

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



**UNIVERSITE DE M'SILA**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME**  
**D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTRIQUE**

**OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

**COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UNE**  
**MACHINE ASYNCHRONE À CAGE EN TENANT**  
**COMPTE DES DEFAUTS ROTORIQUES**

**Dirigé et Proposé par :**

**Monsieur : BELHAMDI Saâd**

**Présenté par :**

**LAKHDARI Meftah**

**SALEC Mohamed-Ali**

**Année Universitaire : 2010 / 2011**

# *Remerciements*

*Nous remercions en premier lieu notre Dieu de Nous donner La santé et*

*la patience pour avoir Terminer ce travail.*

*Nous tenons évidemment à débiter ces*

*Remerciements notre encadreur Monsieur BELHAMDI Saâd*

*qui a bien voulu nous encadrer et pour ses*

*conseils précieux, sa disponibilité et sa*

*patience.*

*Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepter de juge.*

*Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou*

*de loin à l'élaboration de ce travail.*

*Nous souhaitons également remercier tous les enseignants ayant assuré nos*

*années d'étude et notre travail.*

# *Dédicace*

*A ma chère mère, la personne qui a beaucoup sacrifié pour moi sans elle  
je n'aurais eu la volonté d'atteindre ce niveau.*

*A mon cher père.*

*A toute ma famille ; A tous mes frères et mes amis.*

*A mon encadreur Monsieur BELHAMDI Saâd.*

*A mon binôme LAKHDARI Meftah.*

*A tous les enseignants et les éducateurs qui ont contribué à ma  
formation durant tout le parcours de mes études jusqu'à ce jour.*

*...je dédie ce modeste travail.*

*SALEC Mohamed-Ali*

# *Dédicace*

*Je dédie ce mémoire à mes très chers parents  
pour leur soutien moral et matériel pour leurs  
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés dans les moments les plus ardu.*

*A mon frère.*

*A mes sœurs.*

*Et à toute la famille LAKHDARI.*

*A mon encadreur Monsieur BELHAMDI Saâd.*

*A mon binôme SALEC Mohamed-Ali.*

*A tous les étudiants de la faculté en génie électrique surtout les étudiants de la  
5<sup>ème</sup> année électromécanique promotion 2011.*

*A mes chers amis :*

*Djamel, Kamel, Ameer, Khaled.*

*Et à tous mes amis de mon quartier.*

*LAKHDARI Meftah*

## Sommaire

Notation et symboles	
Introduction générale.....	I

### Chapitre I : Etat de L'art

I.1-Introduction.....	1
I.2-Défaillances de la machine asynchrone.....	1
I.2.1-Défauts dus au réseau d'alimentation .....	1
I.2.2-Défauts dus au moteur asynchrone.....	2
I.2.2.1-Défauts statoriques.....	2
I.2. 2.2-Défauts mécaniques .....	3
a- Défaillances de l'arbre.....	3
b- Défaillances de roulement.....	3
I.2.2.3-Défaut rotoriques .....	4
a-Ruptures des barres.....	4
b-Ruptures d'anneaux.....	4
c-Excentricité statique, dynamique et mixte.....	5
d-Défaut dû au palier.....	6
I.3-Conséquences des défauts.....	6
I.4-Méthodes de diagnostic.....	7
I.4.1-Méthodes externes .....	7
I.4.2-Méthodes internes.....	7
I.4.3-Méthodes inductives .....	8
I.4.4-Méthodes déductives.....	8
I.5-Conclusion.....	8

### Chapitre II :Modélisation de la MAS en présence des défauts rotorique

II.1-Introduction .....	9
II.2-Modèle multi-enroulements d'une machine asynchrone.....	9
II.2.1-Hypothèses simplificatrices.....	9
II.2.2-Calcul des inductances.....	10

II.2.2.1-Partie statorique.....	10
II.2.2.2-Partie rotorique.....	11
II.2.1.3-Inductance mutuelle stator-rotor.....	13
II.3-Mise en équation.....	14
II.3.1-Équations statoriques.....	14
II.3.2-Équations rotoriques.....	15
II.3.3-Équation d'état de la machine.....	17
II.3.4-Transformation de Park.....	18
II.3.5-Équation mécanique.....	22
II.4-Modèle de taille réduite.....	23
II.5-Modélisation de l'onduleur de tension.....	26
II.6-Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle.....	29
II.7-Conclusion.....	32

### Chapitre III : Résultat de Simulation du modèle multi enroulement de la MAS

III.1-Introduction.....	33
III.2- Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	33
III.2.1-Résultats de simulation.....	33
III.2.1.1-Cas d'un modèle de la machine asynchrone sans onduleur.....	33
A-Cas d'une machine saine.....	33
B-Cas d'une machine avec défaut rotorique.....	36
1- Cassure des deux barres adjacentes .....	36
2- Cassure des deux barres espacées.....	39
III.2.1.2-Cas d'un modèle de la machine asynchrone avec onduleur.....	42
A-Cas d'une machine saine.....	42
B-Cas d'un machine avec défaut rotorique.....	45
1- Cassure des deux barres adjacentes.....	45
2- Cassure des deux barres espacées.....	47
III.3-Conclusion.....	50

Chapitre IV : Commande par mode glissant en tenant compte des défauts rotoriques

IV.1-Introduction.....	52
IV.2-Théorie de la commande par mode de glissant.....	52
IV.2.1-Bases mathématiques de la commande par mode glissant .....	52
IV.2.2- Conditions pour l'existence du mode de glissant.....	53
IV.2.3- Synthèse de la loi de commande par mode glissant.....	54
IV.2.4-Conception de la loi de commande non linéaire par mode glissant...54	
IV.2.4.1- Choix de la surface de glissement.....	54
IV.2.4.2-Établissement de la condition de convergence.....	55
IV.2.4.3-Détermination de la loi de commande.....	56
A-Commande équivalente.....	56
B- Commande discontinue de base.....	57
B.1- Commande sign.....	57
B.2- Commande avec un seul seuil.....	58
B.3- Commande adoucie.....	58
B.4- Commande intégrale.....	59
IV.2.5-Structure des régulateurs.....	59
IV.2.5.1-Sélection des surfaces de commutation.....	60
IV.3- Résultats de simulation.....	61
IV.3.1-Cas d'un modèle de la machine asynchrone avec onduleur.....	61
A- Cas d'une machine saine.....	61
B-Cas d'une machine avec défaut rotorique.....	63
1)- Cassure des deux barres adjacentes.....	63
2)- Cassure des deux barres espacées.....	66
IV.4-Conclusion.....	68
Conclusion générale	
Annexes	
Bibliographie	
Résumé	

---

---

## 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
$e$	entrefer [m]
$f_s$	fréquence d'alimentation [Hz]
$f_{cc}$	fréquence de court-circuit [Hz]
$f_r$	fréquence de rotation mécanique [Hz]
$\Delta f$	fréquence de résolution spectrale [Hz]
$J$	moment d'inertie [Kg m <sup>2</sup> ]
$K_q, K_d$	coefficients des régulateurs des courants sur les axes $q, d$ .
$K_v$	coefficient du régulateur de vitesse dans la commande par mode glissant
$K_f$	coefficient du régulateur de flux dans la commande par mode glissant
$L_p$	inductance d'une barre rotorique [H]
$L_e$	inductance totale de l'anneau de court-circuit [H]
$L_{rdq}$	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
$P$	puissances [W]
$p$	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
$T_r$	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]
$V_{ds}, V_{qs}$	composantes biphasées du tension statorique direct et en quadrature [V]
$V_{os}$	composante homopolaire du tension statorique [V]
$i_a, i_b, i_c$	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]
$\psi_{sa}$	flux total traversant l'enroulement statorique de phase « a » [Wb]
$K_0$	coefficient de frottement

## Introduction générale

Les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil sont les plus fréquemment utilisées en raison de leur robustesse, de leur simplicité de construction et de leur bas coût. Néanmoins, celles-ci subissent au cours de leur durée de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent les rendre défaillantes. 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.

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 [2].

Le diagnostic et la détection des défauts mobilisent à ce jour beaucoup de chercheurs dans les différents domaines industriels, spécialement les entraînements électriques qui utilisent de plus en plus les moteurs asynchrones à cause de leur robustesse. Mais sont utilisation limité dans l'entraînement des systèmes à vitesse constante par rapport aux systèmes à vitesse variable à cause de la difficulté de sa commande.

Aujourd'hui, avec la progression de l'électronique de puissance, le moteur asynchrone peut-être asservi bien en couple qu'en vitesse. Ce contrôle lui ouvre de larges domaines d'utilisation (l'aéronautique, le nucléaire, la chimie, les transports ferroviaires, etc...). Malgré sa fiabilité et sa robustesse, la machine asynchrone subit, au cours de sa fonctionnement, un certains nombres de contraintes de différentes natures (électriques, mécaniques et environnement). Ces derniers induits des défaillances qui peuvent conduisent à des arrêts non programmés, à des pertes de production, à des réparations coûteuses et peuvent entraîner de graves conséquences sur la sécurité des personnes, des matériels et d'environnement [4].

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone a fait l'objet de nombreux travaux de recherche, que ce soit dans le but de dimensionnement, de la commande ou du diagnostic. La diversité des objectifs a fait apparaître plusieurs techniques de modélisation et d'outils de simulation, dont chaque type de modélisation est plus ou moins adapte a un domaine plus que les autres. Mais ces outils sont souvent trop spécifiques a une topologie ou une machine bien déterminée. Il serait cependant intéressant de disposer d'un outil simple et générique, pouvant servir comme un banc d'expérimentation et de teste des machines

asynchrones, que ce soit en mode sain ou en présence des défauts. Ces défaillances impliquent généralement une modification de la topologie de la machine, cette modification topologique prend l'une des formes suivantes : un court-circuit entre les spires d'une phase, un court-circuit entre deux phases, un court-circuit entre une phase et la masse, une rupture des conducteurs statoriques ou une rupture des barres rotoriques [13].

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple la commande adaptative, la commande floue, la commande par mode de glissant [15].

Le mode glissant a été largement utilisé pour commander une large classe des systèmes non linéaires. Il s'agit de définir une surface dite de glissement en fonction des états du système de façon qu'elle soit attractive. La commande globale synthétisée se compose de deux termes : le premier permet l'approche jusqu'à cette surface et le second le maintien et le glissement le long de celle-ci vers l'origine du plan de phase. La commande globale ainsi construite permet d'assurer en plus des bonnes performances de poursuite, une dynamique rapide et un temps de réponse court.

Cependant, cette loi de commande représente quelques inconvénients qui peuvent être résumés en deux points. Le premier réside dans la nécessité d'avoir des informations précises sur l'évolution du système dans l'espace d'état et les bornes supérieures des incertitudes et des perturbations. Or, la nature incertaine des systèmes non linéaires rend difficile si ce n'est impossible de disposer d'une description analytique de la dynamique du système. Le second inconvénient réside dans l'utilisation de la fonction signe dans la loi de commande pour assurer le passage de la phase d'approche à celle du glissement. Ceci donne lieu au phénomène de broutement qui consiste en des variations brusques et rapides du signal de commande, ce qui peut exciter les hautes fréquences du processus et l'endommager. Cette thèse contribue à l'élaboration d'une famille de lois de commande adaptative robuste basée sur le mode glissant pour une classe de systèmes non linéaires incertains et perturbés.

En résumé, le travail présenté dans ce mémoire porte sur la combinaison de la commande adaptative, du mode glissant pour résoudre le problème de poursuite des systèmes non linéaires [14].

Ce mémoire se compose des quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous rappelons les principaux défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone à cage, et leurs origines.

Le deuxième chapitre consacré à la présentation du modèle de simulation. Nous utilisons un modèle multi-enroulement de la machine asynchrone triphasée à cage pour analyser le comportement de la machine en absence et en présence des défaillances.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons les résultats de simulation du moteur asynchrone, dans les différentes conditions de fonctionnement, (avec et sans défaut). Nous montrerons les effets des cassures des barres sur les différentes grandeurs électriques et électromécaniques de la machine.

Le dernier chapitre représente la commande par mode glissant appliquée à la machine asynchrone sain et 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.

**CHAPITRE I**  
**ETAT DE L'ART**

## **I.1-Introduction**

Quant un défaut apparaît dans un processus, il doit être détecté le plus tôt possible, dans ce cas le système de détection du défaut doit indiquer l'existence d'une anomalie dans les équipements de réalisation du processus. Après la détection, le diagnostic du défaut est exécuté, le défaut est éliminé et sa cause est localisée [10].

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différents défauts au niveau de la machine asynchrone à cage et ses diagnostics.

## **I.2-Défaillances de la machine asynchrone**

De multiples défaillances peuvent apparaître dans la machine asynchrone, elles peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques ou électriques, leurs causes sont très variées [4].

### **I.2.1-Défaut dus 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 [3].

## I.2.2-Défaut dus au moteur asynchrone

### 1.2.2.1-Défauts statoriques

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Nous pouvons citer, par exemple, les défauts de type courts-circuits inter-spires qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques, ce type de défaut peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases [1], [4].

Nous pouvons citer aussi, les court-circuits apparaissant entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou encore entre deux phases statoriques [1].

Ces défauts ont le plus souvent une origine mécanique. En effet, des vibrations excessives peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine créant ainsi le court-circuit. Une cosse male serrée à la jonction du câble d'alimentation et des bornes de la machine peut être à l'origine d'une ouverture de phase. Le défaut le plus couramment rencontré reste encore la fusion d'un fusible de protection [1].

Ces défauts peuvent être détectés par une analyse harmonique des courants absorbés par la machine [1].

A partir des études, il a été montré que le courant statorique avait un spectre enrichi en harmoniques dus au court circuit entre une ou plusieurs spires statoriques (Fig. I.1).

Les fréquences sont données par la relation [3] :

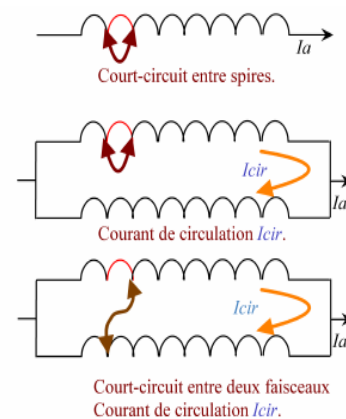
$$f_{cc} = f_s \left\{ \frac{n}{p} (1 - g) \right\} \pm k$$

où :

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

$f_s$  : fréquence d'alimentation .

$n$  : entier naturel .



**Fig.I.1-** Différents court circuits au stator

## **I.2.2.2-Défauts mécaniques**

### **a-Défaillances de l'arbre**

L'arbre de la machine peut lasser paraître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A court ou long terme, cette fissure peut mener à une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine [1].

### **b-Défaillances de roulement**

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles sont [12]:

- L'usure due au vieillissement.
- La température de fonctionnement élevée.
- La perte de lubrification.

L'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement).

- Le défaut de montage.
- Les courants d'arbres.

Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont :

- Des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures.
- L'ondulation de leur surface de roulement.
- L'attaque des billes.
- La corrosion due à l'eau.
- Défaut de graissage, problème dû à la température.

- Décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge.

Sur le système, ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du moteur

### **1.2.2.3-Défauts rotoriques**

Les défauts rotoriques se situent au niveau de la cage ou au niveau de l'entrefer. Au niveau de la cage les défauts se résument à la rupture de barres de la cage ou à-la rupture d'anneaux de court-circuit. Au niveau de l'entrefer les défauts se manifestent par une excentricité statique, dynamique ou mixte [4].

#### **a-Ruptures des barres**

Ces défauts apparaissent au niveau du rotor. Ce sont les défauts les plus fréquents. Ils se présentent par des ruptures totales ou partielles d'une (s) barre (s) au niveau de la cage d'écureuil. Ils se traduisent par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique. Ces pannes rotoriques engendrent malheureusement des ondulations dans le couple électromagnétique qui elles mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine. Ce qui génère des défauts mécaniques en plus dans la machine [7].

#### **b-Ruptures d'anneaux**

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux.

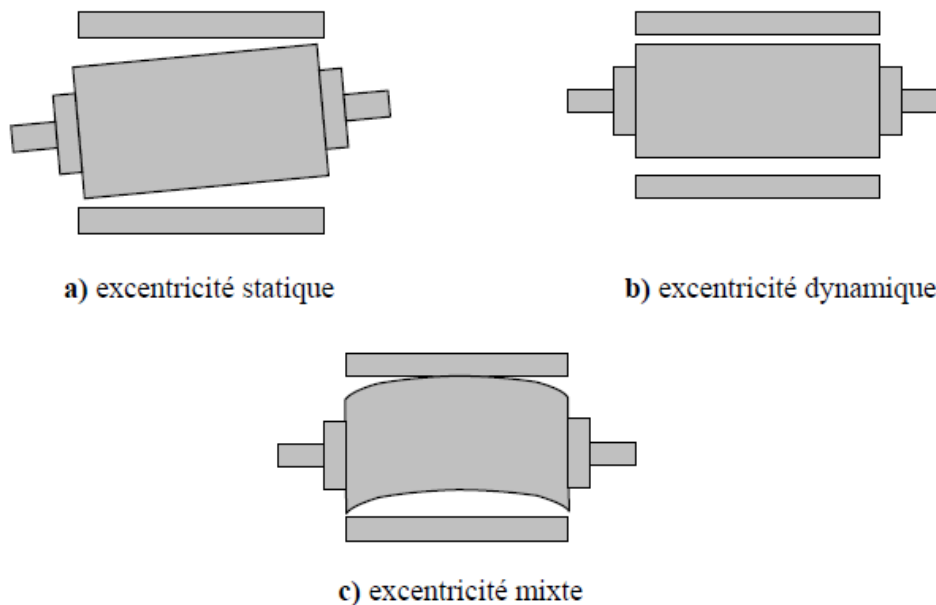
La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques [4].

### c-Excentricité statique, dynamique et mixte

La machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor) [4].

On distingue généralement trois cas d'excentricité [2] :

- l'**excentricité statique**, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.
- l'**excentricité dynamique**, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe
- l'**excentricité qu'on pourrait qualifier de globale**, associant les deux cas précédemment cités (excentricité mixte)



**Fig.I.2**-Représentation de l'excentricité statique, dynamique et mixte [8]

Ce défaut modifie le comportement magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromotrices, ce qui agit directement sur le noyau statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation.

D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquences des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système.

Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [4].

### **d-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 [3] :

- Le désalignement proprement dit ou 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.

### **I.2.2.4-Défauts dû aux autres**

Autres défauts peuvent se produire et provoquent une dérivation des performances de la machine. Nous pouvons citer les cas suivantes [12]:

- Défauts de fixation.
- Engrenage endommagé.
- Excitation hydrodynamique.
- Défauts induits par un desserrage.

Chaque défaut se traduit par son image fréquentiel à travers le courant absorbé par la machine.

## **I.3-Conséquences des défauts**

Les défauts qui surviennent sur les machines asynchrones conduisent à de multiples problèmes qui affectent la rentabilité de l'installation globale, et qui peuvent aller jusqu'à l'arrêt total. On cite parmi les conséquences des défauts [8]:

- Effectuations au niveau du couple et de la vitesse.
- Appel supplémentaire de courant.
- Déséquilibre au niveau de la tension et de courant de ligne.
- Augmentation des arrêts non programmés, des pertes de production.

## I.4-Méthodes de diagnostic

Dans cette partie nous avons choisi de décrire les méthodes les plus couramment rencontrées pour le diagnostic des défauts électriques ou mécaniques [1].

Le raisonnement et la connaissance sont deux éléments clés dans la solution d'un problème. Le diagnostic est au niveau conceptuel une distribution systématique des symptômes en diverses catégories de défauts. Par rapport à la connaissance et au raisonnement deux grandes classes des méthodes de diagnostic existant [8]:

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

### I.4.1-Méthodes externes

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

Flux d'entrefer, puissance instantanée, courant statorique et vibration acoustique.

L'analyse de signaux est réalisée en régime permanent car le nombre de points d'acquisition est suffisant pour faire tous les types d'analyse [3].

### I.4.2-Méthodes internes

Cette famille de méthodes est principalement dérivée des techniques utilisées par les automaticiens a partir de modèles physiques au de comportement validés par les techniques d'identification de paramètre [9].

La connaissance du modèle permet de décrire les relations de cause a effet, ces méthodes requièrent une connaissance approfondie du fonctionnement sous la forme de modèle mathématique, ces méthodes utilisent un modèle pour reproduire le comportement du système.

On distingue ces méthodes suivant le modèle utilisé [8].

- **Modèle de simulation** : les modèles analytiques utilisés dans ce mode sont représentés par des équations d'état ou des fonctions de transfert.
- **Observateur (estimateur)** : ce modèle est décrit sous une représentation de variable d'état.
- **Estimation paramétrique** : c'est la détermination des vecteurs des paramètres qui

gouvernent le comportement dynamique du système.

**Modélisation des signaux** : dans cette méthode, le contenu spectral, l'évolution temporelle des variables mesurées sont exploitées pour détecter et localiser les défauts, l'analyse spectrale est très Utiliser pour détecter des défaillance dans les machines électriques.

### **I.4.3-Méthodes inductives**

Elles 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 leur combinaison a fin de trouver le défaut [8].

### **I.4.4-Méthodes déductives**

Le raisonnement en arrière est la principale caractéristique de ces méthodes, la méthode déductive doit trouver quels sont les effets dans le système

Une vérification des effets trouvés par rapport aux effets possibles permet de confirmer l'existence d'un défaut.

Le diagnostic peut utiliser soit un seul type de raisonnement (avant ou arrière) soit une combinaison de raisonnement (avant et arrière) dans ce dernier cas le raisonnement appelé mixte ou avant arrière [3].

## **I.5-Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté des notions très importantes en diagnostic, tel que les défauts pouvons affecter la machine asynchrone, Parmi les défauts, que notre travail était consacré à l'étude, la ruptures des barres rotoriques d'une machine asynchrone à cage fait partie des plus courants. En fait, dans le domaine du diagnostic ainsi que dans celui de la commande des machines électriques, Pour cela, il faut disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement dans l'état sain et avec défaut. Ceci fait l'objet du chapitre suivant.

**CHAPITRE II**  
**MODELISATION DES MAS EN PRESENCE**  
**DES DEFAUTS ROTORIQUE**

## II.1-Introduction

La mise en point d'une procédure de diagnostic, à base de modèles analytiques pour les machines asynchrones, nécessite la synthèse d'un modèle décrivant complètement de la machine 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 modèles simples (d, q), négligeant un certain nombre de phénomènes, ses modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axe. Donc, il a fallu s'orienter vers le modèle multi enroulement pour une description adaptée aux défauts.

La modélisation décrite dans ce chapitre a pour objet de représenter les barres ou les anneaux de court circuit pour une machine asynchrone à cage. Dans cette perspective, nous avons développé un modèle basé sur un circuit maille représentant la cage rotorique, nous avons privilégié l'approche analytique afin de disposer d'un modèle mathématique ne nécessitant pas d'outils de calcul complexe [8].

## II.2-Modèle multi enroulement d'une machine asynchrone

L'objectif est de procéder à un développement d'un modèle de la machine asynchrone qui met en évidence l'influence des défauts étudiés sur les grandeurs mesurables de la machine, principalement les courants. Deux approches sont possibles, la première s'appuie sur la distribution des champs et des courants en tout point de la machine est permet de simuler son fonctionnement en régime des défauts. 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 les problèmes de rupture de barres et d'anneaux de court circuit [8].

### II.2.1-Hypothèses simplificatrices

Pour pouvoir nous concentrer sur la simulation des ruptures de barres et de portions d'anneaux de court-circuit, nous avons modélisé le rotor par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement, où une maille est constituée de deux barres et les deux portions d'anneaux qui les relie. Chaque barre et segment d'anneau sont caractérisés par

Une résistance et une inductance. Pour notre modélisation, nous avons été amenés à faire quelques hypothèses simplificatrices [7] :

- Perméabilité relative de fer très grande;
- Entrefer lisse et constant (effet d'excentricité négligeable, champ radial);
- Distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice statorique;
- Effet pelliculaire nul – courants de Foucault négligeables hors des barres rotoriques.

Avec ces hypothèses, et en supposant un stator sain, de constitution symétrique, nous avons calculé les différents paramètres du modèle.

## II.2.2-Calcul des inductances

### II.2.2.1-Partie Statorique

En considérant que l'intensité du champ magnétique H qui produit par une bobine statorique dans le fer est très faible par rapport à sa valeur dans l'entrefer, vu la symétrie dispositif, et d'après le théorème d'ampère on peut écrire [3] :

$$\oint H dl = \frac{N_s \cdot I_s}{p} \quad (2-1)$$

la décomposition de l'induction sera :

$$B(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s I_s}{e p \pi} \cos(P\theta) \quad (2-2)$$

Par conséquent, le flux magnétique dans l'entrefer est obtenu par l'intégration de l'expression (2-2) on écrit:

$$\Phi_s = \iint_s B_s ds = \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s R l d\theta \quad (2-3)$$

On obtient :

$$\Phi_s = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e.p^2} R l I_s$$

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

$$\Psi_{sa} = N_s \Phi_s = N_s I_s \frac{2\mu_0 N_s R l}{e.p.\pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(p\theta) d\theta \quad (2-4)$$

Donc :

$$\Psi_{as} = L_{sp} I_s \quad (2-5)$$

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

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

Le flux de fuite est donné par :

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

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

$$L_{as} = L_{sp} + L_{fs} \quad (2-8)$$

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

L'inductance mutuelle entre les phases statoriques est [12] :

$$M_s = - \frac{L_{sp}}{2}$$

### II.2.2.2-partie rotorique

La figure (II.1) représente en fonction de "  $\theta$  ", l'allure de l'induction magnétique, supposé radiale, produite par une maille rotorique "k" dans l'entrefer [12].



Donc, l'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes, est exprimée par la relation suivante :

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

L'inductance mutuelle entre la  $k^{\text{ème}}$  maille et les mailles adjacentes est donnée par :

$$M_{rk(k-1)} = M_{rk(k+1)} = M_{rr} - L_b \quad (2-14)$$

### II.2.2.3-Inductance mutuelle stator-rotor

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

$$\text{par: } B_{msr} = \frac{2\mu_0 N_s \cdot i_s}{e \cdot p \cdot \pi} \cos\left(p\theta - n \frac{\pi}{3}\right) \quad (2-15)$$

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

Le flux traversant la maille k, est donné par :

$$\Phi_{ika} = \int_0^t dz \int_{ka}^{(k+1)a} B_s \cdot R \cdot l \cdot d\theta \quad (2-16)$$

On obtient :

$$\Phi_{ika} = -\frac{2\mu_0}{\pi \cdot e \cdot p} N_s R \cdot l \cdot i_s \frac{1}{p} \left[ \sin\left(p\theta - n \frac{2\pi}{3}\right) \right]_{ka}^{(k+1)a} \quad (2-17)$$

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

$$M_{ika} = -M_{sr} \cos\left(p\theta - n \frac{2\pi}{3} + ka\right) \quad (2-18)$$

Avec :

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

$a = p \frac{2\pi}{N_r}$  : est l'angle électrique entre deux maille rotorique [3].

### II.3-Mise en équations :

L'objectif de cette étape est de trouver un modèle adéquat de la machine asynchrone pour mener la simulation [3].

#### II.3.1-Equations statoriques

Les équations de tension et du flux statorique sont :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \\ [\Phi_{abc}] = [L_s][I_{abc}] + [M_{sr}][I_{rk}] \end{cases} \quad (2-19)$$

avec :

$$\begin{aligned} [V_{abc}] &= [V_a \quad V_b \quad V_c]^T \\ [I_{abc}] &= [I_a \quad I_b \quad I_c]^T \\ [I_{rk}] &= [I_{r0} \quad I_{r1} \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad I_{r(N_r-1)}]^T \\ [\Phi_{abc}] &= [\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c]^T \end{aligned}$$

La matrice des résistances statoriques est :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances statoriques s'écrit :

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

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

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

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

### II.3.2-Equations rotoriques

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 inters barres nécessiterait d'affiner encore le circuit [12].

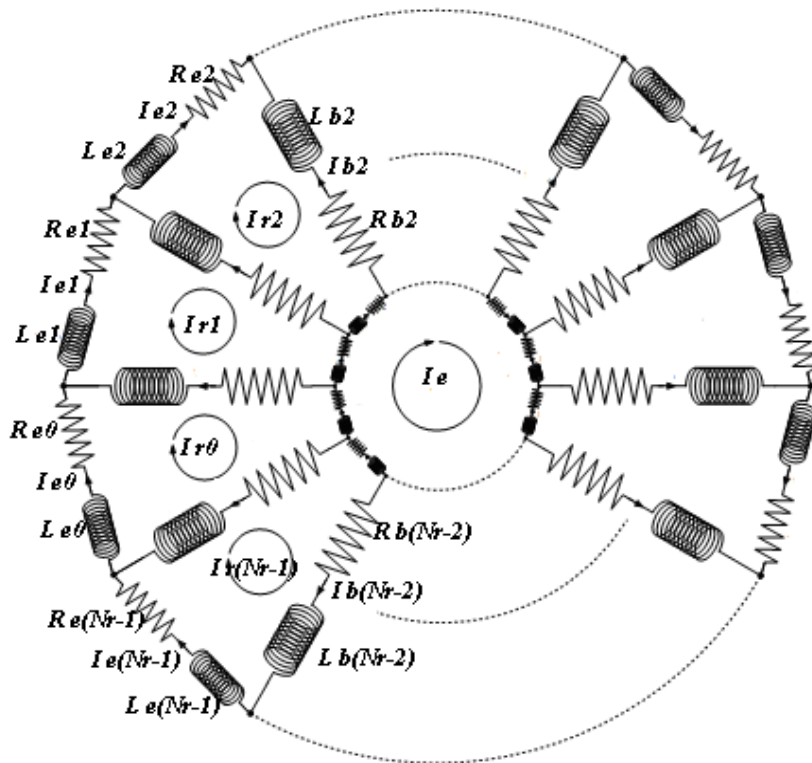


Fig.II.2:-Schéma équivalent de la cage rotorique [4]

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 :

$$\frac{R_e}{N_r} i_{rk} - R_{b(k-1)} \cdot i_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} i_{ek} + R_{bk} i_{bk} + \frac{d}{dt} \Phi_{rk} = 0 \quad (2-20)$$

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 :

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

- L'équation (2-20) 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 :

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & \left( L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) I_{rk} - M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} I_{rj} - L_b (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{L_e}{N_r} I_e \\ & - M_{sr} \left[ \cos(\theta_r + ka) : \cos\left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}\right) : \cos\left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}\right) \right] [I_{abc}] \end{aligned} \quad (2-21)$$

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

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 :

$$\frac{R_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} I_{r(k)} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} \frac{d}{dt} I_{r(k)} - I_e \frac{d}{dt} I_e - R_e I_e = 0 \quad (2-22)$$

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

Le système est mis sous la forme canonique suivant [3] :

$$[V] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \frac{d[L]}{dt} [I] \quad (2-23)$$

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.

$[I] = [i_a \ i_b \ i_c \ ; \ i_{r0} \ i_{r1} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)} \ ; \ I_e]^t$  : 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 :

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

La matrice des résistances rotoriques

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

La matrice globale des inductances est donnée par :

$$[\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} [\mathbf{L}_s]_{3 \times 3} & : & [\mathbf{M}_{sr}]_{3 \times (N_r+1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ [\mathbf{M}_{rs}]_{(N_r+1) \times 3} & : & [\mathbf{L}_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances rotoriques :

$$[\mathbf{L}_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & \dots & \dots & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & : & -\frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ M_{rr} - L_b & \dots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & : & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ M_{rr} - L_b & \dots & M_{rr} & \dots & \dots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & : & -\frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \\ -\frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & L_e \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & : & \dots \end{bmatrix}$$

La dérivée de la matrice globale des inductances est :

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

On remarque que la matrice  $[\mathbf{M}_{sr}]$  dépend du temps, ce qui nécessite l'inversion de la matrice inductance  $[\mathbf{L}]$ , de dimension  $N_r+4$ , à chaque pas de calcul. Pour rendre cette matrice constante, on applique la transformation de Park sur les équations de tensions statoriques [4].

### II.3.4-Transformation de Park

La matrice de Park modifiée est définie par [3] :

$$[\mathbf{P}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

La dérivée de la matrice de Park est :

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

La matrice globale de Park de dimension  $(N_r+4) \times (N_r+4)$  est définie par :

$$[T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)] & : & [0] \\ \dots & : & \dots \\ [0]^T & : & [1] \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

[1] : est la matrice identité de dimension  $(N_r+4) \times (N_r+4)$ .

L'inverse de la matrice globale de Park [12] :

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

Sachant que :

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

$$[I] = [T][I_{tr}], \quad \text{avec : } [I_{tr}] = [i_{os} \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad : \quad i_{r0} \quad i_{r1} \dots i_{rk} \dots i_{r(N_r-1)} \quad : \quad i_e]^T$$

L'équation (2.23) devient :

$$[T][V_{tr}] = [R][T][I_{tr}] + [L]^{-1} \frac{d[T][I_{tr}]}{dt} + \frac{d[L]}{dt}[T][I_{tr}] \quad (2-26)$$

$$[V_{tr}] = \left( \underbrace{[T]^{-1}[R][T]}_A + \underbrace{[T]^{-1}[L] \frac{d[T]}{dt}}_B + \underbrace{[T]^{-1} \frac{d[L]}{dt}[T]}_C \right) [I_{tr}] + \underbrace{[T]^{-1}[L][T]}_D \frac{d[I_{tr}]}{dt} \quad (2-27)$$

Les termes A, B et C sont donnés par :

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

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

La mise en équation du modèle de la machine, conduit à un système complet de dimension (Nr+4) :

$$\begin{bmatrix} V_{0s} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \\ \dots \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = [L_r] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{0s} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ \dots \\ i_{r0} \\ i_{r1} \\ \vdots \\ i_k \\ \vdots \\ i_{r(Nr-1)} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} + [R_r] \begin{bmatrix} i_{0s} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ \dots \\ i_{r0} \\ i_{r1} \\ \vdots \\ i_k \\ \vdots \\ i_{r(Nr-1)} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} \tag{2-28}$$

$[L_r]$  et  $[R_r]$  sont les matrices globales des inductances et des résistances obtenues

après la transformation de Park.

La matrice  $[L_r]$  est donnée par [4] :

$$\begin{bmatrix} L_s+2M_s & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & L_s-M_s & 0 & \vdots & \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma & \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \cos(\alpha) & \dots & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \cos((N_r-1)\alpha) & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & L_s-M_s & \vdots & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \sin(\alpha) & \dots & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \sin((N_r-1)\alpha) & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma & 0 & \vdots & L_r p+2L_b+2\frac{L_e}{N_r} & M_r r-L_b & M_r r & \dots & M_r r-L_b & \vdots & \frac{L_e}{N_r} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \cos(\alpha) & \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \sin(\alpha) & \vdots & M_r r-L_b & L_r p+2L_b+2\frac{L_e}{N_r} & M_r r-L_b & M_r r & \dots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \cos((N_r-1)\alpha) & \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \sin((N_r-1)\alpha) & \vdots & M_r r-L_b & \dots & M_r r & M_r r-L_b & L_r p+2L_b+2\frac{L_e}{N_r} & \vdots & \frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & \frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \frac{L_e}{N_r} & \vdots & L_e \end{bmatrix}$$

La matrice  $[R_r]$  est donnée par [4]:

$$\begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & r_s & \alpha_p(L_s-M_s) & \vdots & 0 & -\alpha_p \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \sin(\alpha) & \dots & \dots & -\alpha_p \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \sin((N_r-1)\alpha) & \vdots & 0 \\ 0 & \alpha_p(L_s-M_s) & r_s & \vdots & \alpha_p \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma & \alpha_p \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \cos(\alpha) & \dots & \dots & \alpha_p \sqrt{\frac{3}{2}}L_\sigma \cos((N_r-1)\alpha) & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & R_{b0}+R_{b(N_r-1)}+2\frac{R_e}{N_r} & -R_{b0} & 0 & \dots & -R_{b(N_r-1)} & \vdots & \frac{R_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & -R_{b(k-1)} & R_{bk}+R_{b(k-1)}+2\frac{R_e}{N_r} & -R_{bk} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & -R_{b(N_r-1)} & 0 & \dots & -R_{b(N_r-2)} & R_{b(N_r-1)}+R_{b(N_r-2)}+2\frac{R_e}{N_r} & \vdots & \frac{R_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & \frac{R_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{N_r} & \vdots & R_e \end{bmatrix}$$

A ces équations, on ajoute les équations électromécaniques afin d'avoir la vitesse

électrique de rotation et la position  $\theta_r$  du rotor

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} (C_e - C_r - k_0 \omega_m) \quad (2-29)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (2-30)$$

### II.3.5-Equation mécanique

La puissance absorbée de la machine asynchrone s'écrit [3] :

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

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

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 :

$$P_e = [V_{abc}]^t [i_{abc}] = [V_{dq0}]^t [I_{dq0}] \quad (2-31)$$

$$[V_{dq0}] = [R_s] [i_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq0}] + [P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} [\Phi_{dq0}] \quad (2-32)$$

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

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

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

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  $C_e \omega / P$ . On en tire l'expression scalaire du couple .

$$C_e = p[\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (2-33)$$

Il faut d'abord, trouver les expressions des composantes biphasées  $\Phi_{ds}, \Phi_{qs}$  et du flux statorique. On a [4] :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{0dq_s}] \\ [\Phi_{rk}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{0dq_s} \\ I_{kr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{0dq_s}] \\ [\Phi_{rk}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [L_s] [P(\theta)] & [P(\theta)]^{-1} [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T [P(\theta)] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{0dq_s} \\ I_{kr} \end{bmatrix}$$

Après le calcul on obtient :

$$\begin{aligned} \Phi_{0s} &= (L_s + 2M_s) i_{0s} \\ \Phi_{ds} &= (L_s - M_s) i_{ds} + \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \cos(ka) \\ \Phi_{qs} &= (L_s - M_s) i_{qs} + \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \sin(ka) \end{aligned}$$

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

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot M_{sr} (I_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \sin(k.a) - I_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \cos(k.a)) \quad (2-34)$$

## II.4-Modèle de taille réduite

La représentation système par l'expression (2-28) 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

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 [3] :

$$\begin{aligned} [X_{odq_s}] &= [T(\theta_s)] [X_{abc_s}] \Rightarrow [X_{abc_s}] = [T(\theta_s)]^{-1} \cdot [X_{odq_s}] \\ [X_{odqr}] &= [T_{3N_r}(\theta_r)] [X_{ik}] \Rightarrow [X_{ik}] = [T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} [X_{odqr}] \end{aligned}$$

Soit la partie statorique :

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_s] + \frac{d}{dt} \{[\mathbf{L}_s] \cdot [\mathbf{i}_s]\} + \frac{d}{dt} \{[\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_{rk}]\}$$

L'application de la transformation donne :

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{odqs}] &= \{[\mathbf{T}(\theta_s)][\mathbf{R}_s][\mathbf{T}(\theta_s)]^{-1}\}[\mathbf{i}_{odqs}] + \{[\mathbf{T}(\theta_s)][\mathbf{L}_s][\mathbf{T}(\theta_s)]^{-1}\} \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_{odqs}] \\ &+ \left\{ [\mathbf{T}(\theta_s)][\mathbf{L}_s] \frac{d}{dt} [\mathbf{T}(\theta_s)]^{-1} \right\} [\mathbf{i}_{odqs}] + \{[\mathbf{T}(\theta_s)][\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{T}_{3N_r}(\theta_R)]^{-1}\} \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_{odqr}] \\ &+ \left\{ [\mathbf{T}(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{[\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{T}_{3N_r}(\theta_R)]^{-1}\} \right\} [\mathbf{i}_{odqr}] \end{aligned}$$

Pour la partie rotorique :

$$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_{rk}] + \frac{d}{dt} \{[\mathbf{L}_r] \cdot [\mathbf{i}_{rk}]\} + \frac{d}{dt} \{[\mathbf{M}_{rs}] \cdot [\mathbf{i}_s]\} \quad (2-35)$$

Nous obtenons de la même façon :

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{odqr}] &= \{[\mathbf{T}(\theta_R)][\mathbf{R}_r][\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1}\}[\mathbf{i}_{odqr}] + \{[\mathbf{T}(\theta_R)][\mathbf{L}_r][\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1}\} \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_{odqr}] \\ &+ \left\{ [\mathbf{T}(\theta_R)][\mathbf{M}_{sr}] \frac{d}{dt} [\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_{odqr}] + \left\{ [\mathbf{T}(\theta_R)] \frac{d}{dt} [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{T}(\theta_s)]^{-1} \right\} [\mathbf{i}_{odqs}] \end{aligned}$$

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 [12].

$$\begin{bmatrix} L_{sc} \cdot I_2 & -\frac{N_r}{2} M_{sr} \cdot I_2 & \vdots & 0 \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cdot I_2 & L_{rdq} & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dqs} \\ V_{dqr} \\ \dots \\ V_e \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

$$\begin{bmatrix} R_s \cdot I_2 + \omega_r L_{sc} \cdot J_2 & -\frac{N_r}{2} \omega_r M_{sr} \cdot J_2 & \vdots & 0 \\ 0 & R_{rdq} \cdot I_2 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix}$$

$$L_{rdq} = L_{ip} - M_{rr} + \frac{2 \cdot L_e}{N_r} + 2 \cdot L_e (1 - \cos(a)) \quad (2-37)$$

$$R_{rdq} = 2 \frac{R_e}{N_r} + 2 \cdot R_b (1 - \cos(a)) \quad (2-38)$$

$$\mathbf{I}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{J}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans le cas d'un défaut rotorique, la matrice  $[\mathbf{R}_r]$  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 :

$$[\mathbf{R}_{rf}] = [\mathbf{R}_r] + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ & \dots & & & & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & & \dots \\ & \dots & & & & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & R'_{bk} & -R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & -R'_{bk} & R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

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

$$[\mathbf{R}_{rfdq}] = [\mathbf{T}(\theta_R)][\mathbf{R}_{rf}][\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1} = [\mathbf{T}(\theta_R)]\{[\mathbf{R}_r] + [\mathbf{R}'_r]\}[\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1}$$

La matrice résistance est :

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

Où les quatre termes de cette matrice sont :

$$R_{rdd} = 2.R_b(1 - \cos(a)) + 2 \frac{R_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos(a)) \sum_k R_{b/k} (1 - \cos(2k-1)a)$$

$$R_{rdq} = -\frac{2}{N_r}(1 - \cos(a)) \sum_k R_{b/k} \cdot \sin(2k-1)a$$

$$R_{rqd} = -\frac{2}{N_r}(1 - \cos(a)) \sum_k R_{b/k} \sin(2k-1)a$$

$$R_{rqq} = 2.R_b(1 - \cos(a)) + 2 \frac{R_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos a) \sum_k R_{b/k} (1 + \cos(2k-1)a)$$

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 :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot N_r \cdot M_{sr} (I_{ds} \cdot I_{qr} - I_{qs} \cdot I_{dr}) \quad (2-41)$$

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

## II.5-Modélisation de l'onduleur de tension

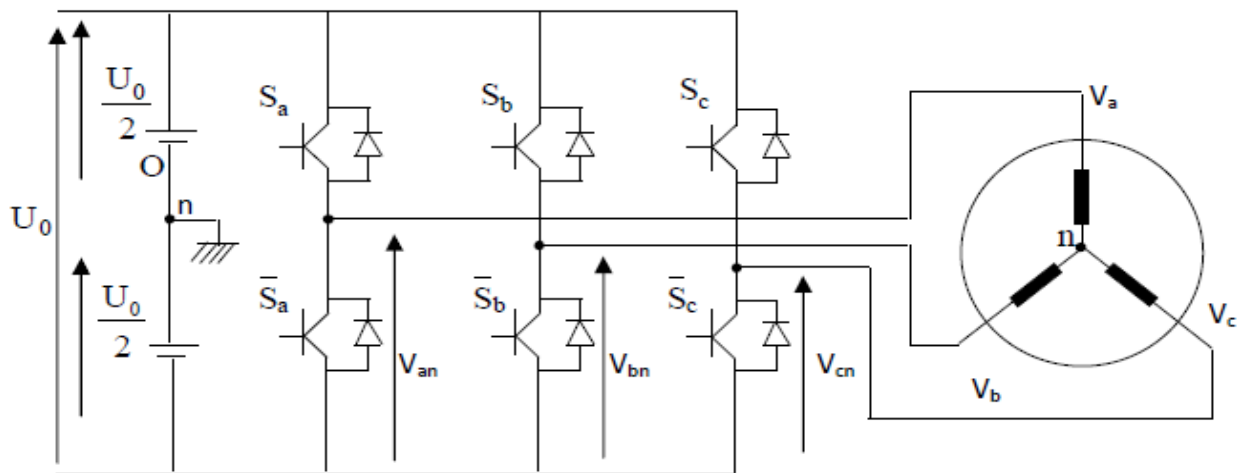
L'onduleur de tension est un convertisseur statique que permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue[12].

Les onduleurs de tension à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteurs à courant alternatif ; ils constituent des cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances [10].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [3] :

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

La figure (II.3) montre le schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge.



**Fig.II.3**-Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que [3], [12] :

- 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 :

$$\begin{cases} V_{an} = S_a U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{bn} = S_b U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{cn} = S_c U_0 - \frac{U_0}{2} \end{cases} \quad (2-42)$$

Pour les tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et Pour les tensions  $U_{ca}$ , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} = U_{a0} - U_{c0} \\ U_{ca} = U_{c0} - U_{a0} \end{cases} \quad (2-43)$$

$U_{a0}$ ,  $U_{b0}$  et  $U_{c0}$  peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur ( tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{a0} - U_{n0} \\ U_{b0} = U_{an} - U_{n0} \\ U_{c0} = U_{cn} - U_{n0} \end{cases} \quad (2-44)$$

$U_{an}$ ,  $U_{bn}$  et  $U_{cn}$  sont les tensions simples de la machine et  $U_{n0}$  est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "0".

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

$$U_{a0} + U_{b0} + U_{c0} = 0 \quad (2-45)$$

La substitution de (2-41) dans (2-40) aboutit à :

$$U_{n0} = \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) = 0 \quad (2-46)$$

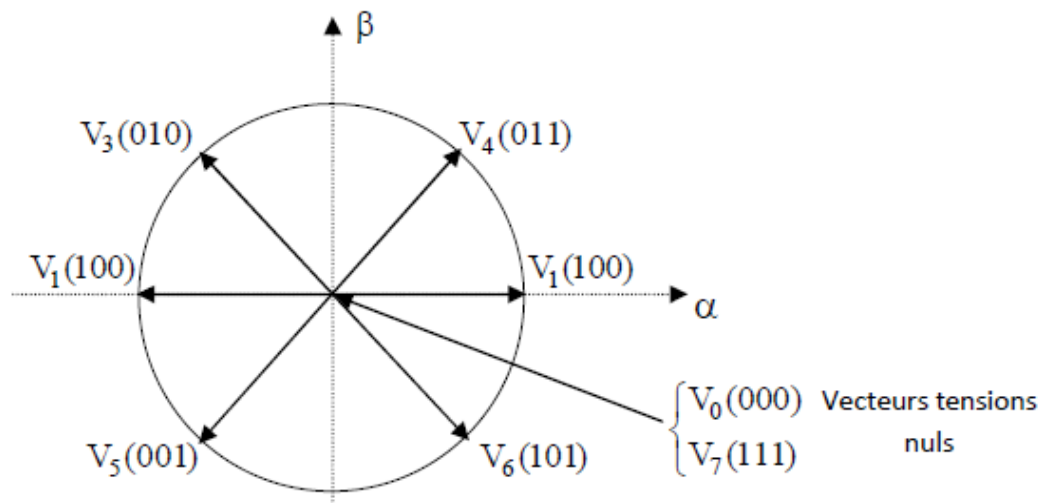
En remplaçant (2-42) dans (2-40), on obtient:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{a0} + \frac{2}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{cn} = \frac{1}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} + \frac{2}{3}U_{c0} \end{cases}$$

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

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (2-47)$$

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.4) montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.



**Fig.II.4-** Vecteur de tension créée par l'onduleur

## II.6-Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux [12] :

- 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.

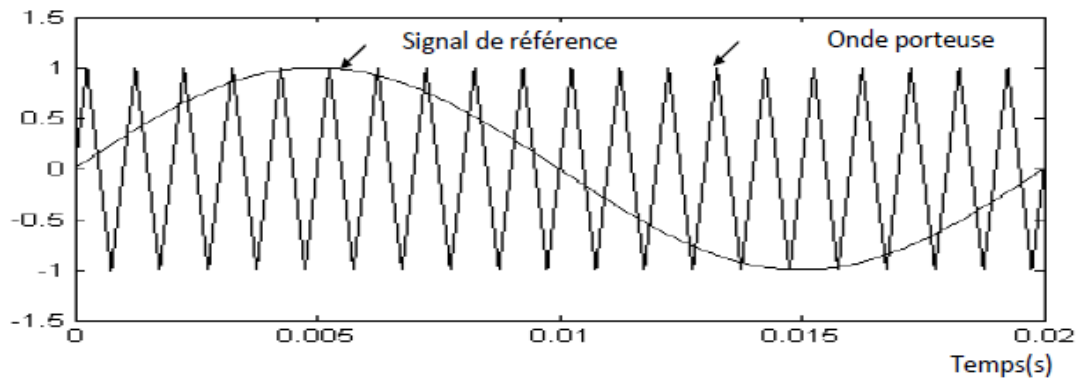
Pour une référence sinusoïdale, deux paramètres suffisent pour caractériser la commande :

- L'indice de modulation ( $m$ ), égale au rapport  $f_p/f$  des fréquences de modulation et de fréquences.
- Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ), égale au rapport de l'amplitude de la référence à la valeur de Crête de modulation ( $V_m/V_{pm}$ ).

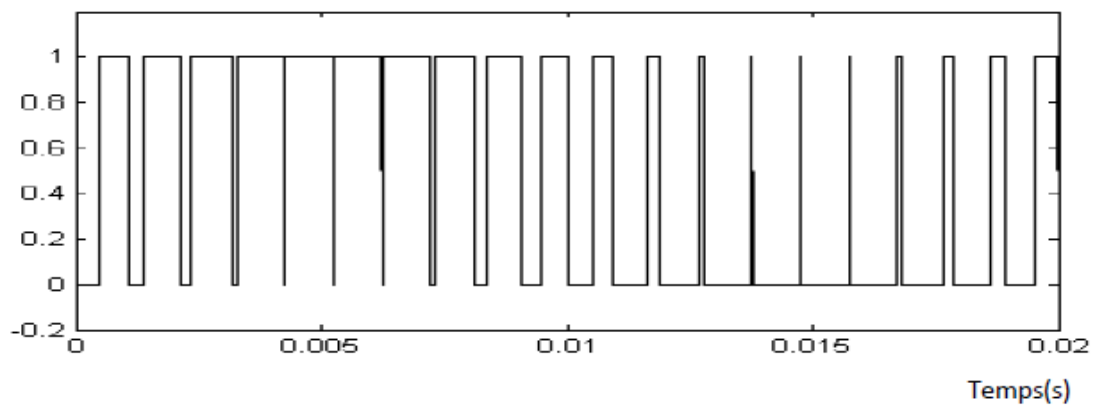
L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si [3] :

$$f_{\text{porteuse}} > 20. f_{\text{référence}}$$

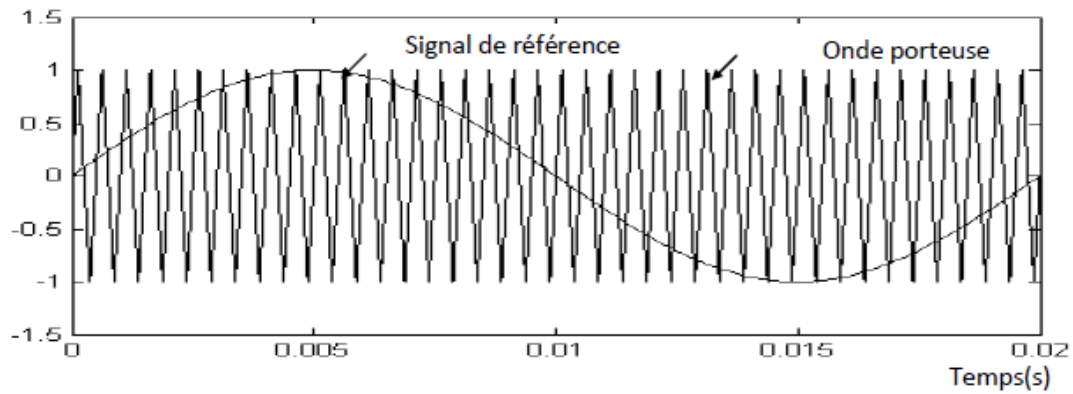
Les figures (II.5),(II.6) représentent deux MLI générées par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure II.5) et 2kHz (figure II.6), avec le même signal sinusoïdal de référence. Ces MLI sont obtenues comme suit [3]:



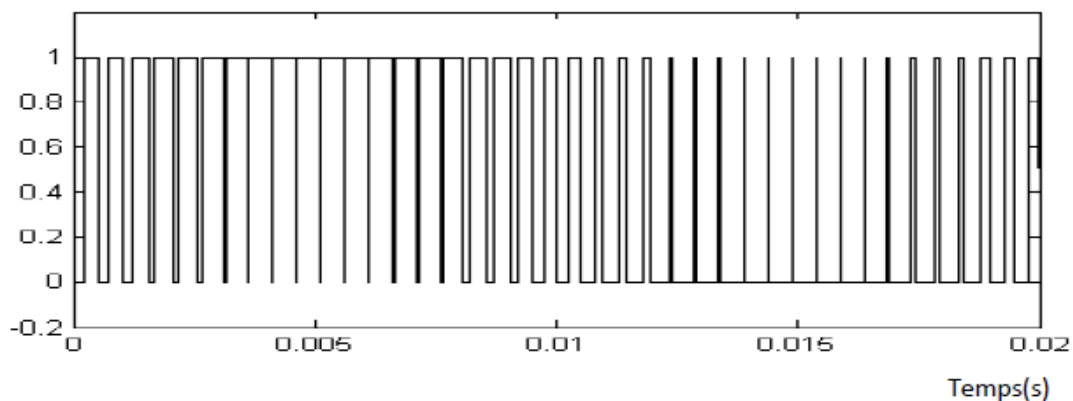
L'impulsion imposée au bras de l'onduleur



**Fig.II.5-** Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 1kHz



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur

**Fig. II.6-**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 oeuvre 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.7-Conclusion**

Nous avons utilisé un modèle multi-enroulement qui tient compte de la structure du rotor le choix d'un tel modèle est imposé par l'objectif de pouvoir simuler une rupture de barre, pour cela, nous avons représenté toutes les équations des barres.

la simulation permet d'observer l'évolution des courants dans la cage rotorique et elle permet aussi de simuler le comportement de la machine présentant défaillances des barres rotoriques.

Dans la partie suivante, des résultats de simulation de ce modèle pour différents essais (saine et défaillante) seront étudiés.

**CHAPITRE III**  
**RESULTAT DE SIMULATION DU MODELE**  
**MULTI ENROULEMENT DE LA MAS**

### **III.1-Introduction**

Dans ce chapitre, on considère la simulation du modèle multi enroulements, permettant de représenter les différentes courbes du courant statorique, 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. 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**

A l'aide d'un logiciel mathématique en utilisant MATLAB 7.10 qui permet de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone, MATLAB est un système de très grandes performances pour plusieurs domaines de recherche, 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.

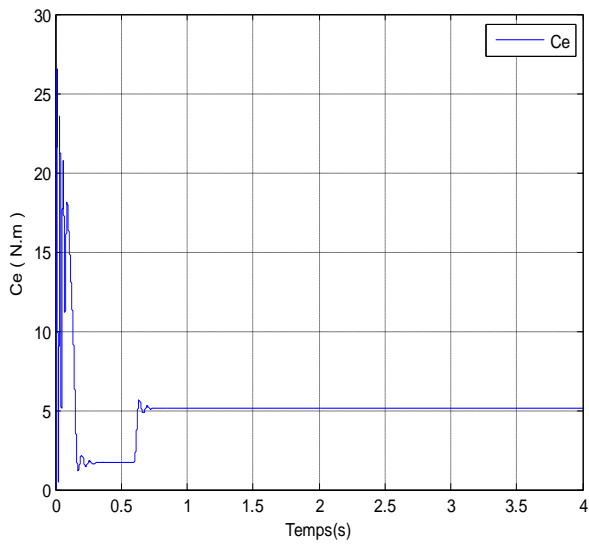
#### **III.2.1-Résultat de simulation**

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

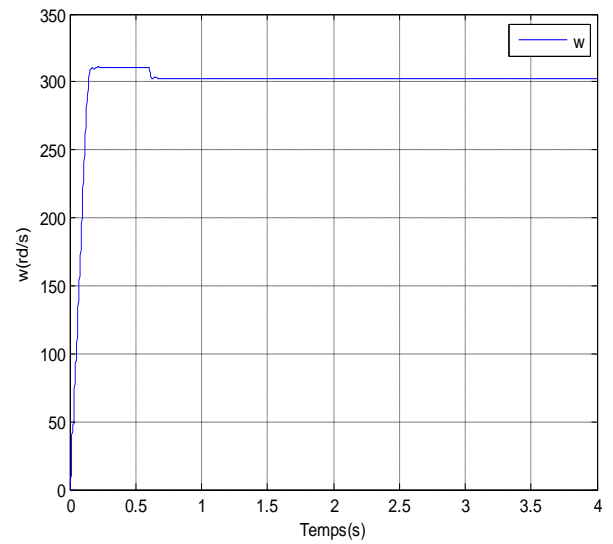
##### **III.2.1.1-Cas d'un modèle de la machine asynchrone sans onduleur**

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

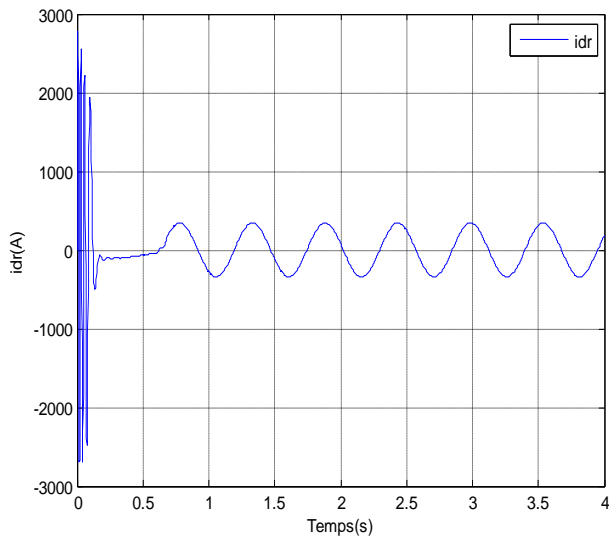
À l'instant  $t=0.6s$ , nous appliquons un échelon de couple résistant  $C_r=3.5 \text{ N.m}$ .



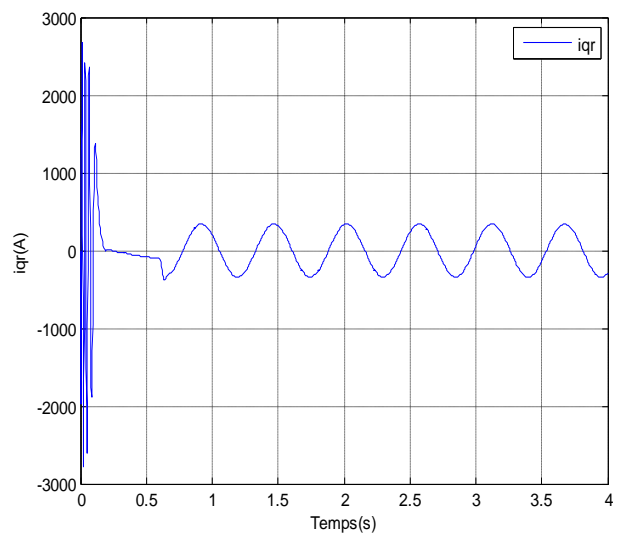
a) Couple électromagnétique



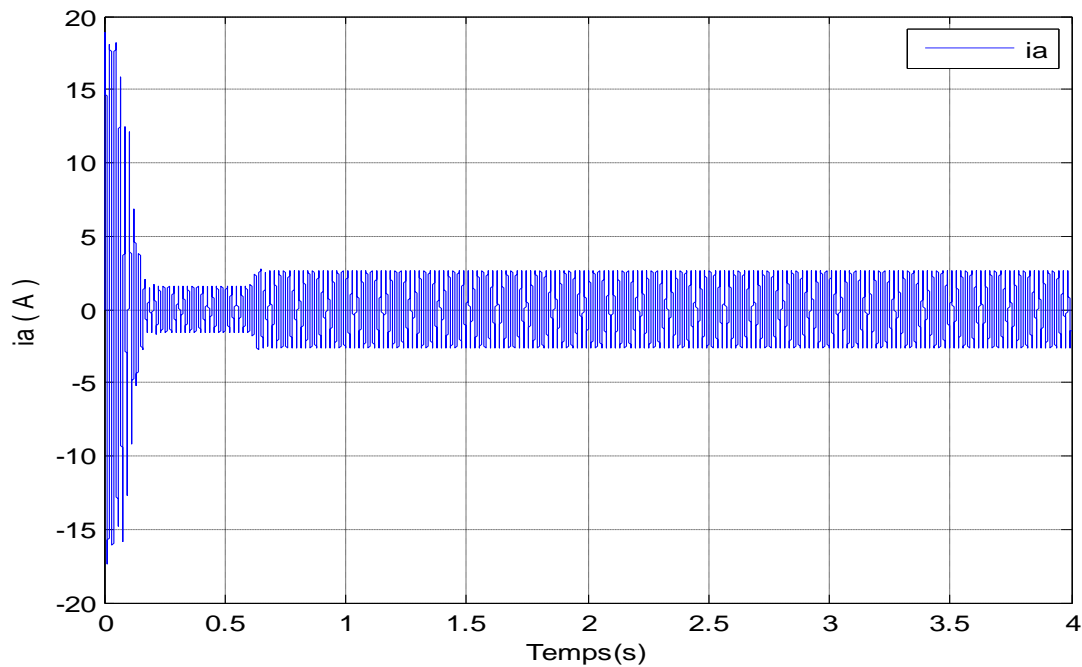
b) Vitesse de rotation



c) Courant rotorique(idr)



d) Courant rotorique(iqr)



e) Courant statorique

**Fig.III.1**-Simulation avec modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5\text{N.m}$ )

Alimentation sans onduleur (état sain)

### ➤ Interprétation des résultats

Les formes des graphes montrent qu'en phase de démarrage le moteur subit un allongement du régime transitoire. À titre d'exemple, nous prenons la courbe du courant statorique ( $i_a$ ). Cette dernière comprend au début une série d'oscillations d'amplitude élevées qui s'amortissent au cours de l'accélération du moteur, il atteint presque la valeur 6 fois le courant nominale puis il diminue jusqu'à la valeur nominale, mais lors de l'application d'une charge, il est augmenté.

Apartir de la figure (Fig.III.1.a) on remarque que, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire pendant le régime transitoire(démarrage), qui s'amortisse au cours de l'accélération du moteur, a la fin de régime de démarrage (0.2 s ), ce phénomène explique le bruit engendré par la partie mécanique.

L'allure (Fig. III.1.b) de la courbe du vitesse est similaire à celle d'un système du premier ordre. Lors de l'application d'une charge à l'instant ( $t=0.6\text{s}$ ), la vitesse diminue.

Les caractéristiques des courants rotoriques ( $i_{dr}, i_{qr}$ ) sont les mêmes que les caractéristiques de courant statorique, mais ses valeurs atteignent 9 fois la valeur nominale au début de démarrage, ils peuvent atteindre 2700 A.

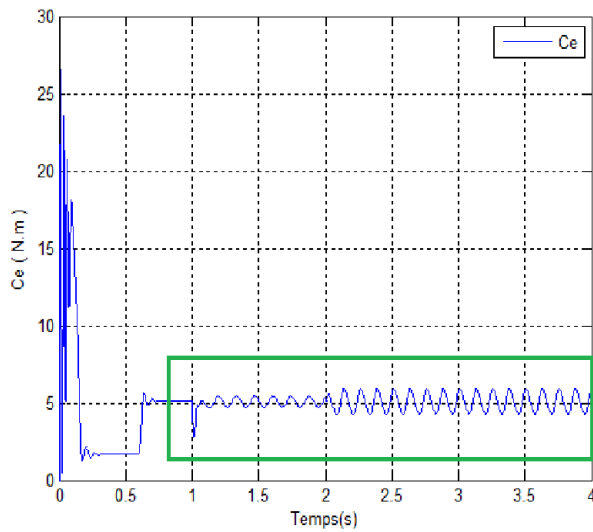
## B-Cas d'une machine avec défaut rotorique

### 1)-Cassure des deux barres adjacentes

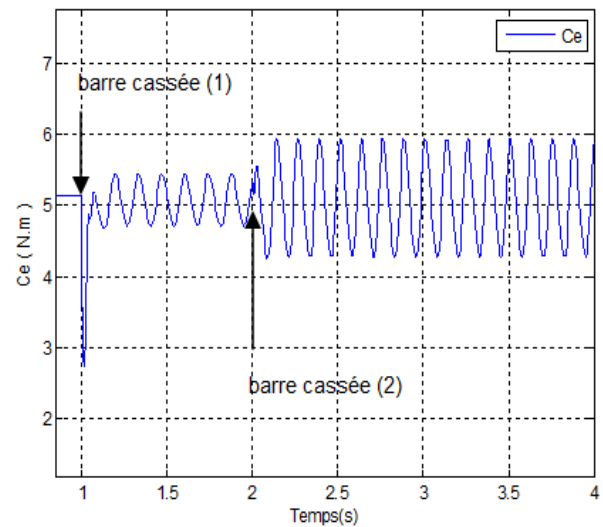
Dans la simulation suivante, on va supposer deux défauts successifs (rupture des deux barres adjacentes):

- Rupture de la barre 1 à  $t=1s$  .
- Rupture de la barre 2 à  $t=2s$  .

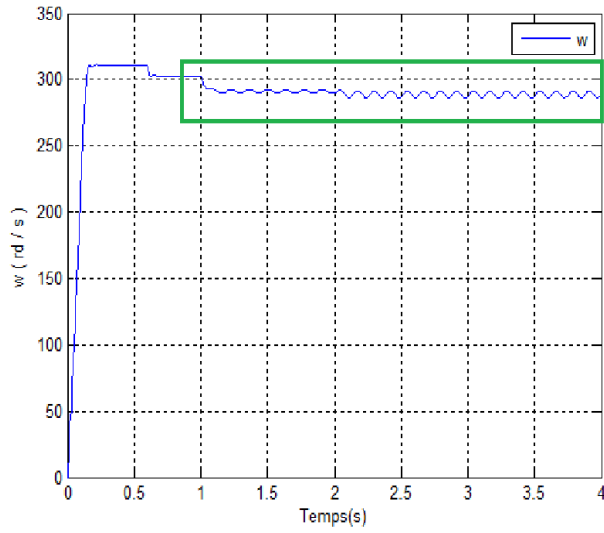
La machine était initialement saine et chargée  $C_r=3.5$  N.m.



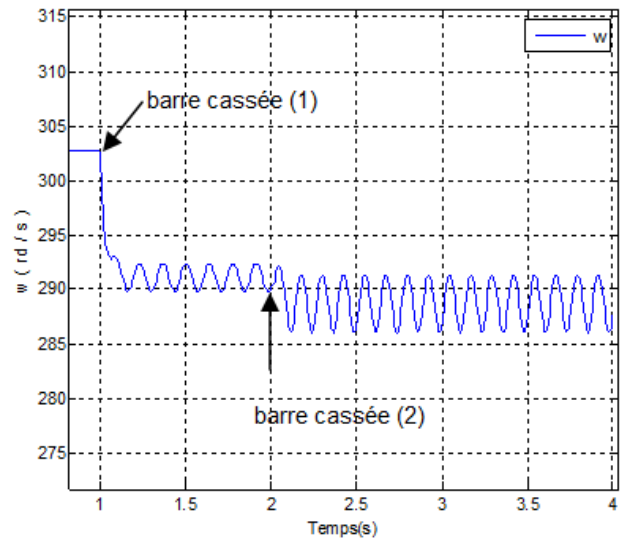
a) Couple électromagnétique



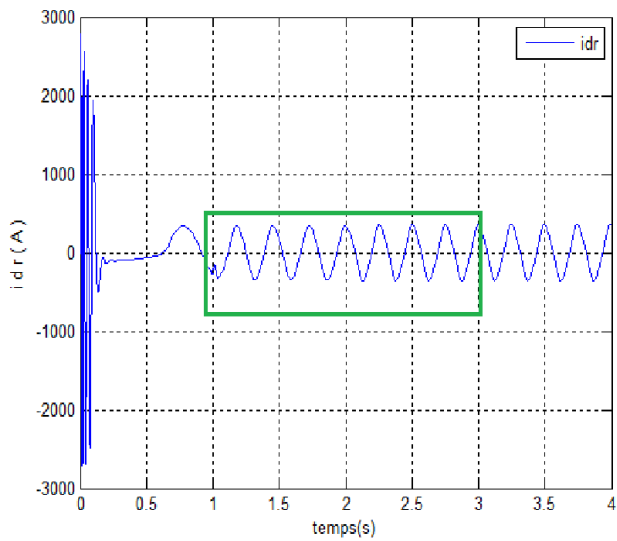
Agrandissement du couple



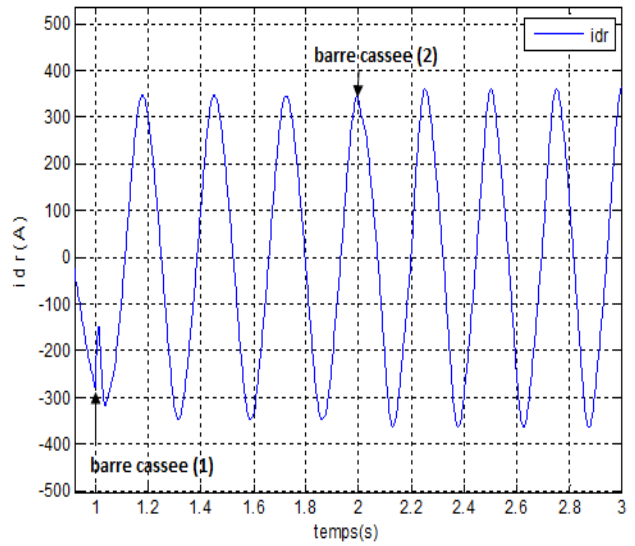
b) Vitesse de rotation



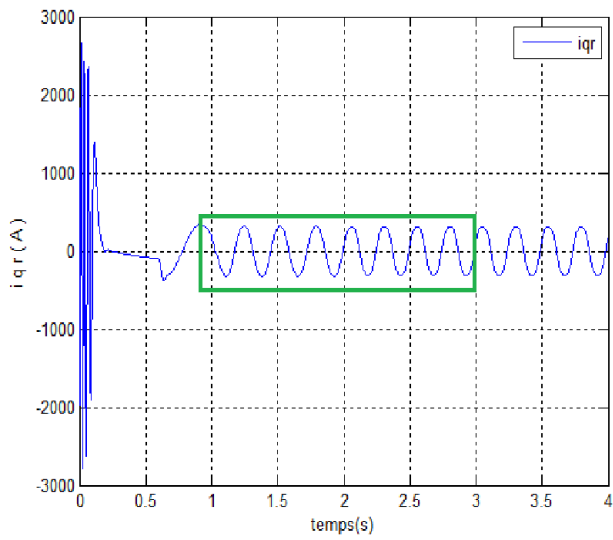
Agrandissement de vitesse



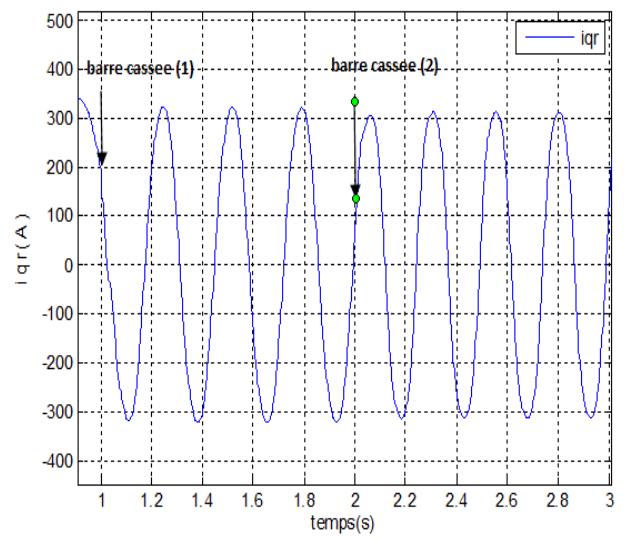
c) Courant rotorique(idr)



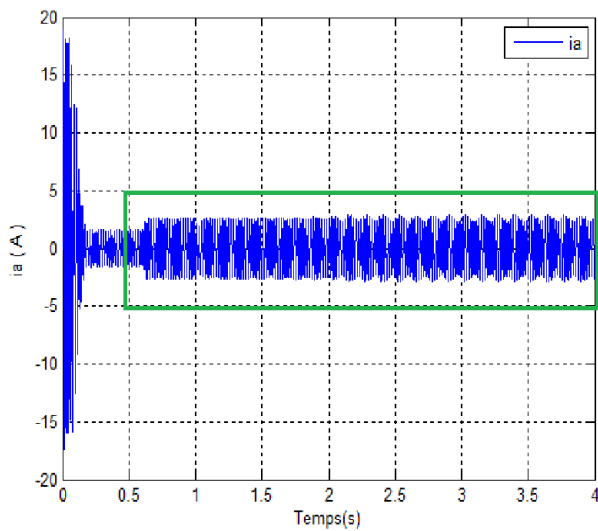
Agrandissement du courant (idr)



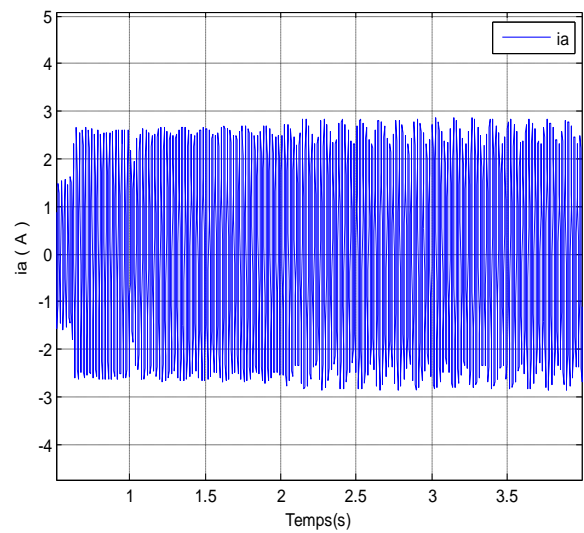
d) Courant rotorique( $i_{qr}$ )



Agrandissement du courant ( $i_{qr}$ )



e) Courant statorique



Agrandissement du courant

**Fig.III.2**-Simulation avec modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5N.m$ )

Alimentation sans onduleur (avec rupture des deux barres adjacentes)

### ➤ Interprétation des résultats

On remarque dans la figure du couple électromagnétique (Fig. III.2.a) une augmentation de l'amplitude des ondulations après la rupture de la barre 1, et des ondulations plus grandes que les premières après la rupture de la barre 2.

La figure (Fig. III.2- b) représente l'allure de la vitesse de rotation après la rupture de la barre 1, puis la rupture de la barre 2. On remarque des oscillations après la rupture de la barre 1 et la rupture de la barre 2, par conséquent la valeur moyenne de la vitesse est diminuée.

Les figures (Fig. III.2.c et d) représentent la déformation des oscillations initialement sinusoïdales des courants  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$ .

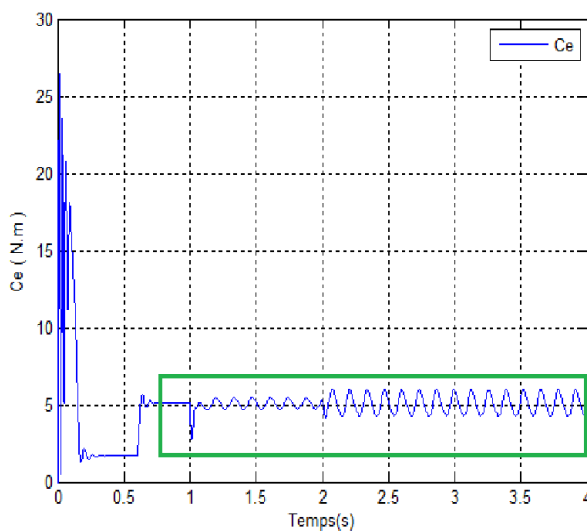
La figure (Fig.III.2.e) permet de vérifier la modulation de l'enveloppe du courant statorique ( $i_{as}$ ) après la rupture d'une barre puis de deux barres (barre1 et barre2). On note également l'augmentation de l'amplitude de modulation quand une deuxième barre est cassée.

### 2)-Cassure des deux barres espacées

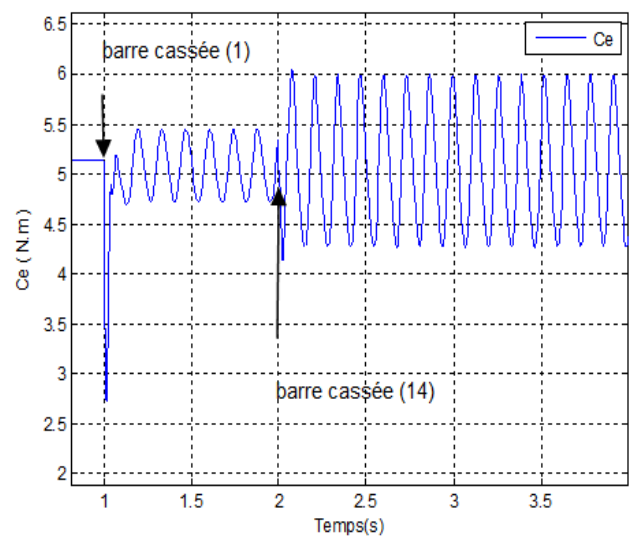
Dans la simulation suivante, on va supposer deux défauts successifs de rupture des deux barres espacées :

- Rupture de la barre 1 à  $t=1s$ .
- Rupture de la barre 14 à  $t=2s$ .

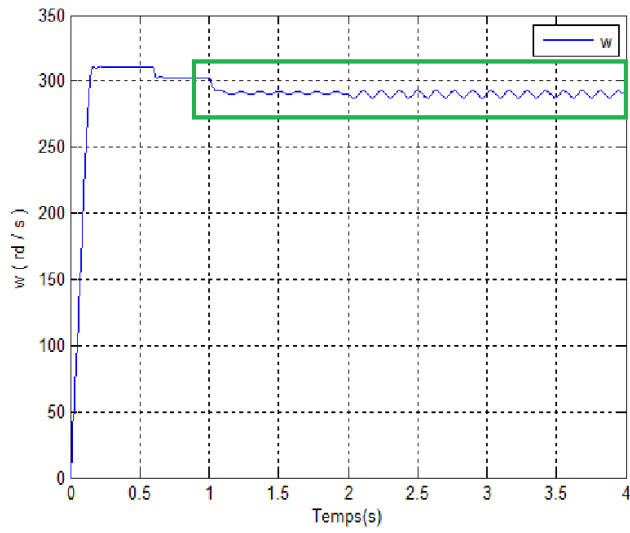
La machine était initialement saine et chargée  $C_r=3.5N.m$ .



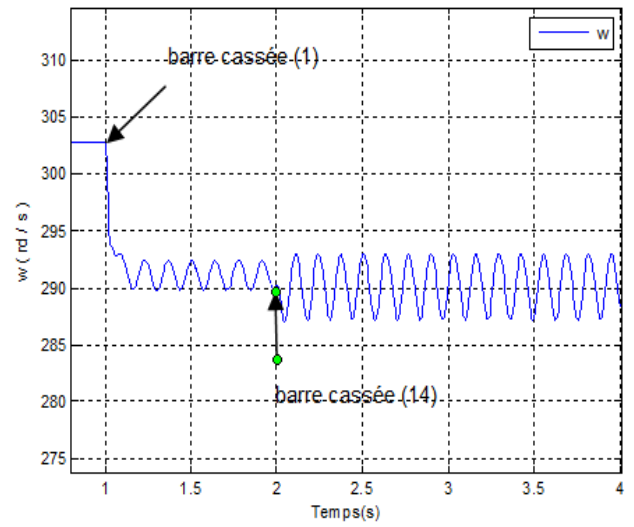
a) Couple électromagnétique



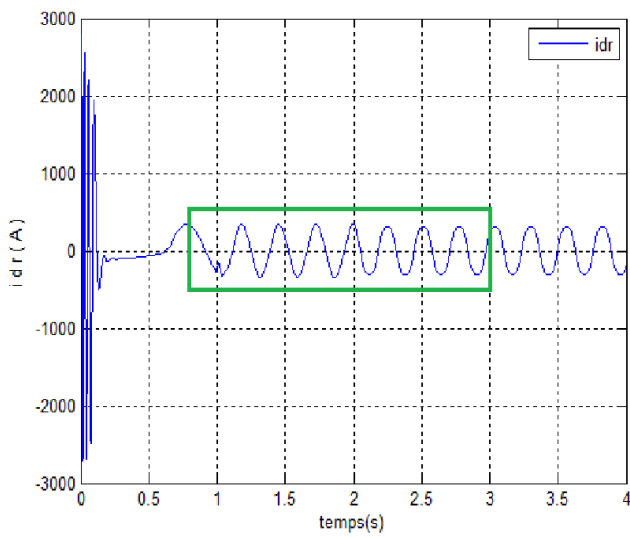
Agrandissement du couple



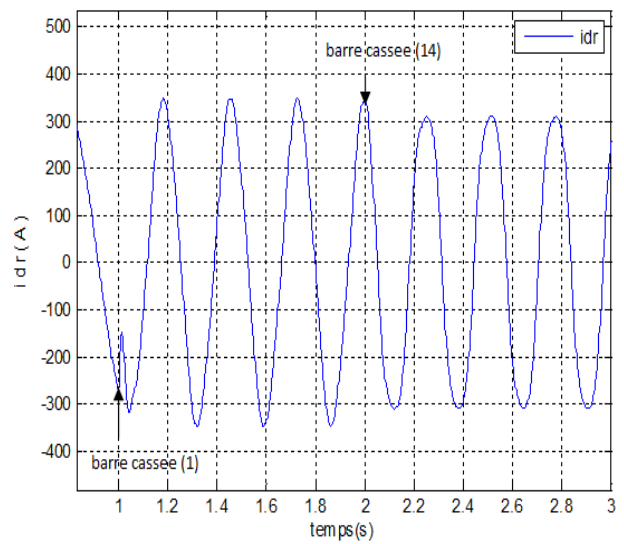
b) Vitesse de rotation



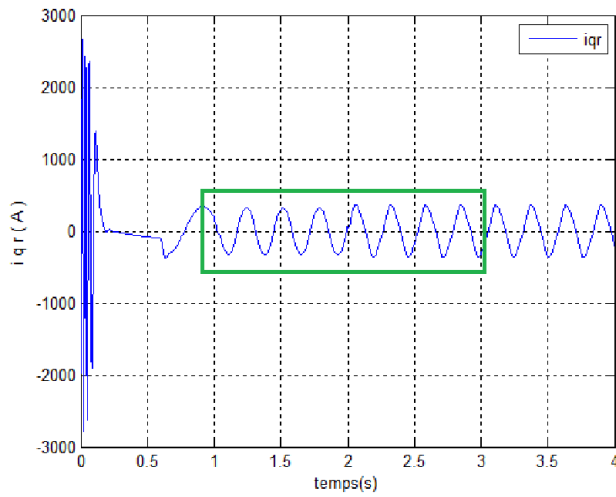
Agrandissement de vitesse



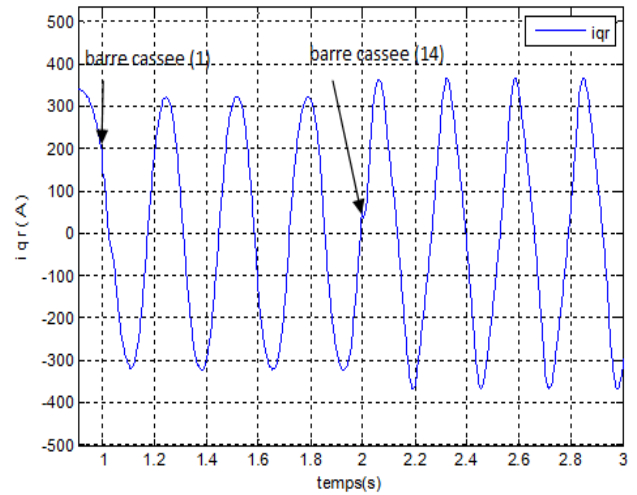
c) Courant rotorique(idr)



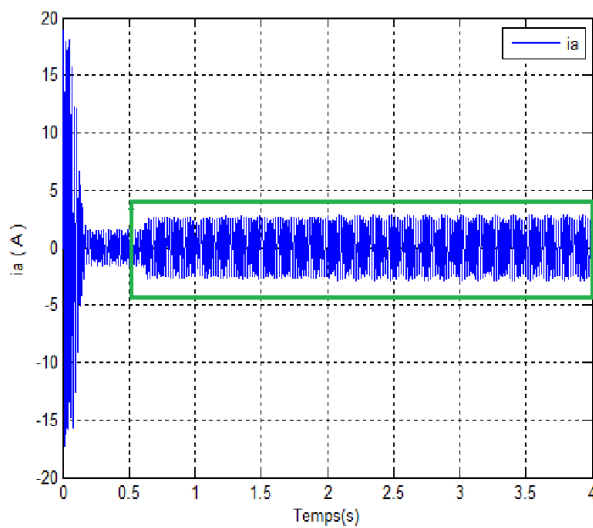
Agrandissement du courant (idr)



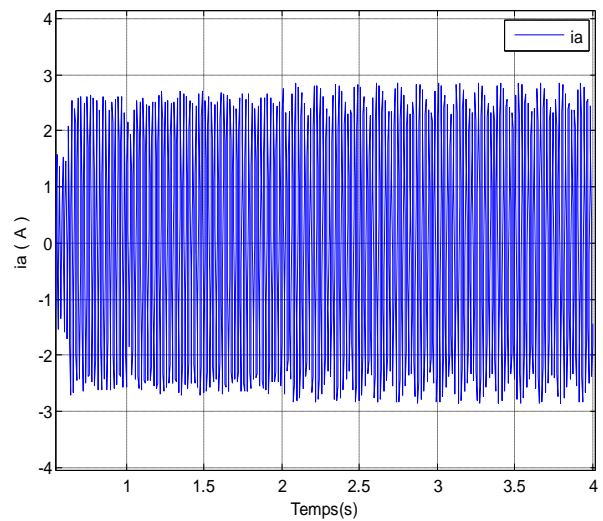
d) Courant rotorique( $i_{qr}$ )



Agrandissement du courant ( $i_{qr}$ )



e) Courant statorique



Agrandissement de courant

**Fig.III.3**-Simulation avec modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5N.m$ )

Alimentation sans onduleur (avec rupture des deux barres espacées)

### ➤ Interprétation des résultats

La figure (III-3) représente :

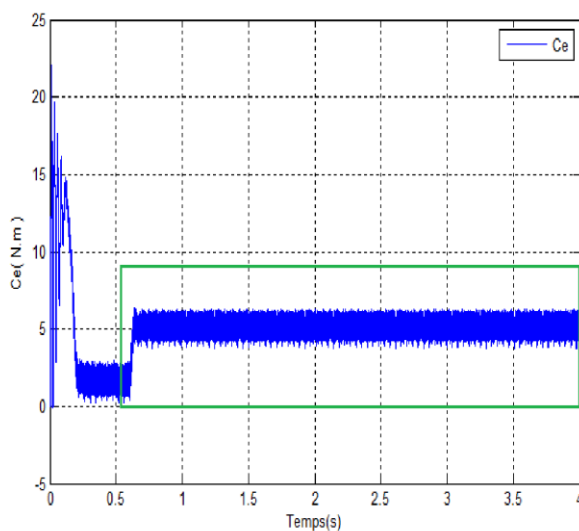
Des oscillations apparaissent sur le couple électromagnétique et la vitesse de rotation ainsi que d'une modulation d'amplitude sur la courbe du courant statorique, ces oscillations augmentent sensiblement avec le nombre de barres cassées et leurs position (espacées ou adjacentes), la valeur moyenne de la vitesse est diminuée fortement, mais le couple maintient sa valeur moyenne.

La forme sinusoïdale des courants ( $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$ ) déforme après la cassure de barre 1 et plus après la cassure de barre 14 avec l'augmentation leurs fréquences.

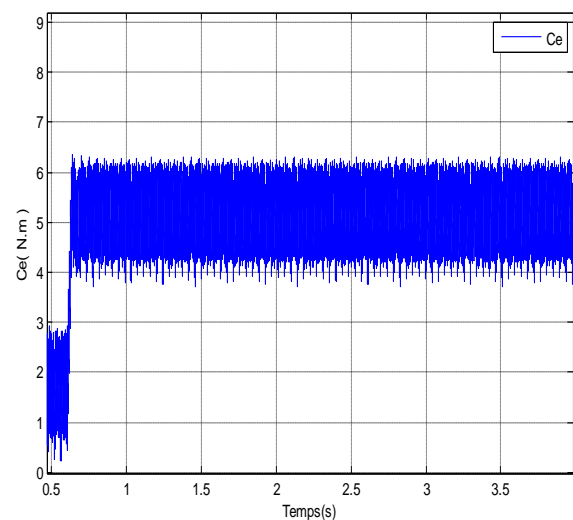
#### III.2.1.2-Cas d'un modèle de la machine asynchrone avec onduleur

##### A-Cas d'une machine saine

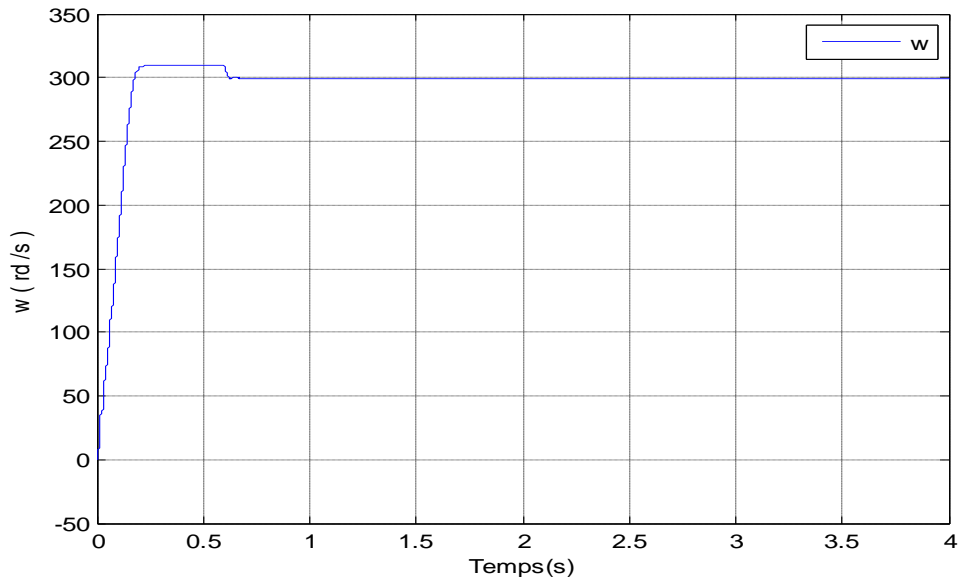
Dans ce cas nous allons faire ajouter un onduleur MLI à la machine asynchrone à l'état sain et on va appliquer une charge de 3.5 N.m à l'instant  $t=0.6s$ .



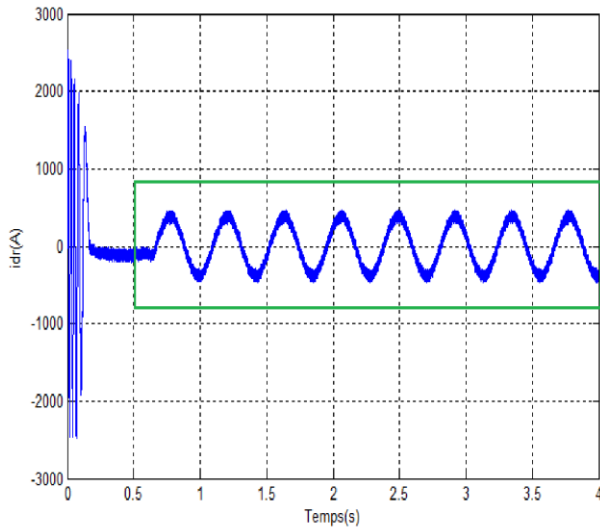
a) Couple électromagnétique



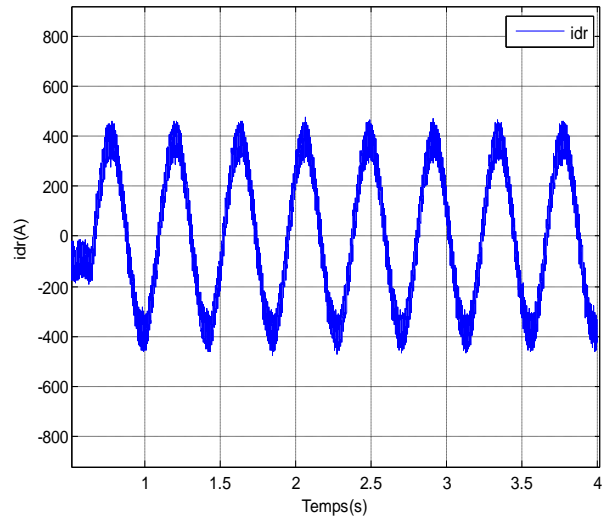
Agrandissement du couple



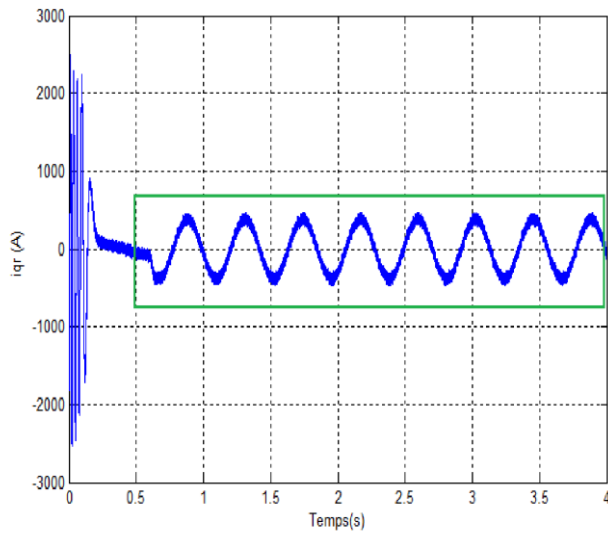
b) Vitesse de rotation



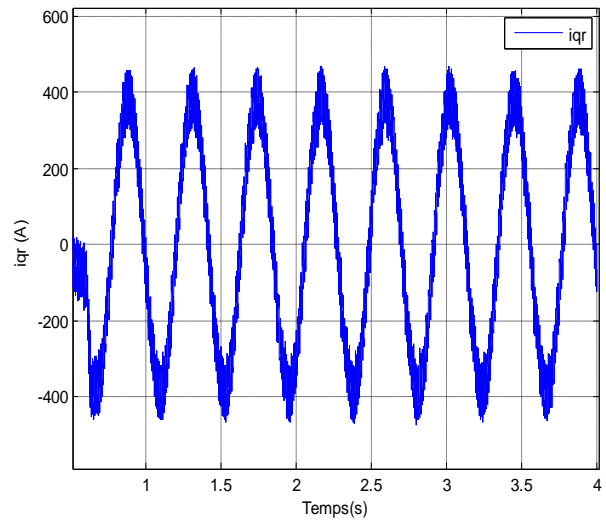
c) Courant rotorique ( $i_{dr}$ )



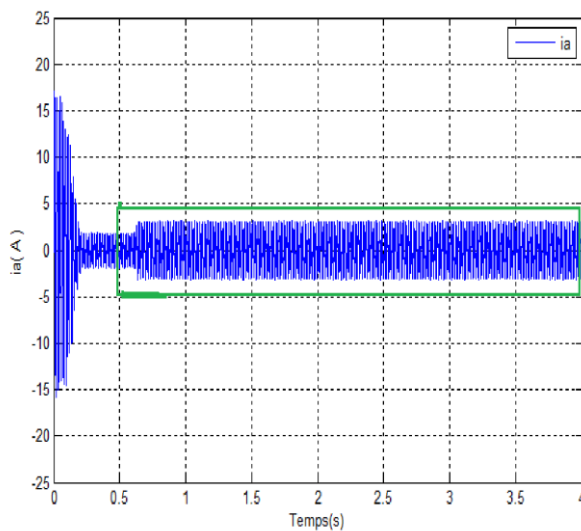
Agrandissement de courant ( $i_{dr}$ )



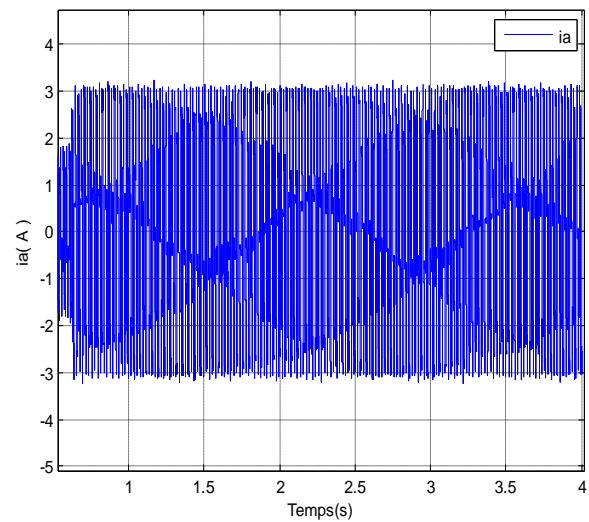
d) Courant rotorique (iqr)



Agrandissement de courant (iqr)



e) Courant statorique



Agrandissement de courant

**Fig.III.4**-Simulation avec modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5\text{N.m}$ )

Alimentation avec onduleur (état sain)

### ➤ Interprétation des résultats

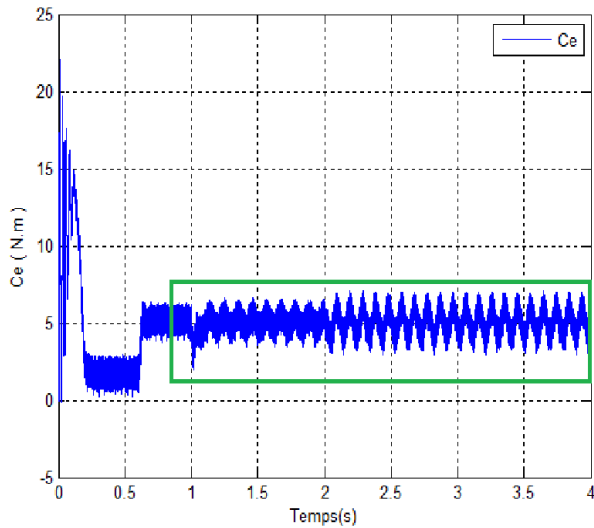
La forme et la valeur de vitesse dans ce cas sont le même que l'état sain sans onduleur .

À partir des résultats de simulation, les courbes du courant statorique, des courants rotoriques ( $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$ ) et du couple sont le même que l'état sain sans onduleur mais avec une grande harmonique.

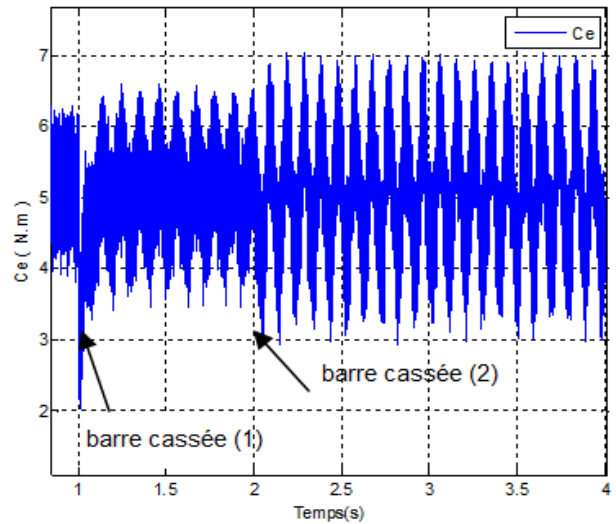
## B-Cas d'une machine avec défaut rotorique

### 1)-Cassure des deux barres adjacentes

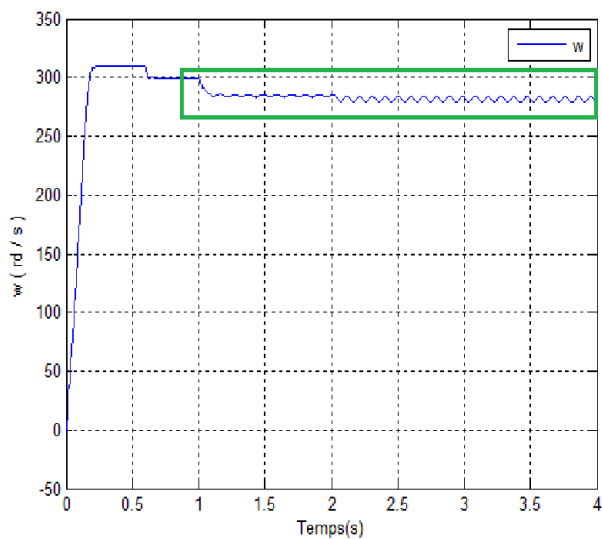
On va augmenter la résistance des barres cassées à  $11 \cdot R_b$ , à partir de  $t=0.6s$ , on va appliquer une charge de  $3.5N.m$ , on simule la rupture de barre 1 à l'instant  $t=1s$ , et aussi on simule la rupture de la barre adjacente 2.



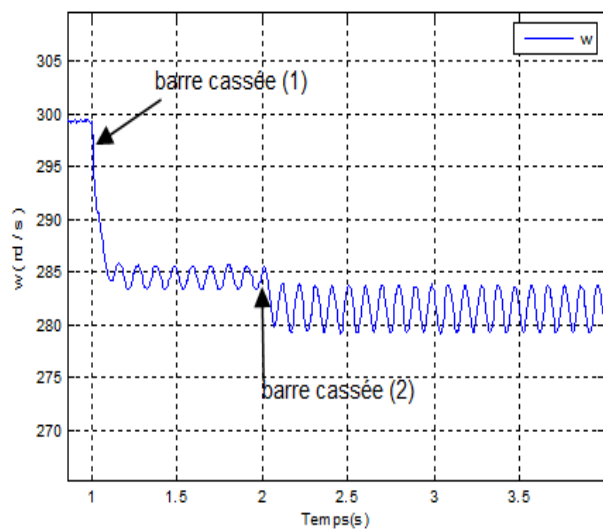
a) Couple electromagnetique



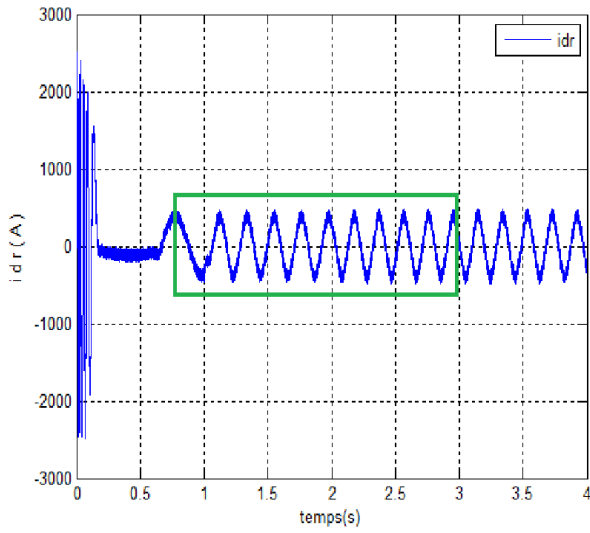
Agrandissement du couple



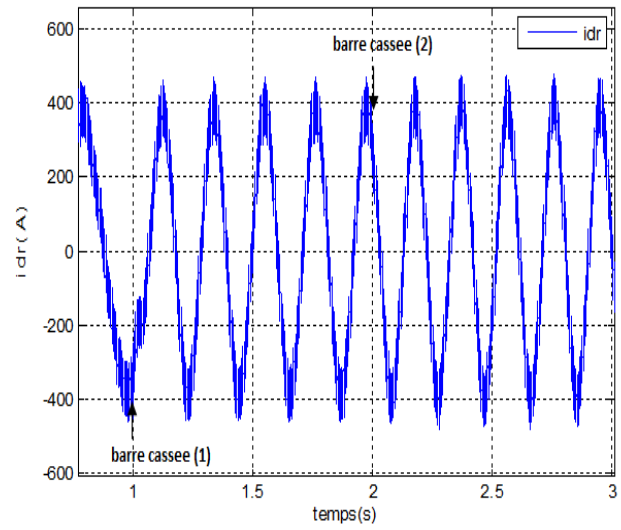
b) Vitesse de rotation



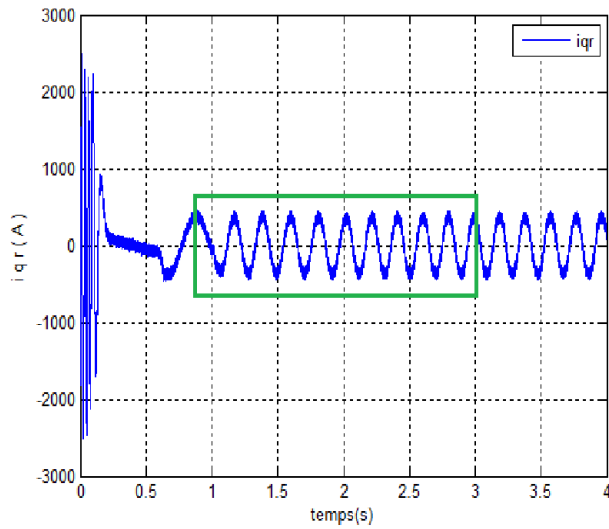
Agrandissement de vitesse



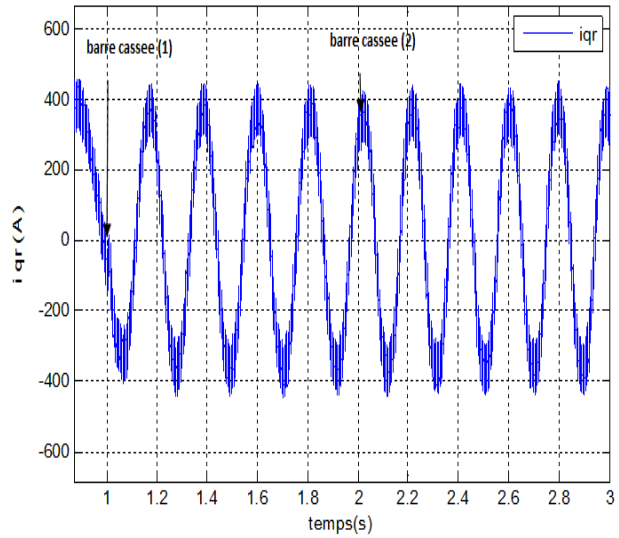
c) Courant rotorique ( $i_{dr}$ )



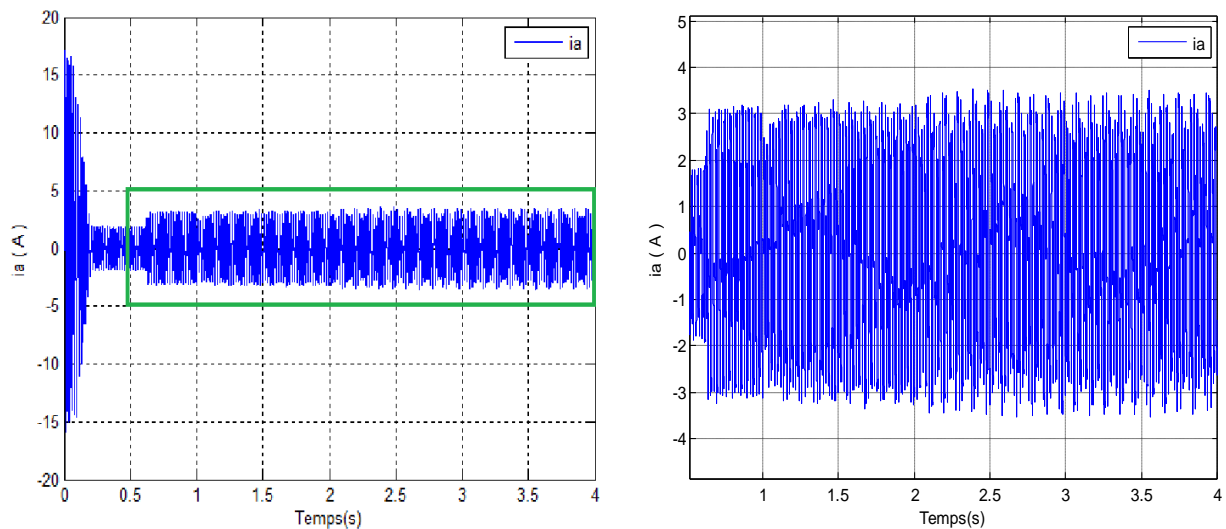
Agrandissement de courant ( $i_{dr}$ )



d) Courant rotorique ( $i_{qr}$ )



Agrandissement de courant ( $i_{qr}$ )



e) Courant statorique

Agrandissement de courant

**Fig.III.5**-Simulation avec modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5\text{N.m}$ )

Alimentation avec onduleur (avec rupture des deux barres adjacentes)

### ➤ Interprétation des résultats

On remarque que l'amplitude des ondulations sur la réponse du couple électromagnétique augment en fonction de nombre des barres cassées.

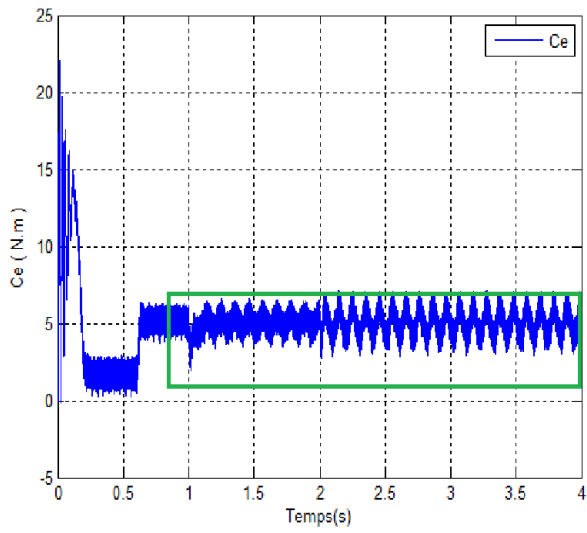
Après du cassure de barre 1 on observe des ondulations sur la courbe de vitesse et par conséquent la valeur moyenne de vitesse diminue et aussi après du cassure de barre adjacente 2.

la modulation de l'enveloppe du courant statorique augmente après la rupture de barre 1 , cette modulation augmente plus que le premier après de cassure de barre adjacente 2, donc ce phénomène est une fonction de nombre des barres cassées.

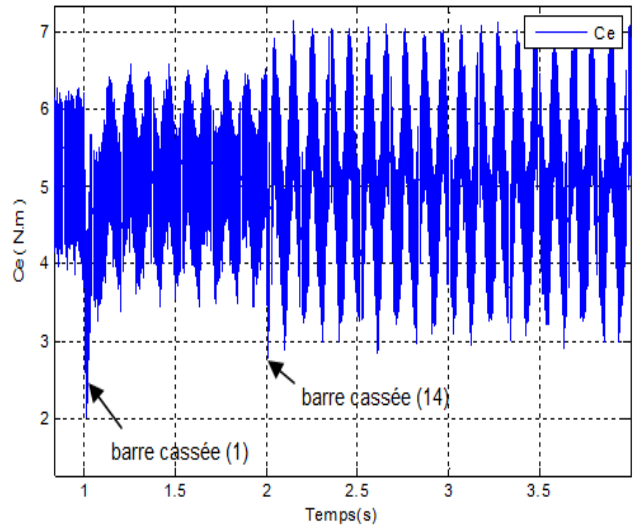
La forme sinusoïdale des courants ( $i_{dr}, i_{qr}$ ) déforme après la cassure de barre 1 et plus après la cassure de barre 2 avec l'augmentation leurs fréquences et leurs amplitudes.

## 2)-Cassure des deux barres espacées

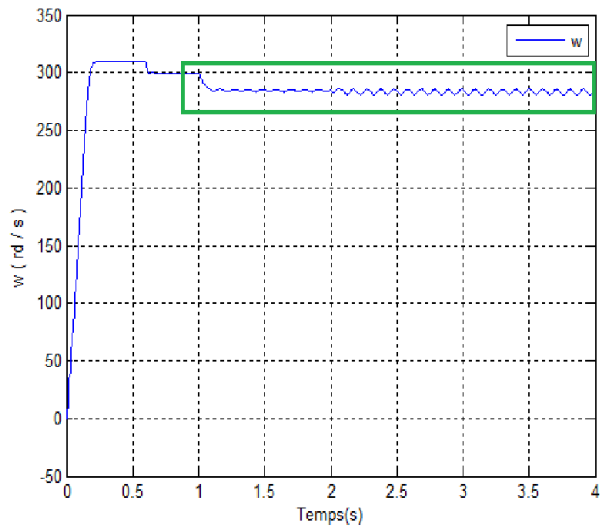
On va augmenter la résistance des barres cassées à  $11 \cdot R_b$ , à partir de  $t=0.6\text{s}$ , on va appliquer une charge de  $3.5\text{N.m}$ , on simule la rupture de barre 1 à l'instant  $t=1\text{s}$ , et aussi on simule la rupture de barre espacée 14 à l'instant  $t=2\text{s}$ .



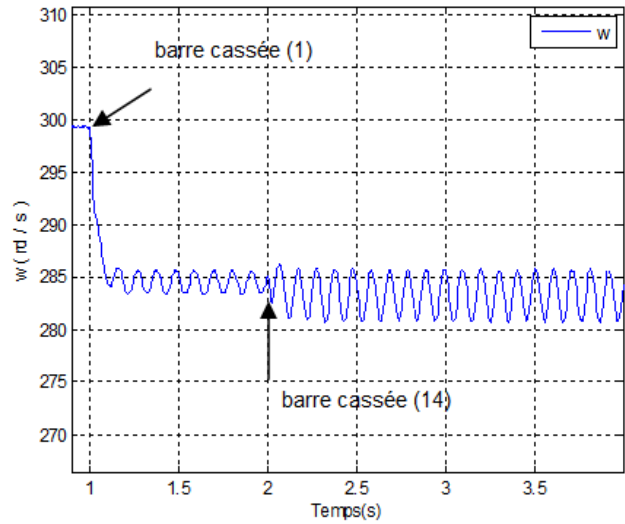
a) Couple electromagnetique



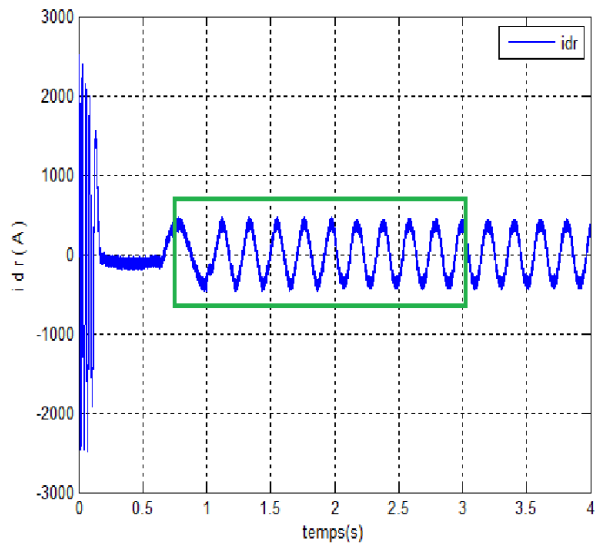
Agrandissement du couple



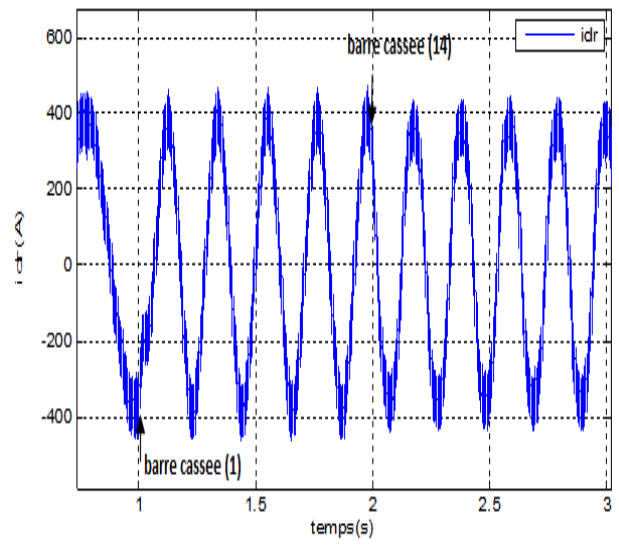
b) Vitesse de rotation



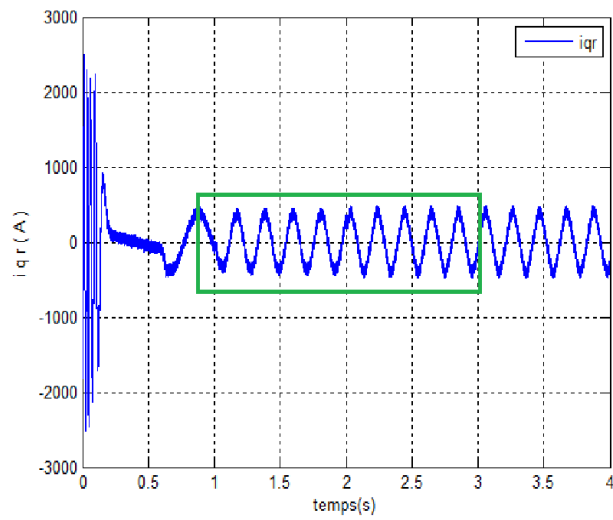
Agrandissement de vitesse



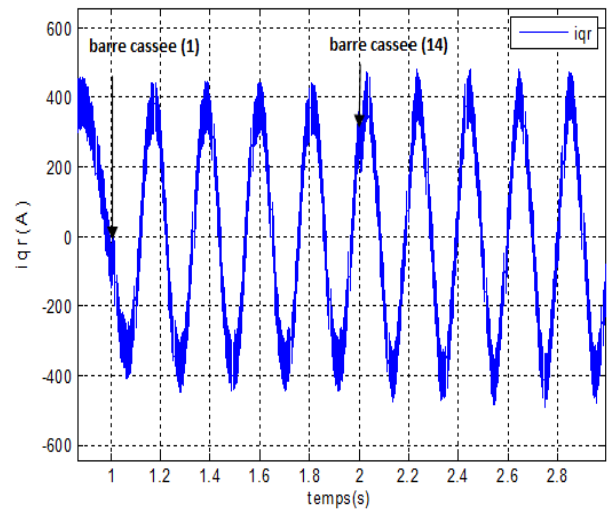
c) Courant rotorique ( $i_{dr}$ )



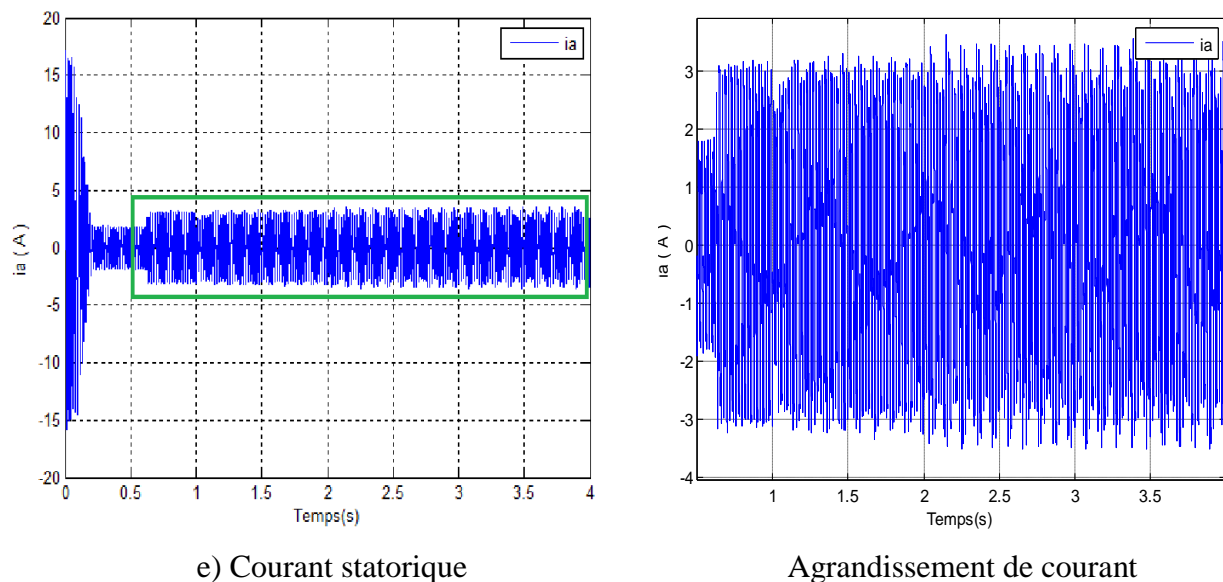
Agrandissement de courant ( $i_{dr}$ )



d) Courant rotorique ( $i_{qr}$ )



Agrandissement de courant ( $i_{qr}$ )



**Fig.III.6**-Simulation avec modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5\text{N.m}$ )  
Alimentation avec onduleur (avec rupture des deux barres espacées)

### ➤ Interprétation des résultats

L'allure de couple dans ce cas est le même que l'état de cassure des barres espacées (sans onduleur), mais il est riche en harmonique.

Après l'application des cassures sur les deux barres, on remarque que la valeur moyenne de vitesse diminue plus par rapport à l'état sans onduleur.

Les courants électriques sont caractérisés par rapport au régime de l'état sans onduleur par l'apparition d'harmonique et l'augmentation de leurs valeurs.

### III.3-Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les résultats de simulation d'un moteur asynchrone multi-enroulement pour différents régimes de fonctionnement, sain et défaillant (sans et avec onduleur).

On a trouvé que la rupture d'une barre provoque des oscillations dans le couple et dans la vitesse, ainsi qu'une modulation de l'enveloppe du courant statorique avec l'apparition des harmoniques, l'amplitude de ces oscillations augmente avec le nombre et l'emplacement des barres cassées (adjacentes, espacées).

Les résultats obtenus permettent de conclure, que la cassure d'une barre provoque diminution de la valeur moyenne de vitesse, cette dernière est diminuée en fonction de nombre des barres cassées.

On peut étudier en simulation avec ce modèle le comportement dynamique d'une machine à rotor défaillant en commande par mode glissant, ceci fait l'objet de la partie qui va suivre.

**CHAPITRE IV**  
**COMMANDE PAR MODE GLISSANT EN**  
**TENANT COMPTE DES DEFAUTS**  
**ROTORIQUES**

## IV.1-Introduction

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent, en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques, dans ce cas, on doit faire appel à une technique qui répond aux exigences dont l'insensibilité aux variations de paramètres et aux perturbations.

La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. 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 [3], [5].

## IV.2-Théorie de la commande par mode de glissant

La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue, 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 [3].

### IV.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 [3] :

$$X'=f(x, t) +B(x, t) V \quad (4-1)$$

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 "Vi" subit une discontinuité sur une surface  $S_i(x)= 0$ .

La surface "S" peut s'écrire comme :

$$S(x) = 0 \quad (4-2)$$

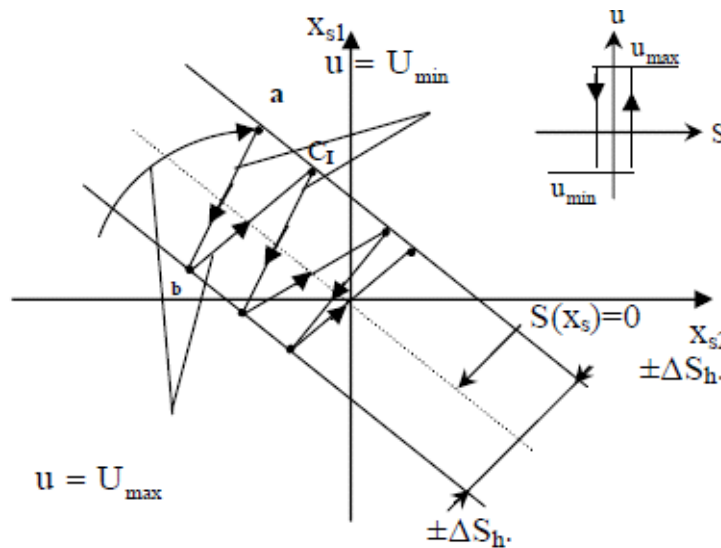
Avec :  $x = [x_1 \dots x_n]$

$$\begin{cases} V_i^+(x, t) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ V_i^-(x, t) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad \text{pour } i=1, \dots, m \quad (4-3)$$

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

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

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$  (Fig.IV.1), lorsque le système à régler est considéré du deuxième ordre, les grandeurs d'état son " $x_{s1}$ " et " $x_{s2}$ ".



**Fig.IV.1**-Existence du mode de glissant

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 [3].

### IV.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.

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 [3].

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

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes [11] :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

#### IV.2.4.1-Choix de la surface de glissement

L'objectif premier d'un contrôleur à modes glissants est de diriger les états du système contrôlé vers une surface " $S$ " définie et de maintenir le système sur cette surface. Cette surface " $S$ " contribue à définir une fonction linéaire  $S(x)$  appelée fonction de commutation (switching function) telle que [5] :

$$S \in R_{m \times n} \text{ et } S = \left\{ \forall x \in R_n : S(x) = 0 \right\}$$

Généralement le nombre de surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de Commande " $U$ ".

La fonction linéaire  $S(x)$ , doit satisfaire les conditions de convergence et de stabilité du système, une forme générale a été donnée par [17] :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (4-4)$$

$e(x)$ : est l'erreur entre la variable à réguler et sa référence :  $e(x) = x^* - x$ .

$\lambda$  : est une constante strictement positive .

$n$  : est un degré relatif.

#### IV.2.4.2-Établissement 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, la loi de commande doit faire décroître cette fonction, ç-à- d

$\dot{V}(x) < 0$  pour cela une fonction scalaire  $V(x)$  est choisie comme suit [3], [5] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^t(x) S(x)$$

où:  $S^t$  est la transposée de  $S$ .

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = S^t(x) \dot{S}(x)$$

Pour les systèmes mono-variables elle s'écrit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4-5)$$

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

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (4-6)$$

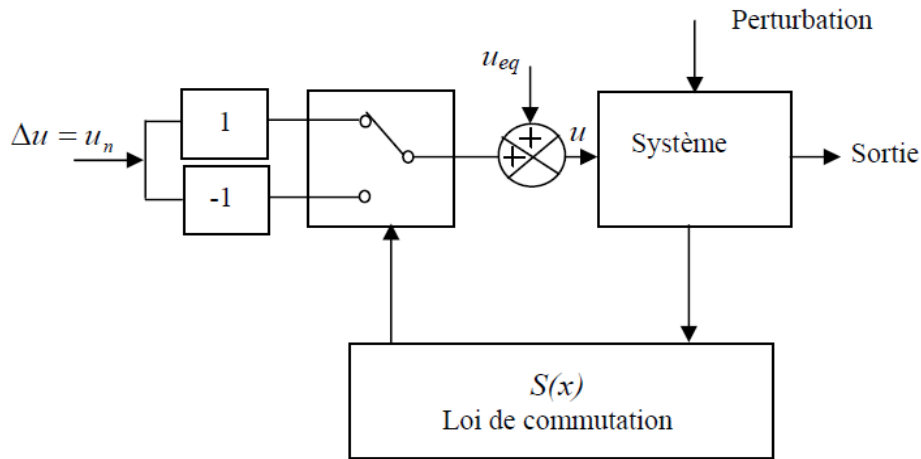
Tant que l'équation (4-6) est vérifiée, la dynamique du système sur  $S(x)$ , ainsi que sa stabilité sont indépendantes du système l'équation (4-1), elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commande.

#### IV.2.4.3-Détermination de la loi de commande

Dans la théorie des CSV, il y a de différentes manières de choisir les paramètres pour définir une logique de commutation, dans la littérature il y a trois types de structures très répandues, la commande par contre-réaction linéaire à gains commutés, la commande par

relais, et la commande équivalente. Les deux dernières approches, sont les préférées dans la commande des machines électriques parce qu'elles sont plus appropriées [5].

Dans notre cas, la méthode choisie est celle de la commande équivalente, schématisée sur (Fig IV.2).



**Fig.IV.2**-schéma fonctionnelle de la commande équivalente

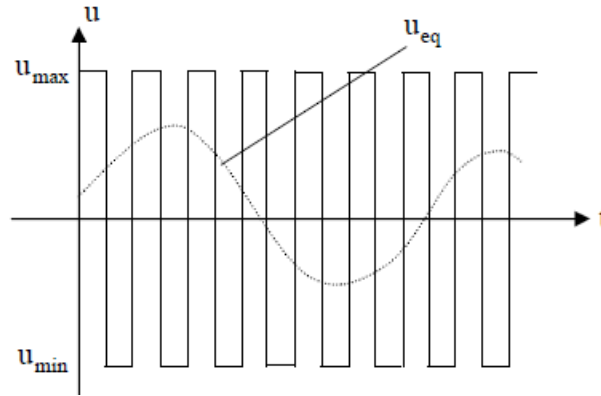
### A-Commande équivalente

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 n'a négligé aucune constante de temps, ce régime n'ayant lieu que sur [3] :

$$S_i(x)=0 \quad i=1,2,3,\dots,m \quad (4-7)$$

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

$$\frac{ds_i}{dt} = S_i = 0 \quad (4-8)$$



**Fig.IV.3-Interprétation de Ueq**

La commande effective, pour  $i=1, 2,3,\dots, m$  peut être constituée par une composante de basse fréquence et une composante no linéaire. On obtient ainsi :

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

$$U_i = \begin{cases} U_{in}^+ & \text{si } S_i > 0 \\ U_{in}^- & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (4-9)$$

**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 [3] .

**B.1-Commande sign**

Plusieurs choix pour la commande discontinue ( $U_n$ ) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue  $U_n = [u_1, u_2, \dots, u_n]$  avec la fonction sign par rapport à  $S = [S_1, S_2, \dots, S_n]$  [16].

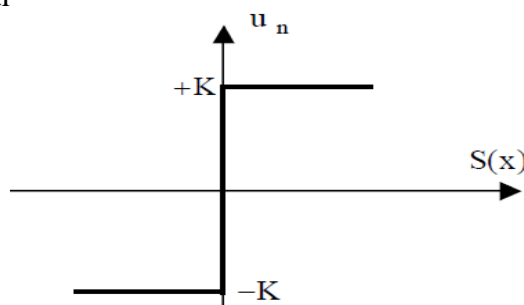
$$\text{Sign}(S(x)) = +1 \quad \text{si } S(x) > 0 \quad (4-10)$$

$$\text{Sign}(S(x)) = -1 \quad \text{si } S(x) < 0$$

$U_n$  s'exprime donc comme :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (4-11)$$

où  $K$  est un gain positif

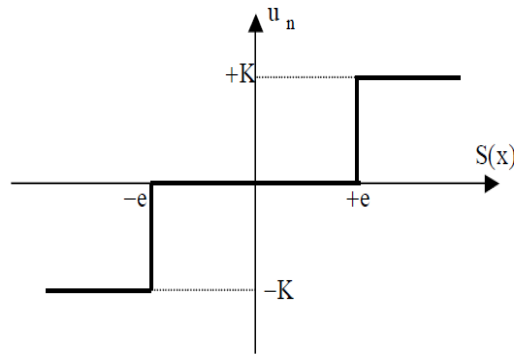


**Fig.IV.4-Définition de la fonction sign**

## B.2-Commande avec un seul seuil

Cette commande est caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression [16] :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

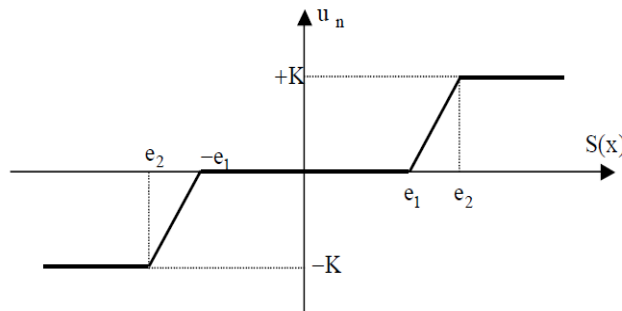


**Fig.IV.5**-Fonction sign de la commande avec un seul seuil

## B.3-Commande adoucie

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande ( $U_n$ ) en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils [16].

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil  $e_2$ , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil  $e_1$ , alors  $U_n$  est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande  $(e_1, e_2)$ , alors  $U_n$  est une fonction linéaire de la distance (droite de pente  $K / e_1 - e_2$ ) (Fig.IV.6).



**Fig.IV.6**-Fonction sign de la commande adoucie

## B.4-Commande intégrale

$$u_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|+1} + h$$

tel que :

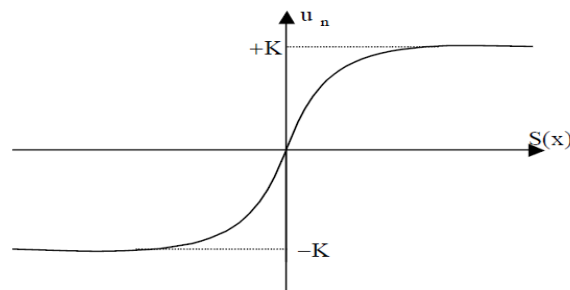
$$l = l_0 + |g|$$

avec :

$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$



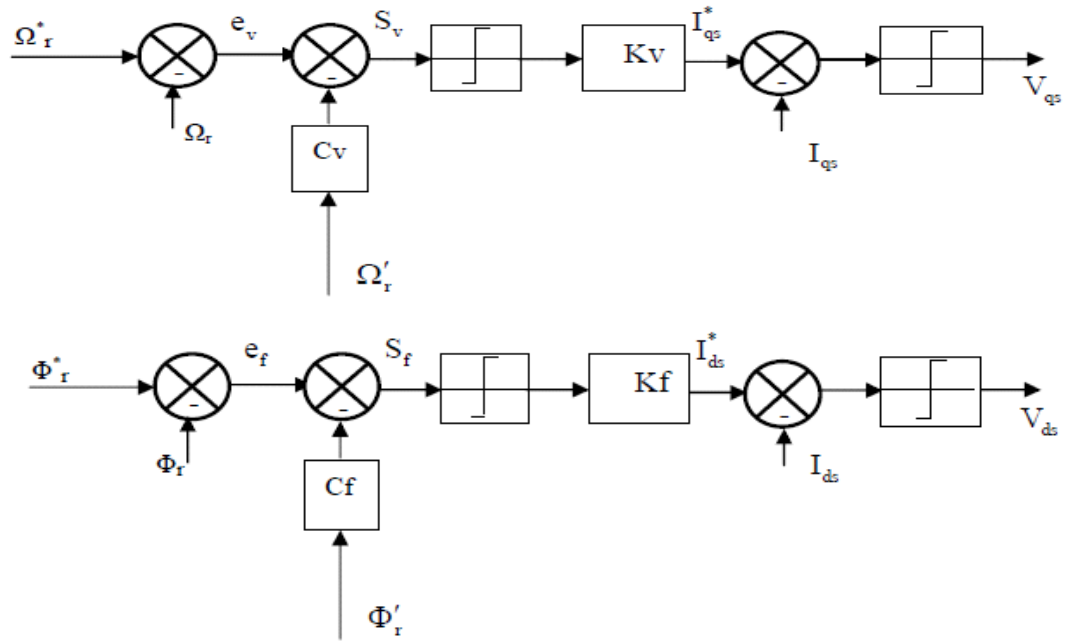
**Fig.IV.7-** CSV rendu continue

## IV.2.5-Structure des régulateurs

Pour commander la machine asynchrone il faut [3]:

- 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.



**Fig.IV.8-Schémas bloc des régulateurs**

#### IV.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 [3] :

- la vitesse :

$$\begin{cases} S_v = C_v e_v^* + e_v \\ e_v = \Omega_r + \Omega_r^* \end{cases} \quad \text{avec } C_v > 0 \quad (4-12)$$

- le flux :

$$\begin{cases} S_f = C_f e_f^* + e_f \\ e_f = \Phi_r + \Phi_r^* \end{cases} \quad \text{avec } C_f > 0 \quad (4-13)$$

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 :

-les courants  $I_{qs}$  et  $I_{ds}$  : (4-14)

$$S_q = I_{qs}^* + I_{qs}$$

$$S_d = \mathbf{I}_{ds}^* + \mathbf{I}_{ds}$$

Les entrées du régulateurs correspondant sont données par :

$$I_{qs}^* = K_v \text{sign}(s_v)$$

$$I_{ds}^* = K_f \text{sign}(s_f)$$

(4-15)

$$V_{qs} = K_q \text{sign}(S_q)$$

$$V_{ds} = K_d \text{sign}(S_d)$$

### IV.3-Résultats de simulation

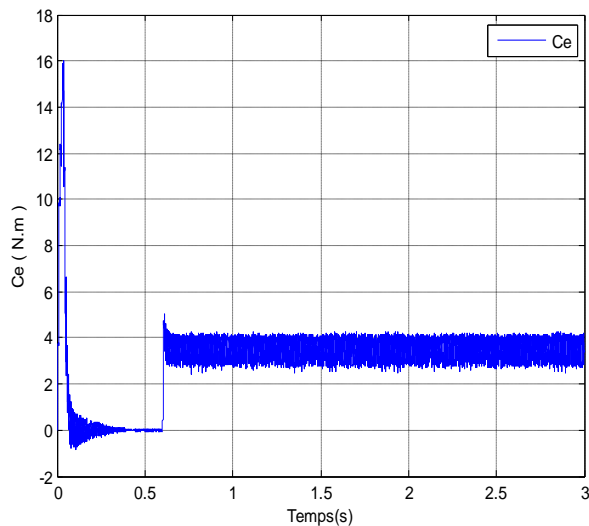
#### IV.3.1-Cas d'un modèle de la machine asynchrone avec onduleur

Nous nous proposons dans cette partie de voir l'influence des régulateurs sur la marche d'une machine asynchrone en commande par mode glissant.

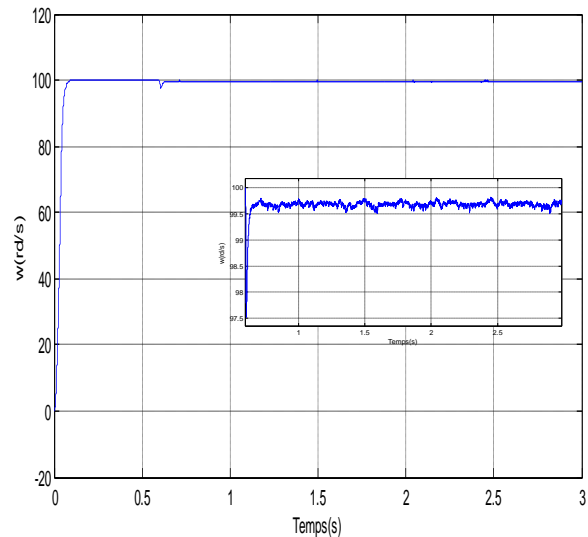
##### A-Cas d'une machine saine

Les régulateurs sont calculés "annexe". Nous présentons la simulation de fonctionnement de la machine commandée.

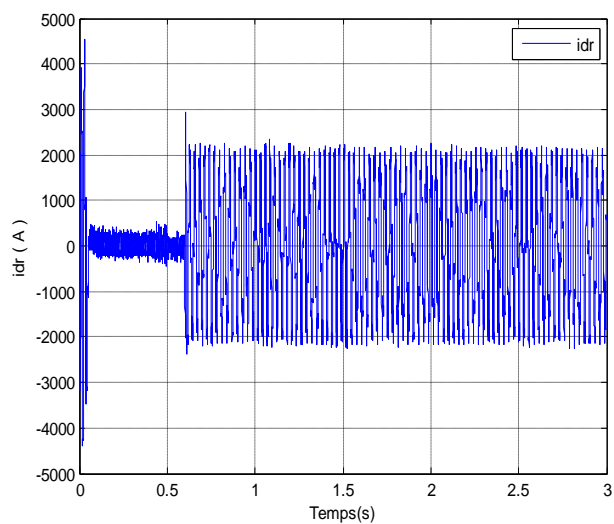
La simulation est menée sur une durée de 3s de la manière suivante : Nous avons considéré une vitesse de 100 rad/sec à l'instant initial. Puis, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m.



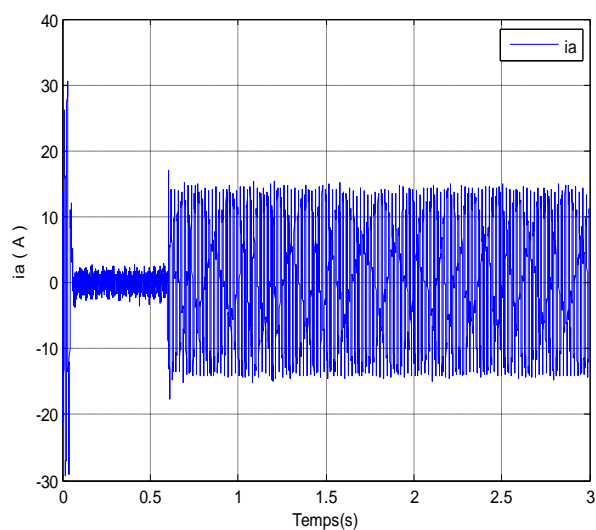
a) Couple électromagnétique



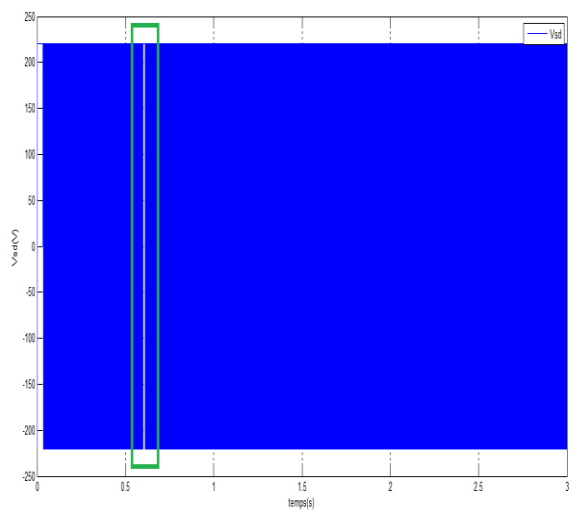
b) Vitesse de rotation



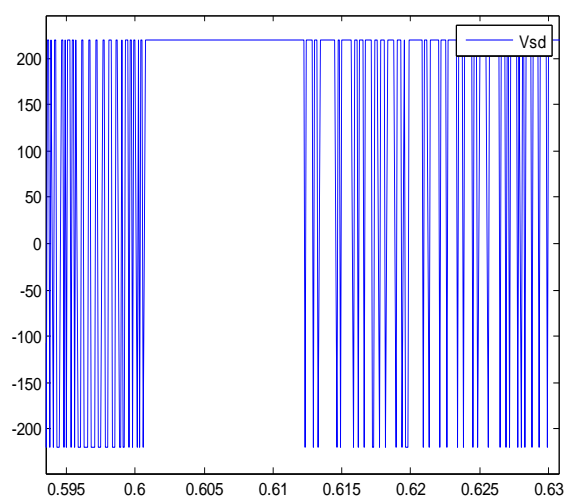
c) Courant rotorique (idr)



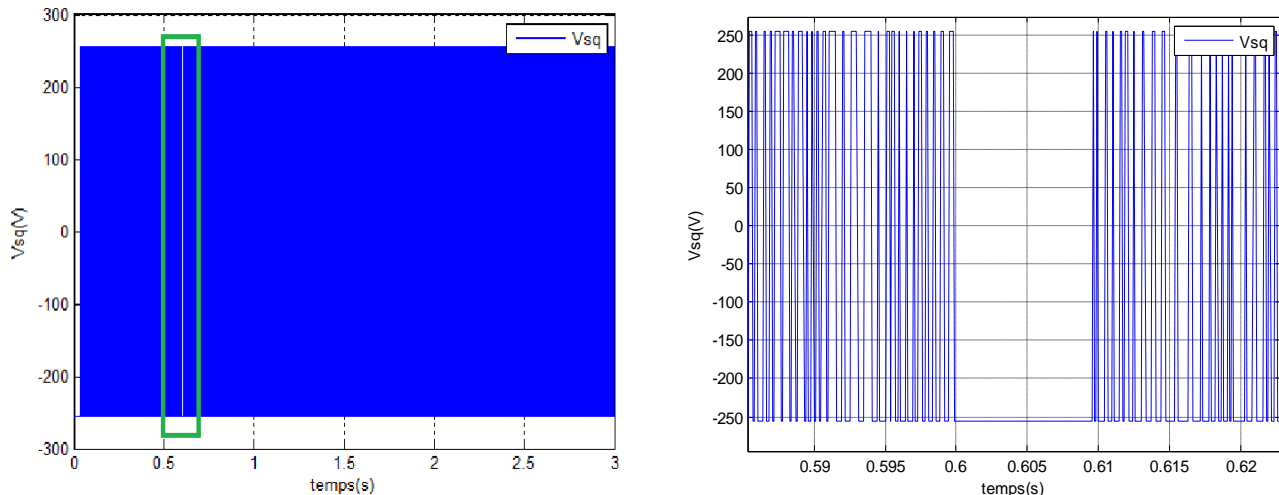
d) Courant statorique



e) Tension statorique (Vsd)



Agrandissement de tension



f) Tension statorique (Vsq)

Agrandissement de tension

**Fig.IV.9**-Simulation avec modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5\text{N.m}$ )

Alimentation avec onduleur (état sain)

### ➤ Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que la réponse en vitesse est rapide et précise.

L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément.

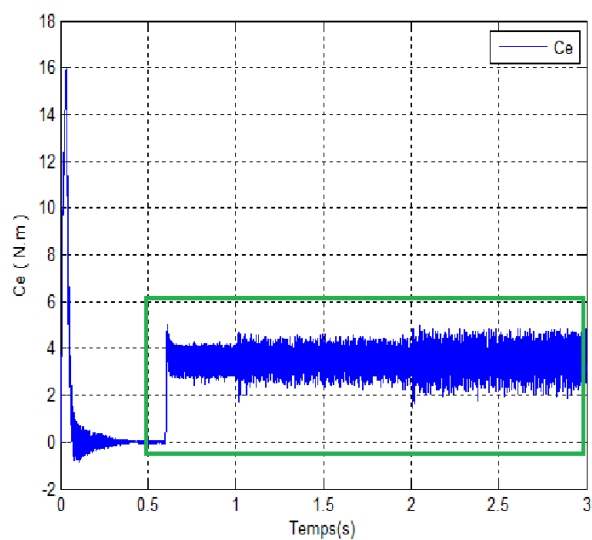
À partir des courbes du courant statorique, du courant rotorique ( $i_{dr}$ ) et du couple, on constate que le temps de régime transitoire très court, avec présence des ondulations et des harmoniques sur les courbes du couple et des courants (statorique, rotorique) respectivement.

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

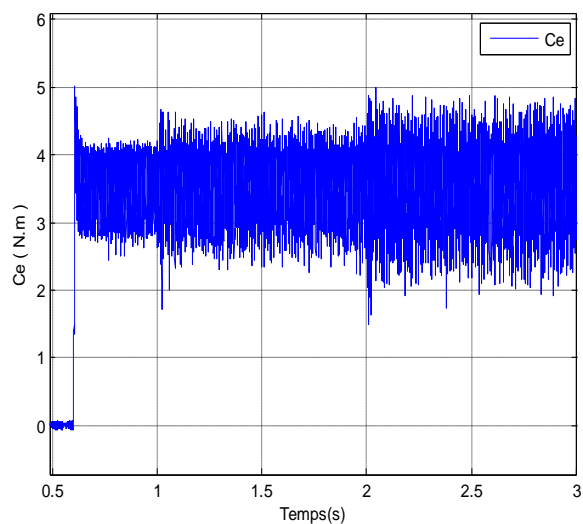
### 1)-Cassure des deux barres adjacentes

Pour illustrer les performances de réglage par mode glissant, nous avons simulé un démarrage à vide avec une vitesse de référence de la consigne 100 rad/s. avec application d'une charge égale à 3.5 Nm à  $t=0.6$  s, et on va appliqué deux défauts successifs (rupture des deux barres adjacentes):

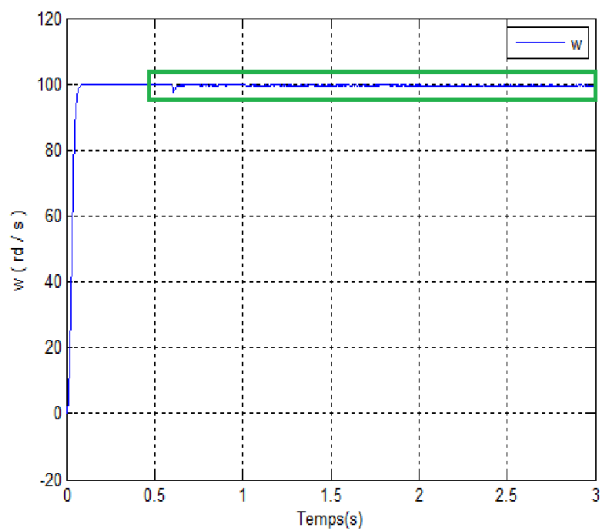
- Rupture de la barre 1 à  $t=1$ s.
- Rupture de la barre 2 à  $t=2$ s.



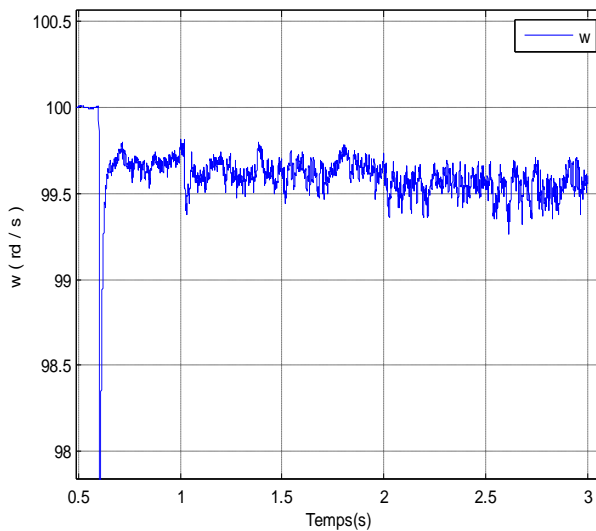
a) Couple électromagnétique



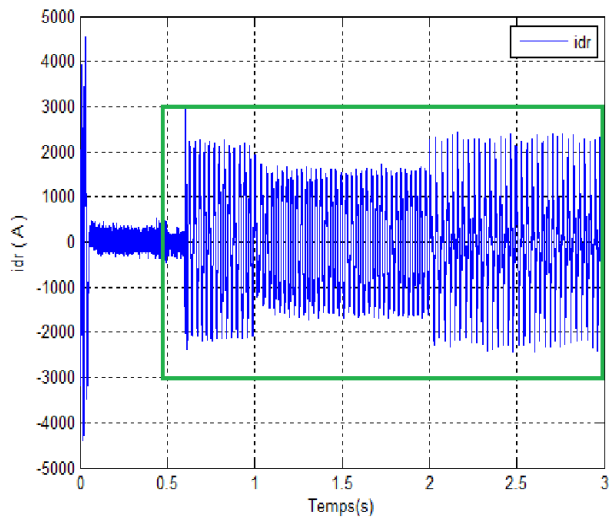
Agrandissement du couple



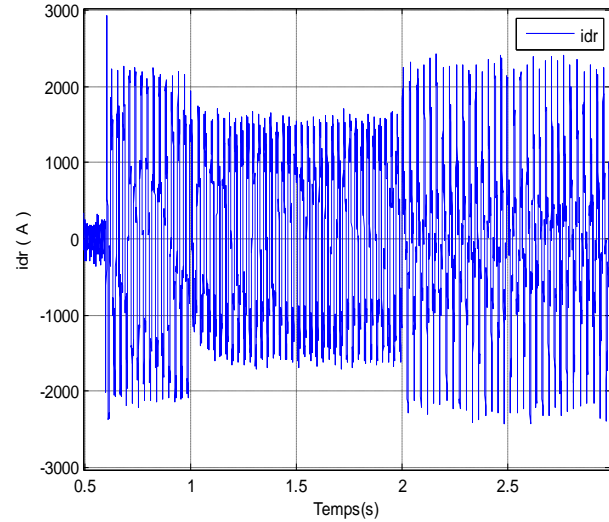
b) Vitesse de rotation



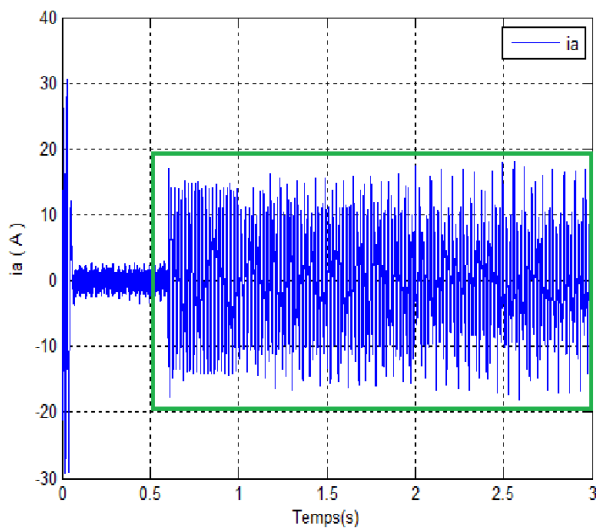
Agrandissement de vitesse



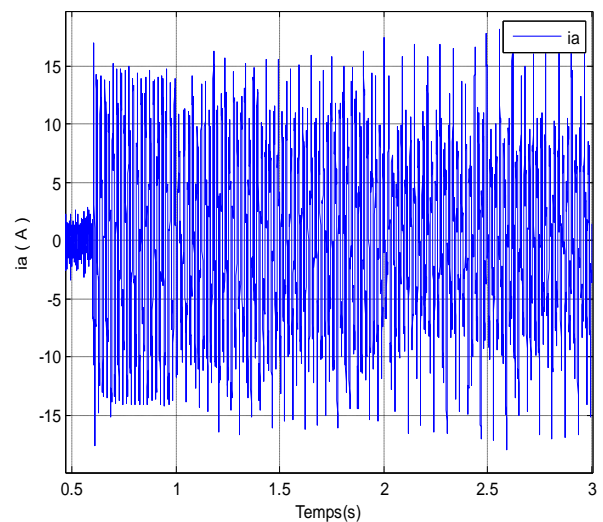
c) Courant rotorique (idr)



Agrandissement du courant (idr)



d) Courant statorique



Agrandissement du courant

**Fig.IV.10**-Simulation avec modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5\text{N.m}$ )

Alimentation avec onduleur (avec rupture des deux barres adjacentes)

### ➤ Interprétation des résultats

La Fig.IV.10 montre les performances du réglage par mode glissant de la vitesse et des courants. Nous donne une idée sur la sensibilité des courants statorique et rotorique à la

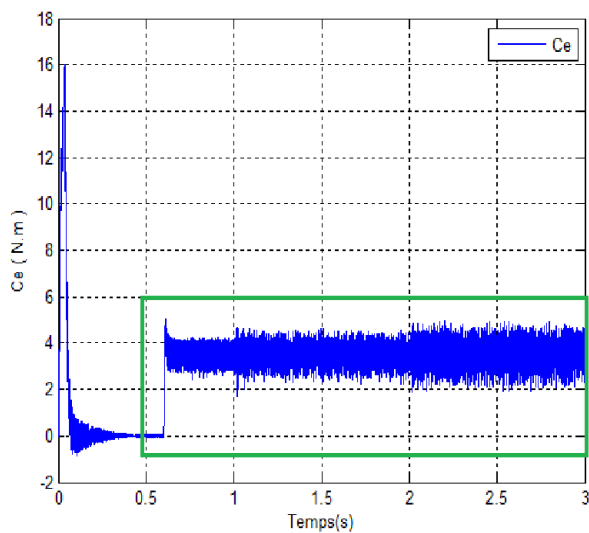
cassure des barres rotoriques. A couple de charge constant, la cassure des barres rotoriques provoque une variation quasi proportionnelle des courants statorique et rotorique.

Malgré la présence des défauts rotoriques (cassure des barres), la vitesse donne un bon résultat mais avec une petite ondulation.

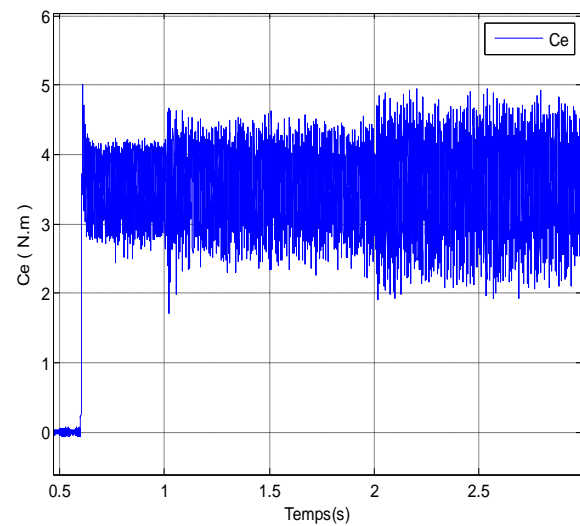
Les ondulations sur la réponse de couple apparaissent à l'instant où on applique une rupture des barres. La Fig.IV.10 montre que le réglage présente de meilleures performances vis-à-vis la poursuite de la référence et le rejet de la perturbation, le courant est bien limité à sa valeur maximale admissible par une fonction de saturation.

## 2)-Cassure des deux barres espacées

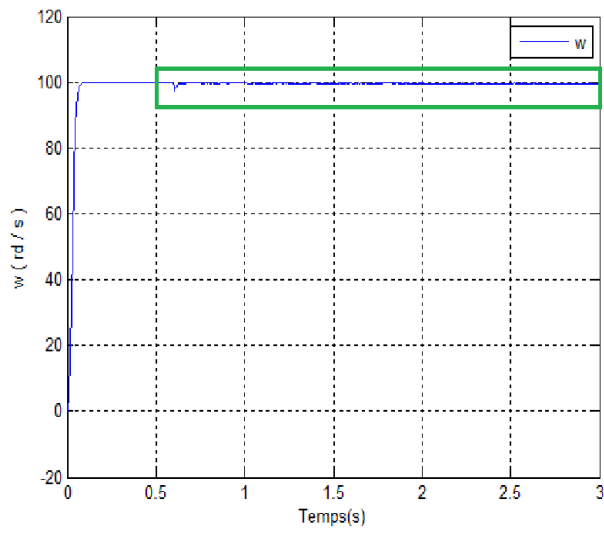
On simule la rupture de barre 1 à l'instant  $t=1s$ , et aussi on simule la rupture de la barre espacée 14 à l'instant  $t=2s$ .



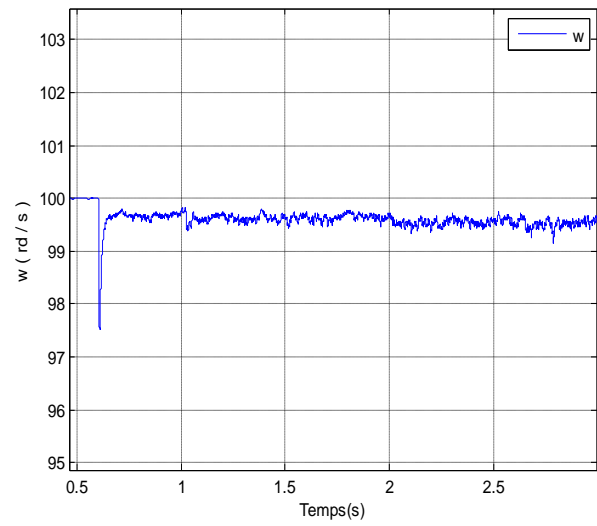
a) Couple électromagnétique



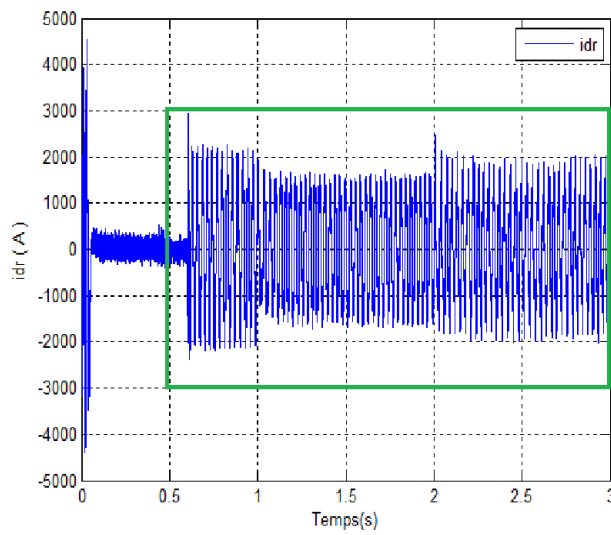
Agrandissement du couple



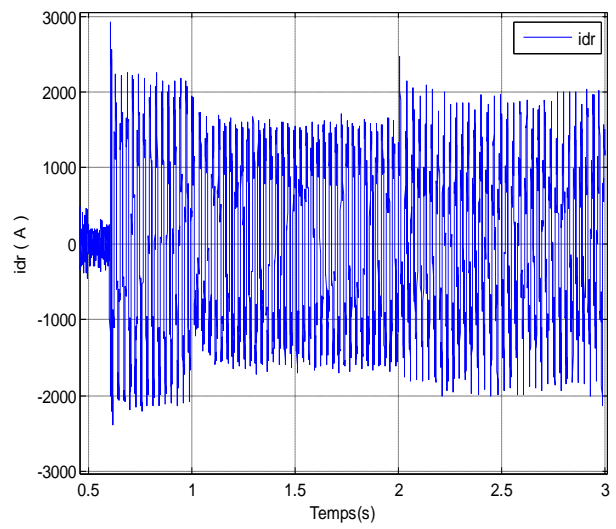
b) Vitesse de rotation



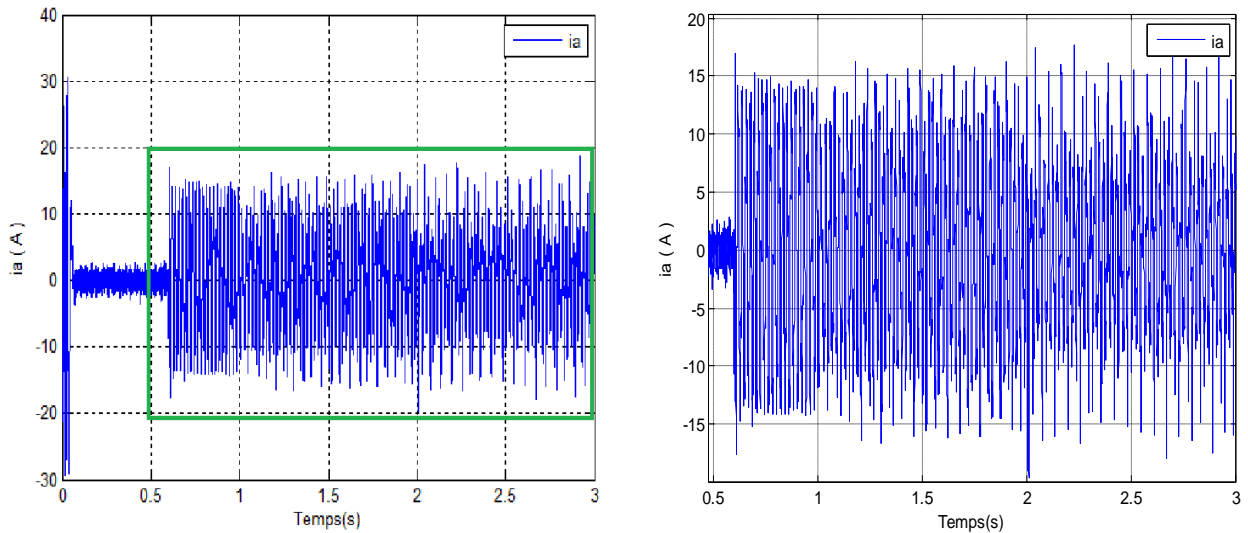
Agrandissement de vitesse



c) Courant rotorique ( $i_{dr}$ )



Agrandissement du courant ( $i_{dr}$ )



d) Courant statorique

Agrandissement du courant

**Fig.IV.10**-Simulation avec modèle réduit : machine en charge ( $C_r=3.5N.m$ )

Alimentation avec onduleur (avec rupture des deux barres espacées)

### ➤ Interprétation des résultats

On constate que la réponse en vitesse, obtenue avec la CSV pour un démarrage à vide est rapide.

A l'instant de rupture de barre, une déformation apparaît sur la courbe du couple électromagnétique.

La modulation de l'enveloppe du courant statorique. Les amplitudes des oscillations et modulations augmentent avec le nombre des barres cassées.

## IV.4-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de commande à structure variable (CSV) de la MAS. Nous avons défini la méthodologie de conceptions nécessaire pour cette commande pour l'asservissement en vitesse "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 relie la robustesse du réglage par mode glissant. Cette robustesse est caractérisée par une insensibilité aux variations paramétriques.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec la (CSV) pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes. La charge et la rupture des barres rotoriques n'a pas d'influence sur la vitesse.

## Conclusion générale

L'évolution croissante des machines asynchrones dans les secteurs industriels oblige certains utilisateurs à se prémunir contre l'apparition d'un défaut provoquant le plus souvent un arrêt intempestif de la machine.

Le travail qui a été présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts rotoriques dans les moteurs asynchrones à cage.

Au début de ce travail, Nous avons cité les différents défauts qui se produisent au niveau du stator, ainsi que les défauts rotoriques (cassures des barres ou d'anneaux rotorique) et qui peuvent affectés le bon fonctionnement de la machine asynchrone, les méthodes du diagnostic.

Nous avons présenté aussi de façon analytique le modèle multi-enroulement d'une machine asynchrone à cage d'écureuil, Ce modèle nous a permis de simuler les défauts rotoriques, tels que les cassures des barres rotoriques, ce type de défaut est modélisé par l'augmentation de la résistance de l'élément défectueux.

Afin de représenter le comportement de la machine, lors d'un fonctionnement normal (sain) et défaillant (avec défaut), nous avons construit un programme de simulation à l'aide du MATLAB 7.10. Ceci, nous a permis de visualiser le courant statorique, le couple, la vitesse et les courants rotoriques, en considérant les différentes conditions de fonctionnement de la machine (sans et avec défaut).

A la fin, nous avons appliqué la commande à structure variable à l'état sain et en présence des défauts rotoriques (cassure des barres). Ce type de commande a montre plusieurs avantages tels que la robustesse de la commande faible temps de réponse.

En perspectif, l'étude réalisée dans le cadre de cette thèse pourrait être mené en utilisant la logique floue et les techniques DTC et réglage par commande vectorielle.

## Annexe1

### Paramètres du moteur utilisés [3]

$$R_r = 6.3 \ \Omega$$

$$R_s = 7.828 \ \Omega$$

$$J = 0.0061 \text{ kg m}^2$$

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

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

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

$$N_s = 160 \quad (\text{spires par phase})$$

$$N_r = 16 \quad (\text{nombre des barres})$$

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

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

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

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

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

$$P=1$$

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

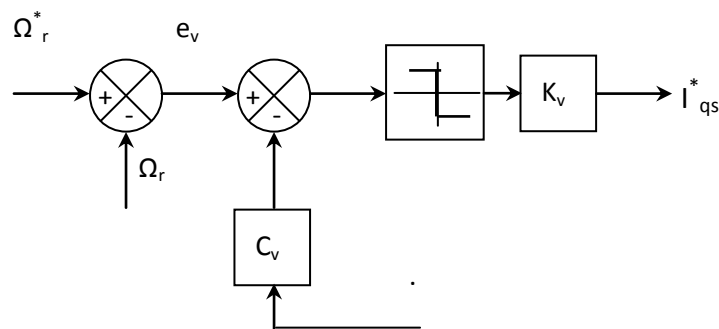
## Annexe2

### 1-Détermination des paramètres pour la loi de CSV [3]

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

#### 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 de couple électromagnétique du moteur se fait par l'imposition des courants statoriques.



**Fig.1**-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 :

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

D'où, pour une référence constante on a :

$$\begin{aligned} \dot{S}_v = \dot{\Omega}_r &= -\frac{K_0}{J} \Omega_r + \frac{1}{J} \frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - \frac{1}{J} C_r \\ \ddot{S}_v = \ddot{\Omega}_r &= -\frac{K_0}{J} \left( -\frac{K_0}{J} \Omega_r + \frac{1}{J} \frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - \frac{1}{J} C_r \right) + \frac{1}{J} \frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} \end{aligned} \quad (3)$$

A partir de l'équation (4-9) , on a :

$$\dot{S}_v = C_v \ddot{e}_v + \dot{e}_v \quad (4)$$

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

$$J \dot{S}_v = -K_0 \Omega_r + \frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - C_r$$

Selon le théorème de Lyapov et à partir des équations (4-7), (4-8) et (4-13), on a :

Si  $S_v > 0 \Rightarrow \dot{S}_v < 0$  :

$$(5) \Leftrightarrow -K_0 \Omega_r + \frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - C_r < 0 \Rightarrow K_v < \frac{K_0 \Omega_r + C_r}{\frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \Phi_r} \quad (6)$$

Si  $S_v < 0 \Rightarrow \dot{S}_v > 0$  :

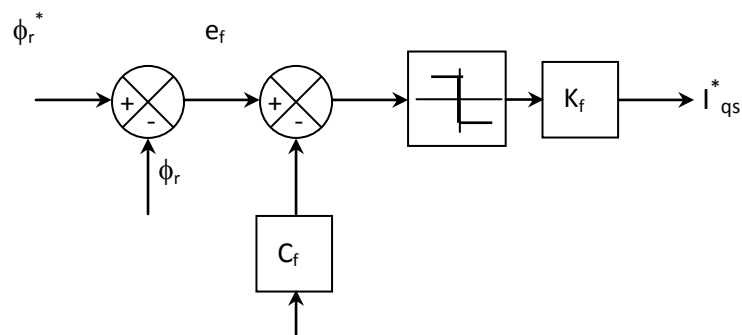
$$(5) \Leftrightarrow -K_0 \Omega_r + \frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - C_r > 0 \Rightarrow K_v < -\frac{K_0 \Omega_r + C_r}{\frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \Phi_r} \quad (7)$$

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

$$K_v < \max_{C_r, \Phi_r, \Omega_r} \left| \frac{K_0 \Omega_r + C_r}{\frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \Phi_r} \right| \quad (8)$$

## 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  $I_{ds}^*$ .



**Fig.2-**Schéma-bloc pour la régulation du flux

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

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

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

$$\begin{aligned} \dot{S}_f &= \dot{\Phi}_r = -\frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M_{sr}}{T_r} I_{ds} \\ \ddot{S}_f &= \ddot{\Omega}_r = -\frac{1}{T_r} \left( -\frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M_{sr}}{T_r} I_{ds} \right) + \frac{M_{sr}}{T_r} I_{ds} \end{aligned} \quad (10)$$

On a :

$$\dot{S}_f = C_f \ddot{e}_f + \dot{e}_f \quad (11)$$

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

$$T_r^2 \dot{S}_f = C_f \Phi_r + (T_r M_{sr} - C_f M_{sr}) I_{ds} - T_r \Phi_r \quad (12)$$

Selon la théorème de Lyapovov, et à partir des équations (4-7), (4-8) et (4-13), on a :

Si  $S_f > 0 \Rightarrow \dot{S}_f < 0$  :

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

Si  $S_f < 0 \Rightarrow \dot{S}_f > 0$

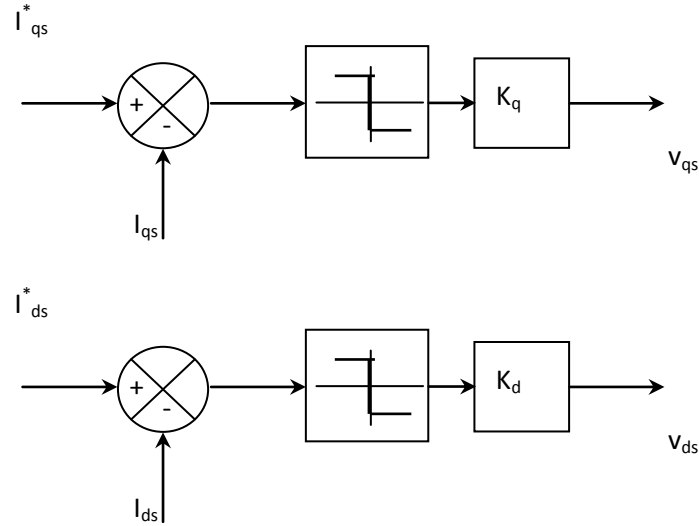
$$(12) \Leftrightarrow C_f \Phi_r - M_{sr}(T_r - C_f)K_f - T_r \Phi_r > 0 \Rightarrow K_f > -\frac{\Phi_r}{M_{sr}} \quad (14)$$

A partir de (13) et (14),le gain  $K_f$  est donné par :

$$K_f < \max_{\Phi_r} - \left| \frac{C_r}{M_{sr}} \right| \quad (15)$$

### 1.3-Boucles des courants

On utilise une régulation à structure variable des courants statoriques pour génère les tensions ( $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ )



**Fig. 3-** Schéma-bloc pour la régulation des courants.

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:

$$I_{ds}^* = -\frac{1}{L_{sc}\sigma} \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{M_{sr}R_r}{L_{sc}\sigma L_{rc}} \Phi_r + \frac{1}{L_{sc}\sigma} V_{ds} \quad (16)$$

$$I_{qs}^* = -\frac{1}{L_{sc}\sigma} \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} - \omega_s I_{ds} - \frac{M_{sr}}{L_{sc}\sigma L_{rc}} \omega_r \Phi_r + \frac{1}{L_{sc}\sigma} V_{qs}$$

A partir des équations (4-11) et(4-12), on obtient :

$$\dot{S}_q = I_{qs}^* \quad (17)$$

$$\dot{S}_d = I_{ds}^* \quad (18)$$

Rapportons (16) dans (17),on obtient :

$$L_{sc}\sigma \dot{S}_q = \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - V_{qs} \quad (18)$$

$$L_{sc}\sigma \dot{S}_d = \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{ds} - L_{sc}\sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_{rc}T_r} \Phi_r - V_{ds} \quad (19)$$

Selon la théorème de Lyapovov, et à partir des équations (4-7), (4-8) et (4-13), on a :

Si  $S_q > 0 \Rightarrow \dot{S}_q < 0$  :

$$(18) \Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - K_q < 0$$

$$\Rightarrow K_q > \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \quad (20)$$

Si  $S_q < 0 \Rightarrow \dot{S}_q > 0$  :

$$(18) \Leftrightarrow - \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} - L_{sc} \sigma \omega_s I_{ds} - \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - K_q < 0$$

$$\Rightarrow K_q > - \left( \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \right) \quad (21)$$

Si  $S_d > 0 \Rightarrow \dot{S}_d < 0$  :

$$(19) \Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_{rc} T_r} \Phi_r - K_d < 0$$

$$\Rightarrow K_d > \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \quad (22)$$

Si  $S_d < 0 \Rightarrow \dot{S}_d > 0$  :

$$(19) \Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_{rc} T_r} \Phi_r + K_d > 0$$

$$\Rightarrow K_d > - \left( \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_{rc} T_r} \Phi_r \right) \quad (23)$$

A partir de (20),(21) et (22),(23) respectivement, les gains  $K_q$  et  $K_d$  sont données par :

$$K_q > \left| \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \omega_s I_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \right| \quad (24)$$

$$K_d > \left| \left( R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \right| \quad (25)$$

## Bibliographie

[1]:**Gaetan Didier**, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence des défaillances »,Thèse de Doctorat ,Université Henri Poincaré Nancy-1, **2004** .

[2]:**Roland Casimir**, « Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes », Thèse de Doctorat ,L'école centrale de Lyon, **2003**.

[3]:**Belhamdi Saàd**, « Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone »,Thèse de Magister,Université Mohamed Khider de Biskra,**2005**.

[4]:**Khatir Abdelfatah**, « Etude comparative des modèles des machines asynchrones utilisés un diagnostic des défauts », Thèse de Magister, Université Ferhat Abbas-Setif, **2009**.

[5]:**Rezgui Salah Eddine**, « Modélisation et commande des machines électriques », Thèse de Magister, Université Mentouri de Constantine, **2009**.

[6]:**Zebiri Fouad, Mehamlle Houcine**, « Détection et localisation des défauts de la machine asynchrone à double stator applicatif de la technique de l'intelligence artificielle », Mémoire de fin d'étude du diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila, **2006**.

[7]:**Derradj Lazhar, Mabrek Toufik**, « Détection des défauts rotoriques dans la machine asynchrone à cage par la technique des ondelettes », Mémoire de fin d'étude du diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila, **2009**.

[8]:**Maghraoui Abdelwahab, Deboucha Abdelhakim**, « Diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage », Mémoire de fin d'étude du diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila, **2006**.

[9]:**Belkhiri Ammar, Tounsi Bilal, Dahmani Abbas**, « Détection des défauts par les réseaux de neurones artificiels de la machine asynchrone contrôlé par la technique de flux orienté », Mémoire de fin d'étude du diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila, **2007**.

[10]:**Mouna debbi, Sara Bakhti**, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage en présence des défauts rotoriques », Mémoire de fin d'étude du diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila, **2006**.

**[11]:Achour Abdelmalek,Aichouche Azidine**, « Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone », Mémoire de fin d'étude du diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila, **2005**.

**[12]:Deghnouche Imad-eddine,Hellali Lallouani, Moussa Oussama**, « Commande par PI d'un machine asynchrone avec cassure des barres rotoriques », Mémoire de fin d'étude du diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila, **2010**.

**[13]:Sadok Bazine**, «Conception et implementation d'un META- Modèle des machines asynchrones en défaut», Thèse de Doctorat ,Université de Poitiers ,**2009**.

**[14]:Ayman Hussain**, «Contribution à la commande adaptative robuste par mode glissant», Thèse de Doctorat ,Université de Reins Champagne Ardenne,**2009**.

**[15]:Hocine Amimeur**, «Contribution à la commande d'un machine asynchrone double étoile par mode de glissement», Thèse de Magister, Université Elhadj Lakhdar de Batna,**2008**.

**[16] : Benchabane Fateh**, «Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring», Thèse de Magister, Université Mohamed Khider de Biskra,**2005**.

**[17] : enitols**.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTRIQUE**

**OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

Année universitaire :2010/2011

**Proposé et dirigé par :** Monsieur : BELHAMDI Saâd

**Présenté par :** LAKHDARI Meftah & SALEC Mohamed-Ali

**Thème :**

**COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UNE MACHINE  
ASYNCHRONE À CAGE EN TENANT COMPTE DES DEFAUTS  
ROTORIQUES**

**Résumé :**

Les entraînements électriques utilisent de plus en plus les machines asynchrones à cause de leur robustesse, leur puissance massique, coût de fabrication, Leur maintenance et leur 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. Ainsi que sur la commande par mode glissant en tenant compte de la présence des défauts rotoriques.

**Mots clés :**

Moteur asynchrone, Diagnostic, Modélisation, Rupture des barres, Onduleur, CSV.