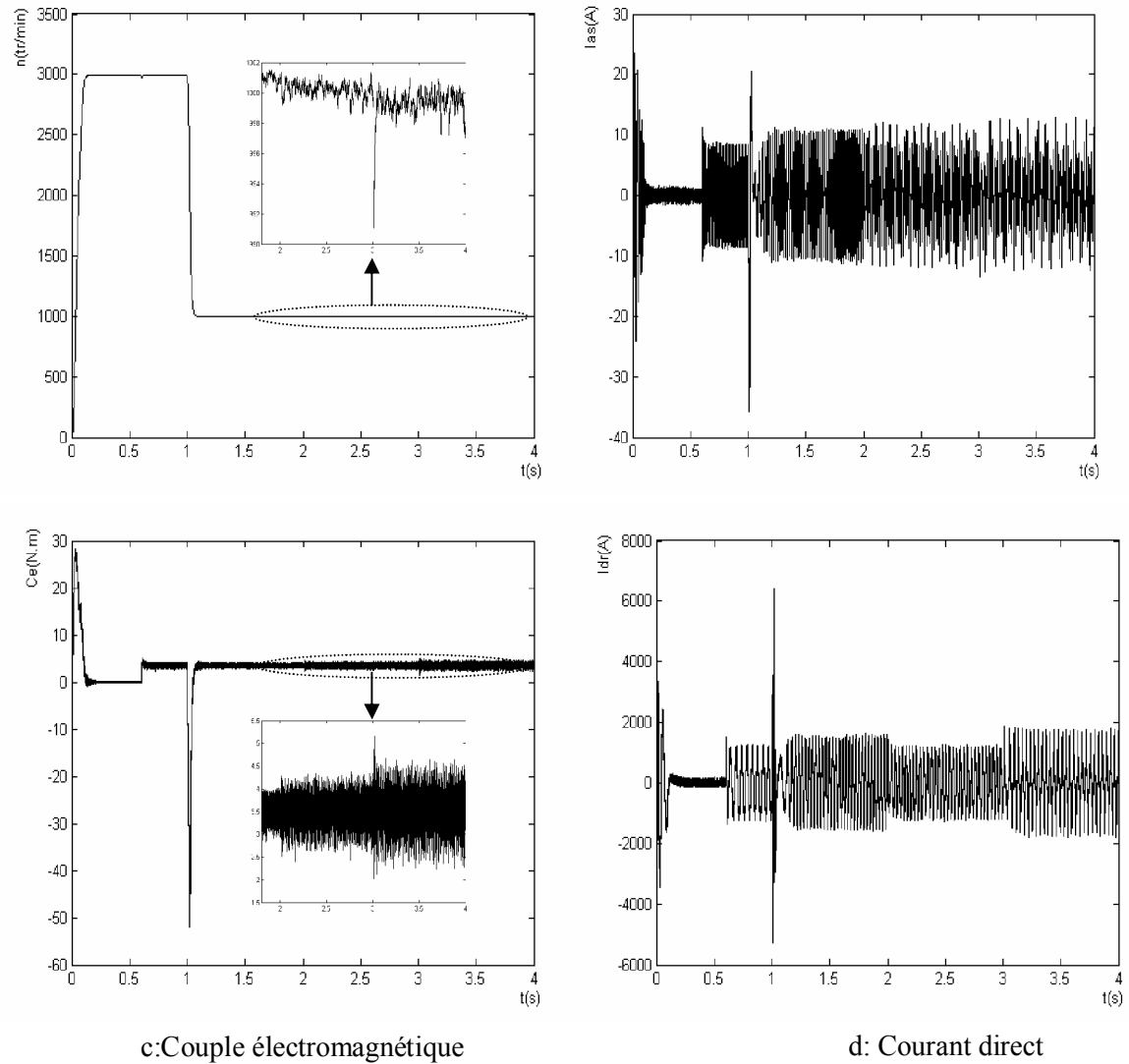
**Figure V.6** Résultats de simulation avec introduction des cassures de barre 1 et 2 à  $t=2s$  et  $3s$  respectivement

### Interprétation des résultats

La (figure V.7) présente les résultats de simulation de la commande non linéaire par mode glissant, à l'instant on diminue la vitesse, on remarque que le couple électromagnétique prend une valeur importante, et puis stabilise à la valeur nominale.

### B- d'une cassure de deux barres rotorique espacées

Dans la simulation suivante, on en visage deux ruptures de barres espacées 1 et 7 à  $t=2s$  et  $t=3s$  respectivement.

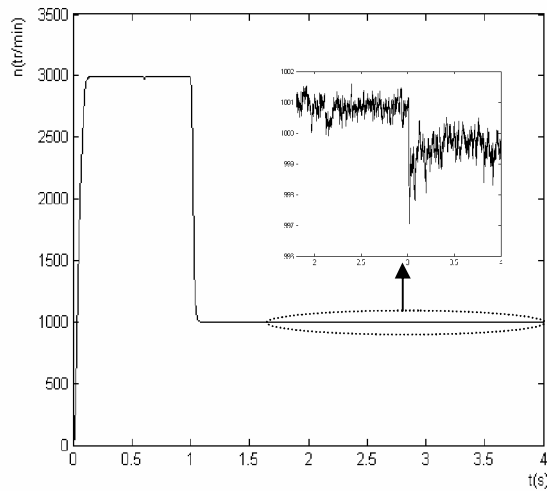


**Figure V.7** Résultats de simulation avec introduction des cassures de barre 1 et 7 à  $t=2s$  et  $3s$  respectivement

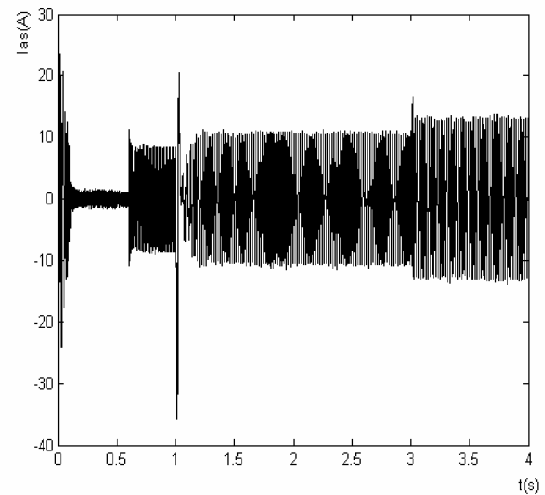
### C- d'une variation de charge

La simulation est menée pendant une durée de 4s de la manière suivante :

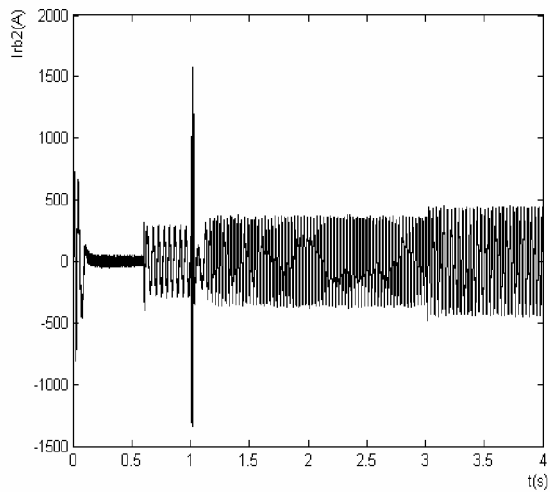
Nous avons considéré une vitesse de 3000tr/min à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée. A  $t=1s$  la vitesse est imposée égale à 1000tr/min. A l'instant  $t=3s$  on applique une charge de 6N.m.



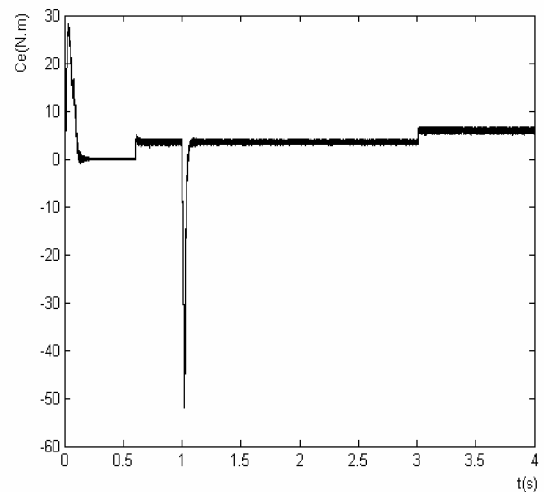
a: Vitesse de rotation



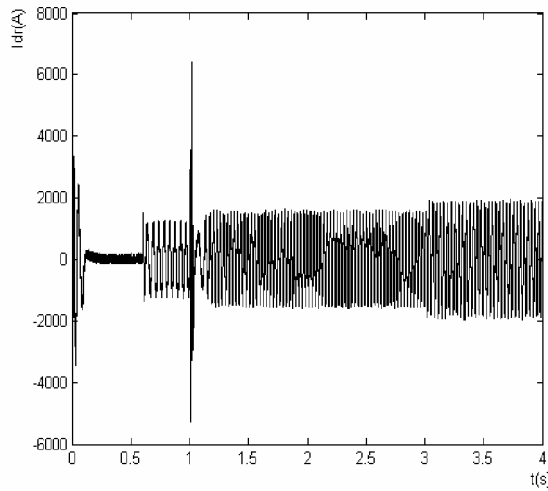
b: Courant statorique



c: Courant de la barre 2



d: Couple électromagnétique



e: Courant direct

Figure V.8 : Résultats de simulation en charge, avec variation de la charge a t=3s

### Interprétation des résultats

-La fonction "sign" est définie par :  $\text{sign}(s)$ , or la commande  $u$  est :  $u=K \cdot \text{sign}(s)$

(expression 5.6 et 5.7), si le gain  $K$  est très petit, le temps de réponse sera long, si  $K$  est très grand, le temps de réponse sera rapide. Les figures (V.4 et V.5) représentent un exemple d'application d'une commande discontinue de type "sign".

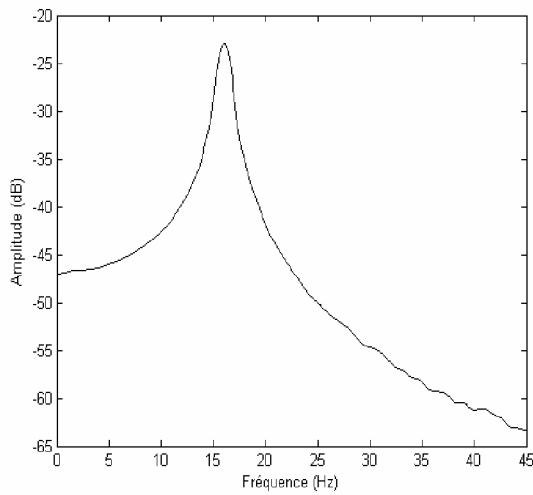
- Sur les courbes du couple (figure V.6.d et V.7.c), et des courants statoriques, on remarque que pour le rupture de barre espacées leur amplitude plus grands par rapport a celle de rupture adjacentes.

- Au vu des résultats, on constate que la vitesse n'est plus influence par la charge. Elle se stabilise à sa valeur de référence, elle est très rapide temps de réponse (0.15s).

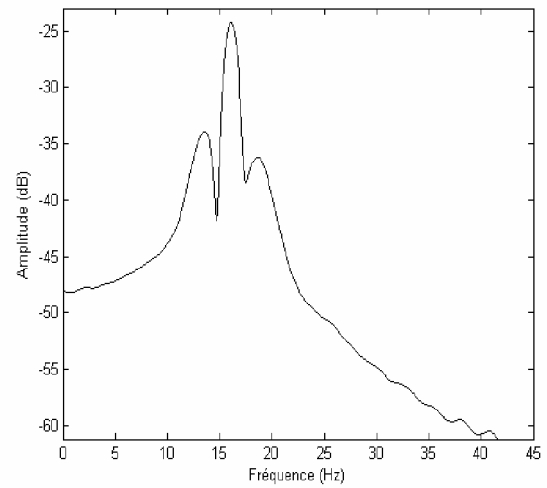
- A l'instant de rupture de barre une déformation apparaît sur la courbe du couple électromagnétique. Pour le cas de variation de la charge les grandeurs de la machine doivent être perturbe à  $t=3s$ .

### Analyse spectrale :

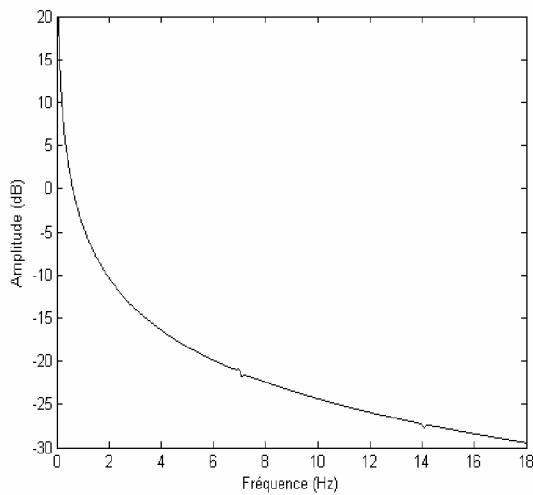
Nous allons effectuer l'analyse du courant statorique et la vitesse en cas de cassure de barre rotorique on augmente la résistance d'une barre rotorique 11 fois sa valeur.



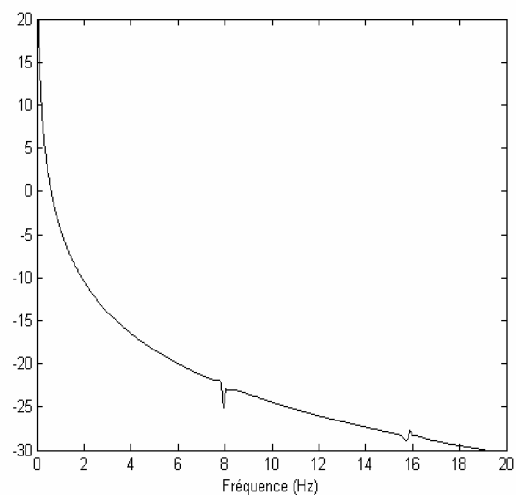
Spectre du courant statorique  
état sain



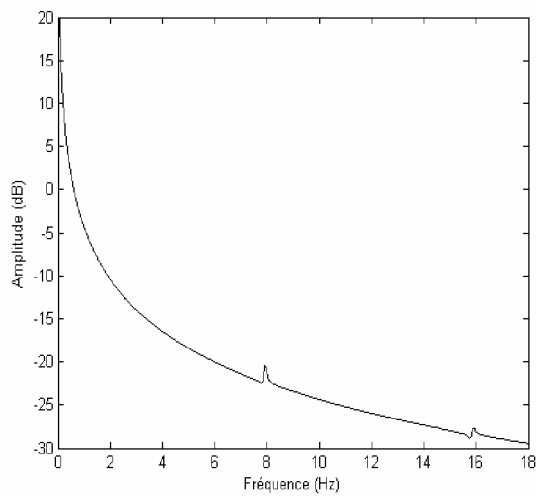
deux barres adjacentes cassées  
 $R=11 \times R_b$  "1 nuis 2"



Spectre de la vitesse avec une barre  
cassée à  $t=2s$



Spectre de la vitesse avec deux  
barres adjacentes cassées à  $t=2s$



Spectre de la vitesse avec deux  
barres espacées cassées à  $t=2s$

## V.4 Etude comparative entre la commande vectorielle par régulateur PI et par CSV

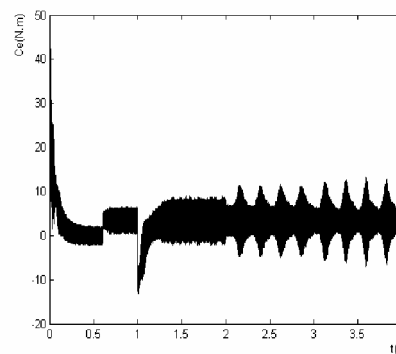
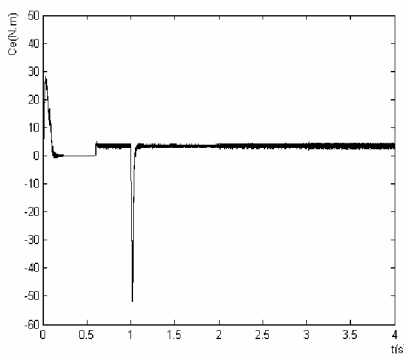
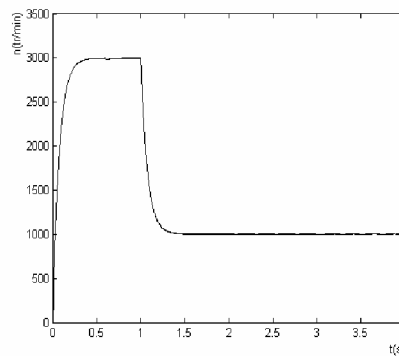
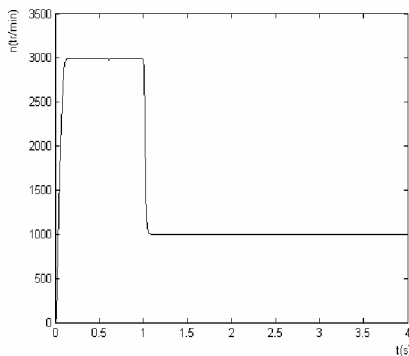
Afin d'avoir une meilleure appréciation de ces résultats, il est tout naturel de les comparer à une commande PI, on va présenter une comparaison de la commande par mode de glissement CSV avec celle du flux orienté (FOC). Ces résultats vont présentés pour le cas d'une machine à l'état saine et l'état de rupture de barre rotorique, et le but de cette étude est de valider avec une simulation numérique la robustesse de la CSV.

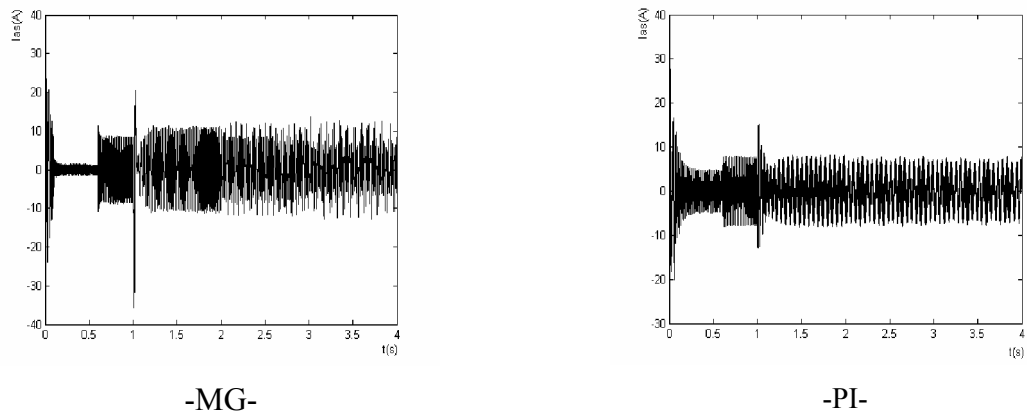
### V.4.1 Cas d'une cassure de deux barre rotorique adjacentes

La figure (V.10) représente la vitesse le couple électromagnétique le courant statorique, pour un échelon de vitesse nominale 3000tr/min, et à  $t=1s$  on applique une vitesse de 1000tr/min avec rupture successive des barre 1 puis 2 à partir de  $t=2s$ .

On constate que la réponse de vitesse obtenue avec la CSV figure (V.10.a) plus rapide que celle obtenue avec la commande PI figure (V.10.b), il faut aussi noter, que la synthèse de la commande par flux orienté, on a supposé que la dynamique de la vitesse était linéaire dans le casou l'amplitude du flux  $\Phi_d = \Phi$  était régulée à la valeur de référence constante  $\Phi_{ref}$ .

Pour la commande CSV l'effet de variation de charge et de cassure n'affect pas la vitesse, par contre pour la commande PI, l'effet est considérable.





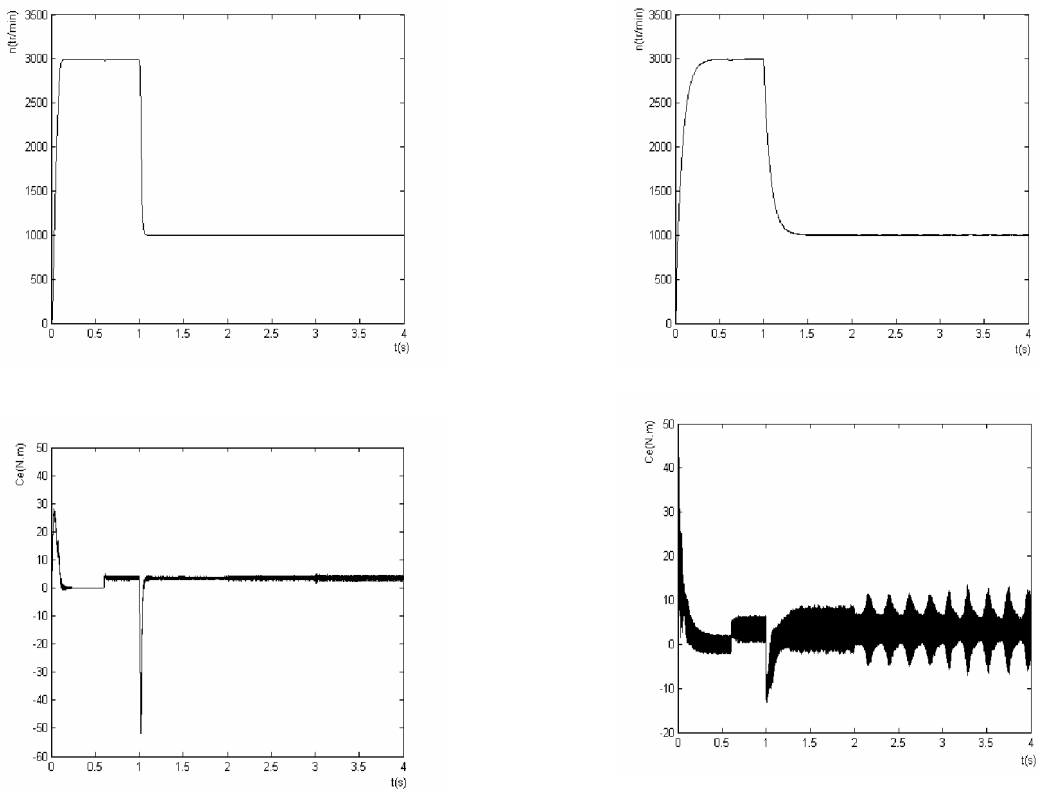
**Figure V.10 :** Réponse du système en charge avec rupture successive des barres 1 puis 2 à partir de  $t=2s$

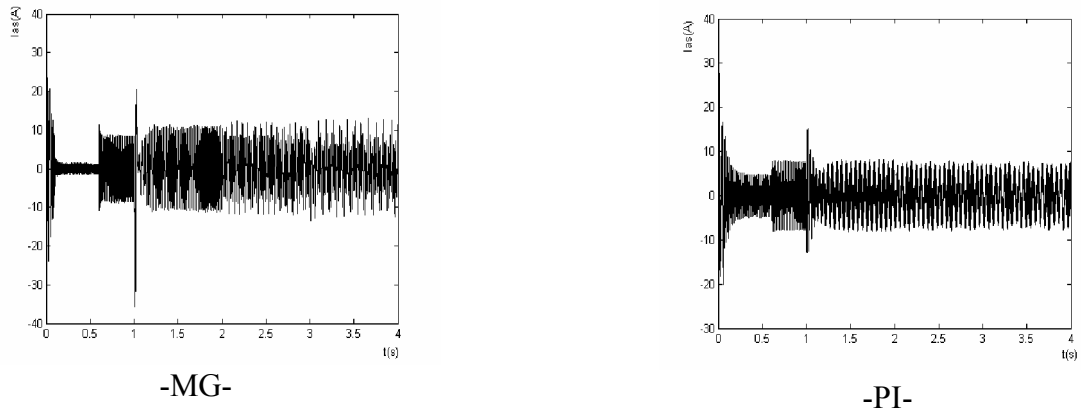
### V.4.2 Cas d'une cassure de deux barre rotorique espacées

Dans ce cas en applique une rupture successive des barres espacées 1 puis 7 à partir de  $t=2s$

On constate que la vitesse est obtenue sans dépassement, et plus rapide pour la CSV

Figure (V.11.a) que pour la commande PI figure (V.11.b).





**Figure V.11** : Réponse du système en charge avec rupture successive des barres 1 puis 7 à partir de  $t=2s$

On voit bien que le couple électromagnétique pour la commande CSV aucune période transitoire mais pour la commande PI il y'a une période transitoire, au démarrage le courant statorique du système à CSV fait apparaître un transitoire de même amplitude que celui à commande PI.

## V.5 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre concerne la mise en œuvre de la fonction discontinue "sign" dans les algorithmes à structures variables pour le contrôle en vitesse d'un moteur asynchrone en tenant compte d'un défaut rotorique.

Les résultats obtenus mettent en relief la robustesse du réglage par mode glissant. Cette robustesse est caractérisée par une insensibilité aux variations paramétriques. Les résultats confirment que le réglage par mode glissant présente une réponse rapide du système.



## Conclusion générale

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance des entraînements électriques justifie les efforts déployés pour le diagnostic des machines asynchrones. Mais la complexité des systèmes mis en jeu et le besoin d'une maintenance préventive nécessitent aujourd'hui un travail préalable de modélisation et de simulation ainsi qu'une détection précoce du défaut.

Nous avons rappelé la constitution de la machine asynchrone et ses défaillances les plus fréquentes. Les ruptures de barres font l'objet de notre étude. Nous avons ensuite présenté les différentes approches de la modélisation des machines électriques asynchrone. Compte tenu de leur fréquence d'utilisation des machines asynchrones dans l'industrie, la détection précoce des défauts dans ces machines est devenue un enjeu économique important.

Pour aborder l'étude, nous avons cité les différents défauts pouvant intervenir dans la machine asynchrone et leurs causes.

Le modèle utilisé permet de simuler plusieurs défauts envisageables dans les circuits électriques et magnétiques des machines asynchrones. En faisant une comparaison entre les modèles global et réduit, on remarque que les résultats de simulation sont comparables la différence réside dans le temps de calcul qui est long lorsque l'on utilise le modèle global. Ceci a pour conséquence de ne pouvoir prétendre aboutir à un diagnostic en ligne. Nous avons également utilisé la transformation rapide de Fourier (FFT) pour l'analyse spectrale du courant statorique pour mettre en évidence les défauts rotoriques.

L'application de la commande par orientation du flux rotorique, nous a permis d'établir un modèle simple, similaire à celui d'une machine à courant continu.

Dans la conception de ce type de contrôle il est important de choisir le modèle convenable associé à un choix judicieux du référentiel. Pour pouvoir réaliser la commande vectorielle, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs dont les plus importantes sont le module et la position du flux pour les méthodes directes, mais seulement la position du flux pour les méthodes indirectes.

Dans le dernier chapitre nous avons appliqué la commande à structure variable à l'état sain et en présence de défauts rotoriques (rupture de barres). Ce type de commande a montré plusieurs avantages tels que la robustesse de la commande faible temps de réponse. En effet les résultats obtenus avec la commande par mode de glissement ont été comparés à ceux obtenus avec une commande de type proportionnel intégral (PI).

En perspectives, l'étude réalisée dans le cadre de cette thèse pourrait être menée en utilisant les réseaux neurones, la logique floue et les techniques DTC pour la commande de la machine.

Le filtre de Kalman pourrait être utilisé avec profit en diagnostic en ligne pour estimer certains paramètres de la machine tel que la résistance rotorique.

## Notations et symboles

$a$	angle électrique entre deux mailles rotoriques [rd]
$B_s$	induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
$C_e$	couple électromagnétique [N.m]
$d, q$	indices pour les composantes de Park directe et en quadrature, respectivement
$D_b$	diamètre des billes
$D_c$	distance au contact de la bille avec la cage
$e$	entrefer [m]
$f$	fréquence d'alimentation [Hz]
$f_{cc}$	fréquence de court-circuit [Hz]
$f_r$	fréquence de rotation mécanique [Hz]
$F_e$	fréquence d'échantillonnage [Hz]
$\Delta f$	fréquence de résolution spectrale [Hz]
$J$	moment d'inertie [Kg m <sup>2</sup> ]
$k_{i1}, k_{p1}$	coefficients du régulateur de flux
$k_{i2}, k_{p2}$	coefficients du régulateur du couple
$k_{i3}, k_{p3}$	coefficients du régulateur de la vitesse dans le cas d'une commande directe
$K_d, T_d$	coefficients du régulateur du courant sur l'axe d
$K_q, T_q$	coefficients du régulateur du courant sur l'axe q
$K_v, T_v$	coefficients du régulateur de vitesse dans le cas d'une commande indirecte
$L_p$	inductance d'une barre rotorique [H]
$L_e$	inductance totale de l'anneau de court-circuit [H]
$L_{rc}$	inductance cyclique rotorique [H]
$L_{sc}$	inductance cyclique statorique [H]
$L_{sf}$	inductance de fuite statorique [H]
$L_{sp}$	inductance propre statorique [H]
$l$	longueur active du circuit magnétique [m]
$M_{sr}$	mutuelle cyclique entre le stator- rotor [H]
$M_s$	mutuelle entre phase statorique [H]
$N_s$	nombre de spires statoriques par phase
$N_r$	nombre de barres rotoriques
$n$	entier naturel
$n_b$	nombre de billes
$P$	puissance [W]
$\mathcal{P}$	opérateur de Laplace

## Notation et symboles

---

$p$	nombre de paires de pôles
$R_{bk}$	résistance de la barre $k$ [ $\Omega$ ]
$R_{bfk}$	résistance de la barre défaillante $k$ [ $\Omega$ ]
$R_b$	résistance d'une barre rotorique à l'état sain [ $\Omega$ ]
$R_s$	résistance de l'enroulement statorique [ $\Omega$ ]
$R_r$	résistance de l'enroulement rotorique [ $\Omega$ ]
$R_e$	résistance totale de l'anneau de court-circuit [ $\Omega$ ]
$s, r$	indices stator et rotor, respectivement
$T_{qd}$	retard dans la boucle de régulation sur l'axe $d$ [s]
$T_{vd}$	retard dans la boucle de régulation de vitesse [s]
$T_{vf}$	retard dû au filtre de vitesse [s]
$T_s$	constante de temps statorique [s]
$T_r$	constante de temps rotorique [s]
$g$	glissement
$i_e$	courant dans l'anneau de court-circuit [A]
$i_{bk}$	courant dans la barre [A]
$i_{rk}$	courant dans la boucle [A], $k=1, \dots, N_r$
$i_{ek}$	courant dans une portion d'anneau [A]
$i_{ds}, i_{qs}$	composantes biphasées du courant statorique direct et en quadrature [A]
$i_a, i_b, i_c$	courants des phases statoriques [A]
$V_{abc}$	les tensions statoriques [V]
$w_r$	vitesse de rotation mécanique [rd/s ]
$w_s$	pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]
$\sigma$	coefficient de dispersion de Blondel
$\theta_r$	position du rotor [rd]
$\theta_s$	position des grandeurs statoriques [rd]
$\mu_0$	perméabilité magnétique du vide [ $H.m^{-1}$ ]
$\Phi_{rk}$	flux magnétique crée par une maille rotorique [Wb]
$\Phi_s$	flux magnétique par pôle crée par le courant statorique [Wb]
$\Phi_{abc}$	les flux statoriques [Wb]

## Annexe 1

### Paramètres du moteur utilisés

$$R_r = 6.3 \Omega$$

$$R_s = 7.828 \Omega$$

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

$$R = 0.03575 \text{ m (rayon)}$$

$$L = 0.065 \text{ m (longueur)}$$

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

$$N_s = 160 \text{ spires par phase}$$

$$N_r = 16$$

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

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

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

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

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

$$P = 1$$

$$P = 1.1 \text{ kW}$$

Les coefficients des différents régulateurs

Régulateurs (PI) des courants

$$T_e = 200 \mu\text{s}$$

$$K_p = K_q = k_d = 34$$

$$K_i = 0.2869$$

## Annexe 2

II Calcul des régulateurs [GAB 01], [EDO 00] :

## II.1 Régulateur PI de flux

Le découplage proposé (4-9), permet d'écrire :

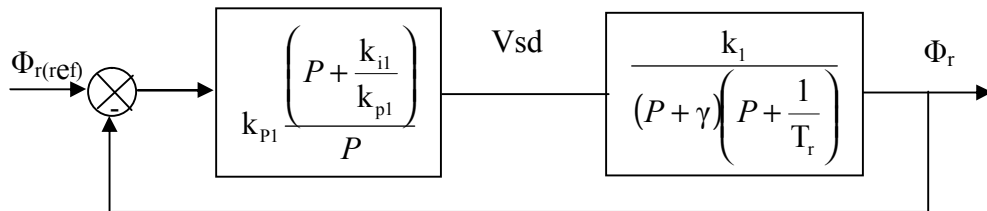
$$\Phi_r = \frac{k_1}{(P + \gamma) \left( P + \frac{1}{T_r} \right)} V_{sd}$$

avec : 
$$k_1 = \frac{M_s}{\sigma \cdot L_{sc} \cdot T_r}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2<sup>nd</sup> ordre. Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type.

$$G(P) = k_{pi} + \frac{k_{il}}{P}$$

La figure (1) présente un schéma bloc simplifié du système de control avec un régulateur PI.



**Figure 1** : Schéma en bloc simplifié de régulateur de flux

Compensons le pole le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur, soit :

$$\left( P + \frac{1}{T_r} \right)$$

Par  $\left( P + \frac{k_{il}}{k_{pi}} \right)$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{1}{T_r} \quad (1)$$

en boucle ouverte, après compensation, la fonction de transfert s'écrira alors :

$$FT_{bo} = \frac{k_{p1}k_1}{P(P + \gamma)}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{k_{p1}k_{i1}}P + \frac{1}{k_{p1}k_1}P^2}$$

En comparant cette fonction de transfert avec l'équation caractéristique de second, on trouve que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{k_1 k_{p1}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{k_{p1} k_1} = \frac{2\xi_1}{\omega_n} \end{array} \right.$$

Le gain  $k_{p1}$ , est donné par :

$$k_{p1} = \frac{\gamma}{k_1 4\xi_1^2} \quad (2)$$

L'équation (1) permet de déduire  $k_{i1}$

$$k_{i1} = \frac{1}{T_r} k_{p1} \quad (3)$$

$$k_{p1}=691; k_{i1}=3036;$$

## II.2 Régulateur PI de couple

De même, les équations de découplage (4-9) permettent d'exprimer  $C_e$  :

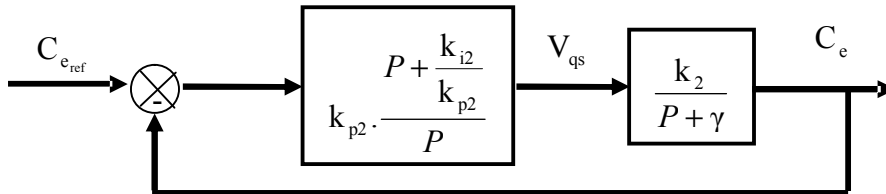
$$C_e = \frac{k_2}{P + \gamma} \cdot V_{qs}$$

avec :

$$k_2 = \frac{P \cdot M_s \cdot \Phi_{ref}}{\sigma L_{sc} L_{rc}}$$

Les paramètres du régulateur sont donc dépendants de la consigne de flux  $\Phi_{ref}$ .

Le schéma –bloc du régulateur de couple est donnée par la Figure 2 :



**Figure 2** : Schémas bloc simplifié de régulateur de couple

Compensons le pôle  $(P + \gamma)$  par :

$$P + \frac{k_{i2}}{k_{p2}}$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i2}}{k_{p2}} = \gamma \quad (4)$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit maintenant :

$$\frac{C_e}{C_{eref}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_{p1} \cdot k_2} P}$$

: En comparant cette fonction de transfere avec l'équation caractéristique du 1<sup>ere</sup> ordre, on trouve que :

$$\tau = \frac{1}{k_{p2} k_2}.$$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep2(5\%)}$  nous obtenons la condition suivante :

$$t_{rep2(5\%)} = 3 \cdot \frac{1}{k_{p2} k_2}$$



Soit :

$$k_{p2} = \frac{3}{k_2 t_{rep2(5\%)}}$$

Et, d'après l'équation (4) :

$$k_{i2} = \gamma k_{p2} \quad k_{i1}=0.35; k_{p1}= 60.6;$$

### II.3 Régulateur PI de vitesse

La dynamique de la machine, pour le contrôle de la vitesse, est donnée par l'équation mécanique, La chaîne de régulateur de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant Figure3 :

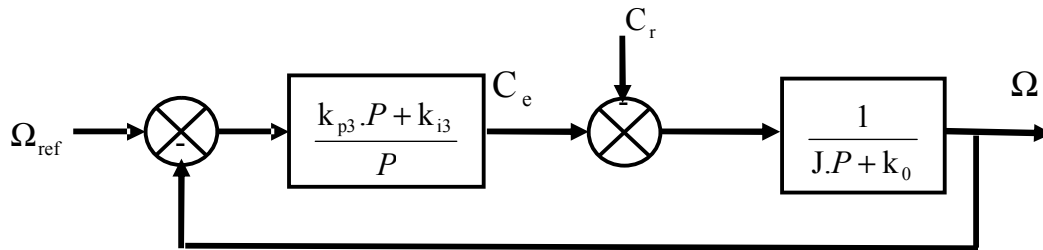


Figure 3 : Schémas bloc simplifié de régulateur de vitesse

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{JP + k_0} (C_{em} - C_r)$$

$$\Omega = \frac{1}{JP + k_0} \left( \frac{k_{p3}P + k_{i3}}{P} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{JP + k_0} C_r$$

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1 + \frac{k_{p3}}{k_{i3}}P}{\frac{J}{k_{i3}}P^2 + \frac{k_{p3} + k_0}{k_{i3}}P + 1}$$

En comparant cette fonction de transfert avec l'équation caractéristique du second ordre, on trouve que :

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$$\frac{2 \cdot \zeta_3}{\omega_0} = \frac{k_{p3} + k_0}{k_{i3}}$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$k_{i3} = J \cdot \left( \frac{\omega_0 \cdot t_{rep3}}{t_{rep3}} \right)^2 \quad (5)$$

$$k_{p3} = J \cdot \frac{2 \cdot (\omega_0 \cdot t_{rep}) \cdot \zeta_3}{t_{rep}} - k_0$$

$$k_{p3}=10; k_{i3}=2;$$

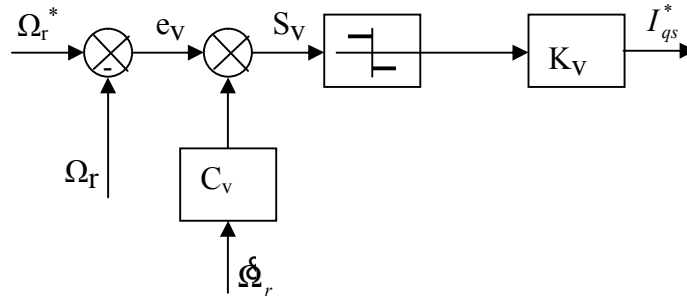
## Annexe3

### III.1 Détermination des paramètres pour la loi de CSV

Les paramètres de la commande sont à définir à partir d'une seule condition nécessaire et suffisante d'existence du régime glissant :

#### III.1.1 Boucle de vitesse

On utilise une régulation à structure variable de vitesse qui génère le courant de référence  $i_{qs}^*$ . le contrôle direct du couple électromagnétique du moteur se fait par l'imposition des courants statoriques.



**Figure1** : Schéma bloc pour la régulation de vitesse

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation de vitesse de la machine asynchrone est effectuée à partir de l'équation mécanique :

$$\dot{\Omega}_r = -\frac{k_0}{J} \Omega_r + \frac{1}{J} (C_e - C_r) \quad (1)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} \quad (2)$$

D'où, pour une référence constante on a :

$$\begin{aligned} \dot{\Omega}_v &= \dot{\Omega}_r = -\frac{k_0}{J} \Omega_r + \frac{1}{J} \left[ \frac{3}{2} \frac{pM}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - C_r \right] \\ \dot{\Omega}_v &= \dot{\Omega}_r = -\frac{k_0}{J} \left[ -\frac{k_0}{J} \Omega_r + \frac{1}{J} \left[ \frac{3}{2} \frac{pM}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - C_r \right] \right] + \frac{1}{J} \left[ \frac{3}{2} \frac{pM}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} \right] \end{aligned} \quad (3)$$

A partir de l'équation (5-10), on a :

$$\dot{\Omega}_v = C_v \dot{\Omega}_v + \dot{\Omega}_v \quad (4)$$

Rapportons (3) dans (4), on a:

$$J \cdot \dot{\Omega}_v = -k_0 \Omega_r + \frac{3}{2} \frac{pM}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - C_r \quad (5)$$

Selon le théorème de Lyapov, et à partir des équations (5-8), (5-9) et (5-14), on a :

si  $\dot{\Phi}_r > 0 \Rightarrow \dot{\Phi}_v < 0$  :

$$(5) \Leftrightarrow -k_0 \Omega_r + \frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r K_v - C_r < 0 \Rightarrow K_v < \frac{k_0 \cdot \Omega_r + C_r}{\frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r} \quad (6)$$

si  $\dot{\Phi}_v < 0 \Rightarrow \dot{\Phi}_r > 0$  :

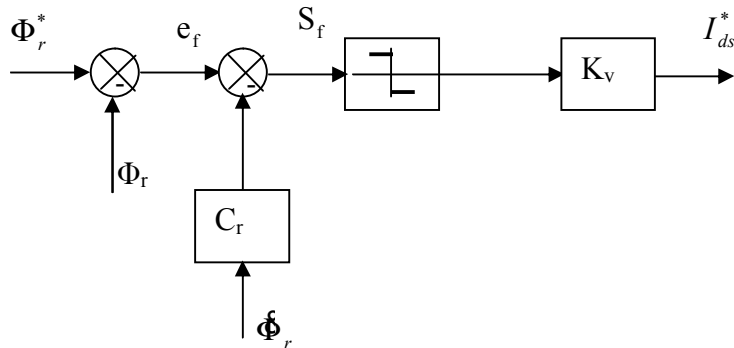
$$(5) \Leftrightarrow -k_0 \Omega_r - \frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r K_v - C_r > 0 \Rightarrow K_v < -\frac{k_0 \Omega_r + C_r}{\frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r} \quad (7)$$

A partir de (6) et (7), le gain  $K_v$  est donnée par :

$$K_v < \max_{C_r, \Omega_r, \Phi_r} \left| -\frac{k_0 \Omega_r + C_r}{\frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r} \right| \quad (8)$$

### III.1.2 Boucle de flux

On utilise aussi, comme pour la vitesse, une régulation à structure variable de flux qui génère le courant de référence  $I_{ds}^*$ .



**Figure2** : Schéma bloc pour la régulation du flux

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation du flux de la machine asynchrone est effectuée à partir de l'équation (4-6).

$$\dot{\Phi}_r = -\frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M}{T_r} I_{ds} \quad (9)$$

D'où, pour une référence constante ( $\Phi_r^* = \text{constante}$ ) on a :

$$\mathfrak{S}_f = \mathfrak{S}_r = -\frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M}{T_r} I_{ds}$$

$$\mathfrak{S}_f^* = \mathfrak{S}_r^* = -\frac{1}{T_r} \left[ -\frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M}{T_r} I_{ds} \right] + \frac{M}{T_r} I_{ds}^* \quad (10)$$

A partir de l'équation (11), on a :

$$\mathfrak{S}_f^* = C_f \mathfrak{S}_f + \mathfrak{e}_f \quad (11)$$

Rapportons (10) dans (11), on obtient:

$$T_r^2 \mathfrak{S}_f^* = C_f \Phi_r + (T_r M - C_f M) I_{ds} - T_r \Phi_r \quad (12)$$

Selon le théorème de Lyapounov, et à partir des équations (5-8), (5-9) et (5-14), on a :

$$\text{si } \mathfrak{S}_f > 0 \Rightarrow \mathfrak{S}_f^* < 0 :$$

$$(12) \Leftrightarrow C_f \Phi_r + M(T_r - C_f) K_f - T_r \Phi_r < 0 \Rightarrow K_f < \frac{\Phi_r}{M} \quad (13)$$

$$\text{si } \mathfrak{S}_f < 0 \Rightarrow \mathfrak{S}_f^* > 0 :$$

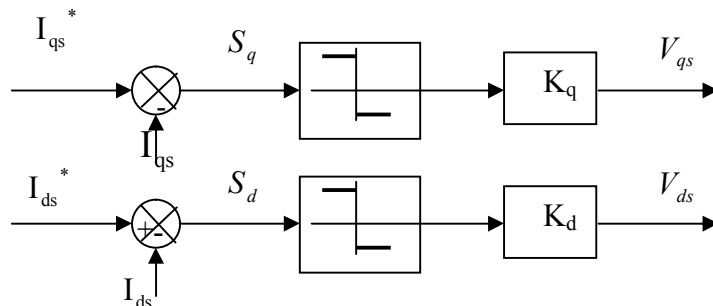
$$(12) \Leftrightarrow C_f \Phi_r - M(T_r - C_f) K_f - T_r \Phi_r > 0 \Rightarrow K_f > -\frac{\Phi_r}{M} \quad (14)$$

a partir de (13) et (14), le gain  $K_f$  est donnée par :

$$K_f < \max_{\Phi_r} \left| -\frac{\Phi_r}{M} \right| \quad (15)$$

### III.1.3 Boucles de courants

On utilise une régulation à structure variable des courants statoriques pour génère les tensions ( $V_{qs}$  et  $V_{ds}$ )



La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation des courants de la machine asynchrone est effectuée à partir des équations suivantes :

$$\begin{aligned} I_{ds}^* &= -\frac{1}{L_{sc}\sigma} \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{M \cdot R_r}{L_{sc} \cdot \sigma \cdot L_{rc}^2} \Phi_r + \frac{1}{L_{sc}\sigma} V_{ds} \\ I_{qs}^* &= -\frac{1}{L_{sc} \cdot \sigma} \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} - \omega_s I_{ds} - \frac{M}{L_{sc} \cdot \sigma \cdot L_{rc}} \omega_r \Phi_r + \frac{1}{L_{sc}\sigma} V_{qs} \end{aligned} \quad (16)$$

A partir des équations (5-12) et (5-13), on a :

$$\begin{aligned} \mathfrak{S}_q &= -I_{qs}^* \\ \mathfrak{S}_d &= -I_{ds}^* \end{aligned} \quad (17)$$

Rapportons (16) dans (17), on obtient:

$$L_{sc}\sigma \cdot \mathfrak{S}_q = \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - V_{qs} \quad (18)$$

$$L_{sc}\sigma \cdot \mathfrak{S}_d = \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{ds} - L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc}T_r} \Phi_r - V_{ds} \quad (19)$$

Selon le théorème de Lyapov, et à partir des équations (5-8), (5-9) et (5-14) on a :

$$\begin{aligned} \text{si } S_q > 0 \Rightarrow \mathfrak{S}_q < 0 : (18) \Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - K_q < 0 \\ \Rightarrow K_q > \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \text{si } S_q < 0 \Rightarrow \mathfrak{S}_q > 0 : (18) \Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - K_q < 0 \\ \Rightarrow K_q > - \left( \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \right) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned}
\text{si } S_d > 0 \Rightarrow \mathfrak{S}_d < 0 : (19) &\Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r - K_d < 0 \\
\Rightarrow K_d > &\left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r \quad (22)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{si } S_d < 0 \Rightarrow \mathfrak{S}_d > 0 : (19) &\Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r + K_d > 0 \\
\Rightarrow K_d > &\left( \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r \right) \quad (23)
\end{aligned}$$

A partir de (20), (21) et (22), (23), respectivement, les gains  $K_q$  et  $K_d$  sont données par :

$$K_q > \left| \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \cdot \Phi_r \right| \quad (24)$$

$$K_d > \left| \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r \right| \quad (25)$$