

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LARECHERCHE 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 ELECTROTECHNIQUE

OPTION: COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

**COMMANDE PAR "PI" D'UNE MACHINE ASYNCHRONE
AVEC CASSURE DES BARRES ROTORIQUES**

Proposé et dirigé par :
Monsieur : Saâd BELHAMDI

Présenté par :
DEGHNOUCHE Imad-Eddine
HELLALI Lallouani
MOUSSA Oussama

Année Universitaire: 2009/2010



Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il nous a donnés durant toutes ces longues années pour arriver au terme de ce travail.

Nous remercions spécialement notre encadreur Mr Sâad BELHAMDI pour avoir d'abord nous proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous guide par ses conseils.

Nous remercions également Mr Mohamed DEGHNOCHE pour ses conseils, et son aide.

Nous tenons à exprimer également notre grande gratitude et notre respect à l'ensemble de nos enseignements du département d'électrotechnique en particulier et de l'université qui ont contribué à notre formation.

Nous remercions les membres de jury d'examen pour avoir accepté de participer au jugement de ce mémoire.

Et enfin nous remercions l'ensemble des collègues de notre promotion, qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.



Dédicace

A mon père, sans qui rien n'aurait été possible. Jamais je n'oublierai son amour, son dévouement, tous ses sacrifices. J'espère pouvoir un jour le remercier à la hauteur de ce qu'il m'a apporté.

A ma mère, pour tout son amour, sa générosité, sa patience et pour ses bons conseils, pendant toutes ces années. Je n'oublierai jamais son soutien dans les moments difficiles; Du fond du cœur, merci

A mes frères, Hatem ; Houssam et ma sœur Wafa. A nos souvenirs passés, nos fous rires, nos disputes, nos désaccords. Que notre fraternité reste toujours unie dans les joies mais aussi dans les peines. Je vous aime.

A mes amis, Hamza ; Zizou ; Fouad ; Adel ; Abdellali ; El arbi ; Chamsou ; Houssin ; Djamel et toute la promotion d'électrotechniciens 2009/2010. Merci pour tous les bons moments passés ensemble. Je vous souhaite bon courage et bonne chance dans la poursuite de vos programmes respectifs.

Imad-Eddine



Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A Ma mère et mon père, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leur encouragement et le sacrifice qu'il ont enduré.

A mes frères

A mes sœurs

A mes chers amis

A tous les amis (es) d'études

Lallouani



Dédicace

Les deux premières personnes qui me viennent à l'esprit et qui m'ont appris la patience et la persévérance, sans leur soutien et conseils je n'aurais pu accomplir ma tâche et récolté ce que je suis maintenant : mes chers parents

A mes sœurs et mes frères.

A toute ma famille parentèle et maternelle, dont je cite les noms de familles : Moussa et Ben dib.

A tous mes amis (ies), mes voisins, mes collègues.

A tous mes enseignants.

A tous qui connaissent de près ou de loin ma personne.

Oussama

Sommaire

Remerciements	
Dédicaces	
Notation et symboles	
Introduction générale	

Chapitre I : Etat de L'art du diagnostic

I.1	Introduction.....	1
I.2	Présentation des différents défauts dans 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 mécaniques.....	3
I.2. 2.2	Défauts statoriques	4
I.2. 2.3	Défaut rotoriques	5
-	Cassure de barres rotoriques.....	5
-	Défaut d'excentricité.....	5
-	Défaut dû au palier.....	6
I.2. 2.4	Défauts dû aux autres.....	7
I.3	Méthodes de diagnostic.....	7
I.3.1	Méthodes internes	8
I.3.2	Méthodes externes.....	8
I.3.3	Méthodes inductives	9
I.3.4	Méthodes déductives.....	9
I.4	Conclusion.....	9

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone

II.1	Introduction	10
II.2	Modèle multi-enroulements du moteur asynchrone.....	10
II.2.1	Hypothèses simplificatrices.....	10
II.2.2	Calcul des inductances.....	11
II.2.1.1	Partie statorique.....	11
II.2.1.2	Partie rotorique.....	12

II.2.1.3	Inductance mutuelle stator-rotor.....	13
II.3	Mise en équation.....	14
II.3.1	Equations statoriques.....	14
II.3.2	Equations rotoriques.....	15
II.3.3	Equation globale des tensions.....	17
II.3.4	Transformation de Park.....	18
II.3.5	Equation mécanique.....	21
II.4	Modèle de taille réduite.....	22
II.5	Modélisation de l'onduleur de tension.....	25
II.6	Commande de l'onduleur de tension à <i>MLI</i> naturelle.....	28
II.7	Conclusion.....	30

Chapitre III : Simulation de la machine multi enroulements

III.1	Introduction.....	31
III.2	Simulation du modèle du moteur asynchrone.....	31
III.2.1	Résultats de simulation.....	31
III.2.1.1	Cas d'un modèle de la machine asynchrone sans onduleur	31
A.	Cas d'une machine sain	31
B.	Cas d'une machine avec défaut rotorique.....	33
a-	Cas d'une cassure de trois barres adjacentes	33
b-	Cas d'une cassure de trois barres espacées.....	36
III.2.1.2	Cas d'un modèle de la machine asynchrone avec onduleur.....	39
A.	Cas d'une machine saine	39
B.	Cas d'un machine avec défaut rotorique	41
a-	Cas d'une cassure de trois barres adjacentes.....	41
b-	Cas d'une cassure de trois barres espacées.....	45
III.3	Conclusion.....	48

Chapitre IV : Commande vectorielle de la MAS tenant compte d'un défaut rotorique

IV.I	Introduction.....	49
IV.2	Principe de la Commande vectorielle.....	49
IV.2.1	Modèle de la machine asynchrone en vue de la commande.....	49
IV.2.2	Principe de la Commande vectorielle par orientation flux rotorique	51

IV.2.2.1	Commande vectorielle indirecte.....	54
IV.2.2.2	structure de la Commande vectorielle par orientation flux rotorique.....	54
A.	Description.....	54
B.	Système d'équations liées au flux rotorique.....	55
C.	Découplage.....	56
a.	Découplage entré-sortie	57
b.	Découplage par compensation.....	57
D.	Bloc de défluxage.....	59
E.	Régulation.....	60
F.	Calcul des régulateurs.....	60
a.	Régulation des courant.....	60
b.	Régulation de la vitesse	61
IV.2.2.3	Commande vectorielle directe.....	63
IV.3	Résultats de simulation.....	64
IV.3.1	Commande indirecte sans onduleur	64
IV.3.1.1	Cas d'une machine avec défaut.....	64
A.	Cas d'une cassure de deux barres adjacentes.....	64
B.	Cas d'une cassure de deux barres espacées.....	66
IV.3.2	Commande indirecte avec onduleur.....	69
IV.3.2.1	Machine avec défaut.....	69
A.	Cas d'une cassure de deux barres adjacentes.....	96
B.	Cas d'une cassure de deux barres espacées.....	72
IV.4	Conclusion.....	74

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
D_b	diamètre des billes
D_c	distance au contact de la bille avec la cage
e	entrefer [m]
f	fréquence d'alimentation [Hz]
f_{cc}	fréquence de court-circuit [Hz]
f_r	fréquence de rotation mécanique [Hz]
f_e	fréquence d'échantillonnage [Hz]
Δf	fréquence de résolution spectrale [Hz]
J	moment d'inertie [Kg m ²]
K_d, T_d	coefficients du régulateur du courant sur l'axe d
K_v, T_v	coefficients du régulateur de vitesse dans le cas d'une commande indirecte
L_p	inductance d'une barre rotorique [H]
L_e	inductance totale de l'anneau de court-circuit [H]
L_{rc}	inductance cyclique rotorique [H]
L_{sc}	inductance cyclique statorique [H]
L_{sf}	inductance de fuite statorique [H]
L_{sp}	inductance propre statorique [H]
l	longueur active du circuit magnétique [m]
M_{sr}	mutuelle cyclique entre le stator- rotor [H]
M_s	mutuelle entre phase statorique [H]
N_s	nombre de spires statoriques par phase
N_r	nombre de barres rotoriques
n	entier naturel
n_b	nombre de billes
P	puissances [W]
\mathcal{P}	opérateur de Laplace
p	nombre de paires de pôles

Notation et symboles

R_{bk}	résistance de la barre k [Ω]
R_{bfk}	résistance de la barre défailante k [Ω]
R_b	résistance d'une barre rotorique à l'état sain [Ω]
R_s	résistance de l'enroulement statorique [Ω]
R_r	résistance de l'enroulement rotorique [Ω]
R_e	résistance totale de l'anneau de court-circuit [Ω]
s,r	indices stator et rotor, respectivement
T_{qd}	retard dans la boucle de régulation sur l'axe d [s]
T_{vd}	retard dans la boucle de régulation de vitesse [s]
T_{vf}	retard dû au filtre de vitesse [s]
T_s	constante de temps statorique [s]
T_r	constante de temps rotorique [s]
g	glissement
i_e	courant dans l'anneau de court-circuit [A]
i_{bk}	courant dans la barre [A]
i_{rk}	courant dans la boucle [A], $k=1, \dots, N_r$
i_{ek}	courant dans une portion d'anneau [A]
i_{ds}, i_{qs}	composantes biphasées du courant statorique direct et en quadrature [A]
i_a, i_b, i_c	courants des phases statoriques [A]
V_{abc}	les tensions statoriques [V]
w_r	vitesse de rotation mécanique [rd/s]
w_s	pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]
σ	coefficient de dispersion de Blondel
θ_r	position du rotor [rd]
θ_s	position des grandeurs statoriques [rd]
μ_0	perméabilité magnétique du vide [$H.m^{-1}$]
Φ_{rk}	flux magnétique créée par une maille rotorique [Wb]
Φ_s	flux magnétique par pôle créée par le courant statorique [Wb]
Φ_{abc}	les flux statoriques [Wb]

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les machines asynchrones, de par leur robustesse et leur rapport poids/puissance, sont largement utilisées dans l'industrie. Assurer leur continuité de fonctionnement nécessite la mise en place de programmes de maintenance préventive et corrective. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations [SAA05].

Malgré le fait que la machine asynchrone soit réputée pour être la plus robuste des machines électriques, un certain nombre de contraintes de différentes natures (thermiques, électriques, mécaniques et d'environnement) peuvent affecter la durée de vie de celle-ci en faisant apparaître des pannes dans le stator et le rotor. Ces pannes occasionnent des pertes économiques considérables. Il est impératif donc de mettre en œuvre des systèmes de surveillance adéquats [SAA05].

La surveillance est un moyen de garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic fait partie de la surveillance. Il a pour objectif de détecter d'une manière précoce un défaut avant qu'il ne conduise à une défaillance totale dans l'installation industrielle. Les deux principales tâches de diagnostic sont : la détection et la localisation des défauts [ABE 02]. La détection consiste à signaler l'existence du défaut, tandis que la localisation a pour objet de trouver le type de défaut.

Deux grandes familles de procédures sont utilisées dans le domaine du diagnostic en génie électrique : les méthodes de diagnostic à base de modèles analytiques et les méthodes sans modèle [CAS 03] [BOU 01]:

§ Les méthodes à bases de modèles analytiques:

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

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

Introduction générale

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

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

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

Pour le troisième chapitre on présente les résultats de simulation pour le cas du modèle réduit de la machine à l'état sain et avec défaut

Dans le quatrième chapitre, nous présentons l'effet de rupture de barre sur le contrôle et le fonctionnement de la machine; On obtient les résultats de simulation pour les deux cas (sain, défaillant)

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 DU DIAGNOSTIC

I.1 Introduction

Le problème du diagnostic de défauts consiste en la détermination du type de défaut avec autant que possible des détails tels que : la taille du défaut, la localisation du défaut, la méthode à adopter et le temps de détection pour pouvoir intervenir rapidement.

A partir de ces détails importants, plusieurs approches utilisant des modèles mathématiques ont été développées depuis plus de trois décennies et une littérature riche de quelques centaines de papiers existe, incluant quelques surveys [SAA05].

I.2 Présentation des différents défauts dans la machine asynchrone

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, plombes 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 [SAA 05].

I.2. 2 Défaut dus au moteur asynchrone

Les défauts dans les entraînements électriques se répartissent en deux catégories : les défauts qui se produisent dans la machine électrique (défauts des roulements, inclinaison de l'axe) et ceux qui se produisent dans la chaîne d'entraînement à l'extérieur de la machine électrique (défauts dans la boîte de vitesse mécanique...).

Notre étude est restreinte aux problèmes électriques qui se développent dans la machine asynchrone.

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

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation, survoltage d'alimentation...
- Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement...
- Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, défektivité des composants, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine [BOU 01] :

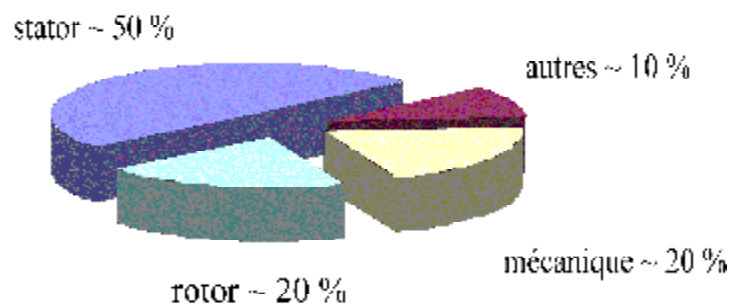


Figure I.1 : Répartition des pannes [BOU 01]

I.2. 2.1 Défauts mécaniques :

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 [OND 06] :

- 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.

I.2. 2.2 Défauts statoriques :

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

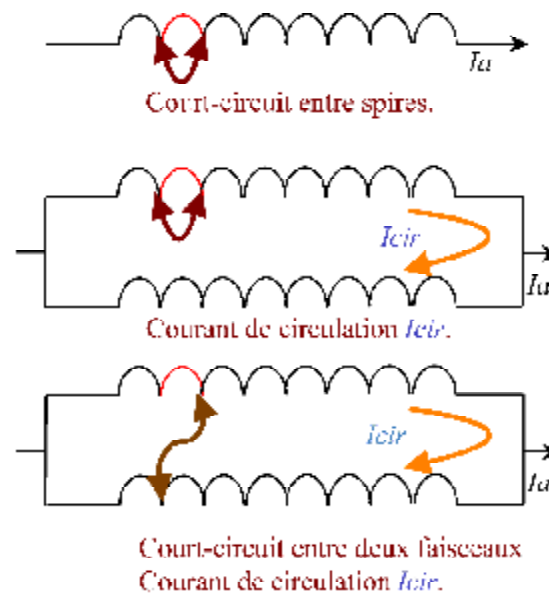


Figure I.2 : Différents court circuits au stator [RAZ 02],[RAZ 03]

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

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

où :

f_{cc} : fréquence de "court-circuit"

f : fréquence d'alimentation

n : entier naturel

I.2. 2.3 Défauts rotoriques

L'analyse du spectre du courant statorique en régime permanent, fournit des indications sur les défaillances rotoriques telles que les ruptures de barres, d'anneaux de court-circuit ou l'excentricité d'entrefer [SAH 04].

- **Cassure de barres rotoriques**

Une asymétrie rotorique générée par la présence de barres rotoriques cassées produit des raies spectrales autour de la fréquence fondamentale f_s [RAZ 03],[ACH 08] telles que :

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

avec :

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

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

avec :

k : entier naturel impair

- **Défaut d'excentricité**

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

On distingue généralement trois types d'excentricité [ACH 08],[SAA 05] :

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

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

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

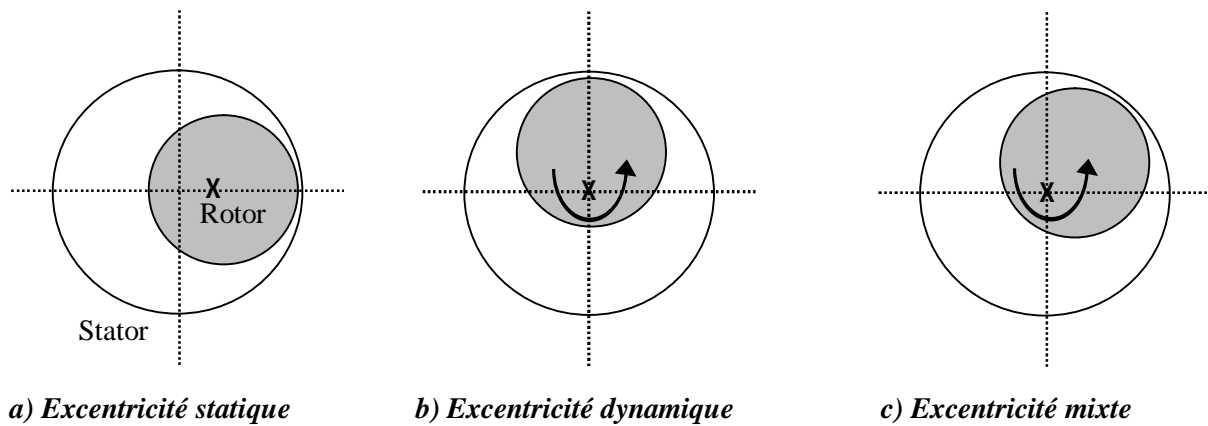


Figure I.3 : Représentation de l'excentricité statique et dynamique [ACH 08].

Les causes de l'excentricité peuvent être dues au positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à l'usure des paliers ou à la torsion de l'arbre figure (I.3) pour l'excentricité statique les fréquences des harmoniques qui apparaissent peuvent être données par l'équation (1.4) [SAA 05] :

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

Par contre pour l'excentricité dynamique, on a :

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

Dans le cas d'un désalignement, on a :

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

- **Défaut dû au palier**

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

Ø le désalignement proprement dit où les deux paliers (supportant le même arbre) ne sont pas dans le même axe,

- Ø la flexion l'inclinaison d'une bague extérieure du roulement,
- Ø l'inclinaison d'une bague intérieure de l'arbre,
- Ø 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 suivants [KOU 06]:

- 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 Méthodes de diagnostic

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

Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine. En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de la machine [BOU 01],[ABE 99].

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

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

I.3.1 Méthodes internes

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

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

A partir des techniques d'identification de paramètres, il devient possible de mettre en œuvre la méthode du problème inverse. Le diagnostic de défaillance est possible en suivant en temps réel l'évolution des paramètres physiques ou bien en utilisant l'inversion de modèles de type "boite noire " [SAA 05].

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

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

I.3. 2 Méthodes externes

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

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

L'analyse des signaux est réalisée en régime permanent car le nombre de points d'acquisition est suffisant pour faire tous les types d'analyse. Le régime transitoire est riche en information fréquentielle mais à cause de sa faible durée, il limite le nombre de points d'acquisition, ce qui rend l'analyse difficile et moins précise [SAA 05] .

I.3. 3 Méthodes inductives

Les méthodes de diagnostic correspondent à une approche montante ou recherche en avant. Il s'agit de trouver le défaut à partir de ses effets sur le système. Ces méthodes utilisent un mécanisme de raisonnement en avant qui a pour objectif d'interpréter les symptômes ainsi que leurs combinaisons afin de trouver le défaut [SAA 05] .

I.3. 4 Méthodes déductives

Le raisonnement en arrière est la principale caractéristique de ces méthodes. Les méthodes déductives doivent trouver quels sont les effets dans les systèmes. Une vérification des "effets trouvés par rapport aux "effets possibles" permet de confirmer ou d'infirmer l'existence du défaut. Ce qui justifie notre raisonnement [SAA 05], [ABE 99] .

Le diagnostic peut utiliser soit un seul type de raisonnement (avant ou arrière) soit une combinaison de raisonnements (avant et arrière). Dans ce dernier cas, le raisonnement est appelé raisonnement mixte ou avant arrière. La connaissance "à priori" de la cause " défaut " implique la connaissance de certains effets [SAA 05].

I.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié les différents types de défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone ainsi que les techniques utilisées en diagnostic, notre travail était consacré à l'étude des défauts électriques pouvant intervenir dans la cage rotorique d'une machine asynchrone, leurs causes et leurs signatures.

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

Pour analyser le fonctionnement de la machine dans l'état sain ou avec défaut, il faut disposer des méthodes de diagnostic qui nécessitent la connaissance au préalable d'un bon modèle de machine qui sera l'objet du second chapitre.

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 Introduction

La mise au point d'une procédure de diagnostic, à base de modèles analytiques pour les machines asynchrones, nécessite la synthèse d'un modèle décrivant le comportement de la machine d'une façon plus exacte et plus fine en intégrant certains paramètres de la machine et non pas d'une façon moyenne, comme pour celle de la commande.

Les méthodes classiques d'étude de ce type de machine utilisent des modèles simples dans le repère (d,q) , négligeant un certain nombre de phénomènes. Celles-ci sont fréquemment affectées par les transformations et le changement d'axes de référence, ce qui conduit à des interprétations théoriques qui ne peuvent pas être utilisées pour analyser des effets localisés tels que les cassures des barres rotoriques de la machine en les distinguant de ceux provenant d'autres incidents. D'autre part, ces modèles sont imprécis et ne décrivent qu'un fonctionnement sain de la machine. Ainsi, il a fallu s'orienter vers des modèles plus sophistiqués tels que les modèles multi enroulements pour une description adaptée aux défauts.

La modélisation décrite dans ce chapitre a pour objet de simuler la rupture de barres ou de portions d'anneaux de court-circuit pour une machine asynchrone à cage.

Dans cette perspective, nous allons développer, en utilisant l'approche analytique, un modèle basé sur un circuit maillé représentant la cage rotorique.

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

II.2.1. Hypothèses simplificatrices

Pour pouvoir nous concentrer sur la simulation des ruptures de barres, 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 relient. Chaque barre et segment d'anneau sont caractérisés par une résistance et une inductance (Figure II.2) [SAH 03]. Pour notre modélisation, nous avons été amenés à faire quelques hypothèses simplificatrices

- 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

Nous supposons que l'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale autour du périphérique de l'entrefer. Par conséquent, le champ résultant a une forme sinusoïdale.

L'expression de la F.m.m de la phase "a" est donnée par la relation suivante [SAH 03]:

$$F_m(\theta) = \frac{2 N_s i_a}{p\pi} \cos(\theta) \quad (2-1)$$

θ : est un angle électrique décrivant une position dans l'espace.

D'où l'induction créée dans l'entrefer :

$$B_s(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s i_a}{ep\pi} \cos(\theta) \quad (2-2)$$

Le flux magnétique dans l'entrefer, par pôles, est obtenu par intégration de l'expression (2-2) autour d'un intervalle polaire le long de la machine :

$$\varphi_s = \iint_S B ds = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s R d\theta \quad (2-3)$$

On obtient :

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

Le flux magnétique total traversant l'enroulement de la phase "a" dû au courant i_a :

$$\Psi_{sa} = N_s \phi_s = N_s i_a \frac{2\mu_0 N_s Rl}{\pi e p^2} i_a \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(\theta) d\theta = L_s p i_a \quad (2-5)$$

L'inductance principale (magnétisante) de la phase "a" statorique est donnée donc par :

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

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

$$L_{as} = L_{sp} + L_{sf} \quad (2-5)$$

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:

$$M_s = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (2-6)$$

II.2.2.2. partie rotorique

La figure II.1 représente en fonction de " θ ", l'allure de l'induction magnétique, supposé radiale, produite par une maille rotorique "k" dans l'entrefer [SAA05].

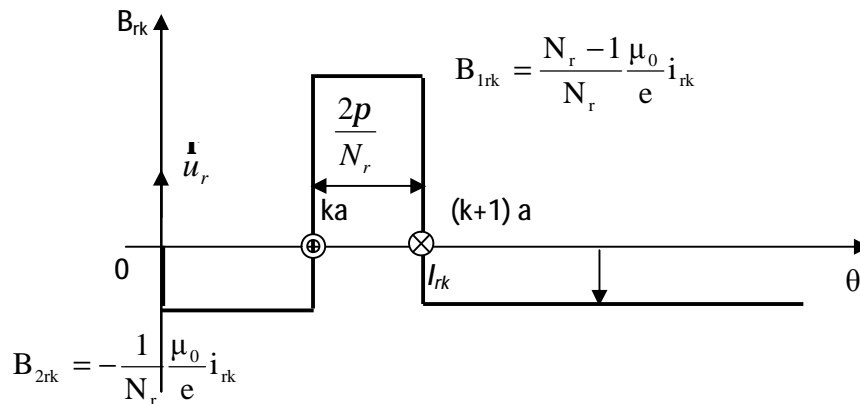


Figure II.1 : induction magnétique produite par une maille du rotor

Chaque maille rotorique, considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par un courant i_{rk} , est le siège d'un flux principale exprimé par :

$$\Phi_{rk} = \int_0^t dz \int_{ja}^{(j+1)a} \left(\frac{(N_r - 1) \mu_0}{N_r} Ri_{rk} \right) d\theta' = \frac{(N_r - 1)}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi R l}{e} i_{rk} \quad (2-7)$$

Et par la suite, l'inductance principale d'une maille rotorique est :

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi \cdot R \cdot L \quad (2-8)$$

L'inductance totale de la $k^{\text{ème}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux portions d'anneaux de court circuit fermant la maille k . Donc l'expression est donnée par :

$$L_{rr} = L_{rp} + 2 \cdot L_b + 2 \cdot L_e \quad (2-9)$$

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

$$\Phi_{rjk} = \int_0^t dz \int_{ja}^{(j+1)a} \left(-\frac{1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} Ri_{rk} \right) dq' \quad (2-10)$$

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

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2 \cdot \pi \cdot l \cdot R \quad (2-11)$$

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

$$Mr_{k(k-1)} = Mr_{k(k+1)} = Mr_r - L_b \quad (2-12)$$

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 par [SAA 05] :

$$B_{msr} = \frac{2\mu_0 N_s \cdot i_s}{e \cdot p \cdot \pi} \cos\left(p\theta - n \frac{\pi}{3}\right) \quad (2-13)$$

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

Le flux traversant la maille k, est donné par :

$$\Phi_{rka} = \int_0^t dz \int_{ka}^{(k+1)a} \mathbf{B}_s \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{l} \cdot d\theta$$

On obtient :

$$\Phi_{rka} = -\frac{2\mu_0}{\pi \cdot e \cdot p} N_s R \cdot l \cdot i_s \frac{1}{p} \left[\sin \left(p\theta - n \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{ka}^{(k+1)a} \quad (2-14)$$

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

$$M_{rka} = -M_{sr} \cos \left(p\theta - n \frac{2\pi}{3} + ka \right) \quad (2-15)$$

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

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

II.3 Mise en équations

Le but de la mis en équations est d'effectuer une simulation numérique. Nous recherchons donc, l'ensemble des équations différentielles indépendants définissant le modèle de la machine.

II.3.1 Equations statoriques

Les équations de tension et du flux statorique sont :

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \\ [\Phi_{abc}] = [\mathbf{L}_s][\mathbf{I}_{abc}] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{I}_{rk}] \end{cases} \quad (2-16)$$

avec : $[\mathbf{V}_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$, le vecteur de tensions statorique.

$[\mathbf{I}_{abc}] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$, le vecteur de courants statoriques.

$[\mathbf{I}_{rk}] = [I_{r0} \ I_{r1} \ \dots \ I_{r(N_r-1)}]^T$, le vecteur de courants dans les mailles rotoriques.

$[\Phi_{abc}] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$, le vecteur de flux statoriques.

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 :

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

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

II.3.2 Equations rotoriques

La figure II.2 illustre la modélisation du rotor par son schéma électrique équivalent. Le rotor est composé des différentes barres et portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité. Ce découpage est largement suffisant pour l'étude des ruptures de barres ou d'anneaux. Par contre, la prise en compte des courants inters barres nécessiterait d'affiner encore le circuit.

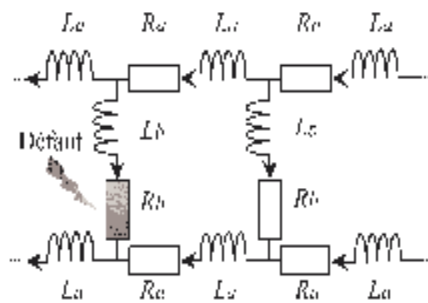


Figure II.2 : Schéma équivalent de maille rotorique [SAA05]

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 :

$$\frac{R_e}{N_r} i_{rk} - R_{b(k-1)} \cdot i_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} i_{ek} + R_{bk} i_{bk} + \frac{d}{dt} \Phi_{rk} = 0 \quad (2-17)$$

Le flux totalisé Φ_{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 :

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

- L'équation (2-17) 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 :

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) I_{rk} - M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} I_{rj} - L_b (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{L_e}{N_r} I_e \\ & - M_{sr} \left[\cos(\theta_r + ka) \mathbf{M} \cos \left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3} \right) \mathbf{M} \cos \left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3} \right) \right] [I_{abc}] \end{aligned} \quad (2-18)$$

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 :

$$\frac{R_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} I_{r(k)} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} \frac{d}{dt} I_{r(k)} - I_e \frac{d}{dt} I_e - R_e I_e = 0 \quad (2-19)$$

II.3.3 Equation globale des tensions

L'équation globale des tensions est donnée par :

$$[V] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \frac{d[L]}{dt} [I] \quad (2-20)$$

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.

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s]_{3 \times 3} & : & [0]_{3 \times (N_r+1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]_{(N_r+1) \times 3} & : & [R_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Rs] & : & [0] \\ \dots & : & \dots \\ [0] & : & [Rr] \end{bmatrix}, \text{ la matrice globale des}$$

résistances.

Avec :

$[Rr]$: 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 :

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

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

II.3.4 Transformation de Park

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

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

La matrice de Park modifiée est définie par:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

La dérivée de la matrice de Park est :

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

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

$$[T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)] & : & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]^T & : & [1]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

L'inverse de la matrice globale de Park est :

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

Sachant que:

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

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

L'équation (2-20) devient :

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

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

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

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

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

La mise en équation du modèle de la machine conduit à un système complet de dimension

$Nr+4$;

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{0s} \\ \mathbf{K} \\ 0 \\ \mathbf{M} \\ \mathbf{M} \\ 0 \\ \mathbf{L} \\ 0 \end{bmatrix} = [\mathbf{R}_{tr}] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ \mathbf{K} \\ i_{r0} \\ \mathbf{M} \\ i_{rk} \\ \mathbf{M} \\ i_{r(N_r-1)} \\ \mathbf{L} \\ i_e \end{bmatrix} + [\mathbf{L}_{tr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ \mathbf{K} \\ i_{r0} \\ \mathbf{M} \\ i_{rk} \\ \mathbf{M} \\ i_{r(N_r-1)} \\ \mathbf{L} \\ i_e \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

$[\mathbf{L}_{tr}]$ et $[\mathbf{R}_{tr}]$ sont les matrices globales des résistances et des inductances après la transformation de Park.

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

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - k_0 \omega_m) \quad (2-24)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (2-25)$$

II.3.5. Equation mécanique

La puissance absorbée de la machine asynchrone s'écrit[SAA 05] :

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

Posons :

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

Avec $X = (i, V, \Phi)$ et Φ 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 :

$$P_e = [V_{abc}]^t [i_{abc}] = [V_{dq0}]^t [I_{dq0}] \quad (2-26)$$

$$[V_{dq0}] = [R_s] [i_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq0}] + [P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} [\Phi_{dq0}] \quad (2-27)$$

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

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

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

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 :

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

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

$$C_e = p [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (2-28)$$

On remplace Φ_{ds} et Φ_{qs} par ces expressions et on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot M_{sr} (I_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{r(k)} \sin(k.a) - I_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{r(k)} \cos(k.a)) \quad (2-29)$$

II.4 modèle de taille réduite

La représentation système par l'expression (2-23) fait apparaître un système d'ordre très élevé car il est constitué de nombre de phases statoriques, du nombre de phases rotoriques et des équations électromécaniques [BAG 99].

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

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

Soit la partie statorique :

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] \cdot [i_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [i_{rk}] \} \quad (2-30)$$

L'application de la transformation donne :

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

Pour la partie rotorique :

$$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r] [\mathbf{i}_{rk}] + \frac{d}{dt} \left\{ [\mathbf{L}_r] \cdot [\mathbf{i}_{rk}] \right\} + \frac{d}{dt} \left\{ [\mathbf{M}_{rs}] \cdot [\mathbf{i}_s] \right\} \quad (2-31)$$

Nous obtenons de la même façon :

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

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.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{L}_{sc} \cdot \mathbf{I}_2 & -\frac{\mathbf{N}_r}{2} \mathbf{M}_{sr} \cdot \mathbf{I}_2 & \mathbf{M} & \mathbf{0} \\ -\frac{3}{2} \mathbf{M}_{sr} \cdot \mathbf{I}_2 & \mathbf{L}_{rdq} & \mathbf{M} & \mathbf{0} \\ \mathbf{K} & \mathbf{K} & \mathbf{M} & \mathbf{K} \\ 0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{L}_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dqs} \\ \mathbf{i}_{dqr} \\ \mathbf{K} \\ \mathbf{i}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{dqs} \\ \mathbf{V}_{dqr} \\ \mathbf{K} \\ \mathbf{V}_e \end{bmatrix} \quad (2-32)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{I}_2 + \omega_r \mathbf{L}_{sc} \cdot \mathbf{J}_2 & -\frac{\mathbf{N}_r}{2} \omega_r \mathbf{M}_{sr} \cdot \mathbf{J}_2 & \mathbf{M} & \mathbf{0} \\ 0 & \mathbf{R}_{rdq} \cdot \mathbf{I}_2 & \mathbf{M} & \mathbf{0} \\ \mathbf{K} & \mathbf{K} & \mathbf{K} & \mathbf{K} \\ 0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{R}_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dqs} \\ \mathbf{i}_{dqr} \\ \mathbf{K} \\ \mathbf{i}_e \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{rdq} = \mathbf{L}_{rp} - \mathbf{M}_{rr} + \frac{2 \cdot \mathbf{L}_e}{\mathbf{N}_r} + 2 \cdot \mathbf{L}_e (1 - \cos(a)) \quad (2-33)$$

$$\mathbf{R}_{rdq} = 2 \frac{\mathbf{R}_e}{\mathbf{N}_r} + 2 \cdot \mathbf{R}_b (1 - \cos(a)) \quad (2-34)$$

et :

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

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

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 :

$$[\mathbf{R}_{rf}] = [\mathbf{R}_r] + \begin{bmatrix} 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 & \ddots \\ & \mathbf{K} & & & & \mathbf{K} \\ \mathbf{M} & \mathbf{K} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & & \mathbf{K} \\ & \mathbf{K} & & & & \mathbf{K} \\ 0 & \mathbf{K} & 0 & 0 & 0 & \mathbf{K} \\ 0 & \mathbf{K} & 0 & \mathbf{R}'_{bk} & -\mathbf{R}'_{bk} & 0 & \mathbf{K} \\ 0 & \mathbf{K} & 0 & -\mathbf{R}'_{bk} & \mathbf{R}'_{bk} & 0 & \mathbf{K} \\ 0 & \mathbf{K} & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{K} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 & \mathbf{K} \end{bmatrix} \quad (2-35)$$

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

$$[\mathbf{R}_{rfdq}] = [\mathbf{T}(\theta_R)][\mathbf{R}_{rf}][\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1} = [\mathbf{T}(\theta_R)]\{[\mathbf{R}_r] + [\mathbf{R}'_r]\}[\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1} \quad (2-36)$$

La matrice résistance est :

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

Où les quatre termes de cette matrice sont :

$$\mathbf{R}_{rdd} = 2.R_b(1 - \cos(a)) + 2 \frac{R_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos(a)) \sum_k R_{bfk} (1 - \cos(2k-1)a)$$

$$\mathbf{R}_{rdaq} = -\frac{2}{N_r}(1 - \cos(a)) \sum_k R_{bfk} \cdot \sin(2k-1)a$$

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

$$\mathbf{R}_{rqq} = 2.R_b(1 - \cos(a)) + 2 \frac{R_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos a) \sum_k R_{bfk} (1 + \cos(2k-1)a)$$

L'indice k caractérise la barre cassée.

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

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot N_r \cdot M_{sr} (I_{ds} \cdot I_{qr} - I_{qs} \cdot I_{dr}) \quad (2-37)$$

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

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. L'onduleur de tension constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor les grandes puissances.

- 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 [BEN 05]:

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

$\bar{S}_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bas bas (a, b ou c) fermé.

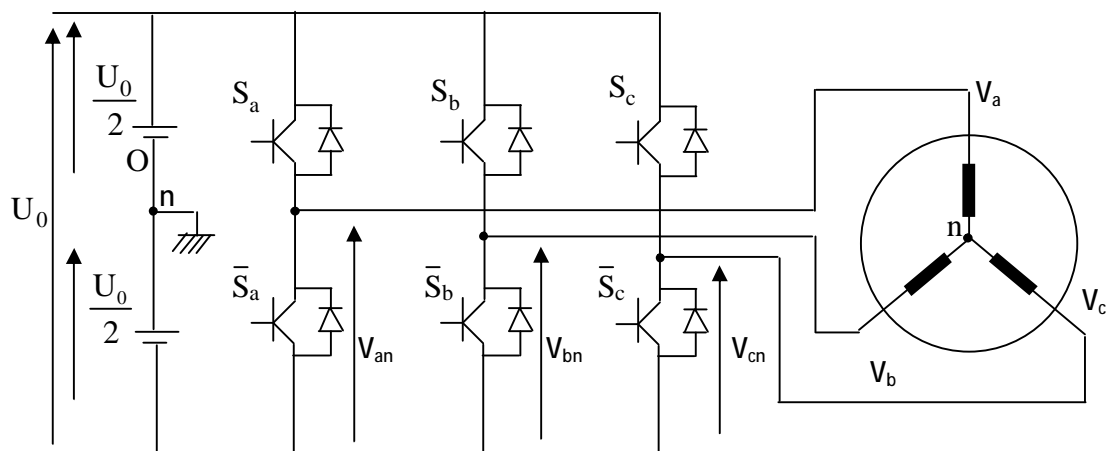


Figure II.3 : Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [SAA 05] , [YAH 07]:

- 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 :

$$\begin{cases} V_{an} = S_a U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{bn} = S_b U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{cn} = S_c U_0 - \frac{U_0}{2} \end{cases} \quad (2-38)$$

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

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} = U_{a0} - U_{c0} \\ U_{ca} = U_{c0} - U_{a0} \end{cases} \quad (2-39)$$

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:

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{a0} - U_{n0} \\ U_{b0} = U_{an} - U_{n0} \\ U_{c0} = U_{cn} - U_{n0} \end{cases} \quad (2-40)$$

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 :

$$U_{a0} + U_{b0} + U_{c0} = 0 \quad (2-41)$$

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

$$U_{n0} = \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) = 0 \quad (2-42)$$

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 booléennes de l'état des interrupteurs, on a :

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

Ou bien sous forme matriciel comme suit:

$$\begin{pmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix} \quad (2-43)$$

Comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a S_b S_c) = (111)$ et (000) correspondent au vecteur nul. La figure (II.5) montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.

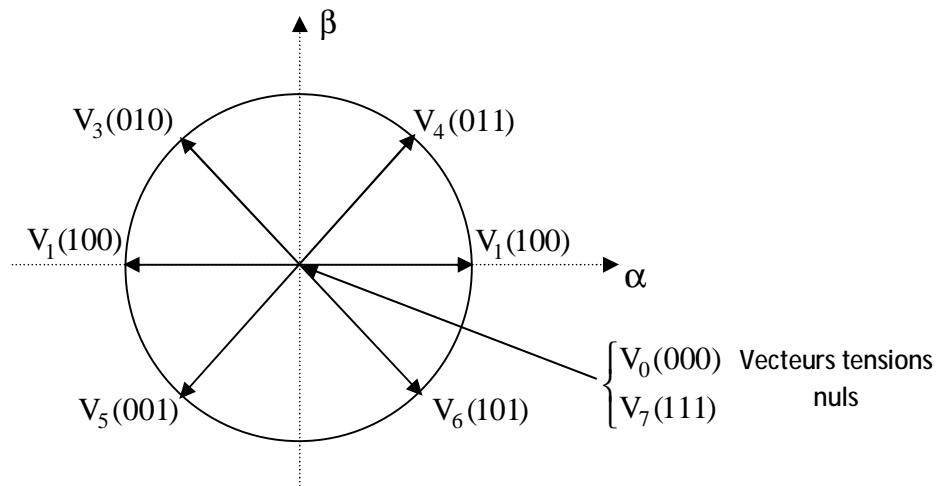


Figure II.4 : Vecteur de tension créée par l'onduleur.

II.6 commande de l'ondule de tension a *MLI* naturelle (sinus-triangle)

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

- Le premier qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

- Le second qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire) définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

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

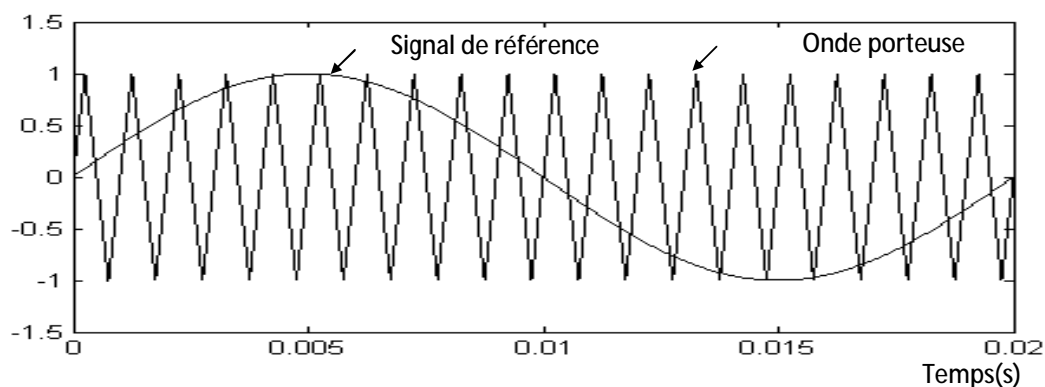
- L'indice de modulation (m), égale au rapport f_p/f des fréquences de modulation et de fréquences.

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}). [BEN 05] ,

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

$$m > 20 \text{ d'où : } f_{\text{porteuse}} > 20 \cdot f_{\text{référence}}$$

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 :



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur

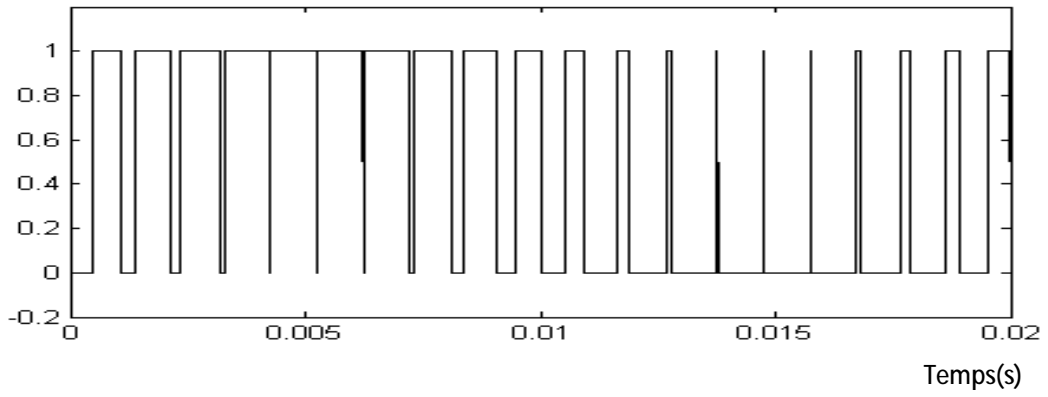
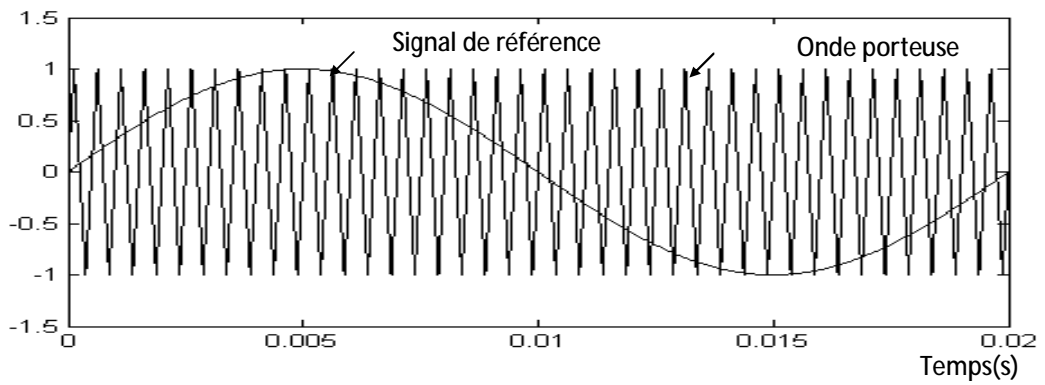


Figure II.5 : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 1kHz.



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur

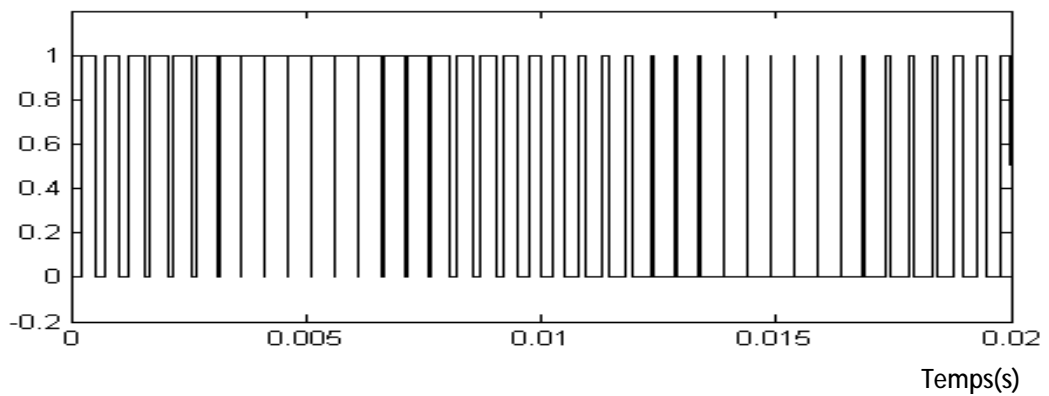


Figure II.6 : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 2kHz.

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 œuvre dans les applications numériques.

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement [BEN 05].

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le développement mathématique d'un modèle multi enroulements qui prend en considération la structure du rotor. Le choix d'un tel modèle est imposé par l'objectif de pouvoir simuler une rupture de barre ou d'une portion d'anneau de court-circuit au rotor. Cette simulation permet d'observer l'évolution des courants dans la cage rotorique et elle permet aussi de simuler le comportement de la machine présentant des défaillances de barres rotoriques. Nous présenterons les résultats de la simulation obtenus à l'aide de ce modèle dans, le chapitre suivant qui sera consacré au diagnostic des défauts dans la cage rotorique.

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

III.2 Simulation du modèle de la machine asynchrone :

Une fois le modèle de la machine asynchrone à cage établi, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celle-ci en utilisant **MATLAB 7.8 SIMILINK**. Cela permet de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone dans le cas où le rotor est sain et dans le cas où le rotor est défaillant.

III.2.1 Résultat de simulation :

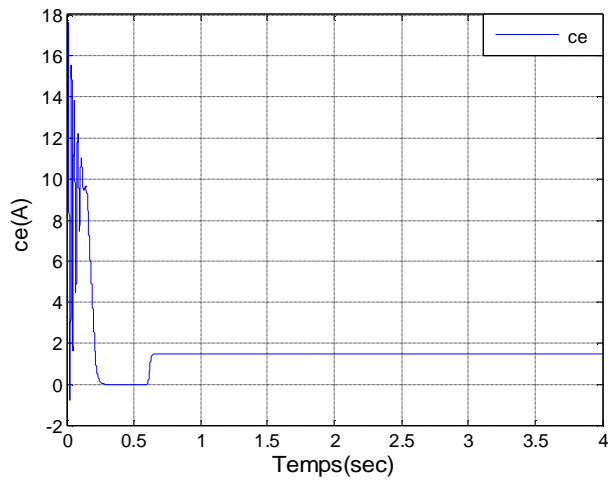
Les paramètres de la machine utilisée en simulation sont donnés en annexe.

III.2.1.1 Cas d'un modèle de la machine asynchrone sans onduleur :

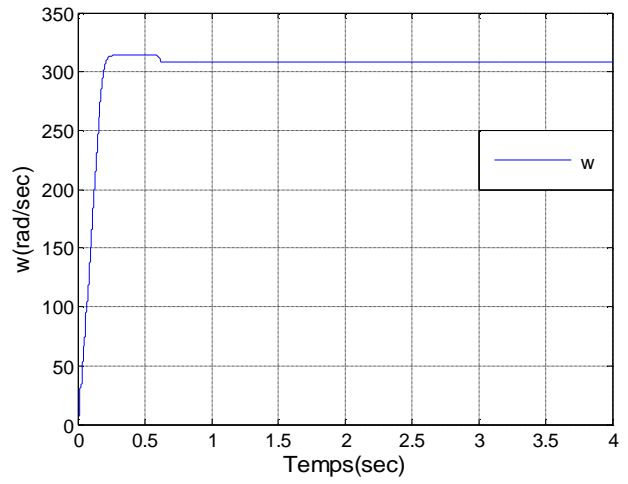
A. Cas d'une machine saine :

L'instant $t=0.6s$, nous appliquons un échelon de couple résistant $C_r=3.5 \text{ N.m}$. Les courants des barres rotoriques sont très importants. Ils peuvent atteindre $1000A$ en régime transitoire. Les figures III.1 montrent l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse et du courant statorique. Les formes des graphes montrent qu'en phase de démarrage le moteur subit un allongement du régime transitoire. A titre d'exemple, nous prenons la courbe du couple électromagnétique. Cette dernière comprend au début une série d'oscillations d'amplitude élevées qui s'amortissent au cours de l'accélération du moteur, à la fin du régime de démarrage $t=0.2s$. Figure III.1(a). Le couple atteint sa valeur maximale, puis s'atténue pour atteindre la valeur du couple résistant.

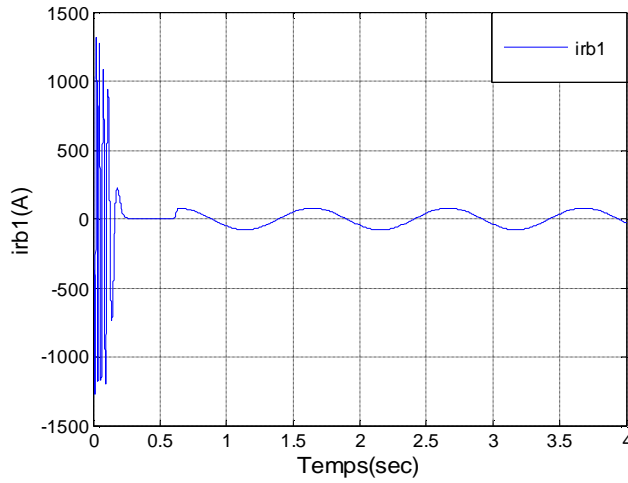
a) Couple électromagnétique



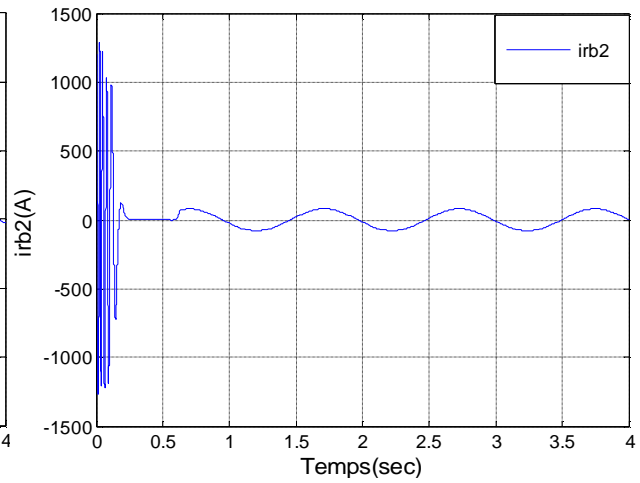
b) Vitesse de rotation



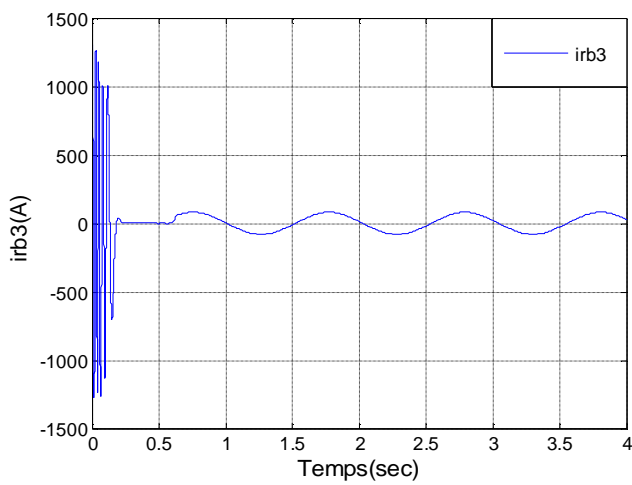
c) Courant dans la barre 1



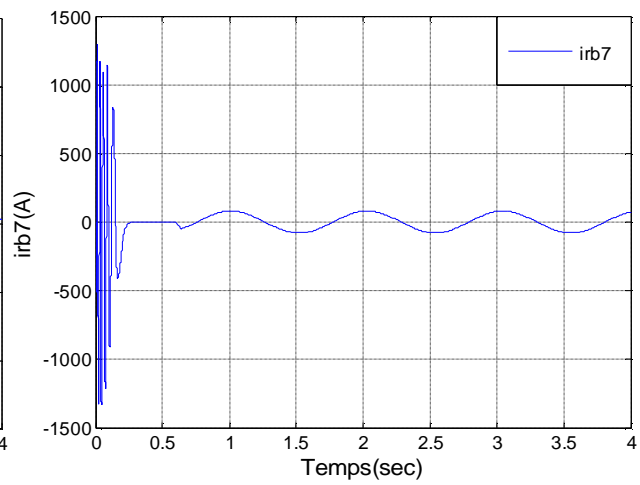
d) Courant dans la barre 2



e) Courant dans la barre 3



f) Courant dans la barre 7



g) Courant statorique

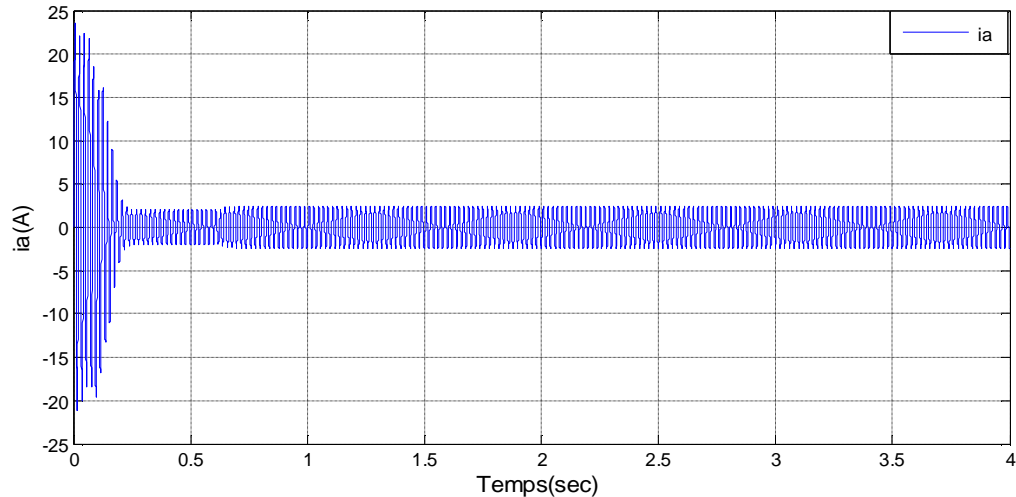


Figure III.1: Simulation avec modèle réduit : machine en charge ($Cr=3.5N.m$)

Alimentation sans onduleur (état sain)

Ø Interprétation des résultats :

À partir de la figure du courant statorique on remarque que, le courant de démarrage atteint presque la valeur 5 fois le courant nominal. L'allure de la courbe de la vitesse est similaire à celle d'un système du premier ordre. Lors de l'application d'une charge la vitesse diminue. Quant au couple électromagnétique, il est fortement pulsatoire pendant le régime transitoire ce qui explique: le bruit engendré par la partie mécanique.

B. Cas d'une machine avec défaut rotorique :

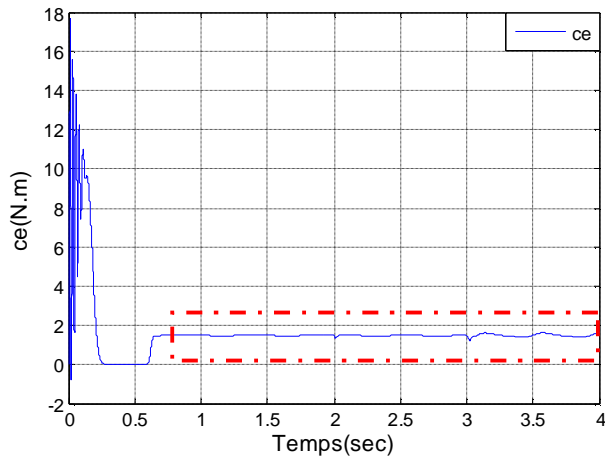
a. Cas d'une cassure de trois barres adjacentes :

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

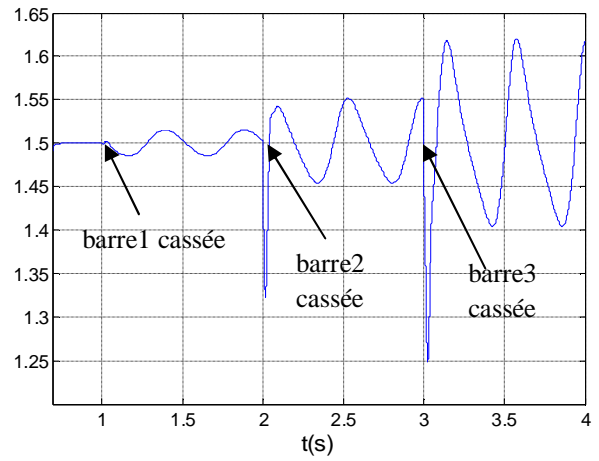
- Rupture de la barre 1 à $t=1s$;
- Rupture de la barre 2 à $t=2s$;
- Rupture de la barre 3 à $t=3s$.

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

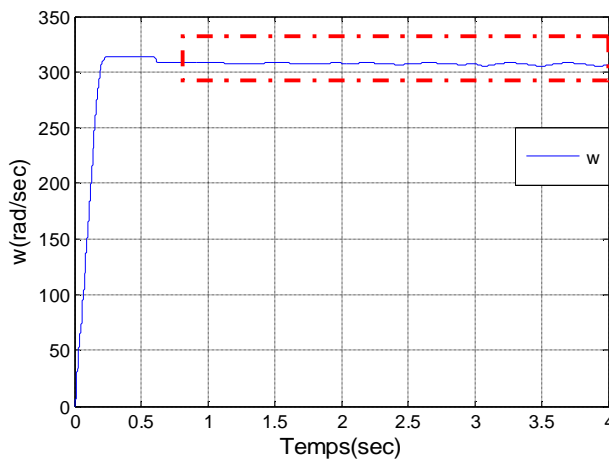
a) Couple électromagnétique



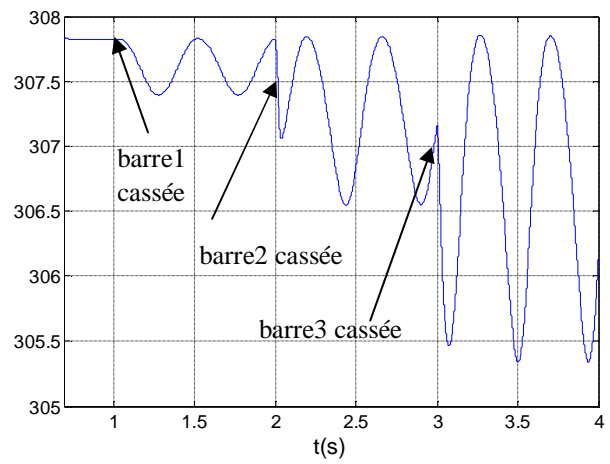
Agrandissement Ce



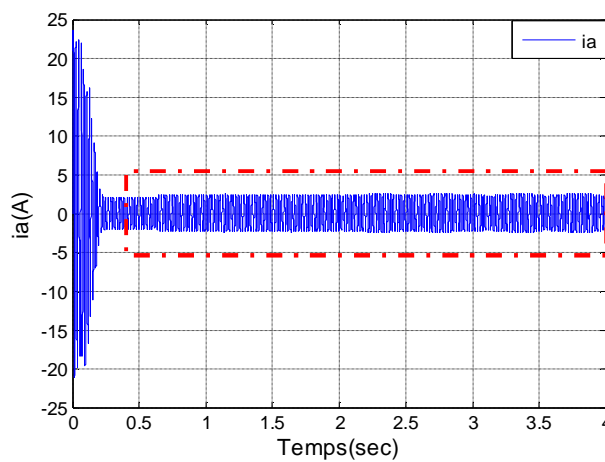
b) Vitesse de rotation



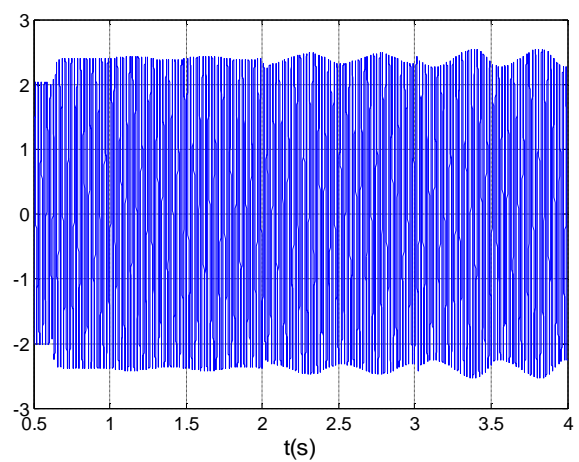
Agrandissement du vitesse



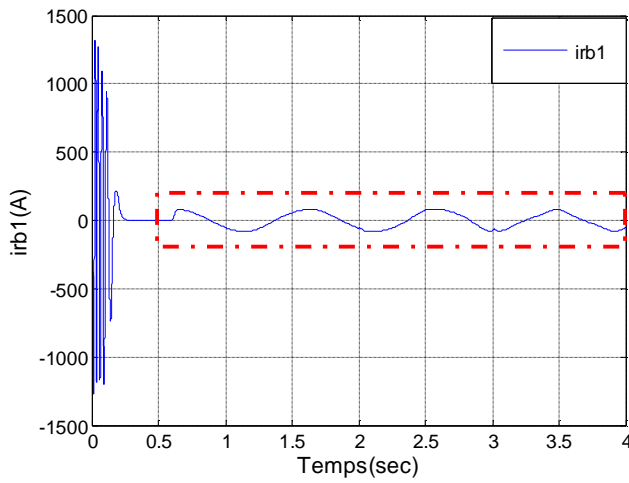
c) Courant statorique



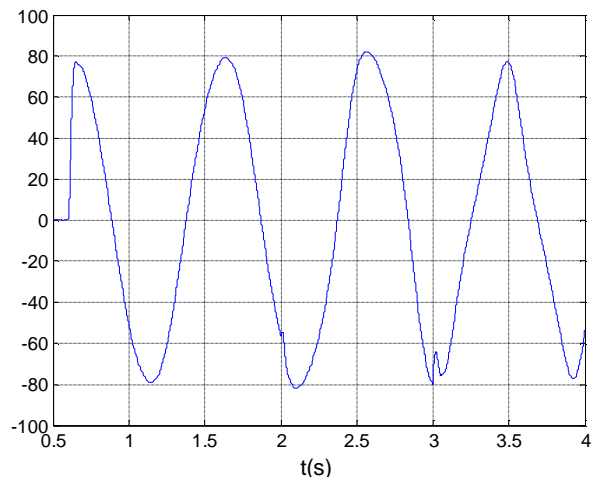
Agrandissement du courant statorique



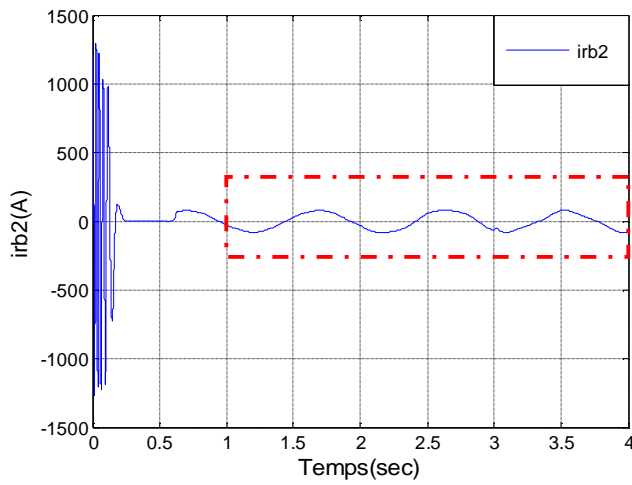
d) Courant dans la barre 1



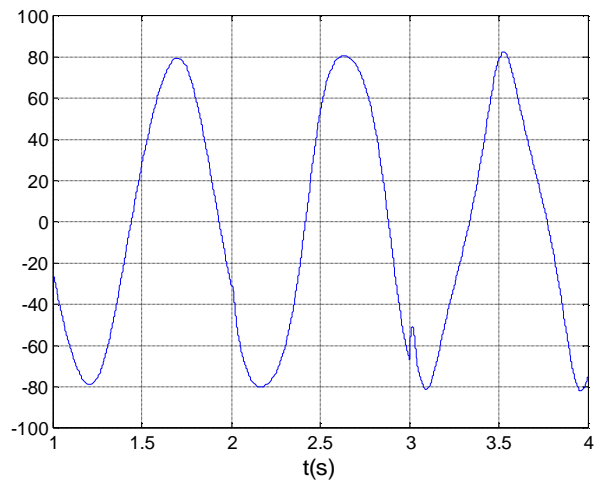
Agrandissement irb 1



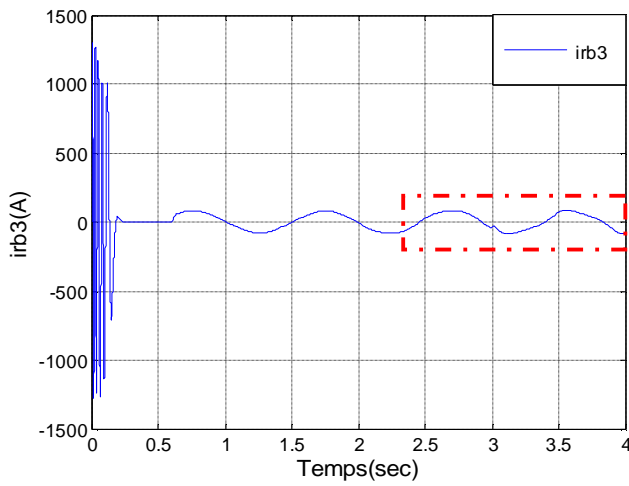
e) Courant dans la barre 2



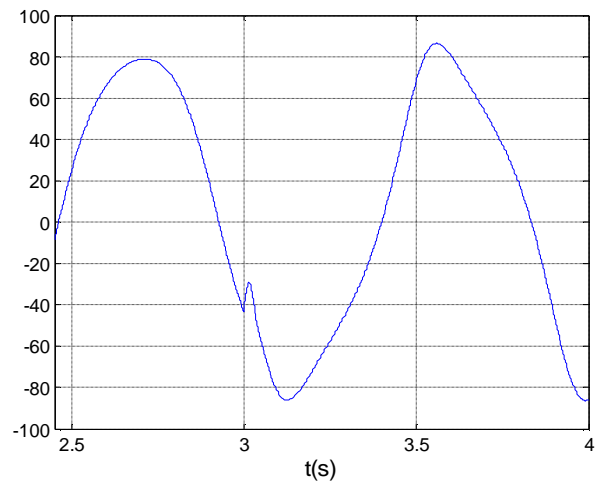
Agrandissement irb 2



f) Courant dans la barre3



Agrandissement irb 3



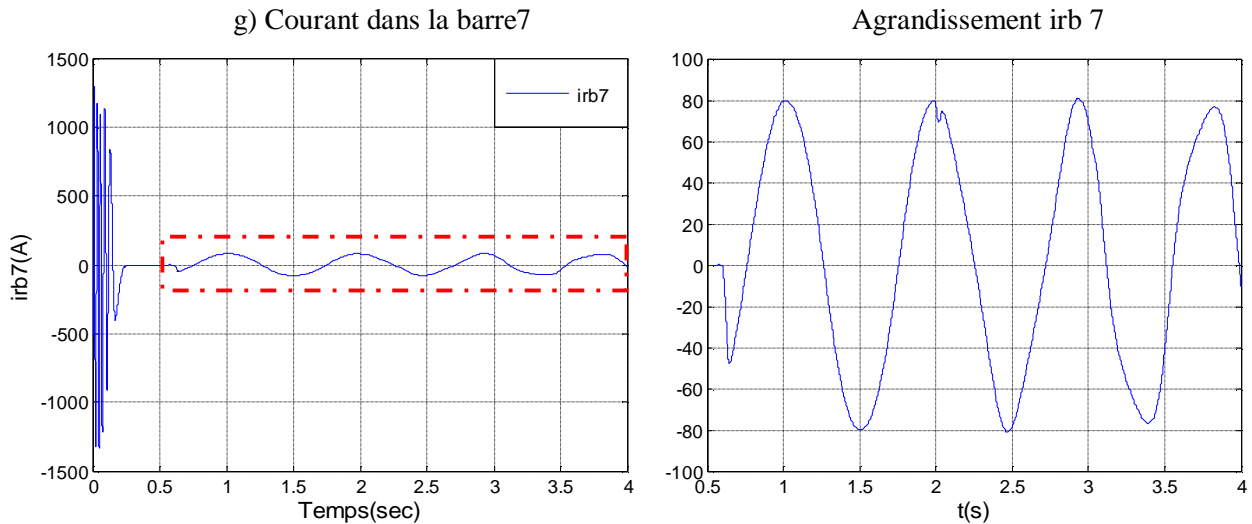


Figure III.2: Simulation avec le modèle réduit: en charge ($C_r=3.5Nm$), avec rupture de trois barres adjacentes à partir de $t=1s$, alimentation de la machine sans onduleur

Ø Interprétation des résultats :

On remarque que, les défauts provoqués causent des oscillations de l'enveloppe du courant statorique, l'amplitude de ces oscillations augmentent avec l'augmentation du nombre de barres cassées en comparaison à celle de la machine sans défaut, comme le montrent les figures III.2 (a,b,c,d,e,f,g) .

- A l'instant $t=0.6s$ on charge le moteur par $C_r=3.5Nm$. On remarque des ondulations dans les courants rotoriques, ceci est dû à l'augmentation du glissement qui influe directement sur la fréquence des courants rotoriques ($f_r=g.f_s$).
- A l'instant $t=1s$ on simule la cassure de la barre 1. On remarque dans la figure que le courant dans cette barre diminue fortement.

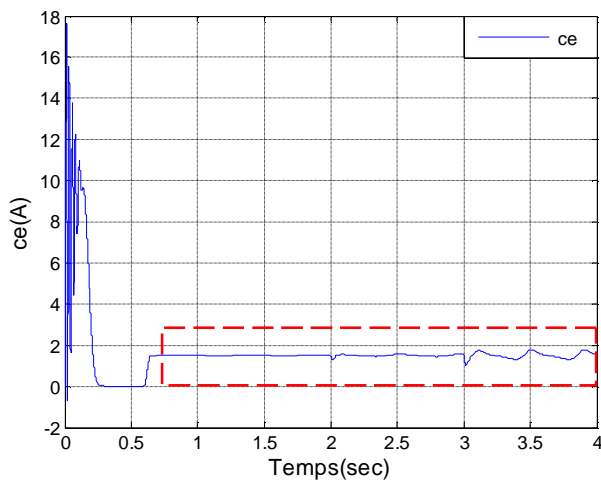
b. Cas d'une cassure de trois barres espacées:

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

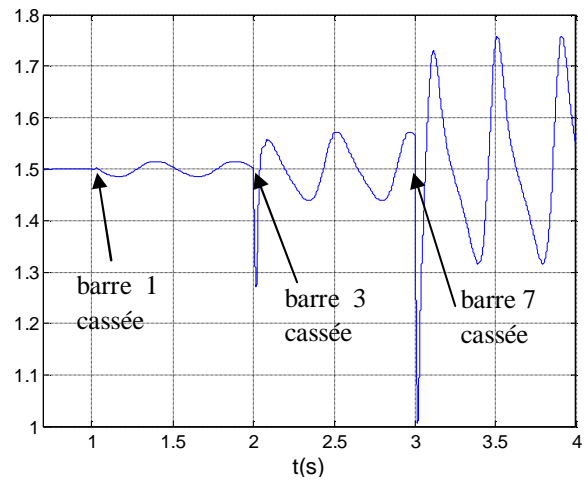
- Rupture de la barre 1 à $t=1s$;
- Rupture de la barre 3 à $t=2s$;
- Rupture de la barre 7 à $t=3s$.

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

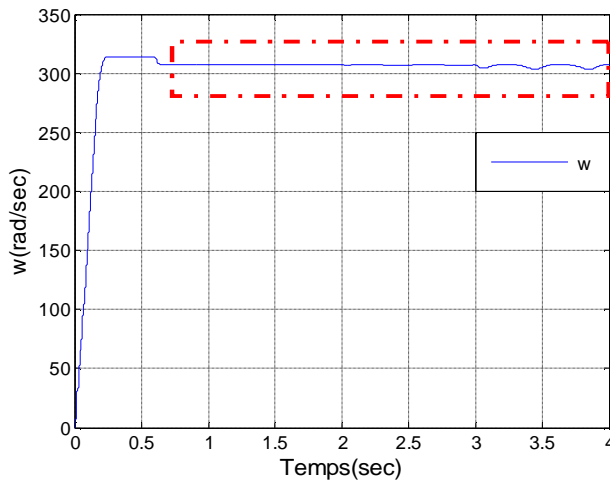
a) Couple électromagnétique



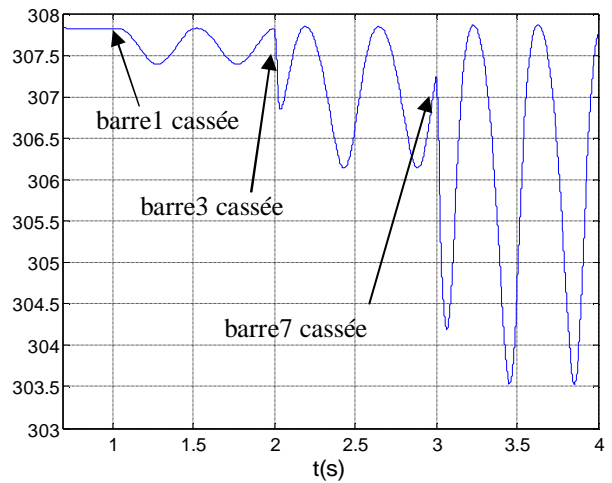
Agrandissement Ce



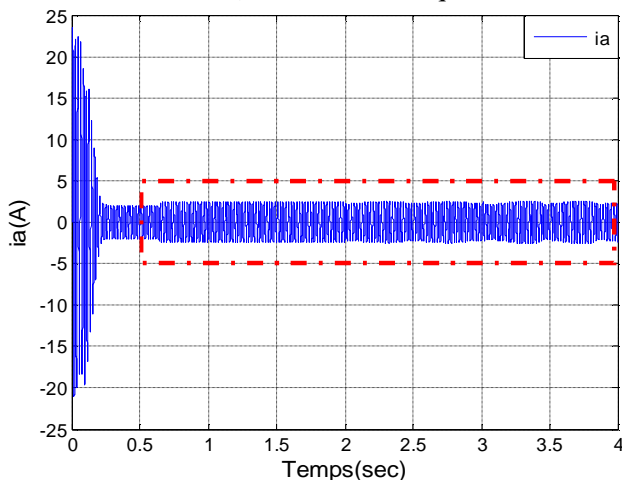
b) Vitesse de rotation



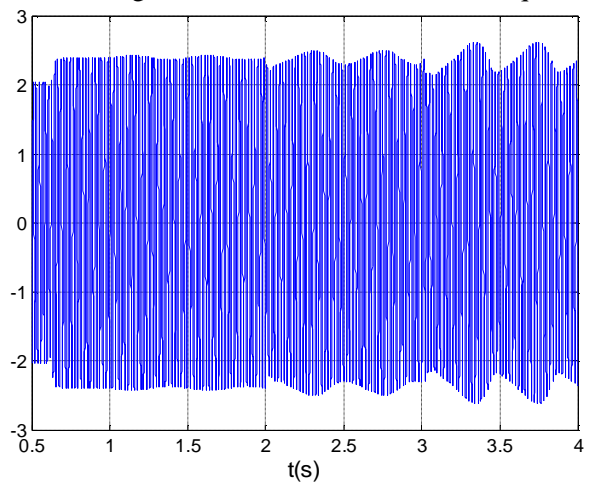
Agrandissement du vitesse



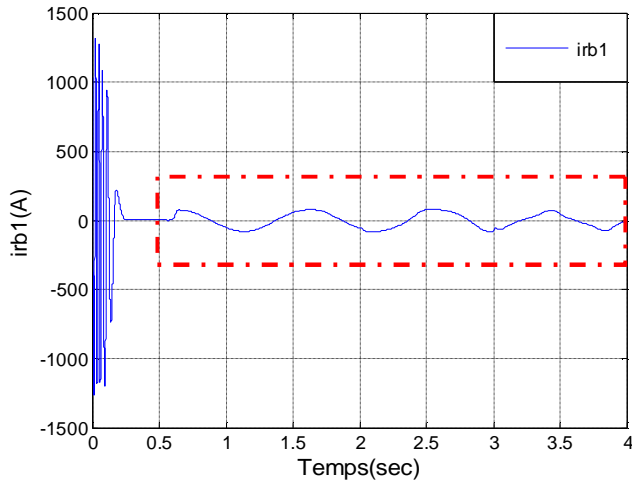
c) Courant statorique



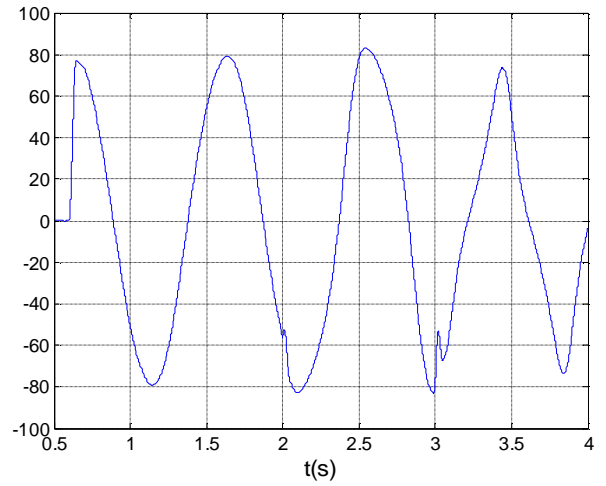
Agrandissement du courant statorique



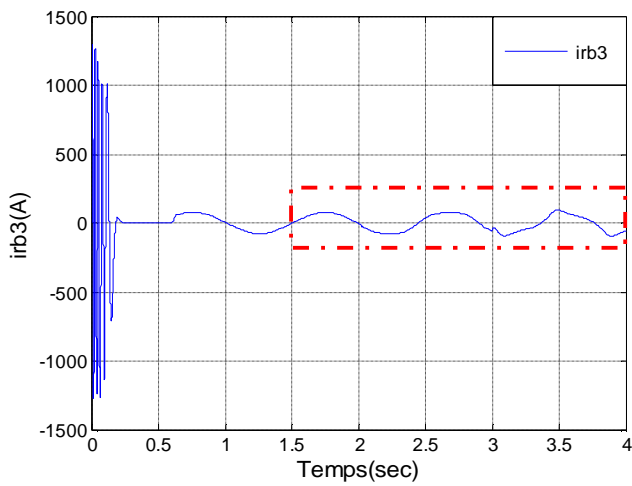
d) Courant dans la barre 1



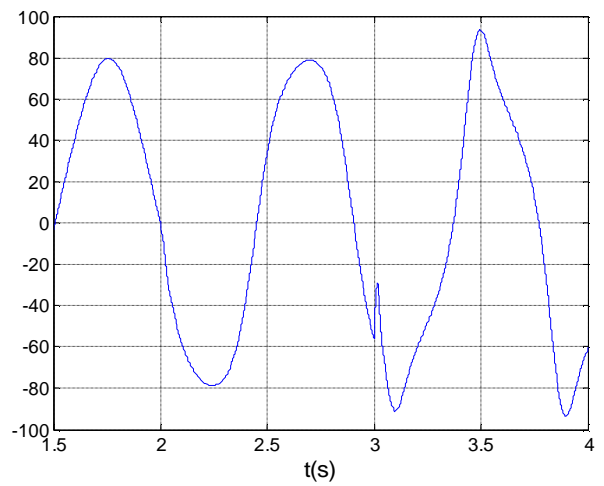
Agrandissement irb 1



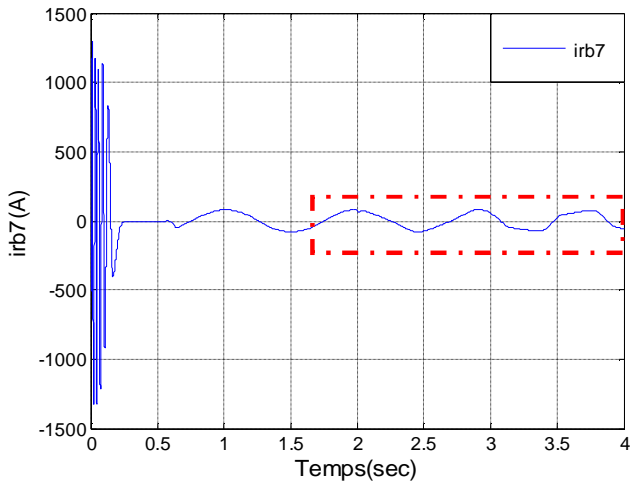
e) Courant dans la barre 3



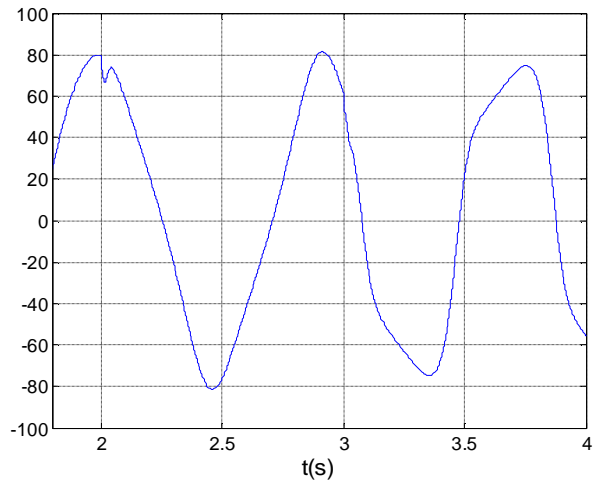
Agrandissement irb 3



f) Courant dans la barre7



Agrandissement irb 7



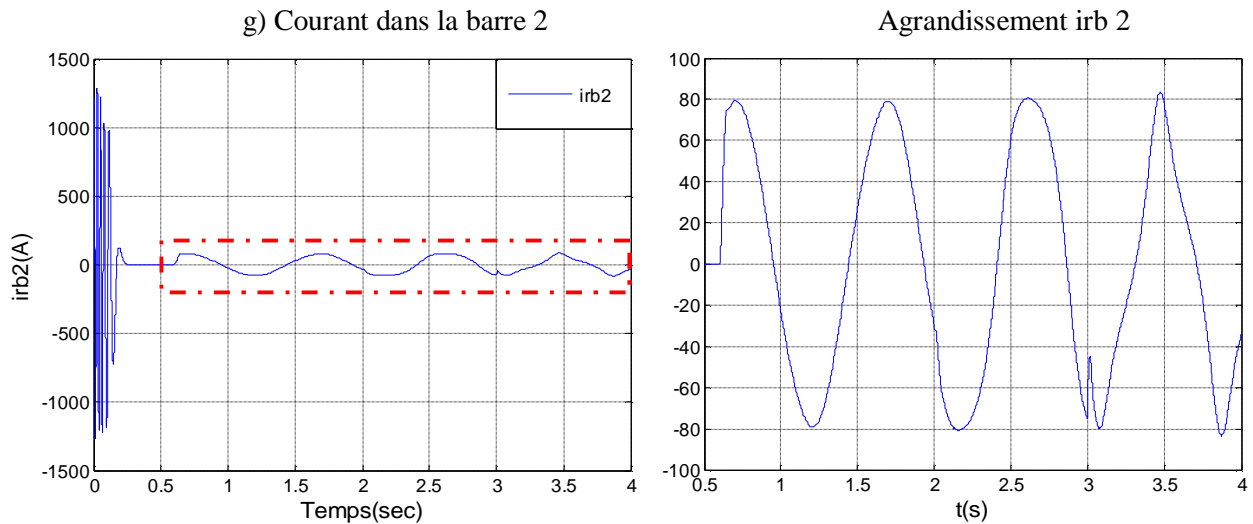


Figure III.3: Simulation avec le modèle réduit: en charge ($C_r=3.5Nm$), avec rupture de trois barres espacées à partir de $t=1s$, alimentation de la machine sans onduleur

Ø Interprétation des résultats :

- A partir des figures on remarque que, 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, la valeur moyenne de la vitesse est diminuée fortement, mais le couple maintient sa valeur moyenne.

- L'amplitude des courants des barres cassées diminue à cause de leurs cassures, on voit bien que la cassure des barres rotorique déséquilibre leurs amplitudes des courants.

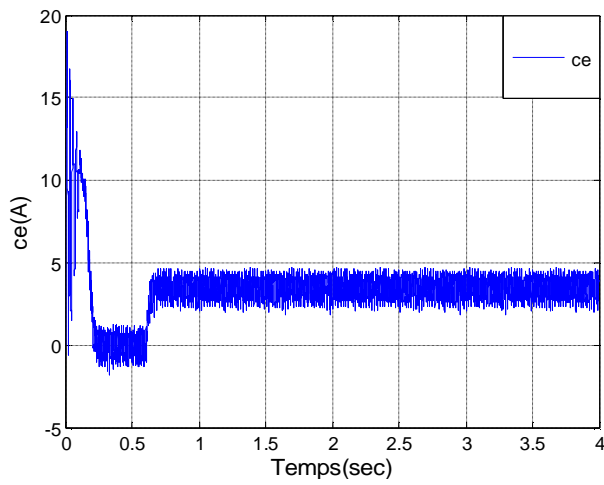
III.2.1.2 Cas d'un modèle de la machine asynchrone avec onduleur :

A. Cas d'une machine saine :

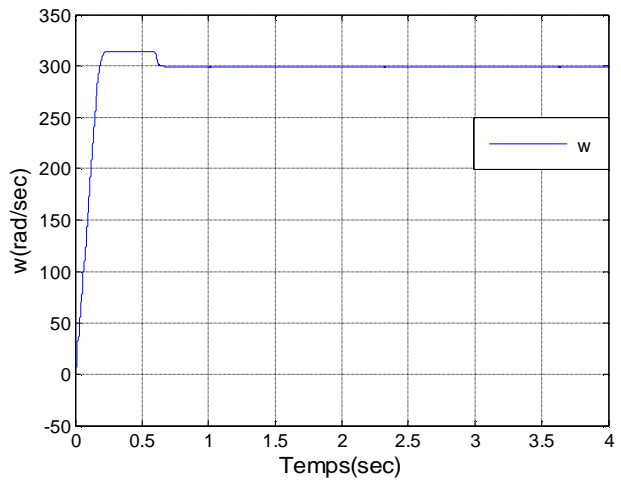
Pour observer le comportement du modèle simulé, un couple de 3.5 Nm est appliqué à la machine à l'instant $t=0.6s$. Ce couple représente le couple nominal de la machine réelle étudiée.

La simulation du modèle du moteur asynchrone avec un rotor sain donne, le couple électromagnétique est présenté à la figure III.4(a) pour la vitesse, la courbe de la figure III.4(b). Les courants statoriques et rotoriques sont représentés sur les figures III.4(c,d,e,f,g). Toutes ces courbes correspondent bien à un fonctionnement normal d'un moteur asynchrone.

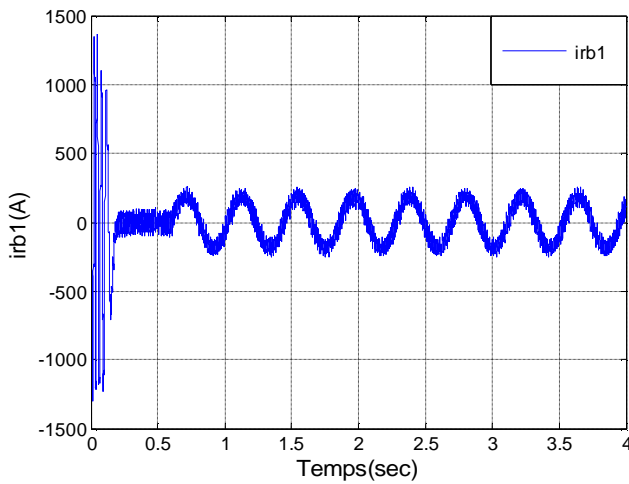
a) Couple électromagnétique



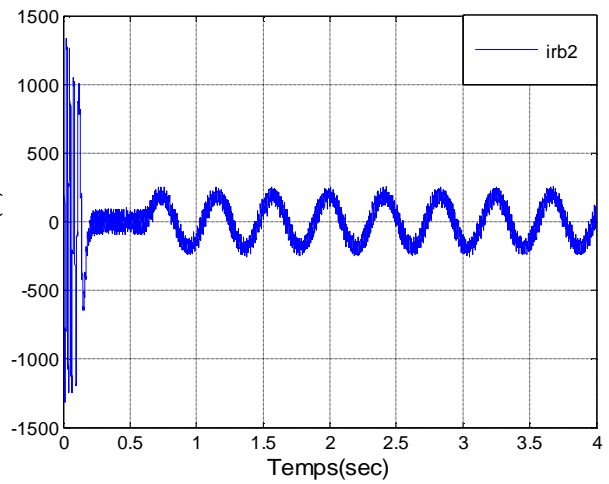
b) Vitesse de rotation



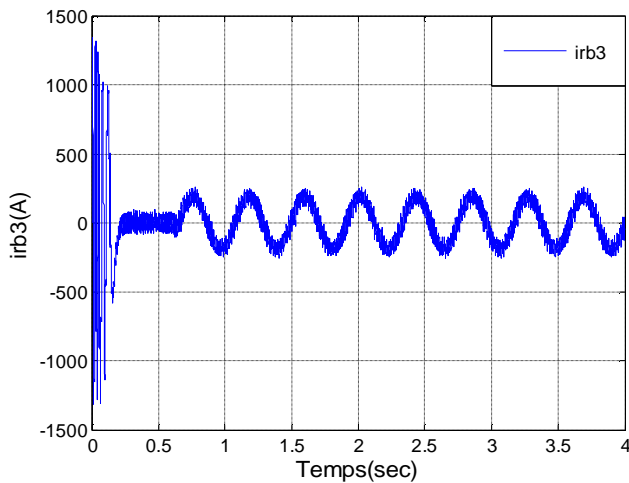
c) Courant dans la barre 1



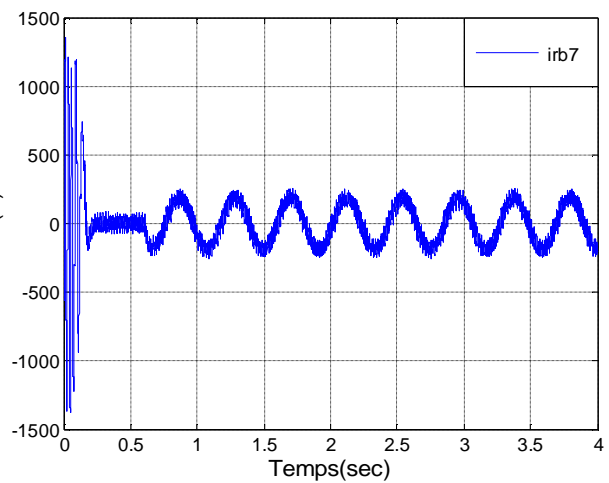
d) Courant dans la barre 2



e) Courant dans la barre 3



f) Courant dans la barre 7



g) Courant statorique

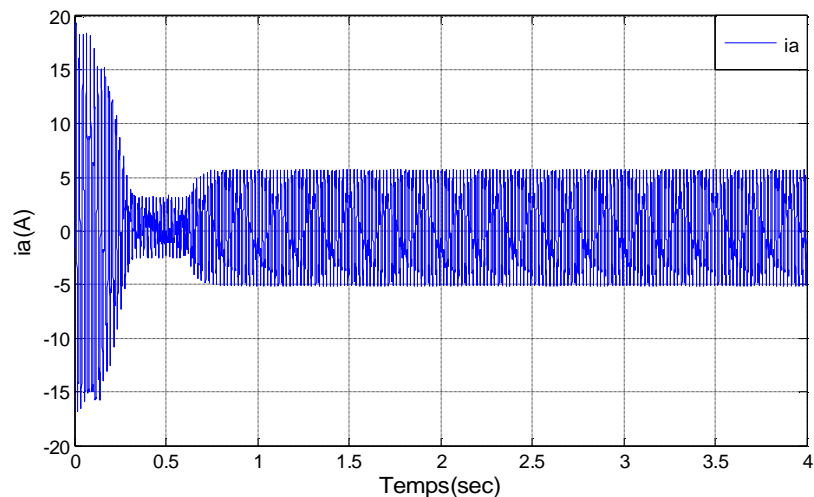


Figure III.4: Simulation avec modèle réduit : machine en charge ($Cr=3.5N.m$)

Alimentation avec onduleur (état sain).

Ø Interprétation des résultats :

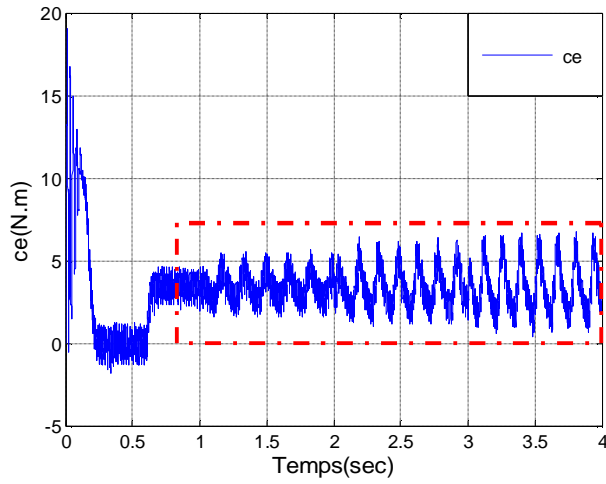
- Pour simuler la rupture de la 1^{ère} barre, on augmente sa résistance de 11fois. Il s'ensuit une augmentation de la valeur efficace du courant dans les barres voisines de la barre cassée.
- Le phénomène est d'autant plus remarquable que les barres cassées sont espacées et que leur nombre est relativement grand.
- On remarque que, la présence des ondulations sur la réponse du couple et celle du courant dépendent du choix de la fréquence de découpage de la *MLI*.

B. Cas d'une machine avec défaut rotorique :

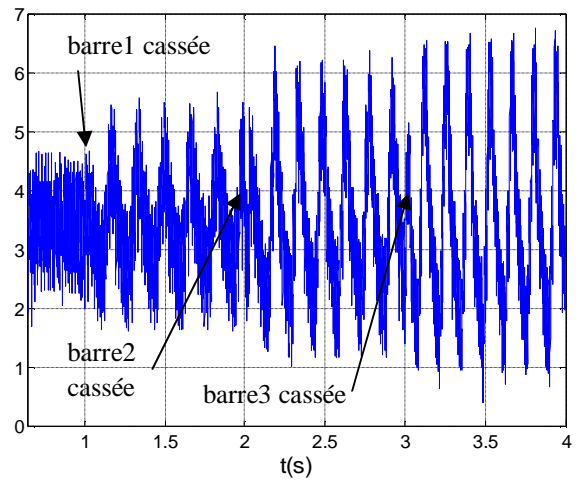
a. Cas d'une cassure de trois barres adjacentes :

A partir de $t=0.6s$, on va appliquer une charge de $3.5N.m$, et $t=1s$, on simule la rupture de la barre 1, on va augmenter la résistance de la barre à $11 \cdot R_b$, à $t=2s$, on simule la rupture de la barre adjacente 2, et à $t=3s$, on simule la rupture de la barre adjacente 3.

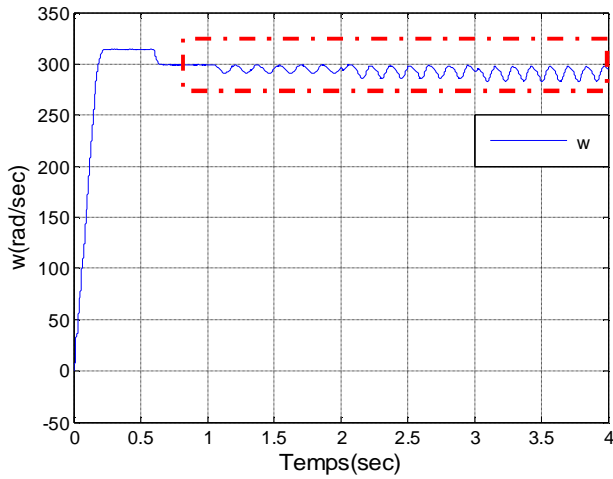
a) Couple électromagnétique



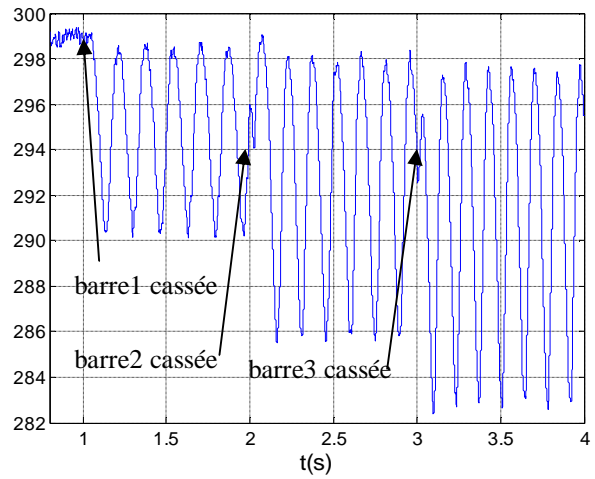
Agrandissement Ce



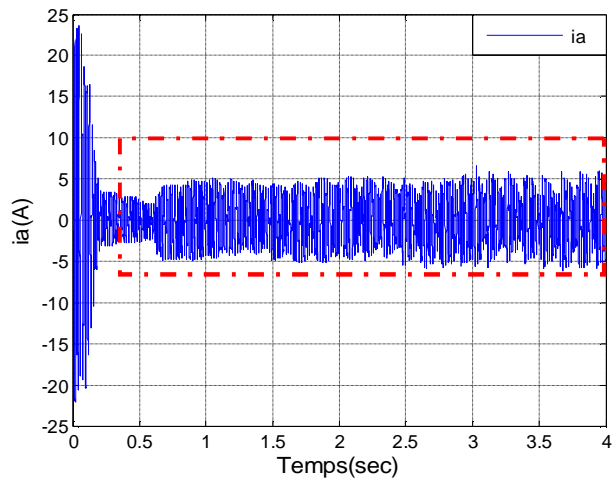
b) Vitesse de rotation



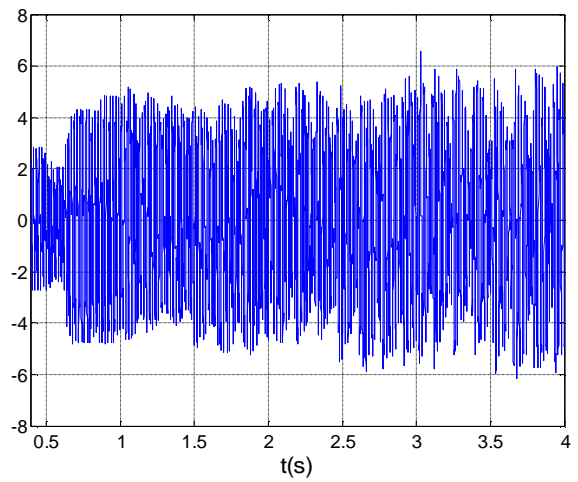
Agrandissement du vitesse



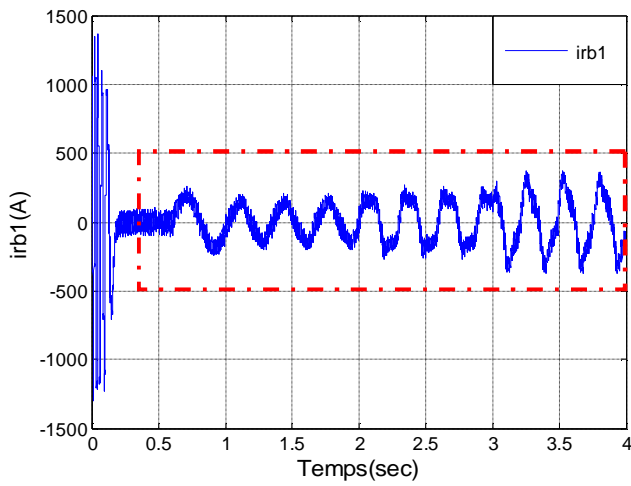
c) Courant statorique



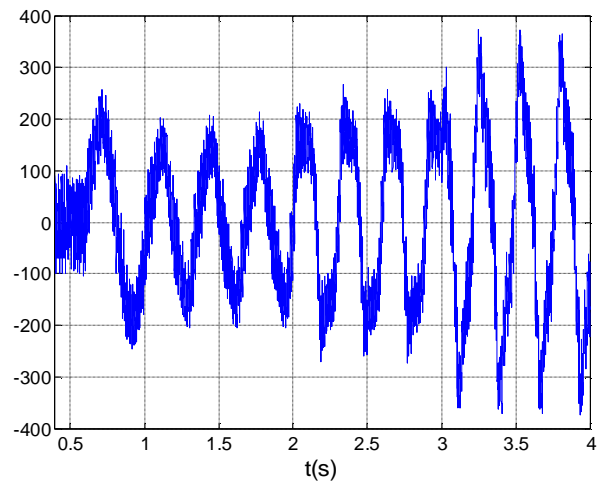
Agrandissement du courant statorique



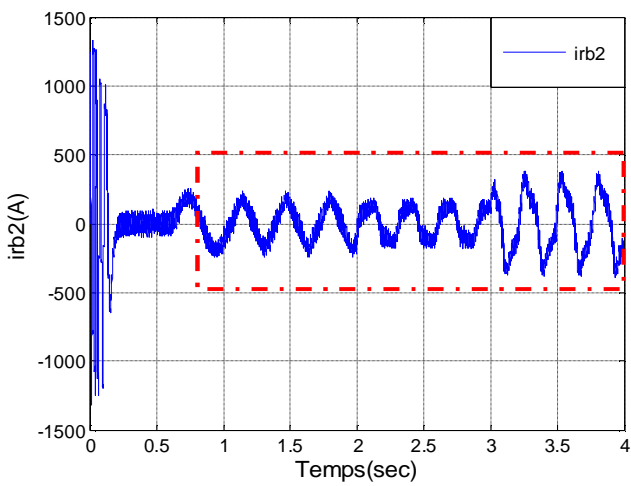
d) Courant dans la barre 1



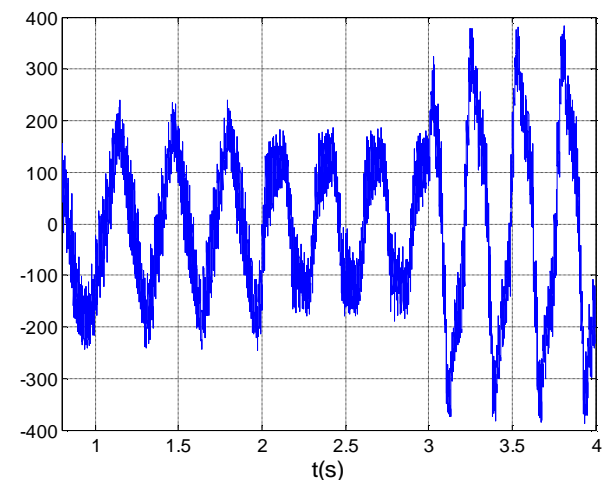
Agrandissement irb 1



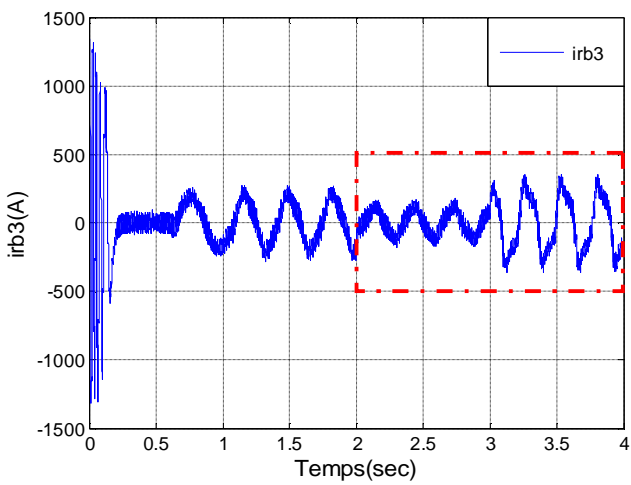
e) Courant dans la barre 2



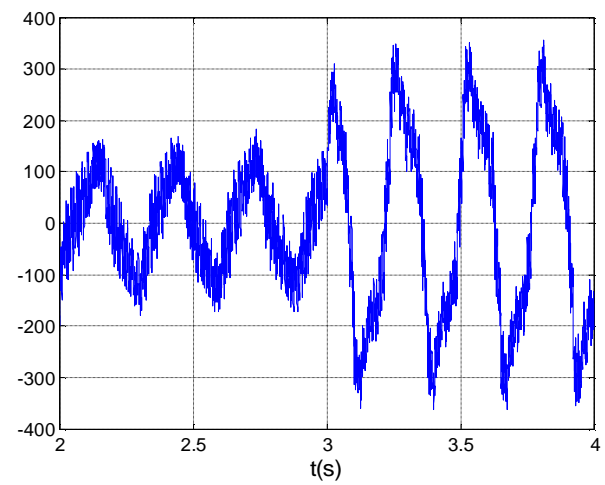
Agrandissement irb 2



f) Courant dans la barre 3



Agrandissement irb 3



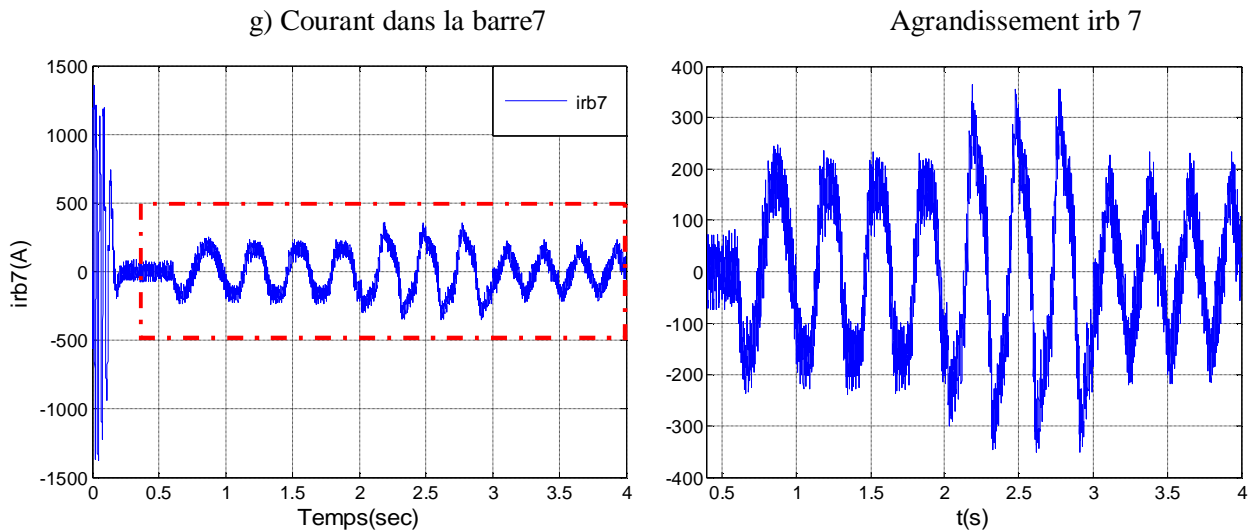


Figure III.5: Simulation avec le modèle réduit: en charge ($C_r=3.5Nm$), avec rupture de trois barres adjacentes à partir de $t=1s$, alimentation de la machine avec onduleur

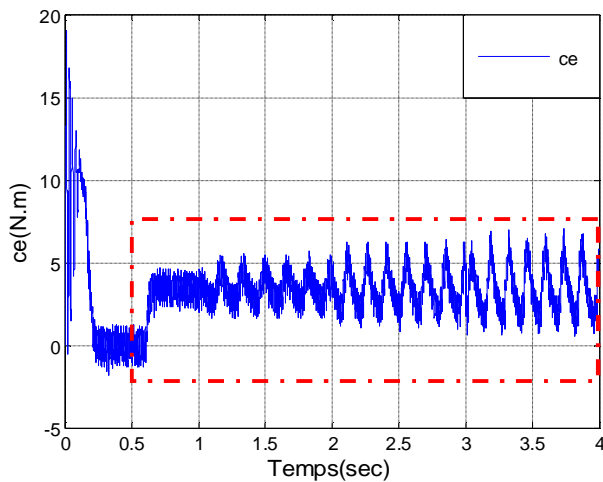
Ø Interprétation des résultats :

- On remarque dans la figure III.5 présence des ondulations sur la réponse de la couple électromagnétique. La figure III.5(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, et la rupture de la barre 3.
- La figure III.5 (b) représente l'allure de la vitesse de rotation après la rupture de la barre 1, puis la rupture de la barre 2, puis la rupture de la barre 3. On remarque des oscillations après la rupture de la barre 1 et la rupture de la barre 2 et la rupture de la barre 3, par conséquent la valeur moyenne de la vitesse est diminuée.
- La figure III.5(c) permet de vérifier la modulation de l'enveloppe du courant statorique après la rupture d'une barre puis de trois barres 1, 2 et 3. On note également l'augmentation de l'amplitude de modulation quand une troisième barre est cassée.
- La figure III.5 (d,e,f,g) illustre les courants de toutes les barres rotorique, on peut remarquer que la cassure des barres 1, 2 et 3 affecte sur les ondulations des courants ne change pas par rapport à l'état sain.

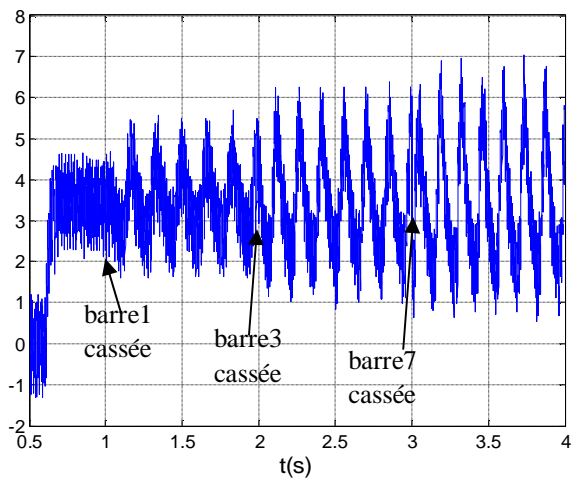
b. Cas d'une cassure de trois barres espacées :

De même manière que la précédente, à partir de $t=1s$ on simule la rupture de la première barre et à l'instant $t=2s$ on simule la rupture de la troisième barre ,et à l'instant $t=3s$ on simule la rupture de la barre 7.

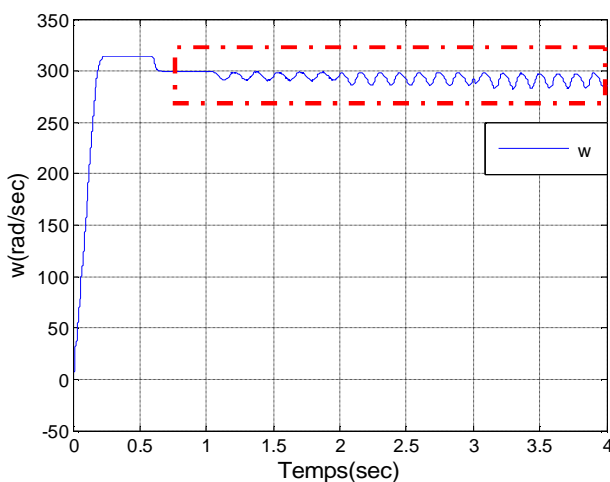
a) Couple électromagnétique



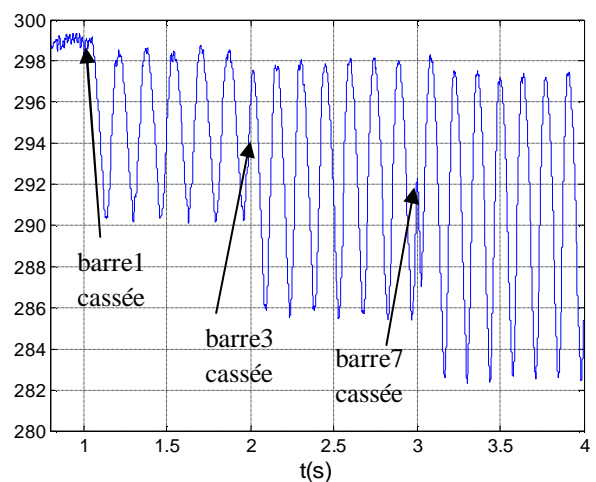
Agrandissement Ce



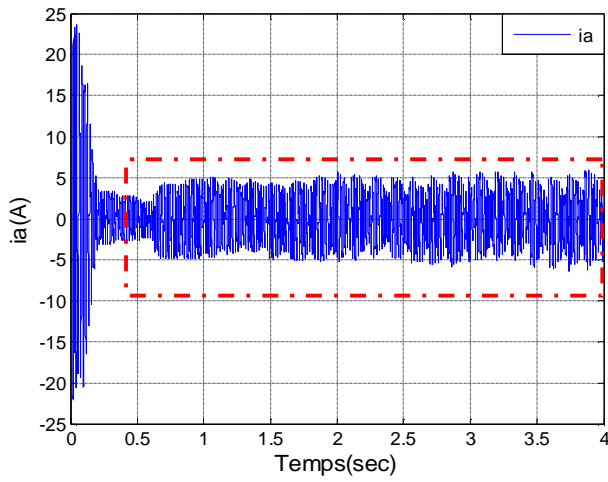
b) Vitesse de rotation



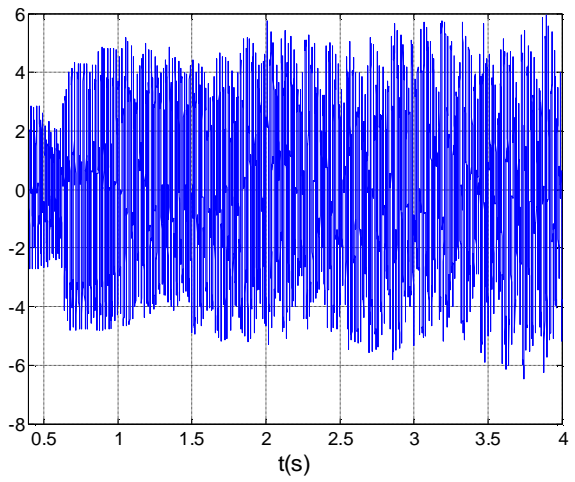
Agrandissement du vitesse



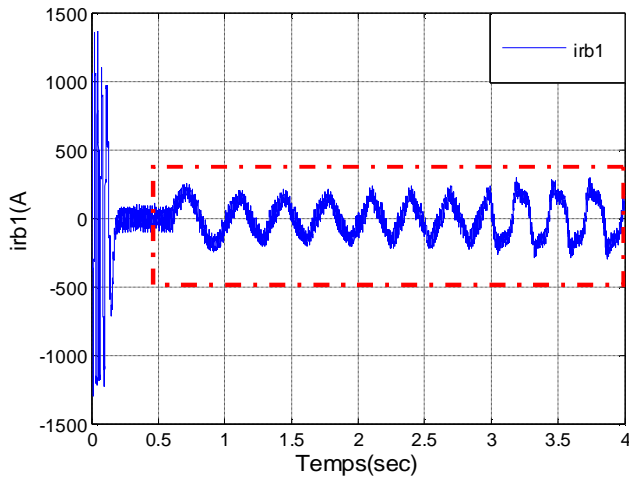
c) Courant statorique



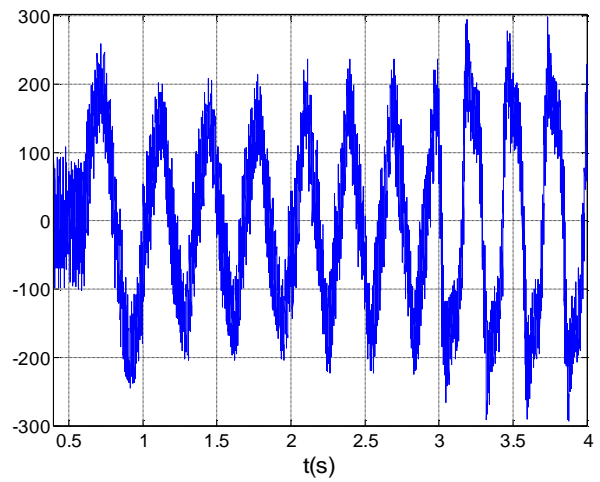
Agrandissement du courant statorique



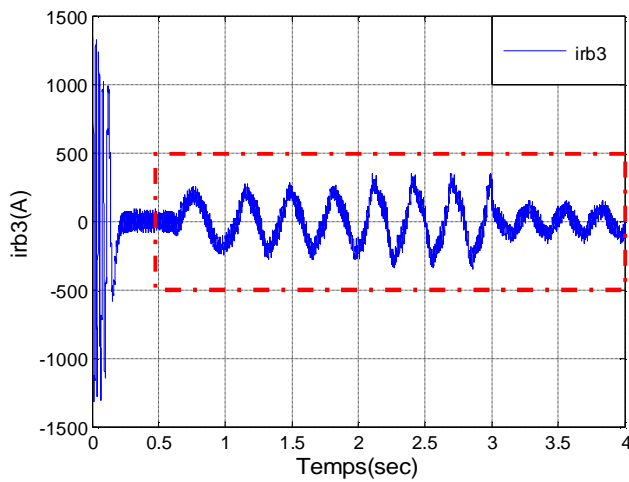
d) Courant dans la barre 1



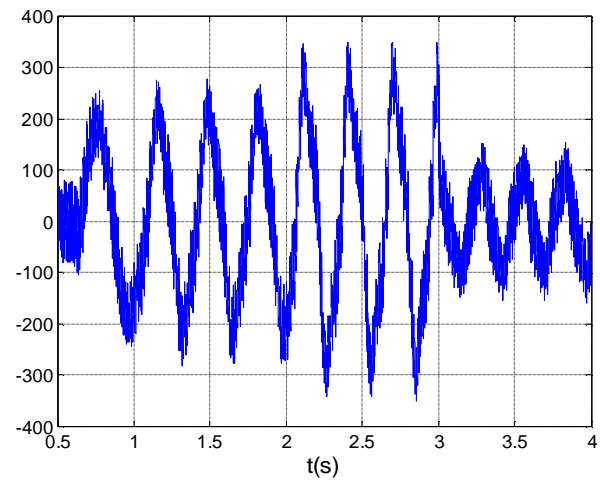
Agrandissement irb 1



e) Courant dans la barre 3



Agrandissement irb 3



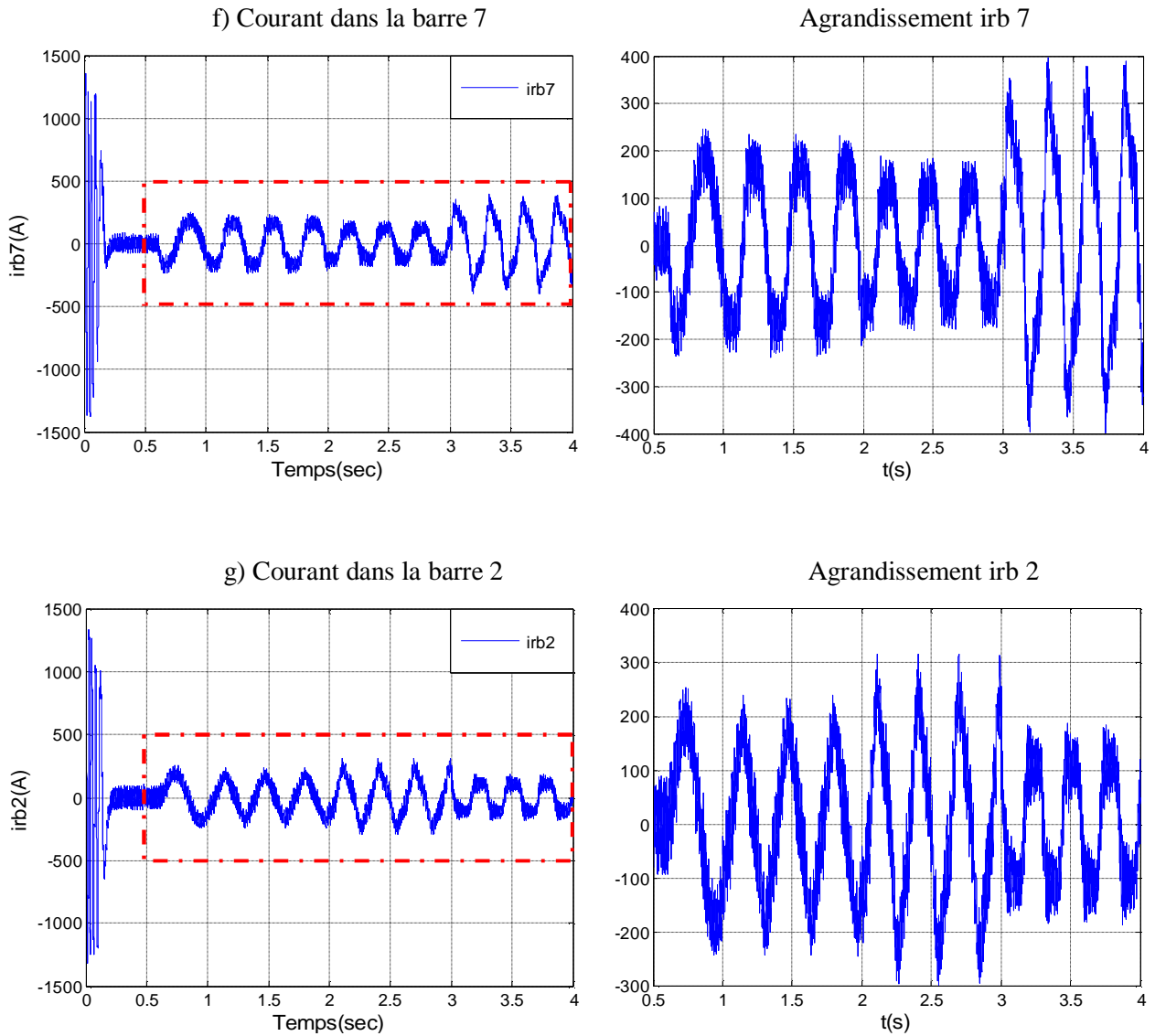


Figure III.6: Simulation avec le modèle réduit: en charge ($Cr=3.5Nm$), avec rupture de trois barres espacées à partir de $t=1s$, alimentation de la machine avec onduleur

Ø Interprétation des résultats :

A. Les défauts de la rupture de barres se traduisent sont :

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

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

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

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une simulation d'une machine asynchrone pendant les différentes conditions de fonctionnement (en charge, variations de rupture de barres). 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, on peut constater que ces oscillations sont proportionnelles avec le nombre de barres cassées. On voit bien que l'amplitude du couple, la vitesse de rotation et le courant statorique dans le cas de cassure de trois barres adjacentes est plus grands par rapport à trois barres espacées. On remarque aussi que le temps du régime transitoire augmente avec la sévérité du défaut de barre.

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS TENANT COMPTE DU DEFAUT ROTORIQUE

IV.1 Introduction :

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

Le principe de cette commande consiste à orienter le flux rotorique vers une direction déterminée.

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

IV.2 Principe de la Commande Vectorielle :

Le principe de la commande vectorielle a été proposé pour la première fois par **BLASCHKE** en 1972. Ce principe est basé sur les notions élémentaires de l'électromagnétisme. La force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectorielle du vecteur courant par le vecteur champ d'induction, il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour les intensités du courant et du champ données quand le vecteur courant sera en quadrature avec ce vecteur champ, si ce principe est applicable aux machines électriques à courant continu, qui sont naturellement découplées, il n'est pas de même pour la machine asynchrone où l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le point de fonctionnement [BAG 99].

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

Nous présentons le modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire ainsi qu'en régime permanent. Nous verrons par la suite

d'autres variantes de contrôle vectoriel, ainsi qu'un modèle qui permet de tenir compte des défaillances au rotor (rupture de barres).

Il apparaît clairement que les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations Ceci se fait en liant les angles q_s et q_r par la relation [SAA 05] :

$$q_s = q + q_r \quad (4-1)$$

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

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

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

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

Avec :

$$\frac{d}{dt} (q_s - q_r) = \frac{dq}{dt} = p \Omega$$

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

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

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

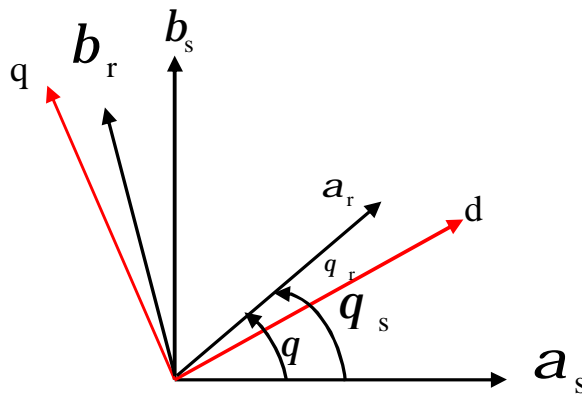


Figure IV.1 : Position du système d'axes (d, q) , [SAA 05].

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

- a) Axes tournant à la vitesse du rotor ($q_r = 0$) : étude des grandeurs statoriques ;
- b) Axes liés au stator ($q_s = 0$) : étude des grandeurs rotoriques ;
- c) Axes liés au champ tournant : étude de la commande ;

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

Dans un référentiel lié au champ tournant, on écrit :

$w_s = q_s'$ Nous appelons w_s la pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdal). De même, nous notons :

$w_r = q_r'$: la pulsation rotorique.

$w = w_s - w_r = q_r' = P\Omega$: la pulsation mécanique.

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

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

VI.2.2 Principe de la Commande Vectorielle par orientation flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe(d) d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse w_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.

- L'axe(d) est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant [ACH 05].

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{aligned}\Phi_{qr} &= 0 \\ \Phi_{dr} &= \Phi_r = \text{cst} \\ I_{dr} &= 0\end{aligned}\quad (4-6)$$

On a :

$$\begin{aligned}\Phi_r &= M I_{ds} \\ \Phi_{qr} &= L_{rc} I_{qr} + M I_{qs} = 0\end{aligned}\quad (4-7)$$

À partir de la dernière équation de ce système on a l'équation suivante :

$$I_{qr} = -\frac{M}{L_{rc}} I_{qs}\quad (4-8)$$

Ceci conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{pM}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs}\quad (4-9)$$

Ou encore, le couple devient :

$$C_e = k_2 I_{ds} I_{qs}\quad (4-10)$$

Avec :

$$k_2 = \frac{pM^2}{L_{rc}}\quad (4-11)$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La figure (IV-02) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor. Telle que la relation suivante[ACH 05] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega = p\Omega_r + \omega$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

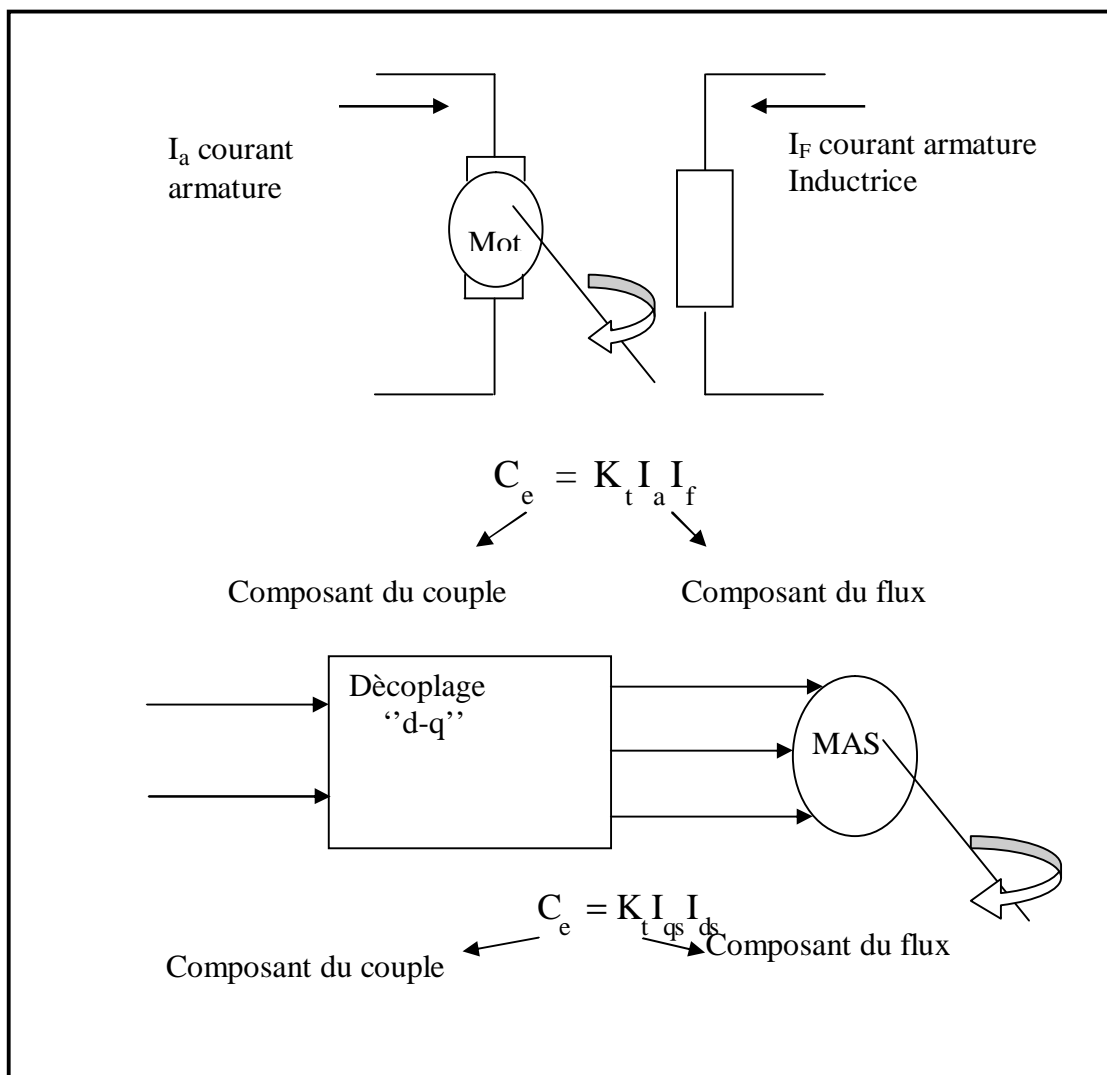


Figure IV.2: Equivalence entre un commande d'une MCC et la Commande vectorielle d'une MAS

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes : la première appelée méthode directe qui à été développé par **F.Blaschke**, la seconde connue par la méthode indirecte développée par **k.Hasse**[ACH 05].

Dans la commande indirecte, l'angle de Park q_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique w_r . En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement, l'aide des grandeurs mesurées ou estimées [SAA 05].

IV.2.2.1 Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

Dans ce type de commande, l'angle θ_s , utilisé pour la transformation directe et inverse, est calculé à partir de la formule suivante [SAA 05] :

$$q_s = \int \left[p\Omega + \frac{I_{qs}^*}{T_r \cdot I_{ds}^*} \right] dt \quad \text{ou} \quad I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \quad (4-12)$$

IV.2.2.2 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

A. Description :

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) et la vitesse du champ tournant (w_s). [ACH 05]

B. Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (2-21),(2-22),(2-26) et (2-32) munies de la contrainte($\Phi_{qr} = 0$),($\Phi_r = \Phi_{dr}$) se simplifient:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + s \cdot L_{sc} \cdot \frac{d}{dt} I_{ds} + M \frac{d}{dt} \Phi_r - w_s \cdot s \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + s \cdot L_{sc} \cdot \frac{d}{dt} I_{qs} + w_s \cdot \frac{M}{L_{rc}} \cdot \Phi_r + w_s \cdot s \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} \end{cases} \quad (4-13)$$

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

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{ds} - w_s \cdot s \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{qs} + w_s \cdot s \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} \end{cases}$$

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + P \cdot T_r} I_{ds} \quad (4-14)$$

On a :

$$C_e = \frac{3 p M}{2 L_{rc}} \Phi_r I_{qs} \quad (4-15)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (4-16)$$

Les équations (4-14) et (4-15) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux I_{ds} , et le courant producteur du couple I_{qs} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

C. Découplage

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

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{ds} - w_s \cdot s \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{qs} + w_s \cdot s \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} \end{cases}$$

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

$$w_r = \frac{M}{T_r \cdot \Phi_r} I_{qs}$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma suivant :

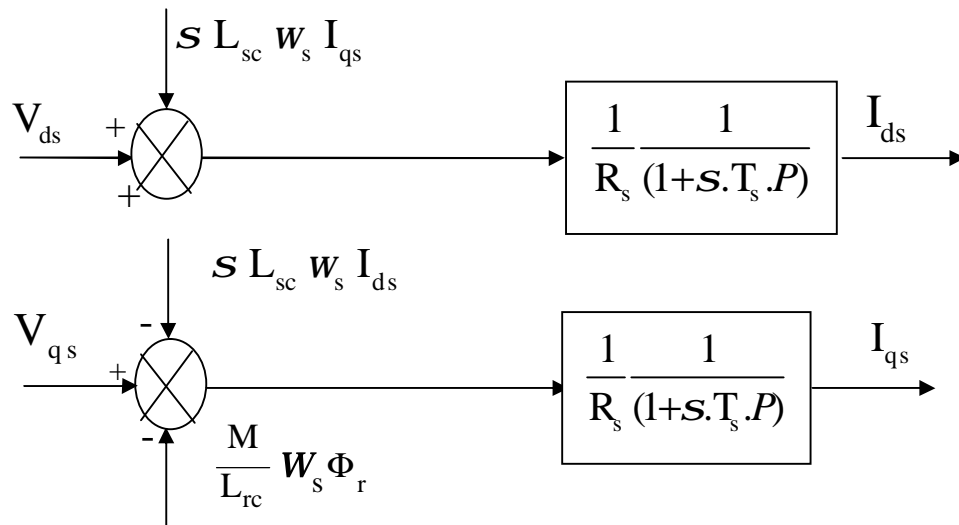


Figure IV. 3 : Modèle de la machine.

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

a. Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{ds} , V_{qs} , donc il faut réaliser un découplage.

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle .les commandes sont alors non interactives

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation [BUC 01] :

b. Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variable de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* telles que :

$$V_{ds} = V_{ds}^* - e_d \quad (4-17)$$

Avec :

$$e_d = \sigma \cdot w_s \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \quad (4-18)$$

$$\frac{I_{ds}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot T_s \cdot P}$$

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

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

$$V_{qs} = V_{qs}^* - e_q \quad (4-19)$$

avec:

$$V_{qs}^* = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{qs} \quad (4-21)$$

et :

$$e_q = -w_s \frac{M}{L_{rs}} \Phi_r + w_s \sigma L_{sc} I_{ds} \quad (4-22)$$

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

$$\frac{I_{qs}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot T_s \cdot P}$$

les tension V_{ds} et V_{qs} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* figure (IV-04)

Tel que:

$$V_{ds}^* = V_{ds} - e_d$$

$$V_{qs}^* = V_{qs} - e_q$$

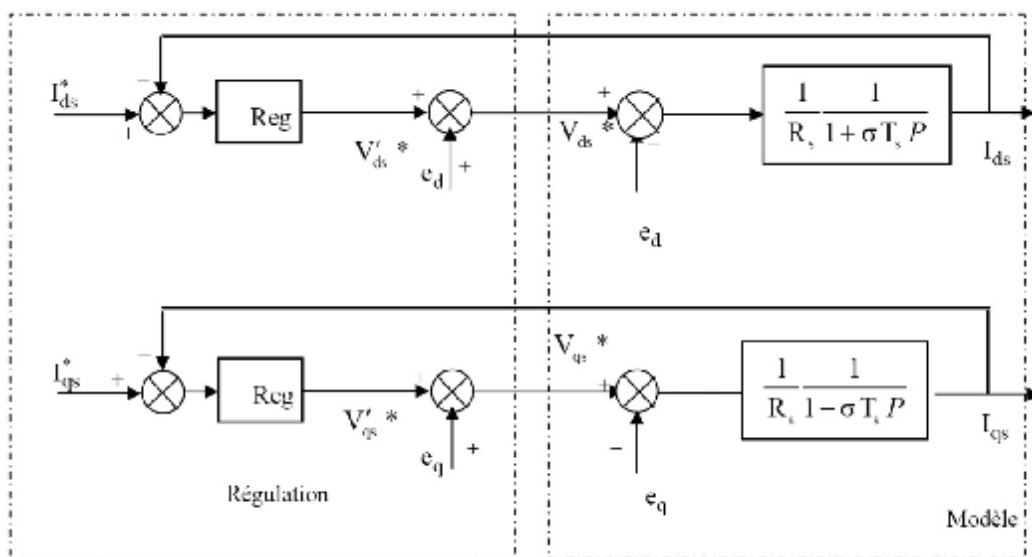


Figure IV.4: Découplage par addition des termes de compensation

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

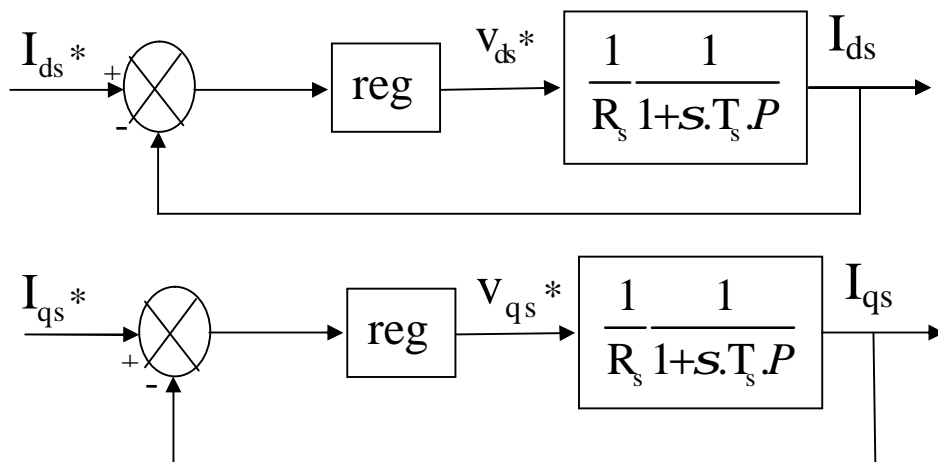


Figure IV.5 : Commande découplée

D. Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, et aussi permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [BUC 01] :

$$\text{sous-vitesse : } \Phi_r = \Phi_{r_{nom}} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{r_{nom}}$$

$$\text{sur -vitesse : } \Phi_r = \frac{\Omega_{r_{nom}}}{|\Omega_r|} * \Omega_{r_{nom}} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{r_{nom}}$$

Avec :

$\Omega_{r_{nom}}$: Vitesse de rotation nominale.

$\Phi_{r_{nom}}$: Flux rotorique nominale.

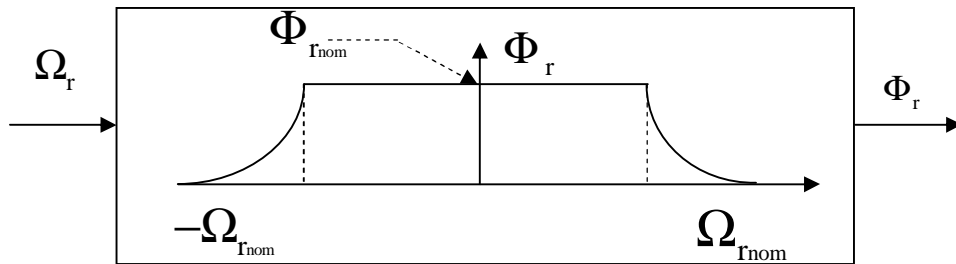


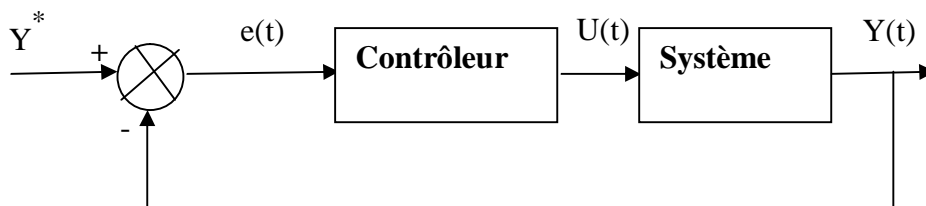
Figure IV.06 : Bloc de défluxage

E. Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

Ø Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signale à pour suivre, et $y(t)$ le signale de sortie du système à contrôler.



FigureIV.07 : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$$

F. Calcul des régulateurs

a. Régulation des courants

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

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

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

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

Le schéma bloc devient :

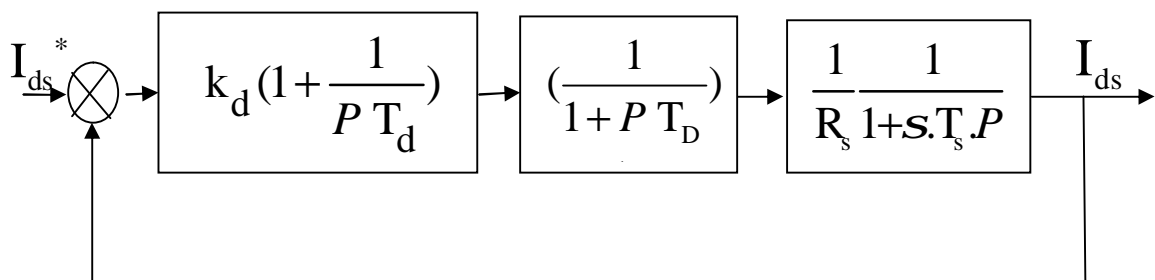


Figure IV.8 : Boucle de régulation du courant I_{ds}

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

$$G_{bo}(P) = K_d \left[1 + \frac{1}{P \cdot T_d} \right] \cdot \frac{1}{1 + P \cdot T_D} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_s \cdot P} \quad (4-23)$$

En développant $G_{bo}(P)$, il vient:

$$G_{bo}(P) = \frac{K_d}{R_s} \cdot \frac{1}{p \cdot \sigma \cdot T_s (1 + T_D \cdot P)} \quad \text{avec : } T_d = \sigma \cdot T_s \quad (4-24)$$

24)

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

$$G_{bf}(P) = \frac{G_{bo}}{1 + G_{bo}} = \frac{K_d}{R_s \cdot \sigma \cdot T_s \cdot T_D \cdot P^2 + 2 \frac{1}{2 \cdot T_D} P + \frac{K_d}{R_s \cdot \sigma \cdot T_s \cdot T_D}} \quad (4-25)$$

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

$$G_{bf}(P) = \frac{w_0^2}{P^2 + 2 \cdot P \cdot z \cdot w_0 + w_0^2}$$

Avec:

$$z = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \cdot \sigma \cdot T_s}{K_d \cdot T_D}} \quad (4-26)$$

$$w_0 = \sqrt{\frac{K_d}{R_s \cdot \sigma \cdot T_D}}$$

Pour un amortissement $z = \frac{1}{\sqrt{2}}$ on a :

$$K_d = \frac{R_s \sigma T_s}{2 T_D} \quad (4-27)$$

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

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

b. Régulation de la vitesse

Parmi les techniques existantes, la correction proportionnelle et intégrale est largement utilisée pour la commande vectorielle des machines asynchrones, en raison de ses bonnes performances : simplicité et facilité d'implémentation. L'utilisation de la commande vectorielle

indirecte avec orientation de flux rotorique, permet la réduction de la complexité de la commande. En effet le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte figure. (IV.9), est réduit au problème de commande du système représenté sur la figure (IV.10).

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite pour un bon fonctionnement que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe [SAA 05].

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant I_{qs} plutôt que par action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant I_{qs}) [SAA 05].

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

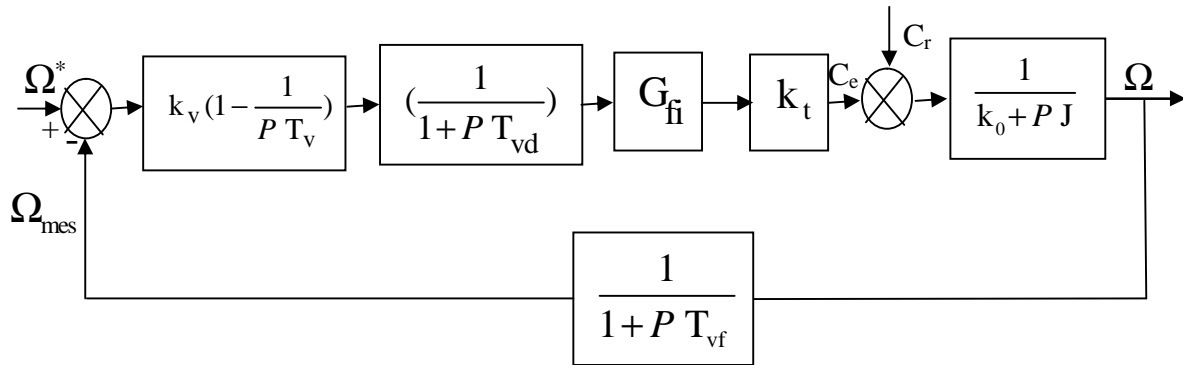


Figure IV.9 : boucle de régulation PI de la vitesse

avec :

T_{vd} : Délais dans la boucle de vitesse.

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

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

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

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

$$G_{bo} = K_v \frac{1+T_v}{p \cdot T_v} \cdot \frac{1}{1+p T_v \cdot P^2 + 2 \cdot P z w_0 + w_0^2} \cdot \frac{1}{1+P T_{vf}} \cdot \frac{K_t}{K_0+P \cdot j} \quad (4-28)$$

et en boucle fermée :

$$G_{bf} = (1 + PT_{vf}) \frac{G_{bf}}{1 + G_{bf}} \tag{4-29}$$

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur)[SAA 05].

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

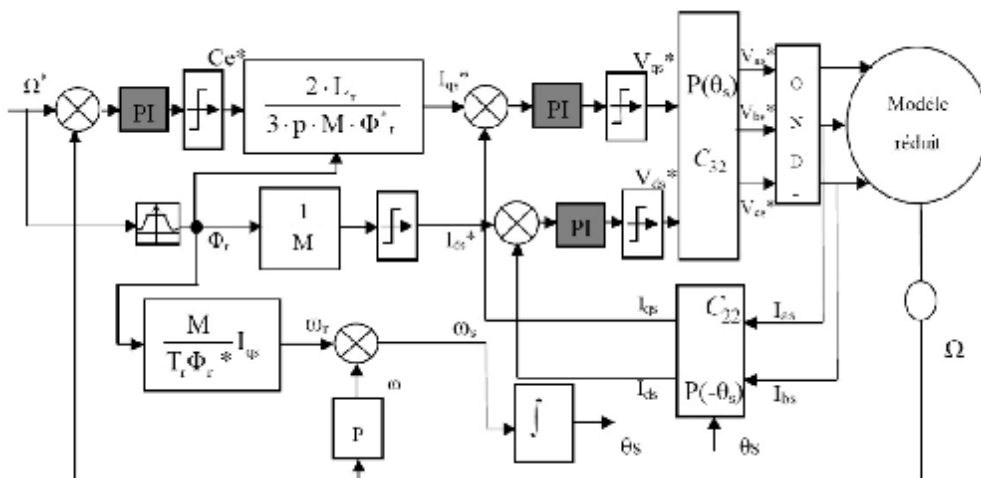


Figure. IV.10: Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

* : référence

IV.2.2.3 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifié quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement. Toute fois, il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

1 - La non fiabilité de la mesure du flux :

- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

IV.3 Résultats de simulation

IV.3.1 Commande indirecte sans onduleur

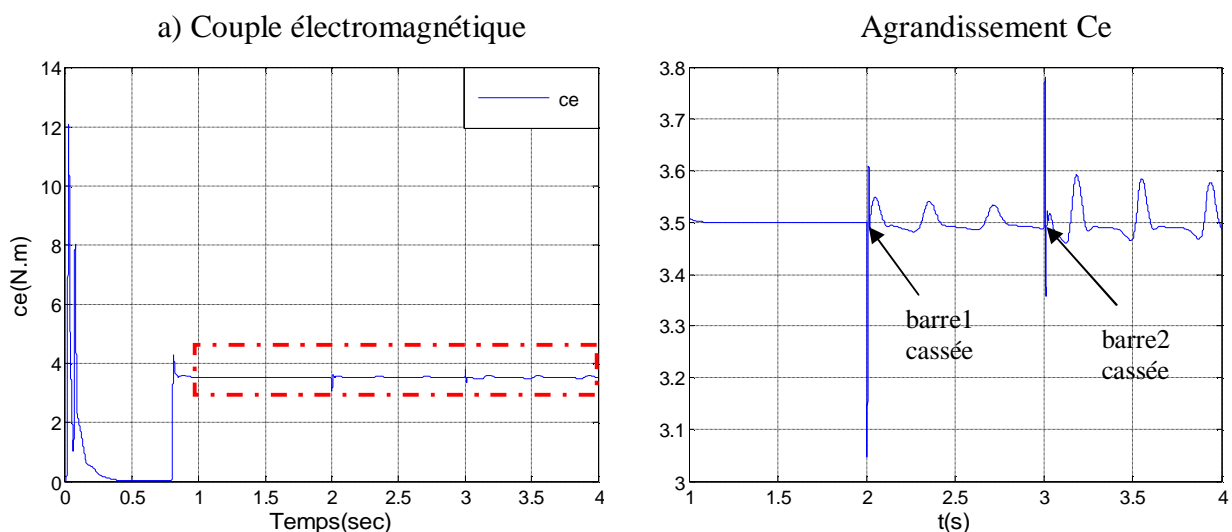
La commande vectorielle devenant courante, il est intéressant de considérer le cas où un défaut surviendrait dans la machine. Nous nous proposons dans cette partie de voir l'influence des régulateurs sur la marche d'une machine asynchrone en commande vectorielle lorsqu'il se produit des ruptures de barres.

IV.3.1.1 Cas d'une machine avec défaut :

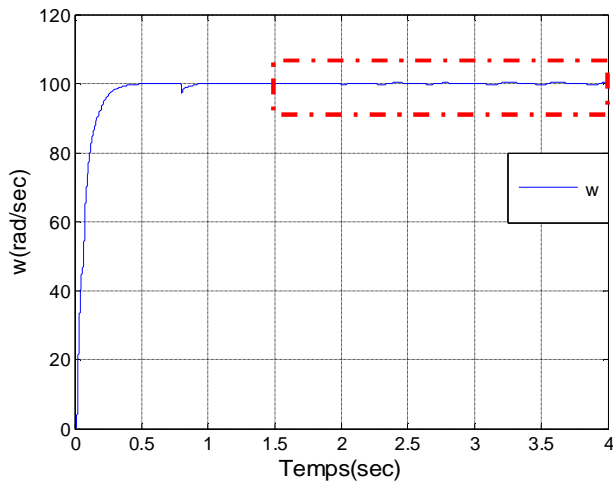
Les régulateurs sont déjà calculés "annexe". Nous présentons la simulation du de la fonctionnement machine commandée.

A. Cas d'une cassure de deux barres adjacentes :

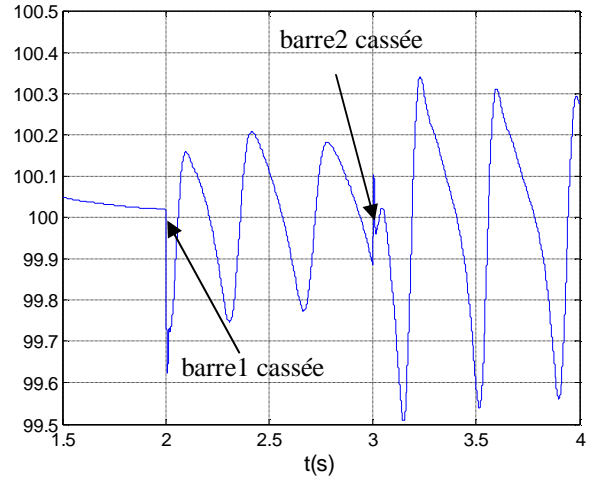
La simulation est menée sur une durée de 4s de la manière suivante : Nous avons considéré une vitesse de 100 rad/sec à l'instant initial. Puis, à $t=0.8s$ une charge de 3.5N.m. A l'instant $t=2s$ une première barre est rompue. La barre 2 est rompue à l'instant $t=3s$.



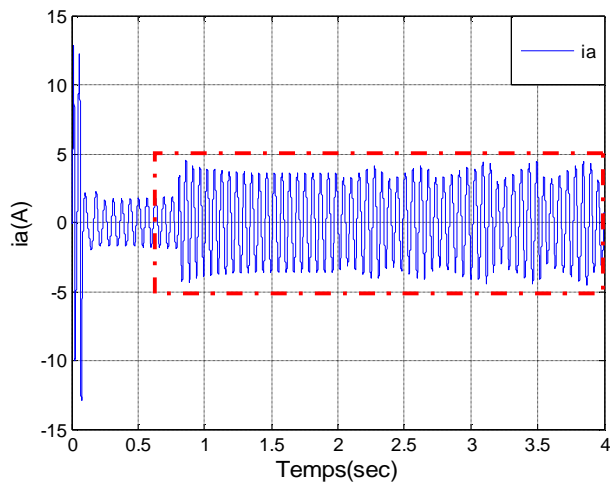
b) Vitesse de rotation



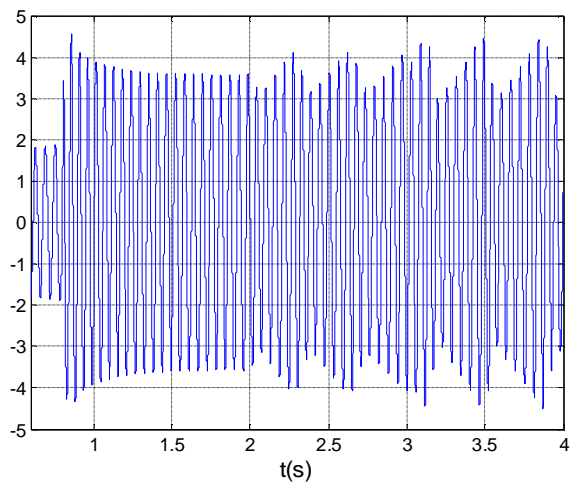
Agrandissement du vitesse



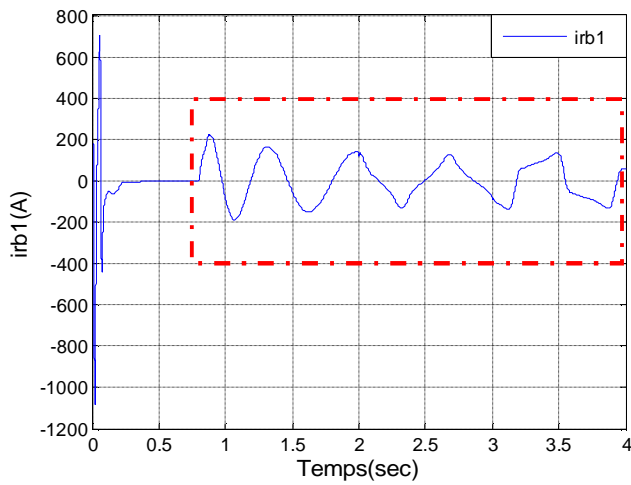
c) Courant statorique



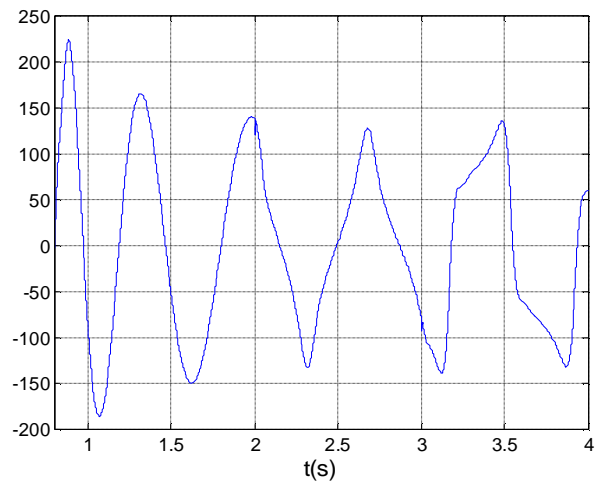
Agrandissement du courant statorique



d) Courant dans la barre 1



Agrandissement irb 1



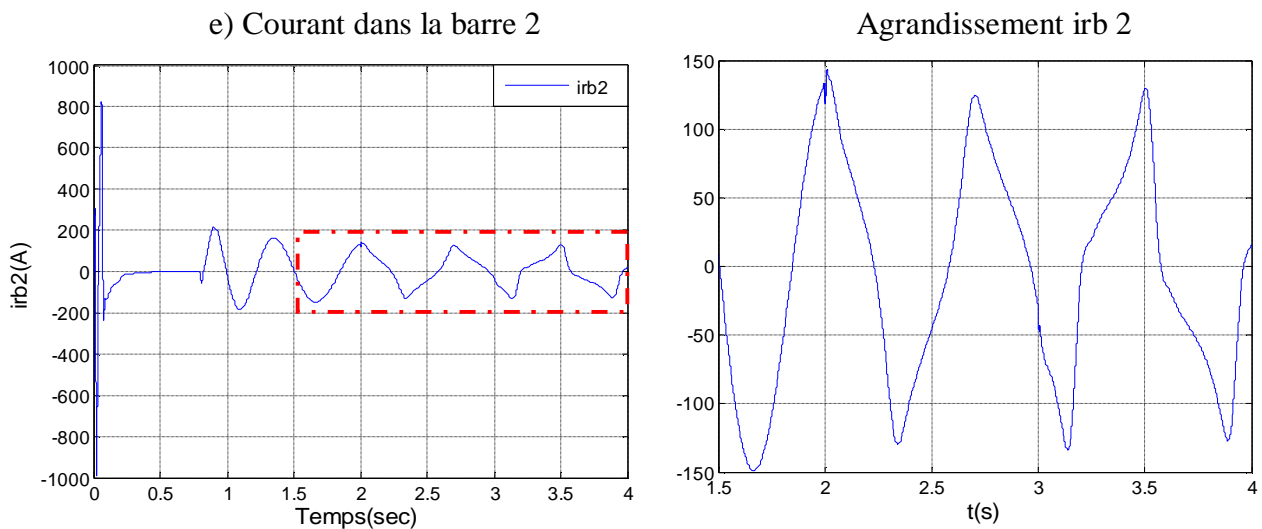


Figure IV.11: Simulation avec le modèle réduit: en charge ($Cr=3.5Nm$), avec rupture de deux barres adjacentes à partir de $t=2s$, alimentation de la machine sans onduleur.

Ø Interprétation

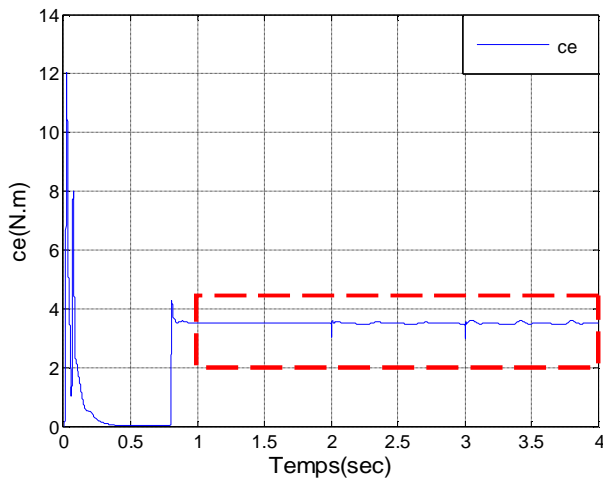
Un échelon de couple de $3.5N.m$ est appliqué à $t=0.8s$. Nous procédons à la simulation d'une première rupture de barre par une augmentation de 11 fois la résistance de cette barre. Après un régime transitoire très bref, la deuxième barre adjacente procède à $t=3s$. La vitesse reste toujours peu perturbée par ce défaut. Pour le couple électromagnétique, son amplitude augmente à l'instant où on applique une première rupture de barre.

B. Cas d'une cassure de deux barres espacées

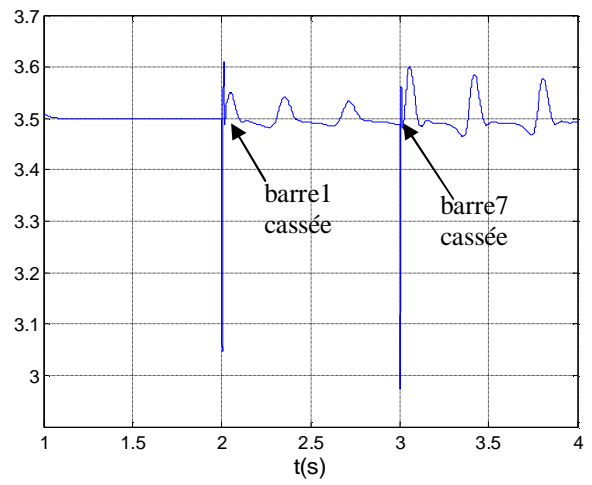
La simulation est menée sur une durée de $4s$ de la manière suivante : à $t=0.8s$ une charge de $3.5N.m$ est appliquée. A l'instant $t=2s$ une première barre est rompue. La barre 7 est rompue à l'instant $t=3s$.

A l'instant. Où le courant statorique est modulé en amplitude, le couple électromagnétique montre également à travers sa courbe des oscillations.

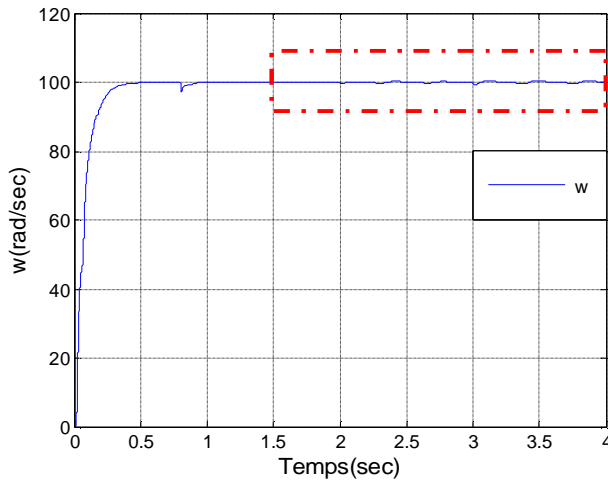
a) Couple électromagnétique



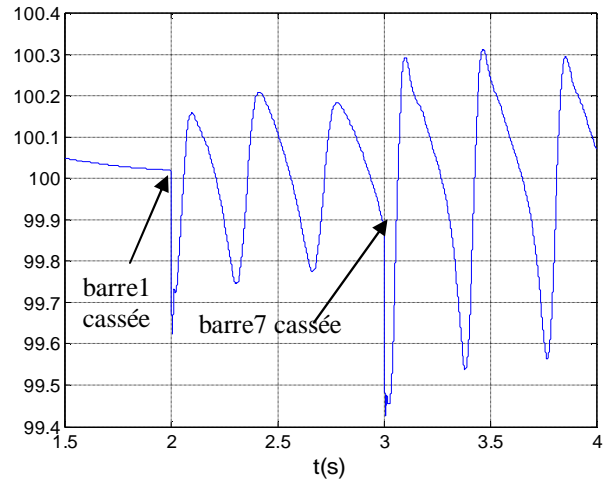
Agrandissement Ce



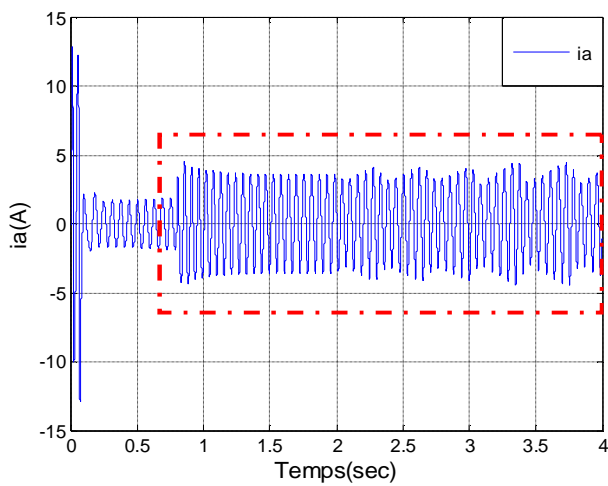
b) Vitesse de rotation



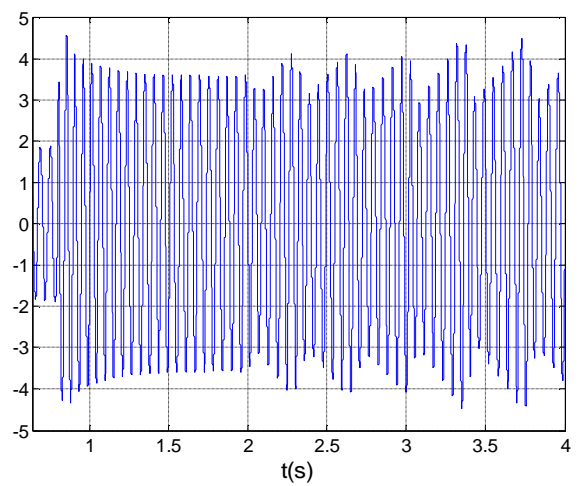
Agrandissement du vitesse



c) Courant statorique



Agrandissement du courant statorique



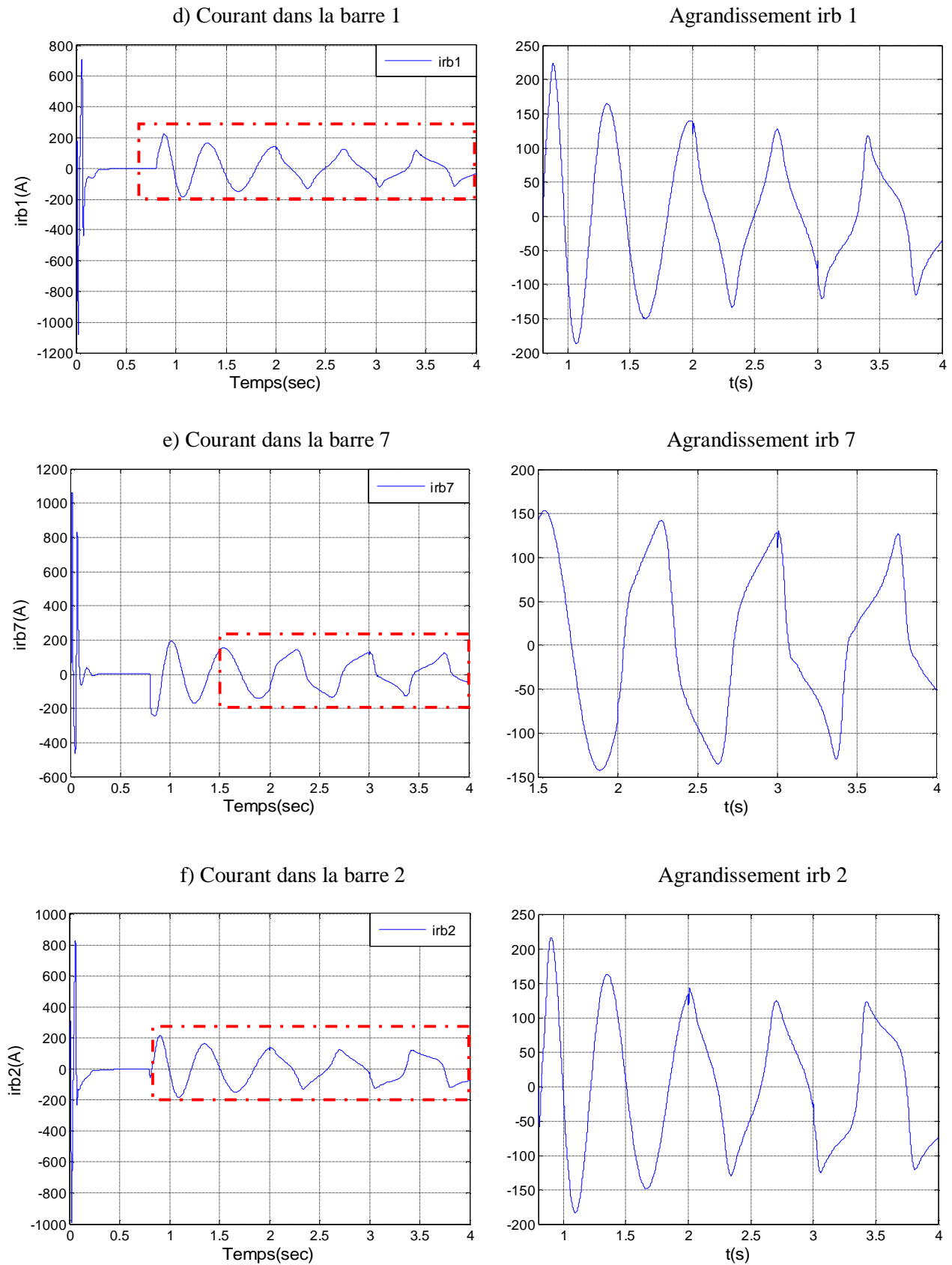


Figure VI.12: Simulation avec le modèle réduit: en charge ($Cr=3.5Nm$), avec rupture de deux barres espacées à partir de $t=2s$, alimentation de la machine sans onduleur.

Ø Interprétation

Les figures IV.12 présentant la simulation de la marche en commande. Un échelon de couple de 3.5N.m est appliqué à $t=0.8s$. Nous observons une chute momentanée de vitesse figure VI.12(b). Le régime ainsi établi, nous procédons à la simulation d'une première rupture de barre par une augmentation de 11 fois sa résistance.

Pour le courant du stator I_{as} , à l'instant $t=2s$ on appliqué une première rupture de barre. L'amplitude des oscillations du courant statorique devient importante, puis se stabilise à environ 4.8A. Quand on applique une deuxième rupture de barre, le courant prend une autre valeur de 5.4A à $t=3.5s$. A l'instant où on suppose une première rupture de barre, les amplitudes des oscillations et modulations augmentent avec le nombre de barres cassées.

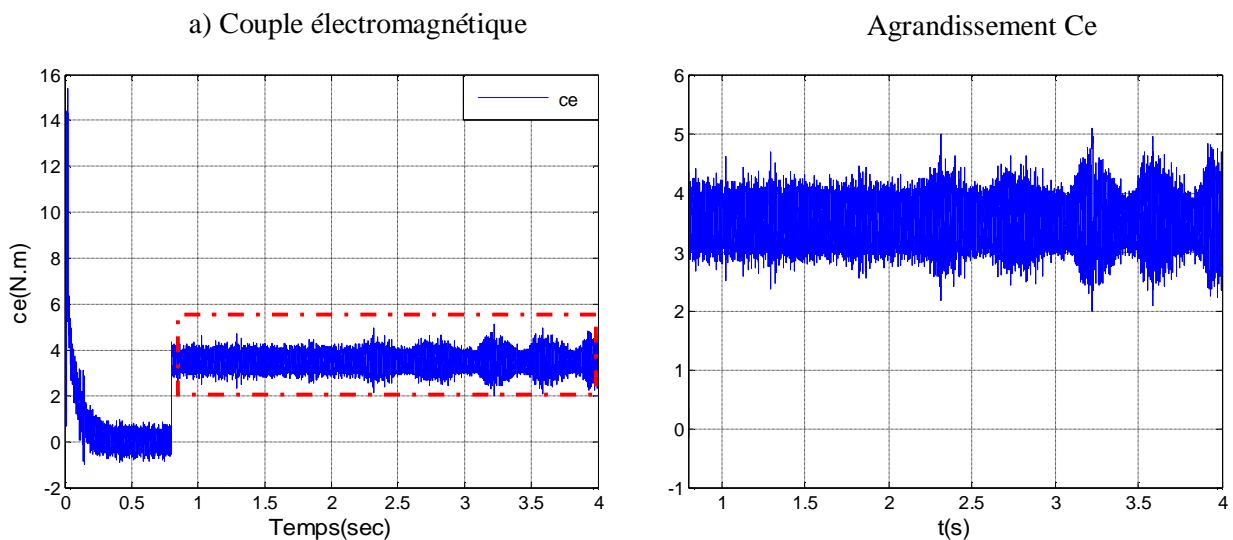
IV.3.2 Commande indirecte avec onduleur

IV.3.2.1 Machine avec défaut

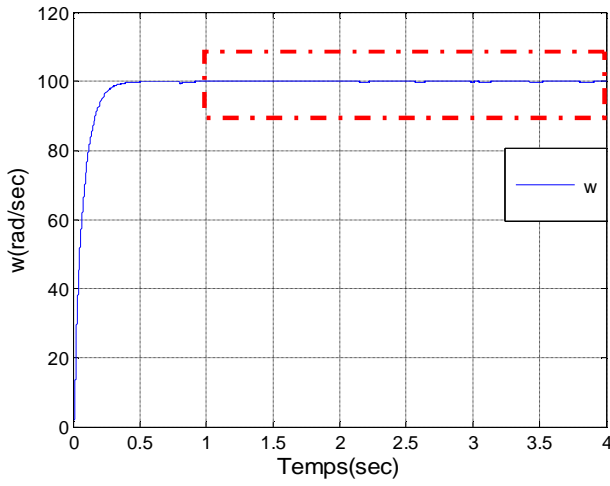
A.Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

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

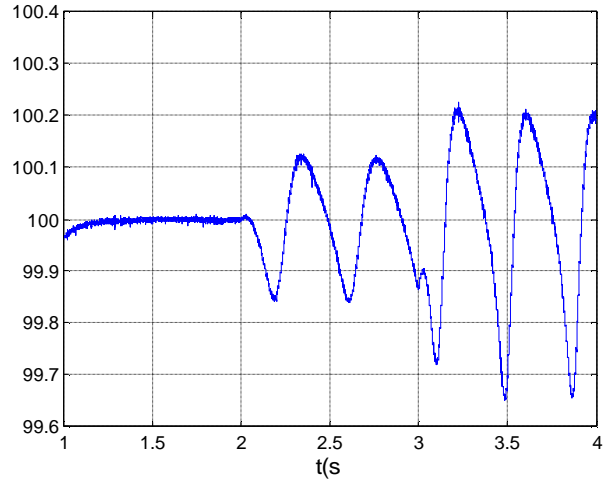
Nous avons considéré une vitesse de 100 rad/sec à l'instant initial. Puis, à $t=0.8s$ une charge de 3.5N.m . A l'instant $t=2s$ une première barre est rompue. La barre 2 est rompue à l'instant $t=3s$.



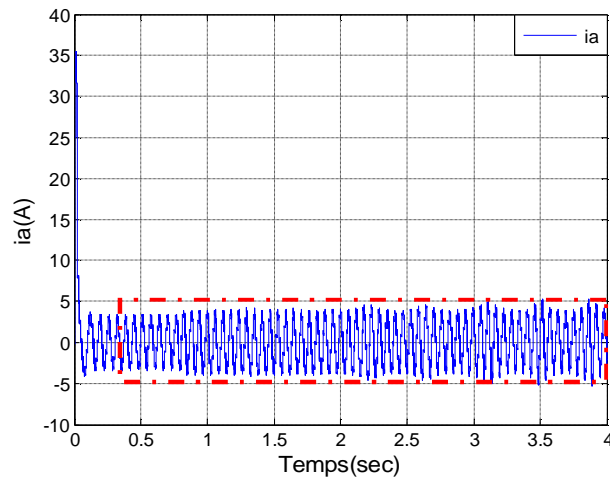
b) Vitesse de rotation



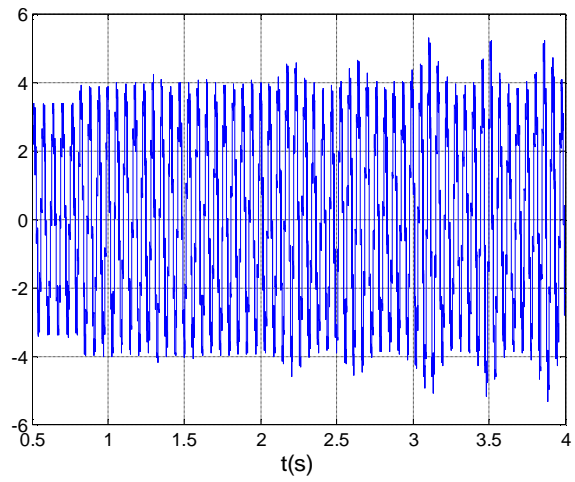
Agrandissement du vitesse



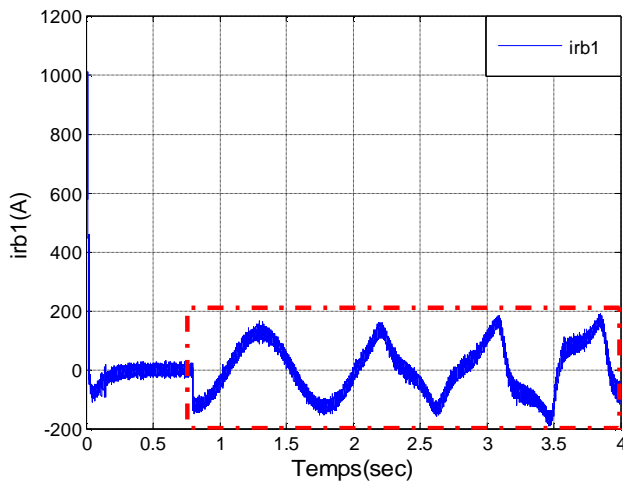
c) Courant statorique



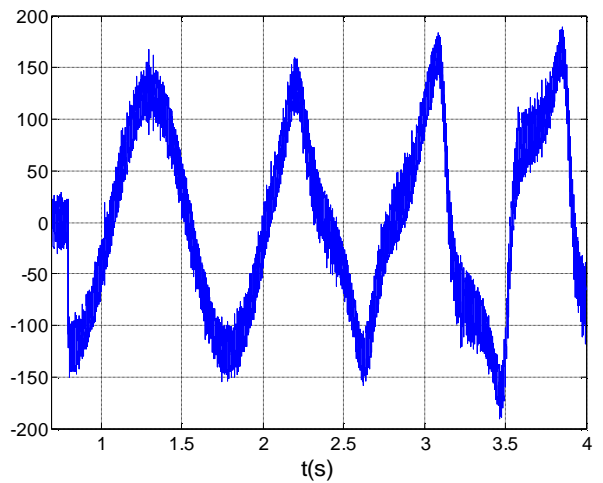
Agrandissement du courant statorique



d) Courant dans la barre 1



Agrandissement irb 1



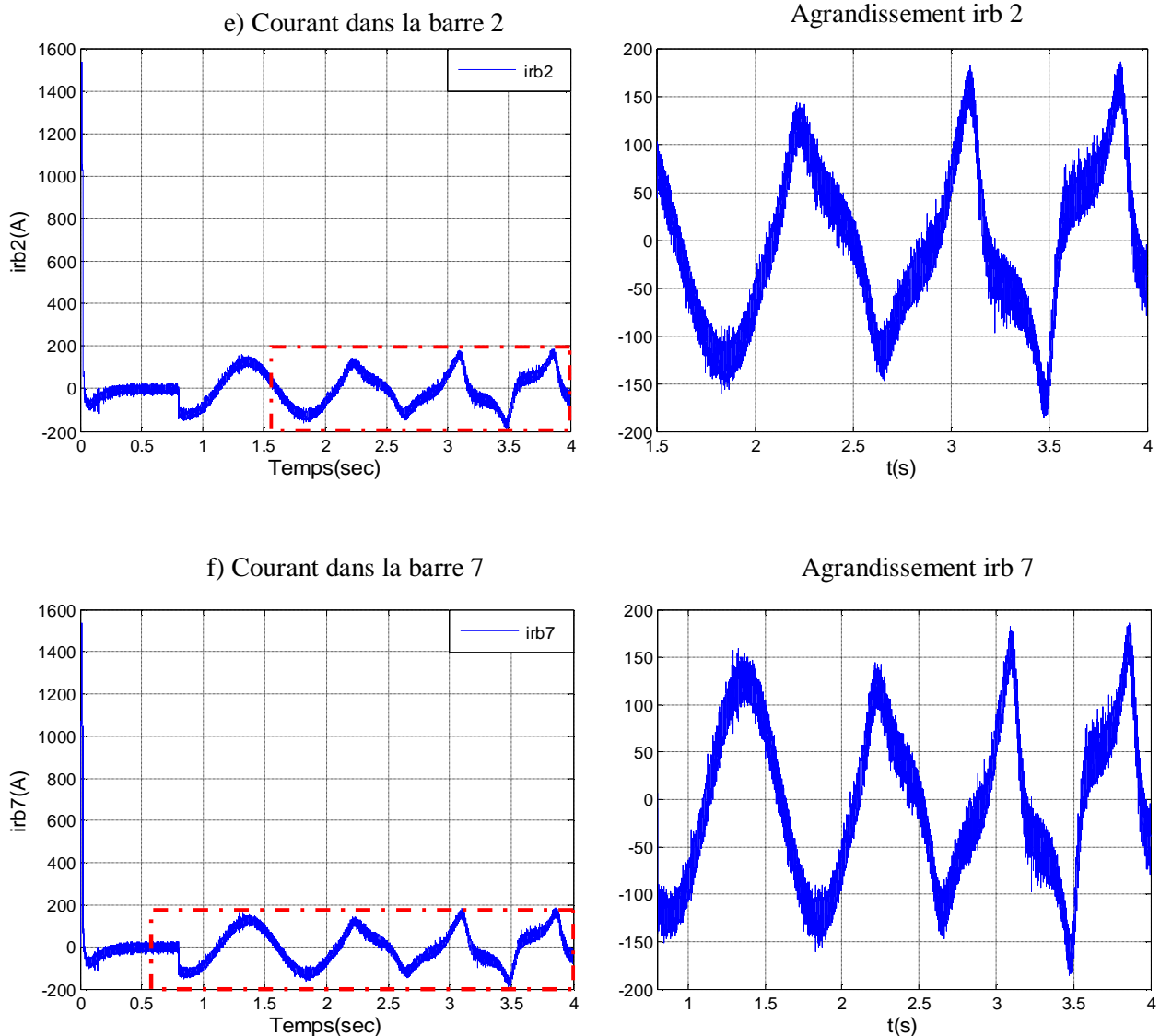


Figure VI.13: Simulation avec le modèle réduit: en charge ($C_r=3.5Nm$), avec rupture de deux barres adjacentes à partir de $t=2s$, alimentation de la machine avec onduleur

Ø Interprétation

Un échelon de couple de $3.5N.m$ est appliqué à $t=0.8s$. Nous procédons à la simulation d'une première rupture de barre par une augmentation de 11 fois la résistance de cette barre. Après un régime transitoire très bref, la deuxième barre adjacente cède à $t=3s$. La vitesse donné un bon résultat ne peu perturbée pas par ce défaut.

Pour le couple électromagnétique, son amplitude augmente à l'instant où on applique une première rupture de barre, et la présence des ondulations sur la réponse de couple et les courants.

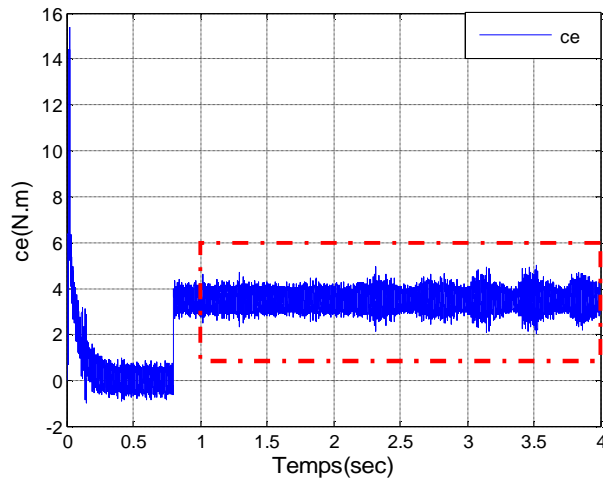
B. Cas d'une cassure de deux barres espacées

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

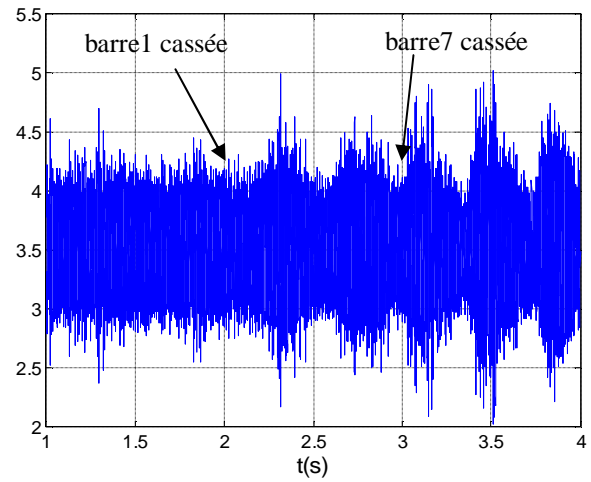
à $t=0.8s$ une charge de $3.5N.m$ est appliquée.

A l'instant $t=2s$ une première barre est rompue, la barre 7 est rompue à l'instant $t=3s$.

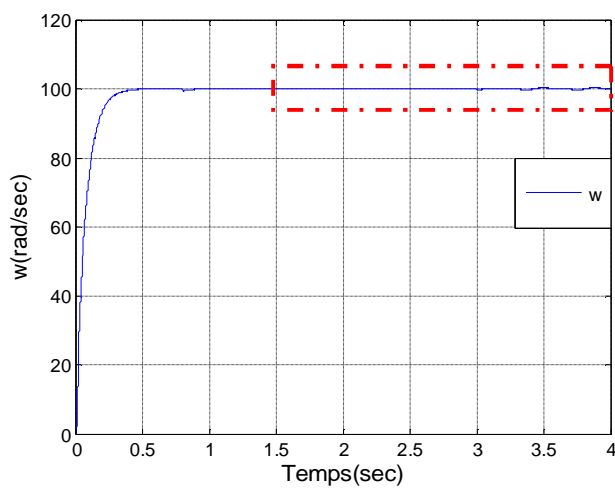
a) Couple électromagnétique



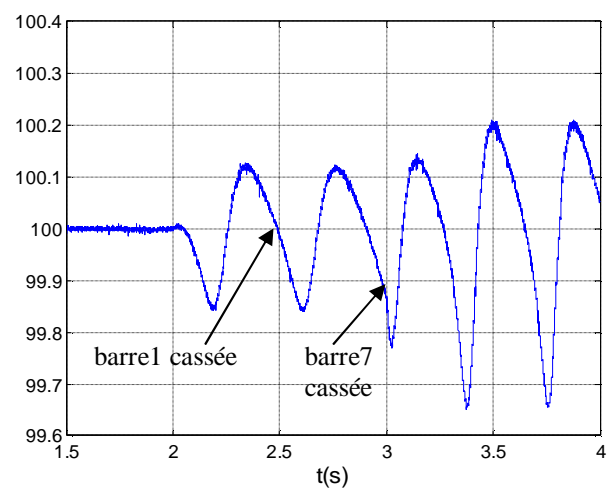
Agrandissement Ce



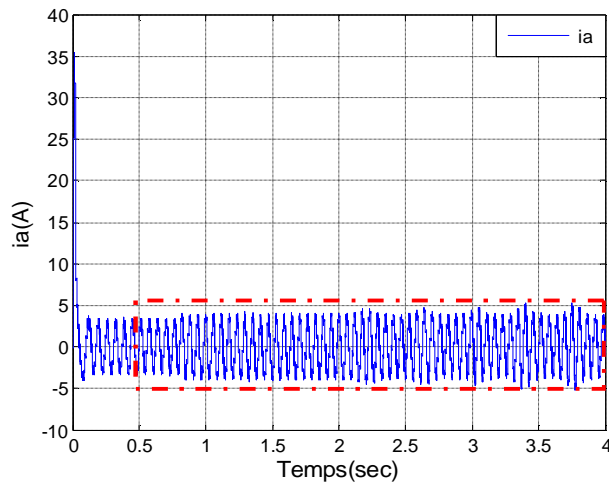
b) Vitesse de rotation



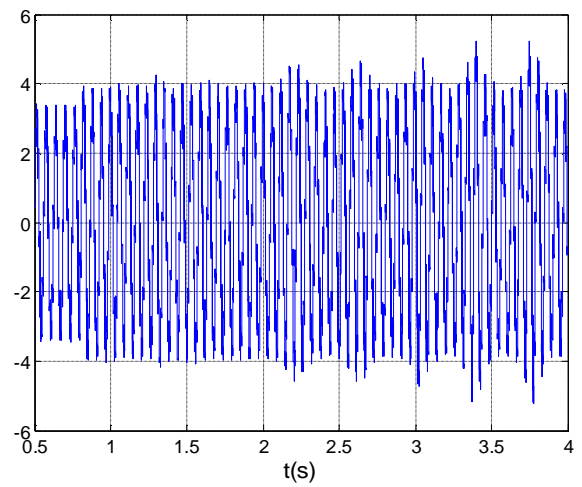
Agrandissement du vitesse



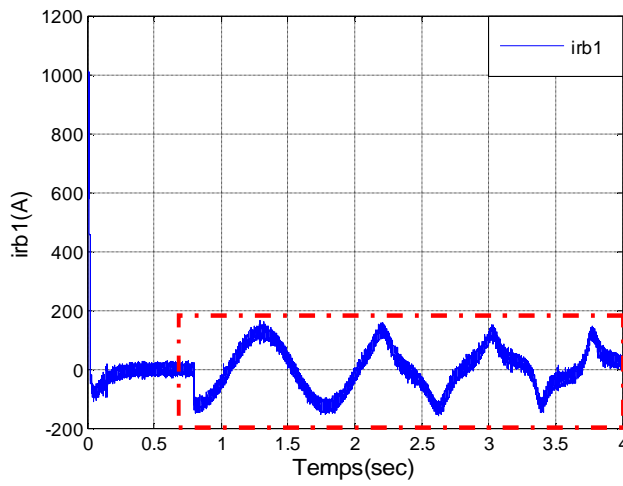
c) Courant statorique



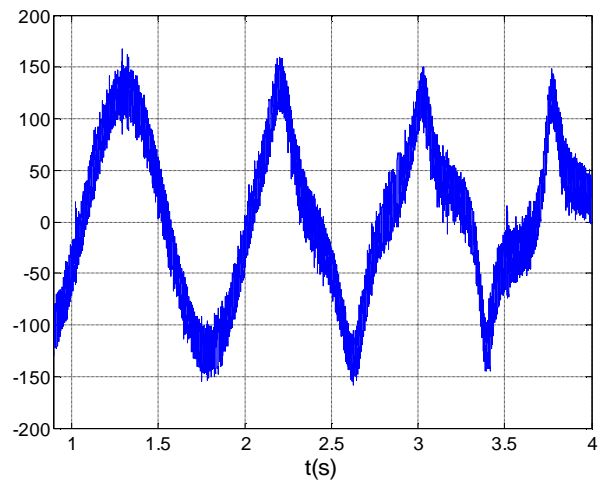
Agrandissement du courant statorique



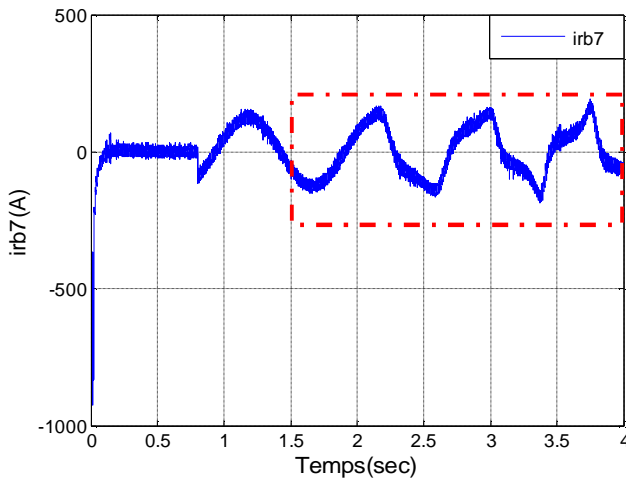
d) Courant dans la barre 1



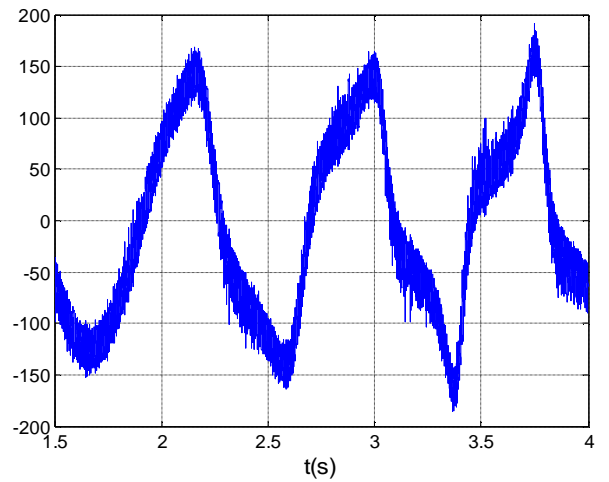
Agrandissement irb 1



e) Courant dans la barre 7



Agrandissement irb 7



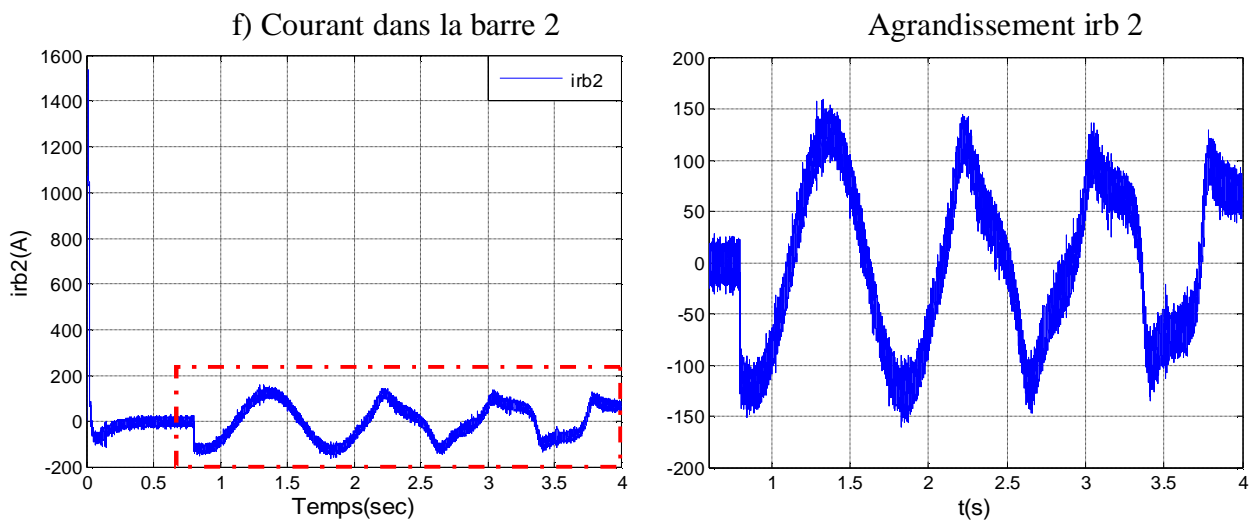


Figure VI.14: Simulation avec le modèle réduit: en charge ($Cr=3.5Nm$), avec rupture de deux barres espacées s à partir de $t=2s$, alimentation de la machine avec onduleur

► Interprétation:

D'après la figure VI.14, et la présence des ondulations sur la réponse de couple et les courants on constate que, la présence d'une barre rompue crée des oscillations dans le couple et dans la vitesse, ainsi qu'une modulation de l'enveloppe du courant statorique. Les amplitudes des oscillations et modulations augmentent avec le nombre de barres cassées.

IV.4 Conclusion

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

Nous avons présenté également dans ce chapitre la commande vectorielle indirecte.

On conclut que la commande vectorielle est un outil de contrôle intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle à courant continu. Dans la conception du contrôle de ce type, il est important de choisir le modèle d'action convenable associé au choix du référentiel.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

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

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

Au début de ce travail, nous avons rappelé les différents défauts qui peuvent affectés le bon fonctionnement de la machine asynchrone; Les méthodes du diagnostic et les approches utilisés pour la modélisation sont aussi montrés.

Afin de représenter le comportement de la machine, lors d'un fonctionnement normal (sans défaut) et dégradé (avec défaut), nous avons développé un modèle mathématique multi-enroulements pour la cage rotorique. Ensuite, nous avons construit un programme de simulation à l'aide du MATLAB 5.8. Ceci, nous a permis de visualiser le courant statorique, le couple, la vitesse et les courants dans les barres rotoriques, en considérant les différentes conditions de fonctionnement de la machine (sans et avec défaut).

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

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

Dans le dernier chapitre nous avons appliqué une commande de type proportionnel intégral (PI) à l'état sain et en présence de défauts rotoriques (rupture de barres). Ce type de commande a montre plusieurs avantages tels que la robustesse de la commande faible temps de réponse.

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

Annexe 1

Paramètres du moteur utilisés

$$R_r = 6.3 \Omega$$

$$R_s = 7.828 \Omega$$

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

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

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

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

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

$$N_r = 16$$

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

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

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

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

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

$$P = 1$$

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

Les coefficients des différents régulateurs

Régulateurs (PI) des courants

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

$$K_p = K_q = k_d = 34$$

$$K_i = 0.2869$$

Bibliographie

- [ABE 99] **ABED .A BAGHLI, L HUBERT.R, REZZOUK .A**, "Modelling Induction Motors for Diagnostic Purposes", Université Henri Poincaré Nancy, EPE 99 Lausanne
- [ACH 05] **ACHOUR. Abdelmalak**. "Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone", mémoire de fin d'étude du diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila 2005.
- [ACH 08] **ACHOUR. Tahar**, "Diagnostic de défauts électriques et mécaniques de la machine asynchrone à simple cage d'écurueil : Etude expérimentale", Thèse de magister. Ecole Nationale Polytechnique Département de Génie Electrique, 2008.
- [BAG 99] **BAGHLI. L**, " Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisations de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", thèse de doctorat Université Henri Poincaré Nancy, 1999.
- [BEN 05] **BENCHABANE. Fateh**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", thèse de Magister, Université Mohamed Khider de Biskra, 2005.
- [BOU 01] **BOUMEGOURA. Tarek**, "Recherche de Signale électromagnétique des défauts dans une machines asynchrones et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic", thèse de doctorat Ecole centrale de Lyon France, 2001.
- [BUC 01] **BUCHÉ. Gabriel**, "commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel matlab/simulink", mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur, centre régional associé de grenoble (C.U.E.F.A.), 2001.
- [CAS 03] **CASIMIR. R**, "Diagnostic des défauts, des machines asynchrones par reconnaissance des Formes", thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2003.
- [KOU 06] **KOUCHIH. D**, "Détection et localisation de défauts de la machine asynchrone : approche par observateurs". Thèse de magister. Centre universitaire de Médéa. 2006.
- [OND 06] **ONDEL. Olivier**, "Diagnostic par reconnaissance des formes : Application a un ensemble convertisseur-machine asynchrone". Thèse de doctorat. Ecole centrale de Lyon. 2006.
- [RAZ 02] **RAZIK . H**, "Le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance" ,GREEN.UHP Faculté des sciences Vandoeuvre, Nancy Notes de cours ,2002.
- [RAZ 03] **RAZIK . H**, Gaétan D, "Noter de cours sur le diagnostic de la machine asynchrones "Université Henri Poincaré Nancy1, Noter de cours I.U.F.M de Lorraine 7janvier2003.
- [SAA 05] **BELHAMDI. Saâd**, "Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone" thèse de Magister, Université Mohamed Khider de Biskra, 2005.

- [SAH 03] **SAHROUI. M**, "Contribution au Diagnostic d'une Machine Asynchrone Triphasée à Cage" thèse de Magister, Université Mohamed Khider de Biskra, 2005.
- [SAH 04] **SAHROUI. M, S.E ZOUZOU, A. MENACER, A. ABOUBOU ET A .DERGHAL**, "Diagnostic des Défauts dans les moteurs asynchrones triphases à cage" Université Mohamed Khider Biskra courrier du Savoir Biskra 2004.
- [YAH 07] **YAHIAOUI. Omar, LABZA Tahar**, "Etude et simulation d'association onduleur de tension-moteur asynchrone et réglage par mode glissant", mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila 2007.

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

OPTION: COMMANDE ELECTRIQUE

Année Universitaire: 2009/2010

Proposé et dirigé par : Monsieur : Saâd BELHAMDI

Présenté par: DEGHNOUCHE Imad-Eddine

HELLALI Lallouani

MOUSSA Oussama

Thème :

**COMMANDE PAR "PI" D'UNE MACHINE ASYNCHRONE
AVEC CASSURE DES BARRES ROTORIQUES**

Résumé :

Les progrès réalisés en matière d'électronique de puissance de circuits de commande en automatique ont contribué à l'utilisation grandissante des machines asynchrones dans les systèmes d'entraînements électriques. Le recours aux machines asynchrones est lié surtout à leur robustesse, leur puissance massique et leur faible 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 vectorielle utilisant les régulateurs PI en tenant compte de la présence d'un défaut rotorique.

Mot clés :

Moteur asynchrone, Commande par PI, Défaut rotorique, Diagnostic, Modèle multi enroulements, Modèle réduit.