

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



Mémoire de Fin d'Études

Présenté à

L'Université d'Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Machines Electriques

Présenté par

DIDI Mohammed, MESBAHI Oussama et ADAIKA Souhaib

Thème

**Diagnostic des défauts rotoriques de la machine
asynchrone par utilisation du module de Park**

Soutenu le 16/6/2021. Devant le jury composé de :

Dr. SERHOUD Hicham

Maitre de conférences A

Président

Dr. HALEM Noura

Maitre de conférences A

Rapporteur

Dr. BESSOUS Noureddine

Maitre de conférences A

Examineur

Année Universitaire 2020/2021

DEDICACES

*Avec beaucoup d'affection, nous dédions cet humble
travail de fin d'études*

*A nos parents qui ont fait de nous ce que nous
sommes aujourd'hui*

A nos amis et à tous nos proches

Et aux honorables professeurs

Merci à tous

Mohamed . Oussama , Souhaib

Remerciements

Nous exprimons nos sincères remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

*Particulièrement à notre encadreur, Dr: **Halem Noura***

Nous tenons également à remercier tous les enseignants pour leurs conseils et leurs aides

Merci pour tout le monde

الملخص

من أجل تجنب الفشل بسبب أعطاب الدوار في المحرك اللامتزامن ، يجب استخدام طرق التشخيص التي تسمح باكتشافها المبكر. لتحقيق هذا الهدف ، يجب أن نمر بخطوات النمذجة التي تقربنا قدر الإمكان من الظواهر التي تظهر خلال هذه العيوب. أتاح استخدام النموذج الكلاسيكي اكتشاف عطب الدوار بفضل متوسط قيم تيار الجزء الثابت والسرعة. ومع ذلك، يمكن أن تأتي هذه النتائج أيضاً من الحملية الزائدة. من ناحية أخرى ، أعطى النموذج المصغر الناتج عن نموذج متعدد اللفات نتائج تتفق مع تلك الموجودة في المراجع. أيضاً، فإن استخدام الوحدة النمطية للتيارات ثنائية الطور I_{qs} و I_{ds} كمعيار للكشف عن عطب الدوار قد أعطى نتائج مرضية.

الكلمات المفتاحية : ماكنة لا متزامنة، عطب الدوار، تشخيص، متعدد اللفات، نموذج مختصر، تحليل طيفي

Résumé

Afin d'éviter les pannes dues aux défauts rotorique du moteur asynchrone, il faut utiliser des méthodes de diagnostic qui permettent leurs détections de manière précoce. Pour arriver à ce but, il faut passer par des étapes de modélisation qui nous rapprochent le plus possible des phénomènes qui apparaissent lors de ces défauts. L'utilisation du modèle réduit classique a permis la détection du défaut rotorique grâce aux valeurs moyenne du courant statorique et de la vitesse. Cependant ces résultats peuvent provenir aussi d'une surcharge. Par contre le modèle réduit qui découle du modèle multi enroulements a donné des résultats qui concordent avec ceux de la littérature. Aussi l'utilisation du module des courants biphasés I_{ds} et I_{qs} comme critère de détection du défaut rotorique a donné satisfaction.

Mots clés : machine asynchrone, défaut rotorique, diagnostic, multi-enroulements, modèle réduit, analyse spectral.

Abstract

In order to avoid the breakdowns due to the rotor defects of the asynchronous motor, it is necessary to use methods of diagnosis which allow their detections in an early way. To arrive at this goal, it is necessary to pass by stages of modeling who as much as possible bring us closer to the phenomena that appear at the time of these defects. The use of the traditional small-scale model allowed the detection of the rotor defect thanks to the values average of the stator current and speed. However these results can also come from an overload. On the other hand the small-scale model which rises from the model multi windings gave results which agree with those of the literature. Also the use of the module of two-phase currents I_{ds} and I_{qs} as criterion of detection of the rotor defect gave satisfaction.

Key words : asynchronous machine, rotor default, diagnosis, multi- windings, reduced model, spectral analysis.

Sommaire

Sommaire	I
Liste des figures	III
Liste des symboles et abréviation	xii

Introduction générale	1
------------------------------	----------

Chapitre 1 : *ETAT DE L'ART*

1.1 Introduction	2
1.2 Construction de la machine asynchrone triphasée à cage	2
1.2.1 Le stator	2
1.2.2 Le rotor	3
1.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage	4
1.3.1 Vitesse de glissement	5
1.4 Types de défauts dans la machine asynchrone triphasée à cage (Défauts statoriques, défauts rotoriques,)	5
1.4.1 Les défauts statoriques	5
1.4.2 Les défauts rotoriques	6
1.5 Causes de défauts	6
1.6 Conséquences de défauts	6
1.7 Méthodes de diagnostic de défauts	6
1.7.1 Méthodes Internes	7
1.7.2 Méthodes Externes	8
1.7.3 Méthodes Inductives	9
1.7.4 Méthodes Déductives	9
1.8 Conclusion	9

Chapitre 2 : *MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE*

2.1 Introduction	11
2.2 Modèle réduit classique	12

2.3	Introduction	12
2.4	Caractéristiques générales	12
2.5	Description	13
2.6	Equations de la machine asynchrone triphasée	14
2.6.1	Equations électriques	14
2.6.2	Equations magnétiques	15
2.7	Equations de la machine biphasée équivalente	15
2.7.1	Transformation de Park	15
2.7.2	Equations électriques et magnétiques	16
2.7.3	Equation mécanique	19
2.8	Définition des différents référentiels	20
2.9	Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension	21
2.10	Résultats de simulation	33
2.11	Conclusion	40
Chapitre 3 : <i>SIMULATION DU MODÈLE RÉDUIT ISSU DU MODÈLE MULTI ENROULEMENTS ET RÉSULTATS</i>		
3.1	Introduction	41
3.2	Présentation du modèle réduit issu du modèle multi enroulements	41
3.2.1	Introduction	41
3.2.2.	Transformation de Clarke généralisée	41
3.2.3	Modèle réduit	42
3.3	Simulation et résultats	44
3.4	Conclusion	53
Introduction générale		54
Références		55

Listes des figures

Chapitre 1 :

Fig. 1.1 : La machine asynchrone	2
Fig. 1.2 : Stator en cours de bobinage	3
Fig. 1.3 : Stator (vue d'ensemble)	3
Fig. 1.4 : Rotor à barres d'aluminium	4
Fig. 1.5 : Rotor à barres de cuivre	4
Fig. 1.6 : Rotor à cage d'écureuil (vue d'ensemble)	4
Fig. 1.7 : Cage d'écureuil en aluminium	4
Fig.1.8 Principe général de diagnostic à base de modèle	7
Fig.1.9 Principe de la surveillance par analyse spectrale	9

Chapitre 2 :

Fig.2.1 : Représentation schématique d'une machine Asynchrone	13
Fig 2.2 interprétation physique de la transformation de Park normalisée	18
Fig 2.3 Machine asynchrone, modèle réduit classique	34
Fig 2.4 Tensions d'alimentations biphasées, repère de Park	35
Fig 2.5 Courants statoriques biphasés, repère de Park, fréquence	35
Fig 2.6 Courant rotorique, fréquence	35
Figure 2.7 Courant statorique, fréquence 50 Hz	36
Fig 2.8 Vitesse de rotation angulaire	36
Fig 2.9 Couple électromagnétique	36
Fig 2.10 Spectre de ias, état sain	37
Fig 2.11 Courant statorique, état de défaut, $R_r' = 1.367 \Omega$	37
Fig 2.12 Courant statorique, état de défaut, $R_r' = 1.567 \Omega$	38
Fig 2.13 Courant statorique, état de défaut, $R_r' = 1.767 \Omega$	38
Fig 2.14 Courant statorique, état de défaut, $R_r' = 1.967 \Omega$	38
Figure 2.15 spectre du courant statorique ias, état de défaut, mi-charge	39

Chapitre 3 :

Fig 3.1 Schéma de simulation	45
------------------------------	----

Fig 3.2 courants ids et iqs en quadrature, état sain	45
Fig 3.3 Module du courant statorique, état sain	46
Fig 3.4 Carré du courant statorique, état sain	46
Fig 3.5 Courant statorique, état sain	46
Fig 3.6 Couples électromagnétiques et résistant, état sain	47
Fig 3.7 Vitesse de rotation, état sain	47
Fig 3.8 Courants ids et iqs montrant ensemble l'état sain et l'état de défaut	48
Fig 3.9 Module des courants ids et iqs exposant ensemble l'état sain et l'état de défaut	48
Fig 3.10 Carré du courants ids montrant ensemble l'état sain et l'état de défaut	48
à partir de 2.4s les ondes diffèrent des premières	
Fig 3.11 Courant ias statorique dévoilant la partie saine et la partie en défaut	49
Les ondulations débutent à l'instant 2.4 s	
Fig 3.12 Couples électromagnétique et résistant les ondulations apparaissent	49
à l'instant de l'instauration du défaut	
Fig 3.13 Vitesse de rotation, les ondulations apparaissent	49
à l'instant de l'instauration du défaut	
Fig 3.14 Courant statorique, l'enveloppe est ondulée, état de défaut	51
Fig 3.15 Modules des courants des états sain et en défaut,	51
le module ondulé de défaut entoure le module sain	
Fig 3.16 Carré des courants des états sain et en défaut, le signal rouge de défaut a	52
des ondes déformées par rapport au bleu et une fréquence plus élevée	
Fig 3.17 Spectre du courant statorique, échelle linéaire, état de défaut	52
Fig 3.18 Spectre du courant statorique, échelle en db, état de défaut	53

Liste des symboles

Chapitre 1 :

n_r : Vitesse de rotation du rotor [tr/min],

n_s : Vitesse de rotation de synchronisme [tr/min],

Ω_r : Vitesse angulaire réelle de la machine [rd/s],

Ω_s : Vitesse de synchronisme [rd/s],

f_s : La fréquence ,

f.e.m : Électromotrices ,

ω_s : La pulsation

Chapitre 2 :

ω_r : La vitesse angulaire

L_{as} : Inductance propre d'une phase du stator.

M_{as} : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.

L_{ar} : Inductance propre d'une phase du rotor.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

M_{ar} : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

x : ce sont des variables statoriques ou rotoriques : tension, courant ou flux.

o : indice de l'axe homopolaire.

$L_s = L_{as} - M_{as}$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M_{sr} = M_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

ω_{dq} : Vitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au stator.

ω_r : Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator.

$\omega_{g\ell} = \omega_{dq} - \omega_r$: Vitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au rotor.

J : Moment d'inertie du système.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement visqueux

C_{em} : Couple électromagnétique.

Chapitre 3 :

$[R_{Rtr}]$: représente la matrice résistance réduite.

$[L_{Rtr}]$: représente la matrice inductance réduite.

Introduction générale

Introduction générale

Aujourd'hui, la dominance de la machine asynchrone dans presque tous les domaines industriels est évidente. Car celle-ci est simple à construire, elle est robuste, son coût d'achat est abordable, son utilisation est facile et elle nécessite un minimum d'entretien. Tous ces facteurs lui ont permis de prendre une place prépondérante dans le marché industriel. Cependant aussi robuste quelle soit, elle n'échappe pas à des défaillances croissantes qui risquent après un certain temps de l'endommager partiellement ou la mener à l'arrêt totale. Afin d'éviter ces situations indésirables, des méthodes de détection et de diagnostic ont pris naissance. Ces méthodes ont pour but la détection des défauts dès leur naissance. Dans notre travail nous allons utiliser le module des courants biphasés i_{ds} et i_{qs} calculés à partir des modèles réduits classiques et un autre plus performant afin de déceler les défauts de cassure de barres rotoriques. Pour cet objectif le mémoire est divisé en trois chapitres.

Le premier chapitre est l'état de l'art dans lequel nous rappelons les principaux défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone à cage ainsi que leurs origines. Ensuite nous présenterons les différentes techniques de détection et de diagnostic des machines asynchrones.

Dans le deuxième le modèle réduit a été étudié en proposant quatre modèles provenant de quatre vecteurs d'états. Les résultats sont satisfaisants pour l'état sain mais pour l'état de défaut, les résultats obtenus peuvent exprimer le défaut seulement il peut y avoir confusion de leur provenance.

Le chapitre trois décrit de manière brève le modèle réduit qui découle du modèle multi enroulement. Les résultats obtenus sont très satisfaisants et sont conformes à ceux de la littérature.

Enfin le mémoire est clôturé par une conclusion générale.

Chapitre 1

Etat de l'art

ETAT DE L'ART

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Après avoir rappelé les éléments de constitution de cette machine, nous effectuons une analyse des différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux. Nous présentons ensuite divers outils issus des techniques de traitement du signal pouvant être utilisés pour la détection d'un défaut électrique et/ou mécanique. Pour finir, nous discutons des méthodes de diagnostic actuellement appliquées à la machine asynchrone en précisant leurs avantages et leurs inconvénients.

1.2 Construction de la machine asynchrone triphasée à cage

La machine asynchrone (figure 1.1) comporte un stator muni d'un enroulement triphasé et d'un rotor portant un enroulement triphasé ou une cage. C'est un transformateur à champ tournant dont le primaire est le stator et dont le secondaire, mis en court-circuit et libre de tourner [1].

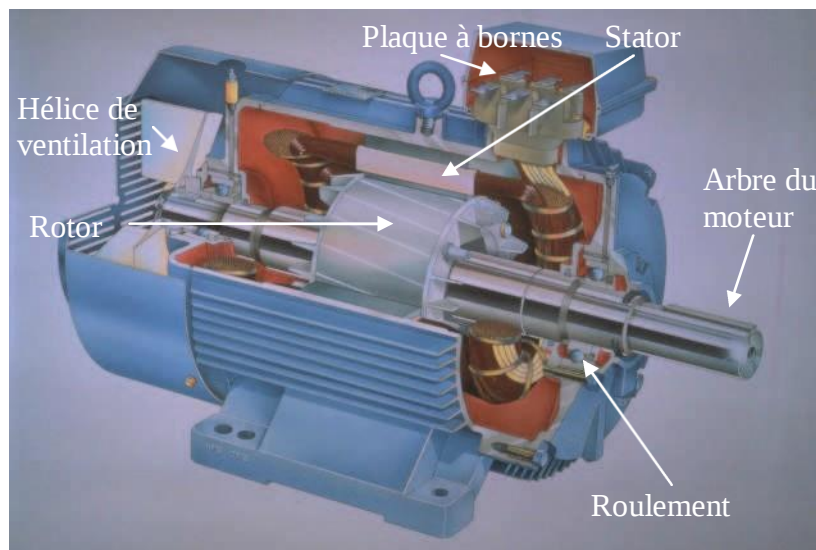


Figure 1.1 : La machine asynchrone

1.2.1 Le stator

Il est constitué d'une couronne de tôles minces (0,35 mm) empilées, caractérisées par des pertes allant de 1,6 à 2,3 W/kg à 50 Hz. Cette couronne est serrée dans une carcasse. Débouchant à l'intérieur de l'anneau ainsi formé, des encoches contiennent un enroulement triphasé. Cet enroulement peut être bipolaire, tétra polaire, etc. (Figures 1.2 et 1.3). Les entrées et les sorties des trois phases aboutissent à une plaque à bornes [1].

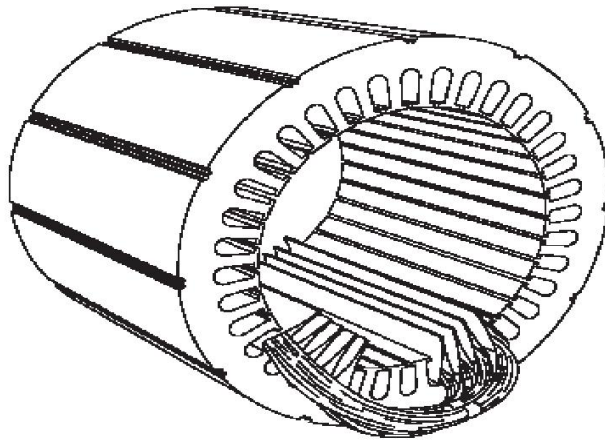


Figure 1.2 : Stator en cours de bobinage

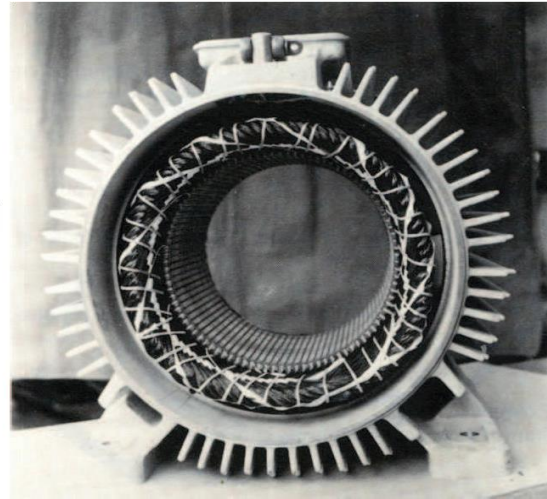


Figure 1.3 : Stator (vue d'ensemble)

1.2.2 Le rotor

Nous n'étudions ici que les machines dites à cage d'écureuil. Les rotors à cage d'écureuil des machines asynchrones sont constitués par un cylindre en disques de tôles empilées, percées de trous sur la périphérie pour former des encoches. Ces encoches, fermées ou semi fermées, sont destinées à recevoir les barres rotoriques en cuivre nu ou en aluminium coulé sous pression à une température voisine de 735°C.

Les cages en cuivre sont faites avec des barres d'égale longueur, enfilées dans les encoches et rivées ou brasées sur deux anneaux en cuivre, disposés de part et d'autre du rotor. La brasure au cuivre est faite au chalumeau, par soudure à l'arc électrique ou par chauffage inductif.

Les rotors à cage d'écureuil en aluminium se généralisent de plus en plus. La coulée d'aluminium produit non seulement le remplissage des encoches, mais elle forme également les deux anneaux du rotor qui court-circuitent toutes les barres. La cage est souvent dotée d'ailettes de ventilation.

La construction de la cage en barres est actuellement réservée aux moteurs de grande puissance (Figures 1.4 et 1.5). Les moteurs de petites et moyennes puissances ont des cages en aluminium (Figures 1.6 et 1.7) (puissance inférieure à 20kW).

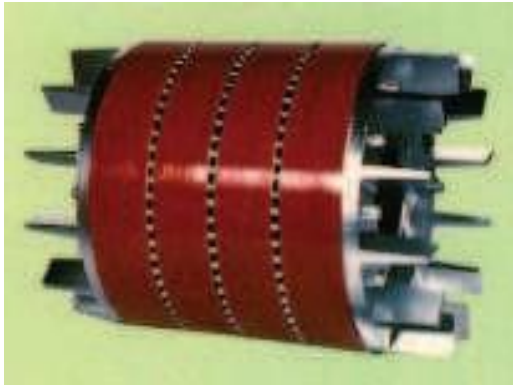


Figure 1.4 : Rotor à barres d'aluminium



Figure 1.5 : Rotor à barres de cuivre

(Photos Louis Lavallée – DELSTAR)

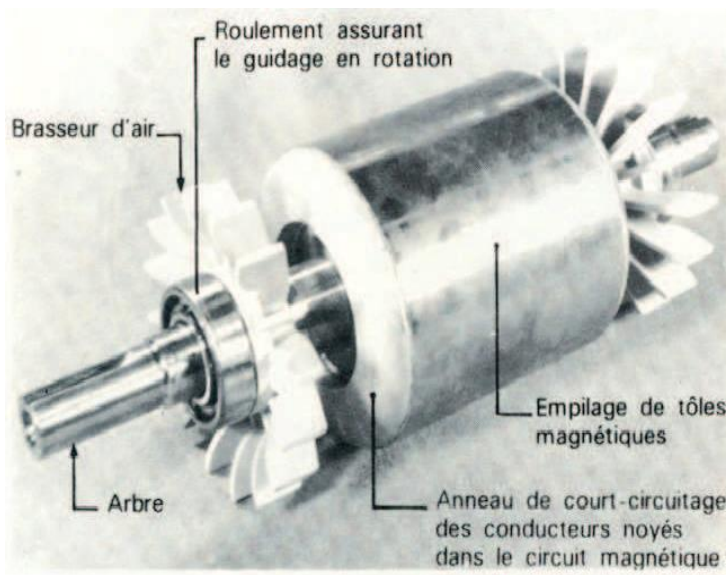


Figure 1.6 : Rotor à cage d'écureuil (vue d'ensemble)

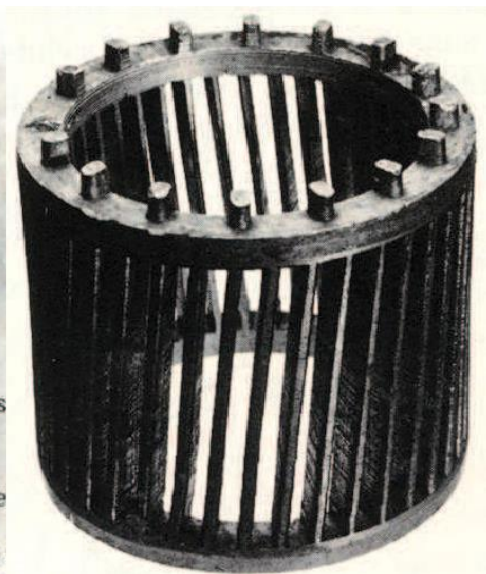


Figure 1.7 : Cage d'écureuil en aluminium

Le stator et le rotor sont séparés par un entrefer très faible, de l'ordre de (0,2 à 3 mm suivant la puissance) [1].

1.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois d'induction : la machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (le rotor) est en court-circuit .

Les courants statoriques, de fréquence f_s ou de pulsation, et les courants de pulsation ω_s , créent un flux tournant à la vitesse synchrone. Ce flux balayant le bobinage rotorique en court-circuit y induit des forces électromotrices (*f.e.m*), qui produisent des courants, c'est l'action du flux tournant sur les courants qu'il a lui-même induit qui crée le couple [2].

1.3.1 Vitesse de glissement

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse n_r tours par minute, soit Ω_r radians par seconde. La force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme n_s tours par minute.

La vitesse Ω_r est généralement inférieure à Ω_s on définit le glissement g ou la variation relatives des vitesses par la formule suivante :

$$g = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (1.1)$$

n_r : vitesse de rotation du rotor [tr/min],

n_s : vitesse de rotation de synchronisme [tr/min],

Ω_r : vitesse angulaire réelle de la machine [rd/s],

Ω_s : vitesse de synchronisme [rd/s],

Si la vitesse Ω_r du rotor est égale à la vitesse Ω_s du champ tournant statorique alors, le rotor est fixe par rapport au champ statorique. Dans ce cas, il n'y a pas de mouvement relatif par rapport au rotor ($g=0$), les forces électromotrices induites et les courants rotoriques dans les bobinages du rotor sont nuls ainsi que leur pulsation ou par conséquent leur fréquence.

La vitesse du rotor est nulle (rotor bloqué, $g=1$) alors, le moteur se comporte dans ce cas comme un simple transformateur triphasé ayant un secondaire en court-circuit.

Dans le cas où $0 < g < 1$, le champ statorique induit dans les conducteurs du rotor des forces électromotrices et des courants de pulsation $g \cdot \omega_s$. L'interaction entre le champ d'induction,

qui se déplace à la vitesse $\frac{g \cdot \omega_s}{p}$ par rapport au rotor [2].

1.4 Types de défauts dans la machine asynchrone triphasée à cage

1.4.1 Les défauts statoriques

Les courts circuits entre spires ou bobines sont les défauts les plus nuisibles et les plus rencontrés au niveau du stator. Ils proviennent souvent d'une dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Cette dégradation est due principalement à un échauffement anormal dans le bobinage. Le courant, dans les spires court-circuitées, atteint des valeurs énormes et l'augmentation de la température qui en suit entraîne la destruction de tous les isolants et par conséquent la défaillance complète de la machine [3].

1.4.2 Les défauts rotoriques

Les cassures de barres et de portion d'anneaux des cages sont très fréquentes, la détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue de fonctionner. Ces défauts ont par ailleurs un effet cumulatif. Le courant que conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine. Elles provoquent aussi une dissymétrie de répartition de courants au rotor et conduisent à de fortes oscillations dans le couple et la vitesse. Ceci va générer des vibrations et l'application de défauts mécaniques [3].

1.5 Causes de défauts

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes [4]:

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation, survolage 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, défectuosité des composants, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine.

1.6 Conséquences de défauts

Les défauts qui surviennent sur les machines asynchrones conduisent à de multiples problèmes qui affectent la rentabilité de l'installation globale, et qui peuvent aller jusqu'à l'arrêt total. On cite parmi les conséquences des défauts [5] :

- Fluctuations au niveau du couple et de la vitesse
- Appel supplémentaire de courant
- Déséquilibre au niveau de la tension et du courant de ligne.
- Augmentations des arrêts non programmés, des pertes de production, et par conséquent, du rendement global.

1.7 Méthodes de diagnostic de défauts

L'apparition d'un défaut au niveau de l'entraînement modifie le fonctionnement de ce dernier, ce qui affecte ses performances. Etant donnée la diversité de ces défauts et la

complexité des relations cause à effet, de nombreuses méthodes, permettent de réaliser une démarche de diagnostic et de prévenir au mieux la dégradation du système surveillé, ont été développées. Dans cette partie, nous allons faire une présentation des différentes méthodes de détection ainsi que des signatures qui en découlent. Ces méthodes sont classées en deux grandes familles, analytique ou heuristique, en fonction de la forme prise par la connaissance du comportement du système. La distinction est donc faite entre, les méthodes qui effectuent l'analyse des signaux d'acquisitions sans connaissance a priori, et celles qui nécessitent la formulation d'un modèle mathématique [2].

1.7.1 Méthodes Internes

Ces méthodes sont issues principalement de l'automatique et supposent une connaissance a priori du système. Elles s'appuient sur le suivi d'évolution des paramètres caractéristiques du système étudié ou sur la différence entre le modèle et le processus. Une comparaison entre les paramètres mesurés ou calculés et ceux associés à un mode de fonctionnement normal (sain) nous renseigne sur la présence éventuelle de défaut. Nous pouvons citer trois approches qui peuvent être utilisées pour diagnostiquer les défauts à partir des modèles paramétriques.

- La surveillance par les observateurs.
- La surveillance par la méthode des résidus.
- La surveillance par estimation paramétrique.

Le principe général de ces méthodes est illustré par la figure 1.8.

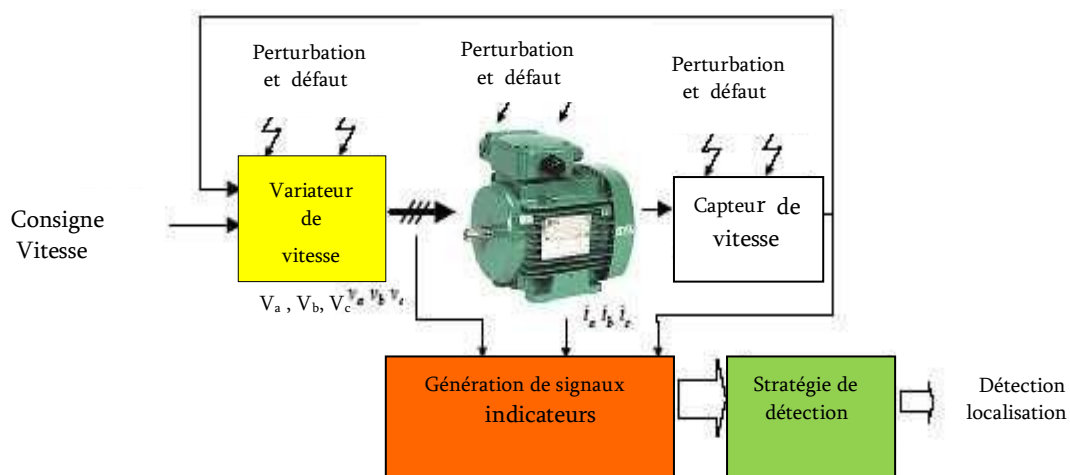


Figure 1.8 : Principe général de diagnostic à base de modèle

Les observateurs sont généralement utilisés dans la synthèse des lois de commande des machines à induction. Ils sont choisis et calculés en fonction du critère de stabilité et de performances. Un défaut se traduisant par la rupture des hypothèses d'équilibre du modèle, il peut se révéler dans la rupture des grandeurs observées par rapport aux grandeurs

mesurées, la comparaison de la sortie réelle avec la sortie observée peut donc fournir des informations exploitables pour la détection et la localisation des défauts.

Comme pour les observateurs, la méthode des résidus consiste à analyser les résidus générés à partir d'un modèle proche du système à surveiller. Ce modèle est de manière générale constitué d'un ensemble de relations de contraintes dynamiques liant deux types de variables : des variables inconnues (variables internes, perturbation, entrée inconnue) et variables connues (consigne, variables mesurées). Les résidus sont théoriquement nuls en fonctionnement normal et différents de zéro lorsqu'une défaillance survient.

Concernant la détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, Il s'agit de détecter un écart entre l'évolution des paramètres physiques au cours de fonctionnement sain et celle suivie par le système en présence des défauts. Elle se base alors sur un algorithme d'optimisation de l'erreur entre les paramètres du modèle et ceux de système étudié. Les paramètres peuvent aussi être identifiés en cours de fonctionnement à l'aide d'observateurs étendus. Le plus couramment utilisé est le filtre de Kalman. En tant qu'un algorithme d'identification en temps réel, le filtre de Kalman étendu délivre un modèle adaptatif, capable de prendre en compte les évolutions normales des paramètres de la machine telles que la variation des résistances (en fonction de la température) ou encore la variation des inductances (en fonction du niveau de saturation). Le point essentiel dans l'efficacité de cette méthode est le choix du modèle de connaissance correspondant au type de défaut que l'on voudra détecter [2].

1.7.2 Méthodes Externes

Ces méthodes se basent sur l'analyse spectrale des signaux ou des mesures que fournit la machine lors de son fonctionnement telle que les courants, le couple estimé et les flux. Le principe de ces méthodes repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain et défaillant du procédé. La première étape est basée sur la connaissance du système sain (par mesure ou par modèles numériques). La deuxième étape consiste ensuite en une création "artificielle" de défaut (à nouveau par modèle numérique).

La signature du défaut, c'est à-dire sa répercussion sur certaines grandeurs, est alors identifiée. Une observation est ensuite réalisée sur un convertisseur réel. Une analyse est portée sur les grandeurs (approche traitement du signal) consistant en la reconnaissance de signatures de défauts déjà connues. Nous nous intéressons aux méthodes reposant sur l'analyse fréquentielle par mesure des grandeurs suivantes :

- La surveillance des vibrations avec des capteurs de vibrations (accéléromètres...)
- La surveillance du couple électromagnétique.

- La surveillance du flux.
- L'analyse du courant de phase avec la méthode MCSA (Motor Current Signature Analysis) parce que les machines sont généralement équipées d'un capteur de courant.

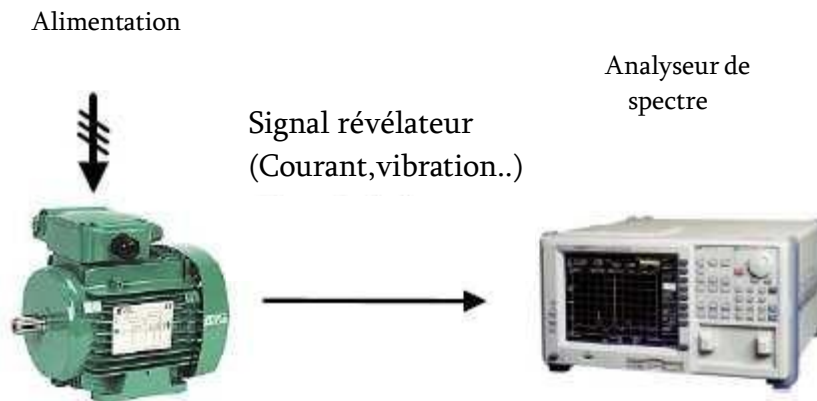


Figure 1.9 : Principe de la surveillance par analyse spectrale

Les grandeurs mesurées sont analysées du point de vue spectrale. En effet, en ce qui concerne la détection de la présence d'un défaut dans la machine asynchrone, les méthodes de diagnostic sont classiquement basées sur l'analyse fréquentielle des signaux en utilisant une transformée de Fourier. En effet, une comparaison de l'amplitude des composantes signataires de défaut avec un seuil de référence (seuil calculé lorsque la machine est saine) est utilisée pour détecter la présence d'une anomalie [2].

1.7.3 Méthodes Inductives

Ces 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 [6].

1.7.4 Méthodes Déductives

Le raisonnement en arrière est la principale caractéristique de ces méthodes. A partir d'une connaissance a priori du défaut, la méthode déductive doit trouver quels sont les effets dans le système. Une vérification des « effets trouvés » par rapport aux « effets possibles » permet de confirmer ou d'infirmer l'existence du défaut, ce qui justifie notre raisonnement [6].

1.8 Conclusion

Ce chapitre a servi à l'exposition des défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone triphasée à cage, leurs causes et leurs signatures, ainsi que les méthodes du diagnostic.

Comme nous avons mentionné précédemment, notre travail est consacré à l'étude et à la détection de défaut d'excentricité d'un moteur asynchrone.

Chapitre 2 :
Modèle réduit de la machine
asynchrone à cage

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE

2.1 Introduction

Le modèle multi enroulement développé par [6] et autres a trouvé une grande utilisation dans le sens qu'il reproduit fidèlement le comportement de la machine asynchrone lorsque celle-ci est en fonctionnement sain ou en défaut. Il a été développé grâce à une approche analytique qui consiste quant à elle à interpréter la machine du point de vue de la théorie des circuits. Un simple modèle de circuits pourrait être utilisé pour représenter chaque enroulement du stator ou chaque barre du rotor ainsi que le champ magnétique qui les lie [15,69,74]. Partant de ce concept et pour pouvoir se concentrer sur la simulation des ruptures de barres, le rotor a été modélisé par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement, où une maille est constituée de deux barres et de deux portions d'anneaux qui les relient. Selon le nombre de barres N_r du moteur, le nombre d'équations qui régit le fonctionnement de la machine est de l'ordre de $N_r + 3$. Les résultats de simulation issus de ce modèle, pris dans plusieurs thèses de doctorat, montrent qu'ils sont proches des résultats expérimentaux montrant les courants de phase, la vitesse et le couple électromagnétique. On observe des ondulations dans les courants des phases, dans la vitesse ainsi que dans le couple identiquement à ceux dans l'expérimental.

Pourtant aussi performant qu'il soit le modèle multi enroulement de dimension $N_r + 3$ se trouve confronté au problème de temps de calcul, certes ce dernier est très inférieur à celui alloué au modèle à base d'éléments finis mais il demeure assez long devant les modèles réduits. Cependant le modèle classique triphasé-biphasé (abc-dq) est simple et néglige un certain nombre de phénomènes entre autre le rotor à cage est considéré comme triphasé et ne reflète pas la réalité. De plus ces modèles décrivent le fonctionnement sain de la machine et sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axe de référence ce qui ne permet pas la distinction entre les défauts venant des cassures de barres ou d'autres incidents [Man 96][Fis 96][Tol 96][TOL 95].

Aussi les résultats obtenus de la simulation de défauts de cassures de barres souffrent dans leur interprétation. Ces résultats ne montrent aucune ondulation dans le courant statorique, par suite ceci confirme le manque de fidélité dans le modèle en ce qui concerne les défauts.

Par suite le modèle réduit qu'on va proposer provient du modèle multi enroulements lui-même et doit pouvoir simuler le moteur sain et avec défaut en tenant compte des ruptures de barres.

2.2 Modèle réduit classique

Afin de pouvoir prouver l'efficacité et la fidélité du modèle réduit découlant du modèle multi enroulement, on est bien obligé de présenter et de simuler un modèle réduit classique.

2.3 Introduction

Le moteur asynchrone est de loin, le moteur le plus utilisé dans toutes les applications industrielles ou domestiques, du fait de sa facilité d'installation, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Il existe plusieurs types de moteurs asynchrones : monophasé, triphasé à cage, triphasé à rotor bobiné [1].

2.4 Caractéristiques générales

Le moteur asynchrone, fréquemment appelé moteur à induction, comporte :

- un enroulement polyphasé inducteur, réparti sur une armature cylindrique et parcouru par un système de courants polyphasés qui engendre un champ tournant.
- un second enroulement polyphasé, placé coaxialement de façon qu'il soit balayé par le champ tournant qui y induit un deuxième système de courants polyphasés.
- De l'action du champ tournant inducteur sur les courants induits (qui créent à leur tour un champ tournant secondaire ayant la même vitesse angulaire que le champ inducteur) naît un couple électromagnétique dont la valeur moyenne n'est, en règle générale, pas nulle. Normalement l'enroulement **inducteur** est fixe (**stator**), l'enroulement **induit** est mobile (**rotor**), sauf dans quelques cas particuliers de fonctionnement où ce dernier enroulement est fermé sur lui-même, les courants induits n'en sortent pas.
- Il résulte, du principe même du moteur asynchrone que le rotor soumis à son seul couple électromagnétique ne peut tourner à une vitesse angulaire égale à celle du champ tournant inducteur (dite **vitesse de synchronisme**) : si, par un artifice quelconque, on le portait à cette vitesse, il ne serait plus balayé par le champ statorique, donc ne serait plus le siège de courants induits, et par suite ne serait plus soumis au couple qui en résulte ; il tendrait à ralentir, jusqu'à ce que les courants induits atteignent une amplitude suffisante pour créer un couple égal, et de signe contraire, au couple mécanique s'opposant à la rotation. Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le **glissement g**, qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme ω_s et sa vitesse réelle ω_r [1].

La modification de la machine asynchrone ne peut se faire que dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices suivantes :

- ❖ la machine est symétrique à entrefer constant.

- ❖ l'effet d'encoche et les effets de dentures sont négligés.
- ❖ l'induction dans l'entrefer a une répartition spatiale sinusoïdale.
- ❖ le circuit magnétique est linéaire, non saturé, ce qui signifie que les flux sont des fonctions linéaires des courants.
- ❖ la densité surfacique des courants dans les conducteurs est uniforme, l'influence de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- ❖ les pertes fer par hystérésis et courant de Foucault sont négligées.

2.5 Description

La machine asynchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure de principe représentée par la figure (2.1) dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation, dans l'hypothèse bipolaire. Il sera toujours possible de passer à une machine 2p-polaire par transformation convenable de l'équation du couple. Les armatures magnétiques du stator et du rotor sont toutes deux cylindriques, donc séparées par un entrefer constant, et munies chacune d'un enroulement triphasé. Nous avons les définitions angulaires suivantes, dans le sens trigonométrique [2].

$$\left\{ \begin{array}{l} (O_{as}, O_d) = \theta_{dq} \\ (O_{bs}, O_d) = \theta_{dq} - \frac{2\pi}{3} \\ (O_{cs}, O_d) = \theta_{dq} - \frac{4\pi}{3} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} (O_{ar}, O_d) = \theta_{s1} \\ (O_{br}, O_d) = \theta_{s1} - \frac{2\pi}{3} \\ (O_{cr}, O_d) = \theta_{s1} - \frac{4\pi}{3} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} (O_d, O_q) = \frac{\pi}{2} \end{array} \right. \quad (2.1)$$

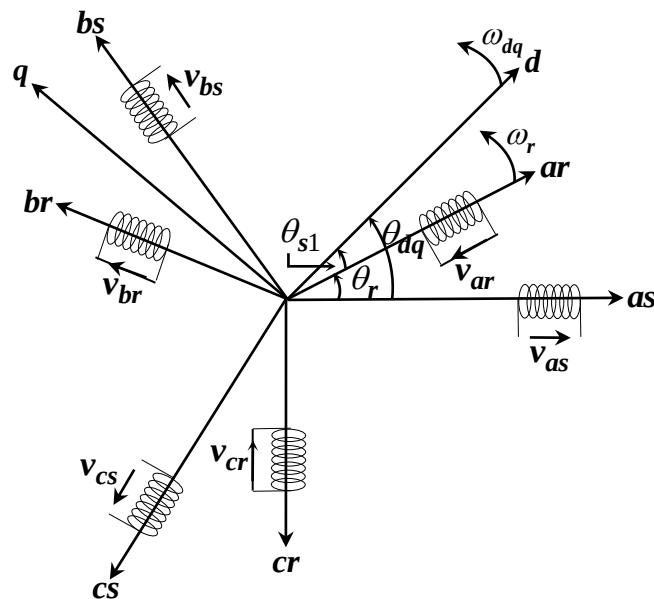


Fig.2.1 : Représentation schématique d'une machine Asynchrone

Les trois enroulements de phase du stator "**as**", "**bs**", "**cs**" sont représentés schématiquement au droit de leurs axes magnétiques respectifs, ainsi que les trois enroulements du rotor "**ar**", "**br**", "**cr**", nous transformons les équations par l'utilisation de deux axes perpendiculaires "**Od**" (polaire ou longitudinal) et "**Oq**" (interpolaire ou transversal), mais la position et le mouvement de l'axe "**Od**" ne sont pas fixés. La vitesse angulaire " ω_r " est obtenue par :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_{dq}}{dt} - \frac{d\theta_{s1}}{dt} \quad (2.2)$$

2.6 Equations de la machine asynchrone triphasée

2.6.1 Equations électriques

Les six enroulements "**as**", "**bs**", "**cs**" et "**ar**", "**br**", "**cr**", figure 2.1 obéissent aux équations électriques suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

sous forme condensée :

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_s] = [R]_s \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = [R]_r \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \text{ où} \\ [V_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T, [I_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T, [\Phi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^T \\ [V_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T, [I_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T, [\Phi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^T \\ [R]_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R]_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.5)$$

2.6.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées dans l'introduction de ce chapitre conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants à partir des notations suivantes :

L_{as} : Inductance propre d'une phase du stator.

M_{as} : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.

L_{ar} : Inductance propre d'une phase du rotor.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

M_{ar} : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix}^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.7 Equations de la machine biphasée équivalente

2.7.1 Transformation de Park

Pour simplifier la représentation des équations électriques (2.3) et (2.4), on introduit la transformation de **Park** normalisée qui est obtenue à l'aide de la matrice **P** suivante ;

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Le coefficient $\sqrt{2/3}$ a été choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété $P^{-1} = P^T$. Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est défini par la transformation

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} X_{dgo} \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

x : ce sont des variables statoriques ou rotoriques : tension, courant ou flux.

o : indice de l'axe homopolaire.

La matrice inverse de la transformation de **Park** normalisée a pour expression :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

d'où les transformations inverses des variables

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} = P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_{dgo} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

La transformation de **Park** normalisée consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes "**d**" et "**q**".

2.7.2 Equations électriques et magnétiques

L'application de la transformation de **Park** normalisée aux différentes grandeurs des équations précédentes donne lieu au calcul suivant :

$$[V_s] = [R]_s \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \text{ on remplace } [V_s], [I_s] \text{ et } [\Phi_s] \text{ on obtient :}$$

$$P^{-1} \cdot [V_{dgo}] = [R]_s \cdot P^{-1} \cdot [I_{dgo}] + \frac{d}{dt} (P^{-1} \cdot [\Phi_{dgo}]) , \text{ on multiplie à gauche par } P \text{ on aura :}$$

$$\begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s \cdot P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_{dqo} \end{bmatrix} + P \cdot \frac{d}{dt} \left(P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix} \right) \quad \text{car } P \cdot \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s \cdot P$$

$$\begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s P \cdot P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_{dqo} \end{bmatrix} + P \cdot P^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix} \right) + P \cdot \frac{d}{dt} (P^{-1}) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix}$$

car $P \cdot P^{-1} = I_d$ matrice identité

$$\begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s \cdot \begin{bmatrix} I_{dqo} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix} \right) + P \cdot \frac{d}{dt} (P^{-1}) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix} \quad \text{il reste à calculer :}$$

$$P(\theta_{dq}) \cdot \frac{d}{dt} (P^{-1}(\theta_{dq})) ?$$

$$\begin{aligned} P(\theta_{dq}) \cdot \frac{d}{dt} (P^{-1}(\theta_{dq})) &= \\ &= \dot{\theta}_{dq} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq}) & \cos\left(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{dq} + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{dq}) & -\sin\left(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{dq} + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{dq}) & -\cos(\theta_{dq}) & 0 \\ -\sin\left(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_{dq} + \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_{dq} + \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \\ &= \dot{\theta}_{dq} \cdot \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\dot{\theta}_{dq} & 0 \\ \dot{\theta}_{dq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

et en posant $\omega_{dq} = \dot{\theta}$ on aura :

$$P(\theta_{dq}) \cdot \frac{d}{dt} (P^{-1}(\theta_{dq})) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq} & 0 \\ \omega_{dq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

puis sous forme non condensée :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_o \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq} & 0 \\ \omega_{dq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

De la même manière, on aboutit aux systèmes suivants où l'on a omis les composantes homopolaires.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq} \\ \omega_{dq} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{gl} \\ \omega_{gl} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

en posant :

$L_s = L_{as} - M_{as}$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M_{sr} = M_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

ω_{dq} : Vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au stator.

ω_r : Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator.

$\omega_{gl} = \omega_{dq} - \omega_r$: Vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

Le changement de variables peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, des enroulements fictifs " ds ", " qs " et " dr ", " qr ", dont les axes magnétiques sont liés aux axes " d " et " q " figure 1.2, mais dont les conducteurs restent liés aux armatures qui les supportent.

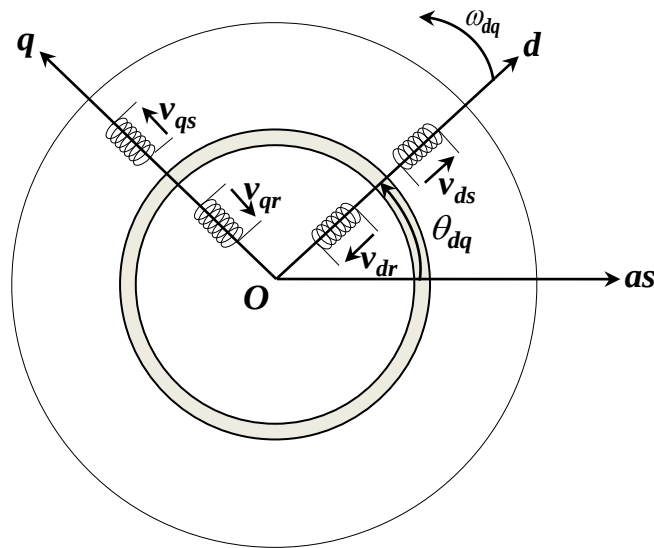


Figure 2.2 interprétation physique de la transformation de **Park** normalisée

Remarque :

Dans les équations électriques précédentes (2.15) à (2.18), nous n'avons pas fait figurer les composantes d'indice "o", qui n'interviennent que dans le cas de dissymétrie de l'alimentation statorique, leurs équations sont :

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{os} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{os} \cdot i_{os} \\ L_{or} \cdot i_{or} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

avec :

$$\begin{cases} L_{os} = L_{as} + 2M_{as} \\ L_{or} = L_{ar} + 2M_{ar} \end{cases} \quad (2.20)$$

2.7.3 Equation mécanique

Dans le cas le plus fréquent, une machine asynchrone fonctionne en moteur, elle est alimentée au stator par une source triphasée, et l'enroulement du rotor est fermé en court-circuit.

Cependant, dans ce paragraphe, nous allons nous placer dans le cas général où les tensions rotoriques aussi bien que statoriques ne sont pas nulles, les relations qui vont suivre sont indépendantes du choix de l'angle θ_{dq} définissant les axes " d " et " q ".

Le stator étant considéré comme générateur, et le rotor comme récepteur, la puissance électrique fournie au milieu extérieur vaut :

$$P_e = v_{as} \cdot i_{as} + v_{bs} \cdot i_{bs} + v_{cs} \cdot i_{cs} - v_{ar} \cdot i_{ar} - v_{br} \cdot i_{br} - v_{cr} \cdot i_{cr} \quad (2.21)$$

qui s'écrit, en appliquant la transformation de Park normalisée :

$$P_e = v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs} + 2 \cdot v_{os} \cdot i_{os} - v_{dr} \cdot i_{dr} - v_{qr} \cdot i_{qr} - 2 \cdot v_{or} \cdot i_{or} \quad (2.22)$$

après

$$\begin{aligned} P_e = & \left[i_{ds} \cdot \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + i_{qs} \cdot \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + 2 \cdot i_{os} \cdot \frac{d\varphi_{os}}{dt} - i_{dr} \cdot \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - i_{qr} \cdot \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - 2 \cdot i_{or} \cdot \frac{d\varphi_{or}}{dt} \right] \\ & + \left[(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \frac{d\theta_{dq}}{dt} + (\varphi_{qr} \cdot i_{dr} - \varphi_{dr} \cdot i_{qr}) \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \right] \\ & + \left[R_s \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + 2 \cdot i_{os}^2) + R_r \cdot (i_{dr}^2 + i_{qr}^2 + 2 \cdot i_{or}^2) \right] \end{aligned} \quad (2.23)$$

Le premier crochet représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée, le deuxième crochet représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à l'intérieur de la machine tandis que le troisième crochet représente les pertes joule. La puissance électromécanique s'écrit donc:

$$(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \left(\frac{d\theta_{dq}}{dt} - \frac{d\theta_{s1}}{dt} \right) = (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \omega_r \quad (2.24)$$

Nous obtenons le couple électromagnétique en divisant par ω_r

$$C_{em} = \varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds} \quad (2.25)$$

Pour une machine asynchrone multipolaire : si on considère l'angle électrique θ_r et la vitesse électrique ω_r ($\omega_r = p \cdot \omega_m$, où ω_m est la vitesse mécanique), obtenue en multipliant leurs homologues géométriques et mécaniques par le nombre de paires de pôles p , les équations électriques sont inchangées, et l'équation du couple électromagnétique ainsi que l'équation du mouvement s'écrivent :

$$\begin{cases} C_{em} = \varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds} = \frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} \cdot (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) \\ \frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - \frac{f}{p} \cdot \omega_r \end{cases} \quad (2.26)$$

avec:

J : Moment d'inertie du système.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement visqueux

C_{em} : Couple électromagnétique.

2.8 Définition des différents référentiels

Cependant, suivant le but de l'étude qu'on veut entreprendre, les systèmes (2.15), (2.16), (2.17) et (2.18) prendront des formes spécifiques selon le repère de référence adopté. Il existe trois systèmes d'axes de référence ayant des spécificités distinctes :

❖ si le référentiel tourne à la vitesse de synchronisme $\omega_{dq} = \omega_s = 2\pi f$, on obtient un système électrique purement continu qui est très bien adapté aux techniques d'identification. Cependant

la position du champ tournant doit être reconstituée à chaque instant d'échantillonnage, ce qui rend le temps de calcul prohibitif et complique inutilement le problème envisagé [3].

❖ si le référentiel est fixe par rapport au rotor $\omega_{dq} = \omega_r$, les signaux électriques sont alors quasi-continus. La pulsation des grandeurs électriques est alors égale à $g \cdot \omega_s$ (où $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$ est le glissement de la machine et $\omega_s = 2\pi f$) qui est faible dans les conditions réelles de fonctionnement. Lorsqu'on a accès à la position mécanique, ce repère est privilégié du fait de la quasi-continuité des grandeurs électriques.

❖ si le référentiel est fixe par rapport au stator $\omega_{dq} = 0$, on obtient un système électrique où les grandeurs statoriques sont purement alternatives (aucune translation de spectre). La simulation de la machine asynchrone dans ce repère n'exige donc aucune connaissance de la position du rotor, ce qui constitue un avantage pour la commande sans capteur de position.

2.9 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

On envisage la simulation de la machine asynchrone en vue du diagnostic des défauts de cassure de barres. Le modèle mathématique précédent de la machine écrit dans le repère (d,q) , va être réécrit dans le repère rotorique ($\omega_{dq} = \omega_r$) sous la forme d'équations d'état, plusieurs combinaisons de vecteurs d'états sont proposées.

$$\begin{aligned} X &= \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T \\ X &= \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T \\ X &= \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T \\ X &= \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.27)$$

Ceci va engendrer plusieurs formes d'équations d'état qu'on va expliciter ci après :

- Si le vecteur d'état est : $X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T$, par suite le calcul suivant va nous donner l'équation d'état correspondante.

Nous partons des systèmes (2.15) à (2.18) dans le référentiel (d,q) mais détaillées sous forme d'équations.

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_{dq} \cdot \phi_{qs} \\
 v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_{dq} \cdot \phi_{ds} \\
 v_{dr} &= R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_{dq} - \omega_r) \cdot \phi_{qr} \\
 v_{qr} &= R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_{dq} - \omega_r) \cdot \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

Le référentiel d'étude (d,q) est lié au rotor (rotor à cage $v_{dr} = v_{qr} = 0$), alors $\omega_{dq} = \omega_r$ et le système d'équations précédent devient :

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs} \\
 v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{ds} \\
 0 &= R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\
 0 &= R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

avec les équations des flux :

on pose $M_{sr} = M$, alors :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\
 \phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\
 \phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\
 \phi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

(2.30) dans (2.29) donnent :

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d(L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr})}{dt} - \omega_r \cdot (L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr}) \\
 v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d(L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr})}{dt} + \omega_r \cdot (L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr}) \\
 0 &= R_r \cdot i_{dr} + \frac{d(L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds})}{dt} \\
 0 &= R_r \cdot i_{qr} + \frac{d(L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs})}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

que l'on peut réarranger comme :

$$\begin{aligned}
 L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + M \cdot \frac{di_{dr}}{dt} &= v_{ds} - R_s \cdot i_{ds} + \omega_r L_s \cdot i_{qs} + \omega_r M \cdot i_{qr} \\
 L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + M \cdot \frac{di_{qr}}{dt} &= v_{qs} - \omega_r L_s \cdot i_{ds} - R_s \cdot i_{qs} - \omega_r M \cdot i_{dr} \\
 M \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + L_r \cdot \frac{di_{dr}}{dt} &= -R_r \cdot i_{dr} \\
 M \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + L_r \cdot \frac{di_{qr}}{dt} &= -R_r \cdot i_{qr}
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

qu'on peut écrire aussi :

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_r \cdot L_s & 0 & \omega_r \cdot M \\ -\omega_r \cdot L_s & -R_s & -\omega_r \cdot M & 0 \\ 0 & 0 & -R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.33}$$

De la forme :

$$[L] \cdot \frac{d}{dt} [I] = [R][I] + [V] \tag{2.34}$$

et sous la forme d'équations d'état :

$$\frac{d}{dt} [I] = [L]^{-1} [R][I] + [L]^{-1} [V] \tag{2.35}$$

qui est sous la forme connue :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot V \tag{2.36}$$

avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T$$

$$V = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$A = [L]^{-1} [R] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \square \begin{bmatrix} -R_s & \omega_r \cdot L_s & 0 & \omega_r \cdot M \\ -\omega_r \cdot L_s & -R_s & -\omega_r \cdot M & 0 \\ 0 & 0 & -R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_r \end{bmatrix} \tag{2.37}$$

$$B = [L]^{-1} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \tag{2.38}$$

- Si le vecteur d'état est : $X = [\phi_{ds} \quad \phi_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qs}]^T$ et le référentiel est lié au rotor, on manipule les équations des flux (2.30) repris ci-dessous :

$$\phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \quad (2.39)$$

$$\phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \quad (2.40)$$

$$\phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \quad (2.41)$$

$$\phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \quad (2.42)$$

$$(2.39) \Rightarrow i_{dr} = \frac{1}{M} (\phi_{ds} - L_s \cdot i_{ds}) \quad (2.43)$$

$$(2.40) \Rightarrow i_{qr} = \frac{1}{M} (\phi_{qs} - L_s \cdot i_{qs}) \quad (2.44)$$

(2.43) et (2.44) dans (2.41) et (2.42) donnent respectivement :

$$\phi_{dr} = L_r \cdot \frac{1}{M} (\phi_{ds} - L_s \cdot i_{ds}) + M \cdot i_{ds} = \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{ds} + M \cdot \left(1 - \frac{L_r L_s}{M^2}\right) \cdot i_{ds} \quad (2.45)$$

$$\phi_{qr} = L_r \cdot \frac{1}{M} (\phi_{qs} - L_s \cdot i_{qs}) + M \cdot i_{qs} = \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{qs} + M \cdot \left(1 - \frac{L_r L_s}{M^2}\right) \cdot i_{qs} \quad (2.46)$$

tout en sachant que :

$$M \cdot \left(1 - \frac{L_r L_s}{M^2}\right) = -\frac{L_r L_s}{M} \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) = -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M}, \quad (2.47)$$

avec $\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right)$ le coefficient de Blondel, d'où :

$$\phi_{dr} = \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{ds} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{ds}$$

$$\phi_{qr} = \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{qs} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{qs}$$

Ces relations sont remplacées dans (2.29) pour donner :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{ds} \\ 0 &= R_r \cdot \left(\frac{1}{M} (\phi_{ds} - L_s \cdot i_{ds}) \right) + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_r}{M} \cdot \phi_{ds} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{ds} \right) \\ 0 &= R_r \cdot \left(\frac{1}{M} (\phi_{qs} - L_s \cdot i_{qs}) \right) + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_r}{M} \cdot \phi_{qs} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{qs} \right) \end{aligned} \quad (2.48)$$

Les deux dernières équations sont réarrangées pour donner :

$$0 = \frac{R_r}{M} \cdot \phi_{ds} - \frac{R_r L_s}{M} \cdot i_{ds} + \frac{L_r}{M} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \frac{di_{ds}}{dt}$$

$$0 = \frac{R_r}{M} \cdot \phi_{qs} - \frac{R_r L_s}{M} \cdot i_{qs} + \frac{L_r}{M} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \frac{di_{qs}}{dt}$$

ensuite tout ce qui est dérivé dans les quatre équations, est mis dans le membre de gauche pour obtenir :

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{ds}}{dt} &= \omega_r \cdot \phi_{qs} - R_s \cdot i_{ds} + v_{ds} \\ \frac{d\phi_{qs}}{dt} &= -\omega_r \cdot \phi_{ds} - R_s \cdot i_{qs} + v_{qs} \\ \frac{L_r}{M} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{R_r}{M} \cdot \phi_{ds} + \frac{R_r L_s}{M} \cdot i_{ds} \\ \frac{L_r}{M} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} &= -\frac{R_r}{M} \cdot \phi_{qs} + \frac{R_r L_s}{M} \cdot i_{qs} \end{aligned} \quad (2.49)$$

que l'on arrange sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{L_r}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r & -R_s & 0 \\ -\omega_r & 0 & 0 & -R_s \\ -\frac{R_r}{M} & 0 & \frac{R_r L_s}{M} & 0 \\ 0 & -\frac{R_r}{M} & 0 & \frac{R_r L_s}{M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

de la forme :

$$[L] \cdot \frac{d}{dt} [X] = [R][X] + [V] \quad (2.51)$$

et sous la forme d'équations d'état :

$$\frac{d}{dt} [X] = [L]^{-1} [R][X] + [L]^{-1} [V] \quad (2.52)$$

qui est sous la forme connue :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot V$$

avec :

$$\begin{aligned}
 X &= \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T ; \\
 V &= \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \\
 A = [L]^{-1} [R] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{L_r}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \end{bmatrix}^{-1} \square \begin{bmatrix} 0 & \omega_r & -R_s & 0 \\ -\omega_r & 0 & 0 & -R_s \\ -\frac{R_r}{M} & 0 & \frac{R_r L_s}{M} & 0 \\ 0 & -\frac{R_r}{M} & 0 & \frac{R_r L_s}{M} \end{bmatrix} \quad (2.53)
 \end{aligned}$$

et

$$B = [L]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{L_r}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \end{bmatrix}^{-1} \quad (2.54)$$

- Si le vecteur d'état est $X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T$ et le référentiel lié au rotor, on manipule les équations des flux (2.30) repris ci dessous:

$$\phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr}$$

$$\phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr}$$

$$\phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds}$$

$$\phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}$$

d'où ;

$$\phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \Rightarrow i_{ds} = \frac{1}{L_s} (\phi_{ds} - M \cdot i_{dr}) = \frac{1}{L_s} \cdot \phi_{ds} - \frac{M}{L_s} \cdot i_{dr} \quad (2.55)$$

terme que l'on remplace dans l'équation suivante :

$$\begin{aligned}
 \phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} = L_r \cdot i_{dr} + \frac{M}{L_s} (\phi_{ds} - M \cdot i_{dr}) \\
 \phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + \frac{M}{L_s} \phi_{ds} - \frac{M^2}{L_s} \cdot i_{dr} = \frac{M}{L_s} \phi_{ds} + L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) \cdot i_{dr} = \frac{M}{L_s} \phi_{ds} + \sigma L_r \cdot i_{dr}
 \end{aligned}$$

ou :

$$\phi_{dr} - \frac{M}{L_s} \phi_{ds} = \sigma L_r \cdot i_{dr} \Rightarrow i_{dr} = \frac{1}{\sigma L_r} \left(\phi_{dr} - \frac{M}{L_s} \phi_{ds} \right)$$

$$\boxed{i_{dr} = \frac{1}{\sigma L_r} \cdot \phi_{dr} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{ds}} \quad (2.56)$$

terme que l'on remplace dans celle de i_{ds} pour obtenir :

$$i_{ds} = \frac{1}{L_s} \cdot \phi_{ds} - \frac{M}{L_s} \cdot i_{dr} = \frac{1}{L_s} \cdot \phi_{ds} - \frac{M}{L_s} \cdot \left(\frac{1}{\sigma L_r} \cdot \phi_{dr} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{ds} \right)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{L_s} \cdot \phi_{ds} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{dr} + \frac{M^2}{\sigma L_r L_s^2} \cdot \phi_{ds}$$

$$i_{ds} = \frac{1}{L_s} \cdot \left(1 + \frac{M^2}{\sigma L_r L_s} \right) \cdot \phi_{ds} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{dr}$$

$$\boxed{i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \phi_{ds} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{dr}} \quad (2.57)$$

Ils restent à trouver i_{qs} et i_{qr}

$$\phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \Rightarrow i_{qr} = \frac{1}{M} \left(\phi_{qs} - L_s \cdot i_{qs} \right), \text{ terme qu'on remplace dans l'équation}$$

suivante :

$$\phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} = \frac{L_r}{M} \cdot \left(\phi_{qs} - L_s \cdot i_{qs} \right) + M \cdot i_{qs}$$

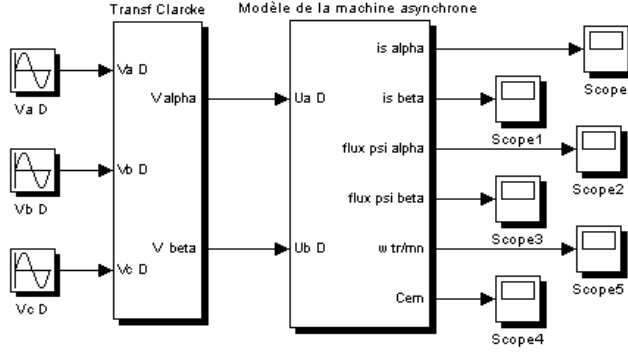
$$\phi_{qr} = \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{qs} - \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qs} \quad (2.58)$$

$$\phi_{qr} = \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{qs} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{qs}$$

ou :

$$\phi_{qr} - \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{qs} = -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{qs} \Rightarrow \boxed{i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \phi_{qs} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qr}} \quad (2.59)$$

terme qu'on remplace dans l'équation suivante pour trouver i_{qr}



$$\Rightarrow i_{qr} = \frac{1}{\sigma L_r} \phi_{qr} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qs} \quad (2.60)$$

en résumé :

$$i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \phi_{ds} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{dr} ; \quad i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \phi_{qs} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qr}$$

$$i_{dr} = -\frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{ds} + \frac{1}{\sigma L_r} \cdot \phi_{dr} ; \quad i_{qr} = -\frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qs} + \frac{1}{\sigma L_r} \cdot \phi_{qr}$$

termes qu'on va remplacer successivement dans les quatre équations du système (2.29) :

$$v_{ds} = R_s \cdot \left(\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \phi_{ds} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{dr} \right) + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs}$$

$$v_{ds} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \cdot \phi_{ds} - \frac{R_s M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{dr} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs}$$

d'où :

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} \cdot \phi_{ds} + \omega_r \cdot \phi_{qs} + \frac{R_s M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{dr} + v_{ds}, \text{ aussi :} \quad (2.61)$$

$$v_{qs} = R_s \cdot \left(\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \phi_{qs} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qr} \right) + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{ds}$$

$$v_{qs} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \cdot \phi_{qs} - \frac{R_s M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qr} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{ds}$$

d'où :

$$\boxed{\frac{d\phi_{qs}}{dt} = -\omega_r \cdot \phi_{ds} - \frac{R_s}{\sigma L_s} \cdot \phi_{qs} + \frac{R_s M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qr} + v_{qs}} \quad (2.62)$$

puis,

$$0 = R_r \cdot \left(-\frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{ds} + \frac{1}{\sigma L_r} \cdot \phi_{dr} \right) + \frac{d\phi_{dr}}{dt}$$

$$0 = -\frac{R_r M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{ds} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \cdot \phi_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt}$$

d'où :

$$\boxed{\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{ds} - \frac{R_r}{\sigma L_r} \cdot \phi_{dr}} \quad (2.63)$$

enfin,

$$0 = R_r \cdot \left(-\frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qs} + \frac{1}{\sigma L_r} \phi_{qr} \right) + \frac{d\phi_{qr}}{dt}$$

$$0 = -\frac{R_r M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qs} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \phi_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt}$$

d'où :

$$\boxed{\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qs} - \frac{R_r}{\sigma L_r} \phi_{qr}} \quad (2.64)$$

Les quatre équations sont réunies ensemble pour les mettre sous forme matricielle :

$$\boxed{\begin{aligned} \frac{d\phi_{ds}}{dt} &= -\frac{R_s}{\sigma L_s} \cdot \phi_{ds} + \omega_r \cdot \phi_{qs} + \frac{R_s M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{dr} + v_{ds} \\ \frac{d\phi_{qs}}{dt} &= -\omega_r \cdot \phi_{ds} - \frac{R_s}{\sigma L_s} \cdot \phi_{qs} + \frac{R_s M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{R_r M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{ds} - \frac{R_r}{\sigma L_r} \cdot \phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} &= \frac{R_r M}{\sigma L_r L_s} \cdot \phi_{qs} - \frac{R_r}{\sigma L_r} \phi_{qr} \end{aligned}}$$

et sous forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \omega_r & \frac{R_s M}{\sigma L_r L_s} & 0 \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s M}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{R_r M}{\sigma L_r L_s} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{R_r M}{\sigma L_r L_s} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

de la forme connue : $\dot{X} = A \cdot X + B \cdot V$

avec :

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T ;$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \omega_r & \frac{R_s M}{\sigma L_r L_s} & 0 \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s M}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{R_r M}{\sigma L_r L_s} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{R_r M}{\sigma L_r L_s} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} ; \quad (2.66) \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = I_d \quad (2.67)$$

et :

$$V = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

- Il reste le dernier vecteur $X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T$ pour lequel on écrira l'équation d'état correspondante, on reprend les équations des flux (2.30) pour en tirer les variables du vecteur d'état.

$$\phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \quad \Rightarrow \quad i_{dr} = \frac{1}{L_r} \cdot \phi_{dr} - \frac{M}{L_r} \cdot i_{ds} \quad (2.68)$$

$$\phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \quad \Rightarrow \quad i_{qr} = \frac{1}{L_r} \cdot \phi_{qr} - \frac{M}{L_r} \cdot i_{qs} \quad (2.69)$$

$$\begin{aligned}\phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + M \cdot \left(\frac{1}{L_r} \cdot \phi_{dr} - \frac{M}{L_r} \cdot i_{ds} \right) \\ \phi_{ds} &= \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{dr} + L_s \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) \cdot i_{ds} \quad \Rightarrow \quad \phi_{ds} = \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{dr} + \sigma L_s \cdot i_{ds}\end{aligned}\tag{2.70}$$

$$\begin{aligned}\phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + M \cdot \left(\frac{1}{L_r} \cdot \phi_{qr} - \frac{M}{L_r} \cdot i_{qs} \right) \\ \phi_{qs} &= \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{qr} + L_s \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) \cdot i_{qs} \quad \Rightarrow \quad \phi_{qs} = \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{qr} + \sigma L_s \cdot i_{qs}\end{aligned}\tag{2.71}$$

Ces quatre grandeurs sont remplacées dans le système d'équations (2.29) pour donner :

$$\begin{aligned}v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d \left(\frac{M}{L_r} \cdot \phi_{dr} + \sigma L_s \cdot i_{ds} \right)}{dt} - \omega_r \cdot \left(\frac{M}{L_r} \cdot \phi_{qr} + \sigma L_s \cdot i_{qs} \right) \\ v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \sigma L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{qr} - \omega_r \sigma L_s \cdot i_{qs}\end{aligned}$$

d'où,

$$\sigma L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -R_s \cdot i_{ds} + \omega_r \sigma L_s \cdot i_{qs} + \omega_r \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{qr} + v_{ds}\tag{2.72}$$

$$\begin{aligned}v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d \left(\frac{M}{L_r} \cdot \phi_{qr} + \sigma L_s \cdot i_{qs} \right)}{dt} + \omega_r \cdot \left(\frac{M}{L_r} \cdot \phi_{dr} + \sigma L_s \cdot i_{ds} \right) \\ v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \sigma L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{dr} + \omega_r \cdot \sigma L_s \cdot i_{ds}\end{aligned}$$

d'où ;

$$\sigma L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\omega_r \cdot \sigma L_s \cdot i_{ds} - R_s \cdot i_{qs} + \omega_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{dr} + v_{qs}\tag{2.73}$$

puis,

$$0 = R_r \cdot \left(\frac{1}{L_r} \cdot \phi_{dr} - \frac{M}{L_r} \cdot i_{ds} \right) + \frac{d\phi_{dr}}{dt}$$

d'où ;

$$\boxed{\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} \cdot i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_{dr}} \quad (2.74)$$

enfin,

$$0 = R_r \cdot \left(\frac{1}{L_r} \cdot \phi_{qr} - \frac{M}{L_r} \cdot i_{qs} \right) + \frac{d\phi_{qr}}{dt}$$

d'où ;

$$\boxed{\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} \cdot i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_{qr}} \quad (2.75)$$

De même que précédemment, ces quatre équations forment la matrice d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_r \sigma L_s & 0 & \omega_r \frac{M}{L_r} \\ -\omega_r \sigma L_s & -R_s & \omega_r \frac{M}{L_r} & 0 \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

de la forme :

$$[L] \cdot \frac{d}{dt} [X] = [R][X] + [V]$$

et sous la forme d'équations d'état :

$$\frac{d}{dt} [X] = [L]^{-1} [R][X] + [L]^{-1} [V]$$

qui est sous la forme connue :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot V$$

avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T ;$$

$$V = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T ;$$

$$A = [L]^{-1} [R] = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_r \sigma L_s & 0 & \omega_r \frac{M}{L_r} \\ -\omega_r \sigma L_s & -R_s & \omega_r \frac{M}{L_r} & 0 \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$B = L^{-1} = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$$

Telles sont les matrices d'états du modèle réduit de la machine asynchrone pour différents vecteurs d'états lorsque le repère choisi est lié au rotor. On obtiendrait d'autres si le repère de référence choisi serait lié au stator ou au champ tournant.

2.10 Résultats de simulation

Dans ce qui précède nous avons exposé le calcul du modèle réduit classique, dans ce qui suit nous allons procéder à la simulation de ce modèle réduit. Celui-ci a été tiré de la bibliothèque de Matlab/Simulink dans lequel nous avons remplacé les différentes valeurs dans la case 'paramètres' par d'autres, d'un modèle de puissance 3 kW (figure 2.3).

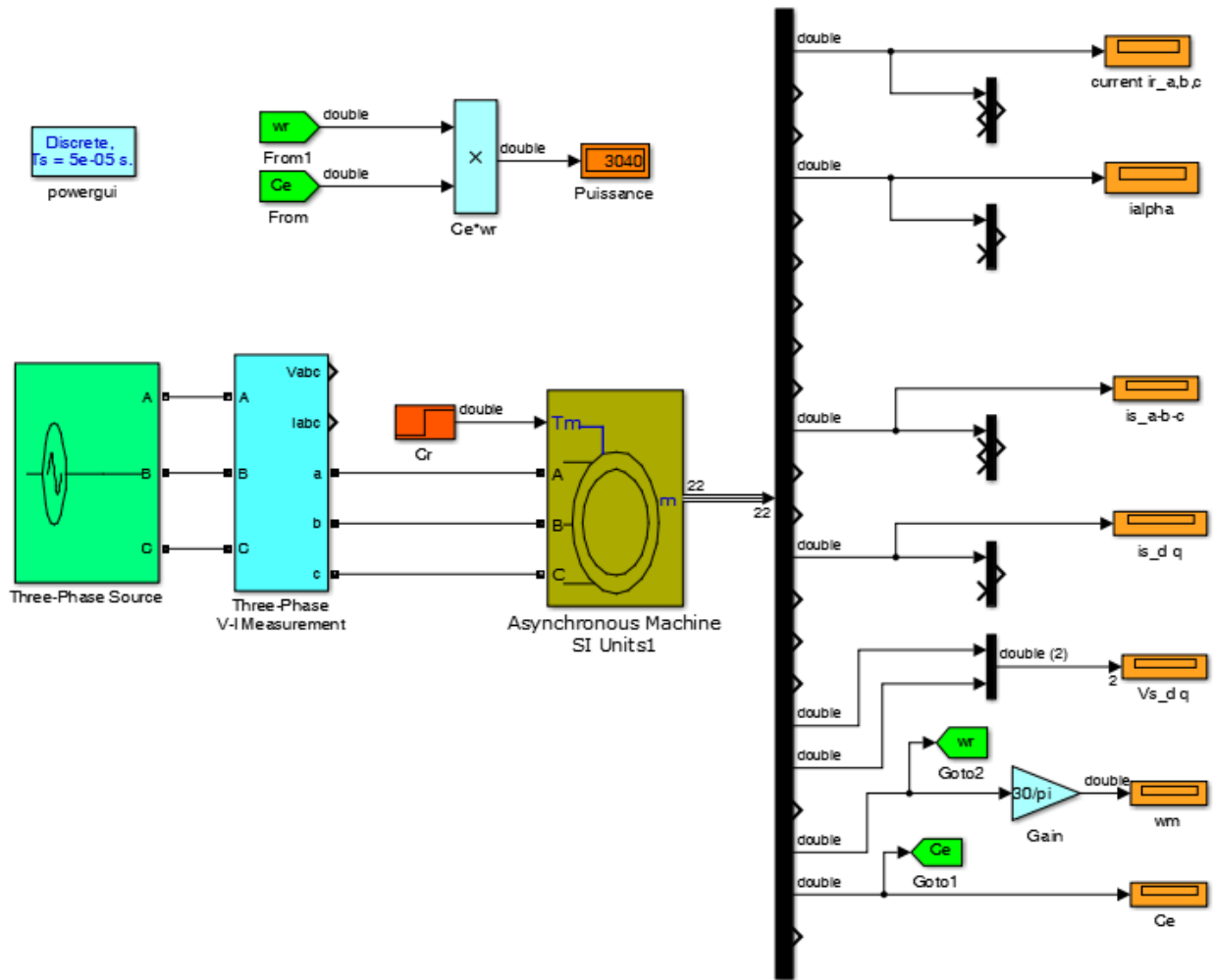


Figure 2.3 Machine asynchrone, modèle réduit classique

La simulation consiste alors à lancer le moteur à vide puis à insérer une charge nominale de valeur 20 Nm à l'instant 0.8s que ce soit pour l'état sain ou défaillant. Cependant pour l'état de défaut nous avons procédé comme dans la littérature qui indique que pour simuler le défaut de cassure de barre, il suffit d'augmenter la résistance des barres rotoriques. Comme la résistance R_r' dépend des résistances de barres il convient alors de l'augmenter légèrement, par exemple par pas de 0.2Ω , telle est la procédure utilisée. Après simulation, les résultats sont exposés dans les figures 2.4 à 2.10 suivantes.

- Etat sain

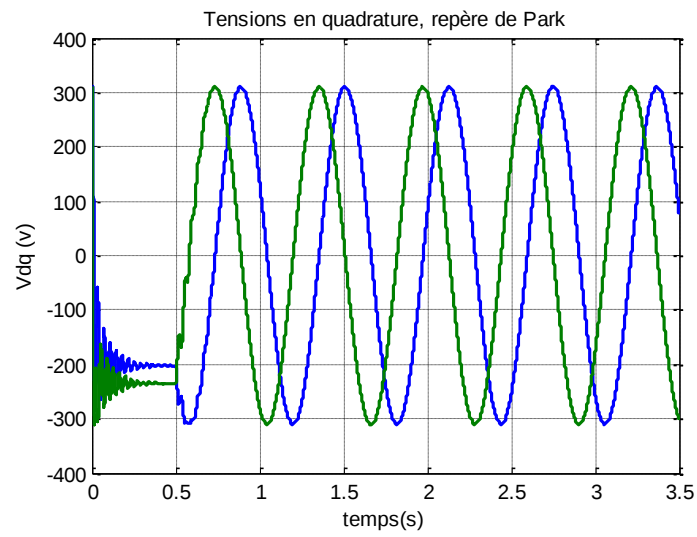


Figure 2.4 Tensions d'alimentations biphasées, repère de Park

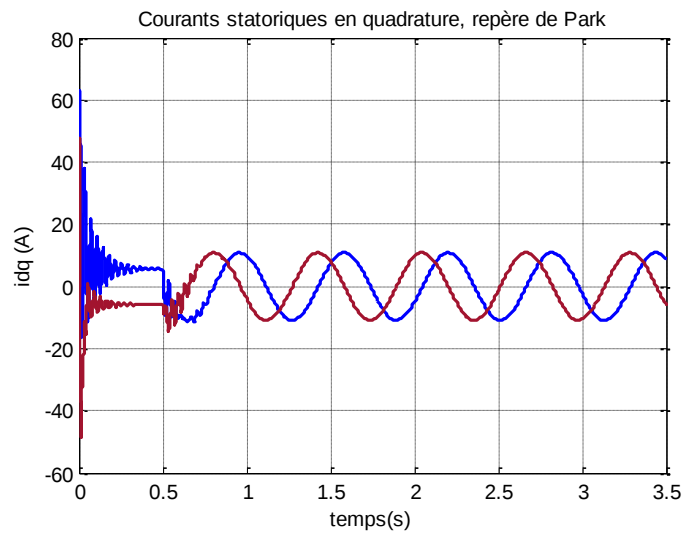


Figure 2.5 Courants statoriques biphasés, repère de Park, fréquence $g \cdot f_s$

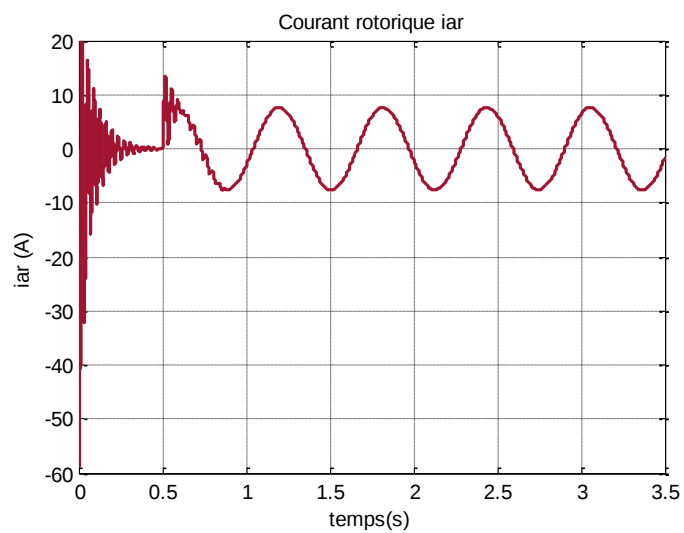


Figure 2.6 Courant rotorique, fréquence $g \cdot f_s$

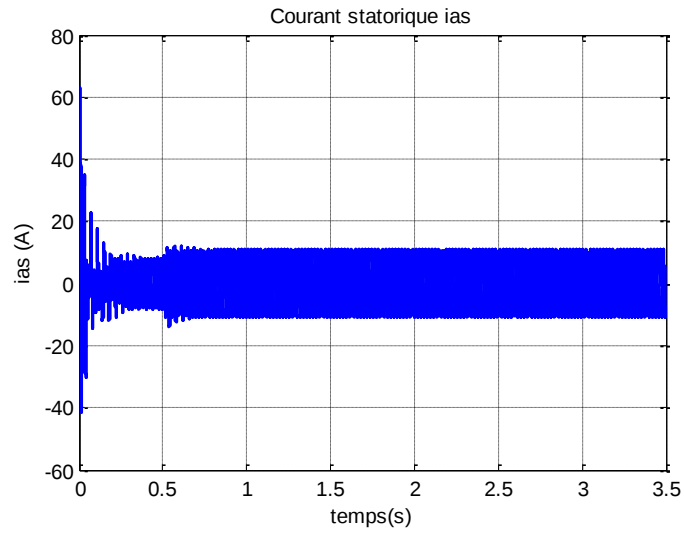


Figure 2.7 Courant statorique, fréquence 50 Hz

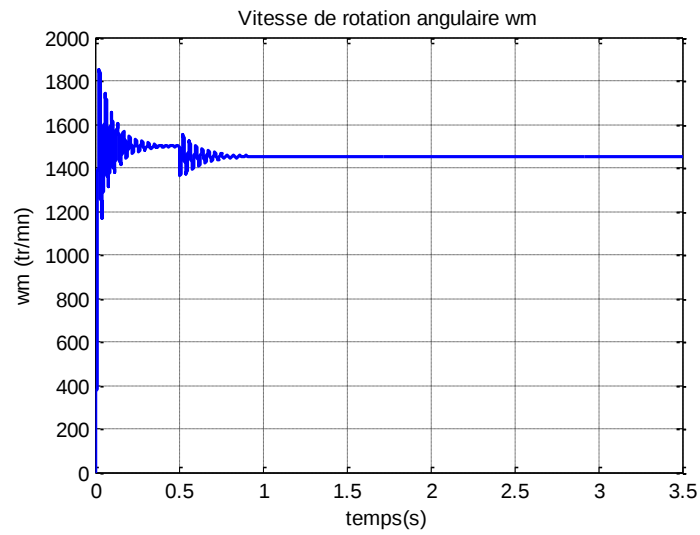


Figure 2.8 Vitesse de rotation angulaire

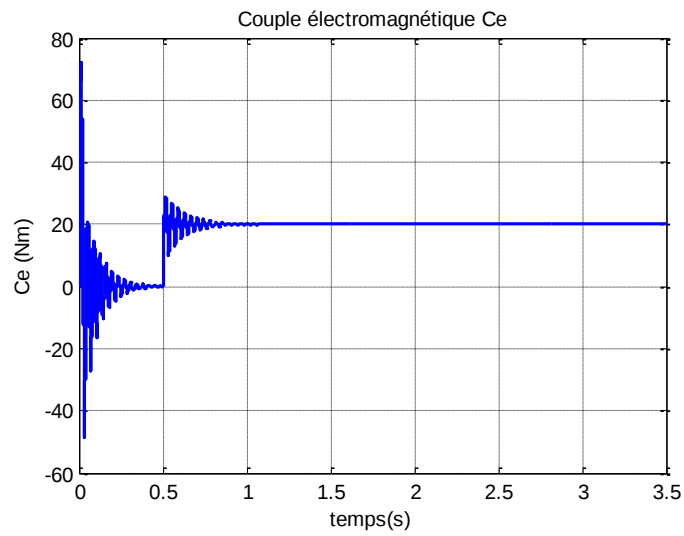


Figure 2.9 Couple électromagnétique

La première figure 2.4 montre les tensions d'alimentations biphasées issues de la transformation de Park. Dans la deuxième figure 2.5, on a présenté les courants statoriques biphasés en quadrature issus du modèle réduit. Vient ensuite le courant rotorique i_{ar} qui évolue à la fréquence $g*f_s$ présenté à la figure 2.6. Puis la figure 2.7 affiche le courant statorique i_{as} , celui-ci évolue à la fréquence de 50 Hz, alors que les figures 2.8 et 2.9 présentent respectivement la vitesse angulaire et le couple électromagnétique. Enfin la figure 2.10 qui suit représente le spectre du courant statorique obtenu après simulation sur une période de 10s à la fréquence d'échantillonnage de 10 kHz. Seul l'harmonique du 50 Hz existe, signe de l'absence de défaut.

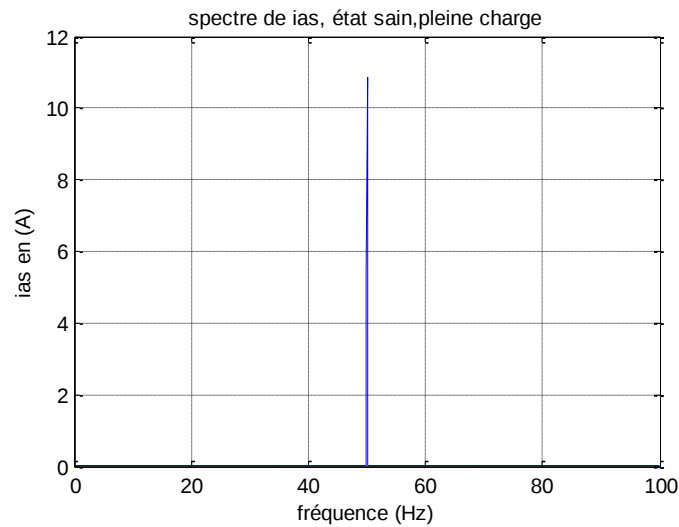


Figure 2.10 Spectre de ias, état sain

- Etat de défaut

Comme énoncé auparavant, pour l'état de défaut de cassure de barre, nous avons procédé à l'augmentation de la résistance R_r' par une variation de $\Delta R_r' = 0.2 \Omega$ et ceci pour quatre valeurs. Nous avons pris comme charge, la moitié de la charge nominale soit : $C_r = 10 Nm$. Les résultats de la simulation sont représentés aux figures suivantes 2.11 à 2.14.

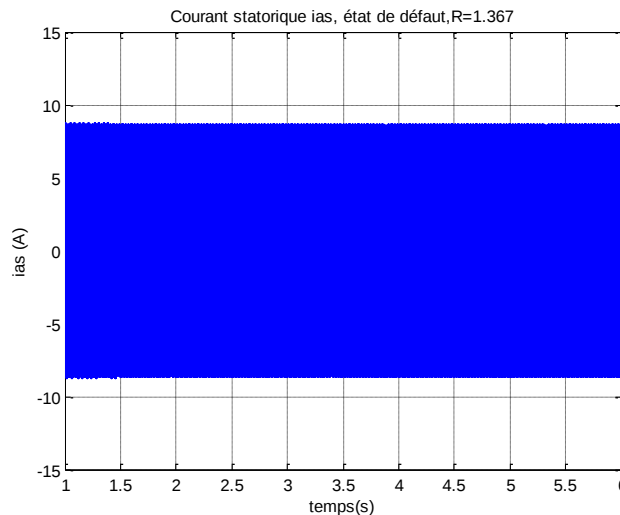


Figure 2.11 Courant statorique, état de défaut, $R_r' = 1.367 \Omega$

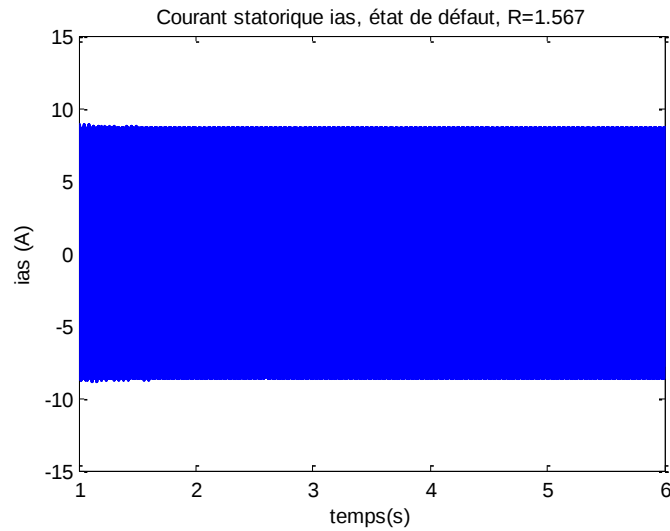


Figure 2.12 Courant statorique, état de défaut, $R_r'=1.567 \Omega$

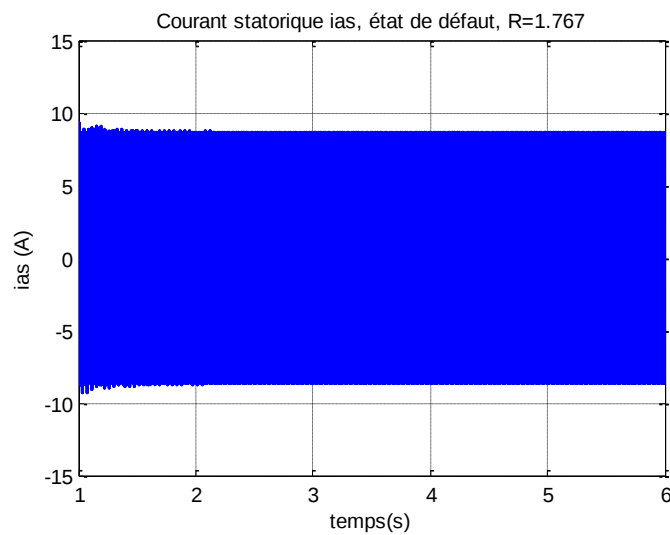


Figure 2.13 Courant statorique, état de défaut, $R_r'=1.767 \Omega$

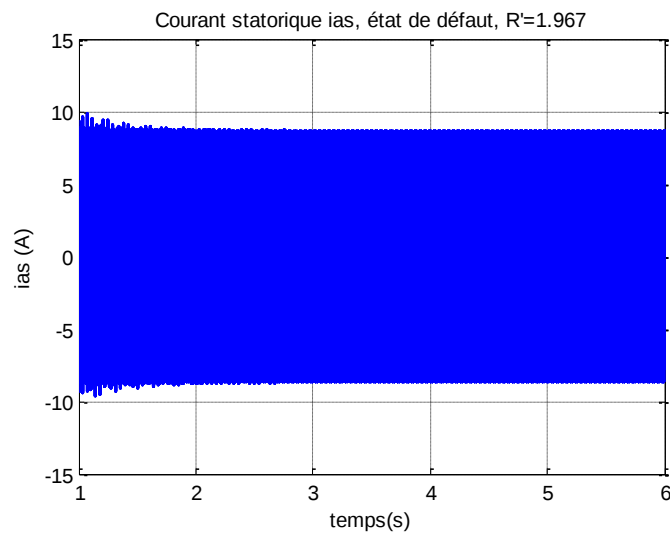


Figure 2.14 Courant statorique, état de défaut, $R_r'=1.967 \Omega$

Lorsqu'on observe les figures 2.11 à 2.14 en quête de découvrir un indice pouvant nous éclaircir

sur un éventuel défaut, à première vue nous ne pouvons rien discerner même si le défaut existe. Donc nous nous sommes orientés vers des indicateurs plus sensibles tels le maximum du courant statorique ou de la valeur moyenne de la vitesse de rotation angulaire. Les résultats de ces grandeurs sont réunis dans le tableau suivant.

	Résistance R_r'	Maximum de ias	Valeur moyenne de $\omega_m(tr/ mn)$
Etat sain	1.167 Ω	8.6880 A	1477.9
Etat de défaut	1.367 Ω	8.7265 A	1474.1
	1.567 Ω	8.8952 A	1470.3
	1.767 Ω	9.3020 A	1466.5
	1.967 Ω	9.8487 A	1462.7

A l'encontre des figures 2.11 à 2.14, ces résultats montrent clairement les différences qui existent lorsque la résistance rotorique augmente. On constate que pour chaque augmentation de R_r' , il y a augmentation du maximum du courant statorique et diminution de la vitesse de rotation angulaire comme c'est décrit dans le tableau ci-dessus. Nous savons que ces résultats sont dus à la variation de la résistance R_r' , pourtant ces même résultats peuvent provenir aussi d'une augmentation de la charge, ce qui nous laisse dans l'incertitude quant au diagnostic de défaut par cette méthode. Nous pouvons conclure que le modèle utilisé manque de fidélité et est incertain pour la détection de défaut rotorique et qu'il faut chercher un autre plus fin et plus efficace. Pour justifier ces dires nous allons faire l'analyse spectrale du courant statorique ias sur une durée temporelle de 10s avec une cadence d'échantillonnage de 10 kHz. Le résultat est présenté à la figure 2.15.

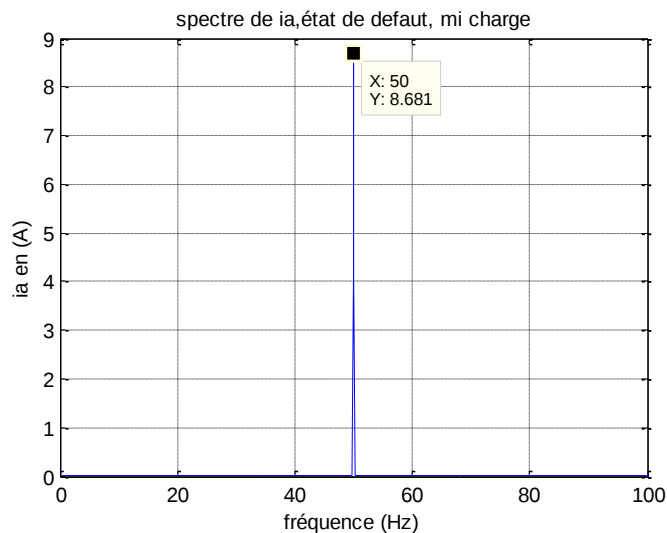


Figure 2.15 spectre du courant statorique ias , état de défaut, mi-charge

Lorsqu'on observe la figure 2.15, nous constatons qu'il n'y a aucune signature de défaut rotorique qui devraient apparaître à gauche et à droite du fondamental comme c'est décrit dans la littérature. Donc ce modèle manque de fidélité quant à la détection de défaut rotorique.

2.11 Conclusion :

Dans ce chapitre le modèle réduit classique obtenu grâce à la transformation de Park modifiée a été présenté. Nous avons établis plusieurs modèles selon les vecteurs d'états choisis. Puis nous avons simulés un modèle lié au rotor pris sur la bibliothèque de Matlab/Simulink pour l'état sain et l'état en défaut. Pour le cas défaillant nous avons fait varier la résistance rotorique comme dans la littérature sous la moitié de la charge nominale. Ensuite nous avons récoltés les résultats à partir de Workspace de Matlab. Certes les résultats sur le maximum du courant statorique et de la valeur moyenne de la vitesse montrent qu'il y a changement sur ces grandeurs mais ces changements sont semblables à ceux d'un supplément de charge, ce qui nous laisse dans l'incertitude quant à prendre des décisions sur le cas de défaut ou non. Par conséquent on conclue que ce modèle ne peut refléter la réalité de manière certaine et qu'il faut pousser l'investigation vers un autre modèle plus fiable tel que le modèle réduit issu du modèle multienroulements.

Chapitre 3 :
simulation du modèle réduit
issu du Multi enroulements et
résultats

Chapitre 3 : SIMULATION DU MODÈLE RÉDUIT ISSU DU MODÈLE MULTI ENROULEMENTS ET RÉSULTATS

3.1 Introduction

On nous a chargés de faire le diagnostic de la machine asynchrone à cage par utilisation du module du courant statorique. Dans le chapitre précédent, nous avons vu que le modèle réduit classique ne peut fournir des résultats certains sur la présence de défaut rotorique, c'est pour cette raison que nous allons utiliser le modèle réduit issu du modèle multi enroulements, qui est mentionné dans la littérature comme un modèle aussi performant que le modèle multi enroulements. Aussi nous allons le présenter d'une manière très brève en s'appuyant seulement sur le résumé des équations.

3.2 Présentation du modèle réduit issu du modèle multi enroulements

3.2.1 Introduction

Le modèle multi enroulement de dimension $N_r + 4$ est très performant, cependant il se trouve confronté au problème de temps de calcul. Dans Matlab ce temps est très inférieur à celui alloué au modèle à base d'éléments finis mais il demeure assez long devant les modèles réduits.

Ce modèle réduit, en plus de ses performances sur la restitution fidèle de la machine asynchrone sur les états sains et en défaut, a un temps de calcul très réduit par comparaison au modèle dont il découle.

C'est dans ce contexte que le modèle dq équivalent a été développé en considérant la cage rotorique avec toutes ses barres.

3.2.2. Transformation de Clarke généralisée

Cependant pour pouvoir passer au modèle réduit qui découle du modèle multi enroulements, il faut utiliser la transformation de Clarke généralisée. Cette transformation permet de passer d'une modélisation n-phasées "multi enroulements" à une modélisation diphasée équivalente, et elle est écrite de la façon suivante :

$$T_{3N_r}(\theta) = \frac{2}{N_r} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \cdots & \frac{1}{2} & \cdots & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta) & \cdots & \cos(\theta - kp \frac{2\pi}{N_r}) & \cdots & \cos(\theta - (N_r - 1)p \frac{2\pi}{N_r}) \\ -\sin(\theta) & \cdots & -\sin(\theta - kp \frac{2\pi}{N_r}) & \cdots & -\sin(\theta - (N_r - 1)p \frac{2\pi}{N_r}) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

ainsi que son inverse :

$$T_{3N_r}(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & \cos(\theta) & \cdots & -\sin(\theta) \\ 1 & \cdots & \cos(\theta - kp \frac{2\pi}{N_r}) & \cdots & -\sin(\theta - kp \frac{2\pi}{N_r}) \\ 1 & \cdots & \cos(\theta - (N_r - 1)p \frac{2\pi}{N_r}) & \cdots & -\sin(\theta - (N_r - 1)p \frac{2\pi}{N_r}) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Grâce à cette transformation, les différentes grandeurs diphasées s'expriment en fonction des grandeurs réelles de phases selon :

$$[X_{odqs}] = [T_{33}(\theta_{dq})] \cdot [X_{abcs}] \Rightarrow [X_{abcs}] = [T_{33}(\theta_{dq})]^{-1} \cdot [X_{odqs}] \quad (3.3)$$

$$[X_{odqr}] = [T_{3Nr}(\theta)] \cdot [X_{kr}] \Rightarrow [X_{kr}] = [T_{3Nr}(\theta)]^{-1} \cdot [X_{odqr}] \quad (3.4)$$

Nous nous sommes contentés de présenter directement le modèle réduit à partir de la référence [A.Abed].

3.2.3 Modèle réduit

L'application des transformations (3.3) et (3.4) permettent d'aboutir à un modèle de taille réduite pour la machine asynchrone qui se résume à :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_{Rtr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + [L_{Ltr}] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

où :

$[R_{Rtr}]$ représente la matrice résistance réduite.

$[L_{Ltr}]$ représente la matrice inductance réduite.

après calcul, ces matrices réduites $[R_{Rtr}]$ et $[L_{Rtr}]$ sont explicitées ci-dessous :

$$[R_{Rtr}] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_{sc} & 0 & -\omega_r M_{sr} \frac{N_r}{2} \\ \omega_r L_{sc} & R_s & \omega_r M_{sr} \frac{N_r}{2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rdd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rqq} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$[L_{Ltr}] = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -M_{sr} \cdot \frac{N_r}{2} & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -M_{sr} \cdot \frac{N_r}{2} \\ -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rdq} & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rdq} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

où lorsque le moteur est sain, les valeurs de $[R_{rdq}] = \begin{bmatrix} R_{rdd} & 0 \\ 0 & R_{rqq} \end{bmatrix}$ et L_{rdq} valent :

$$\begin{cases} R_{rdd} = R_{rqq} = 2R_b (1 - \cos a) + 2 \frac{R_e}{N_r} \\ L_{rdq} = L_{rp} - M_{rr} + 2L_b (1 - \cos a) + 2 \frac{L_e}{N_r} \end{cases} \quad (3.8)$$

La simulation de défaut exige l'ajout de termes supplémentaires qui résulte du calcul de :

$$[R_{rfdq}] = [T_{2N_r}(\theta)] ([R_r] + [R_{rf}]) [T_{2N_r}(\theta)]^{-1} \quad (3.9)$$

où la matrice $[R_{rf}]$ concerne les termes des barres en défaut.

Enfin la matrice pour l'état sain ou en défaut s'écrit :

$$[R_{rfdq}] = \begin{bmatrix} R_{r11} & R_{r12} \\ R_{r21} & R_{r22} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

où les quatre termes de cette matrice sont :

$$\begin{aligned} R_{r11} &= R_{rdd} + R_{11df} \\ R_{r12} &= 0 + R_{12df} \\ R_{r21} &= 0 + R_{21df} \\ R_{r22} &= R_{rqq} + R_{22df} \end{aligned} \quad (3.11)$$

avec :

$$\begin{aligned}
 R_{11df} &= \frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} (1 - \cos(2k' + 1)a) \\
 R_{12df} &= -\frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} \sin(2k' + 1)a \\
 R_{21df} &= -\frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} \sin(2k' + 1)a \\
 R_{22df} &= \frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} (1 + \cos(2k' + 1)a)
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Dans ces expressions, l'indice k' caractérise une barre cassée, la sommation concerne donc toutes les barres qui présentent un défaut [15].

Ainsi, pour le modèle diphasé général il suffit de remplacer la matrice $[R_{rdq}]$ dans la matrice (3.6) par la matrice $[R_{rfdq}]$.

3.3 Simulation et résultats

Le modèle établi au (3.5) est simulé tel quel ou peut être transformé sous forme d'équation d'état comme dans le chapitre 2. Cependant pour la simulation, il faut dissocier la matrice résistance en : $[A_R] = [R_{Rtr}] + [A_{Rdf}]$, où :

$$[A_R] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_{sc} & 0 & -\omega_r M_{sr} \frac{N_r}{2} \\ \omega_r L_{sc} & R_s & \omega_r M_{sr} \frac{N_r}{2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{r11} & R_{r12} \\ 0 & 0 & R_{r21} & R_{r22} \end{bmatrix} \tag{3.13}$$

$$[R_{Rtr}] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_{sc} & 0 & -\omega_r M_{sr} \frac{N_r}{2} \\ \omega_r L_{sc} & R_s & \omega_r M_{sr} \frac{N_r}{2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rdd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rqq} \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

$$[A_{Rdf}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{11df} & R_{12df} \\ 0 & 0 & R_{21df} & R_{22df} \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

La matrice $[A_{Rdf}]$ est la matrice de défaut supplémentaire.

Le schéma de simulation est représenté à la figure 3.1

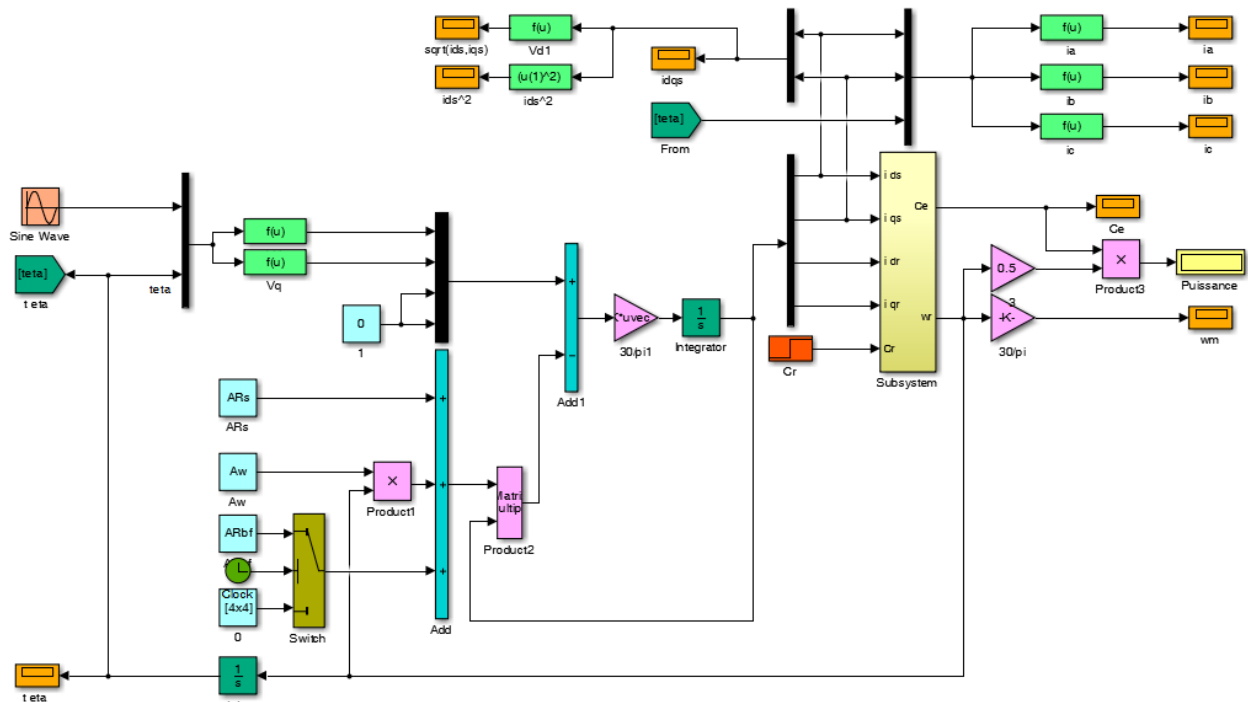


Figure 3.1 Schéma de simulation

Le schéma de simulation montre qu'on récupère sur Workspace toutes les grandeurs voulues entre autre le module de i_{ds} et i_{qs} ainsi que le carré de i_{ds} .

Nous commençons par l'état sain, la simulation consiste à démarrer le moteur à vide et à l'insertion d'une charge à l'instant 0.8s. Les résultats sont exposés aux figures 3.2 à 3.7.

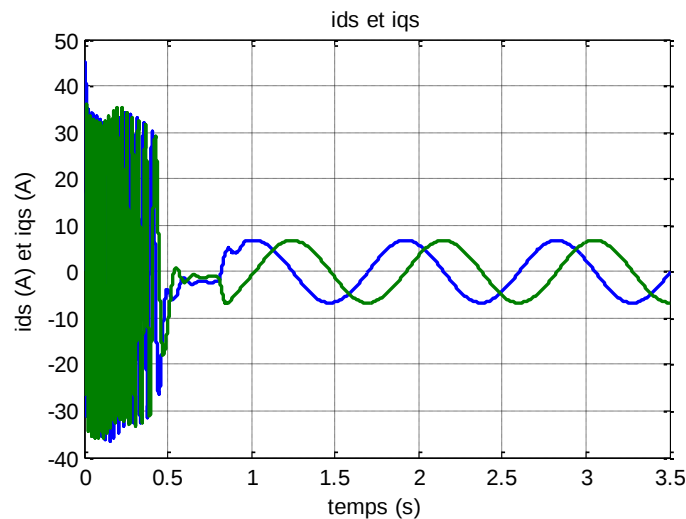


Figure 3.2 courants ids et iqs en quadrature, état sain

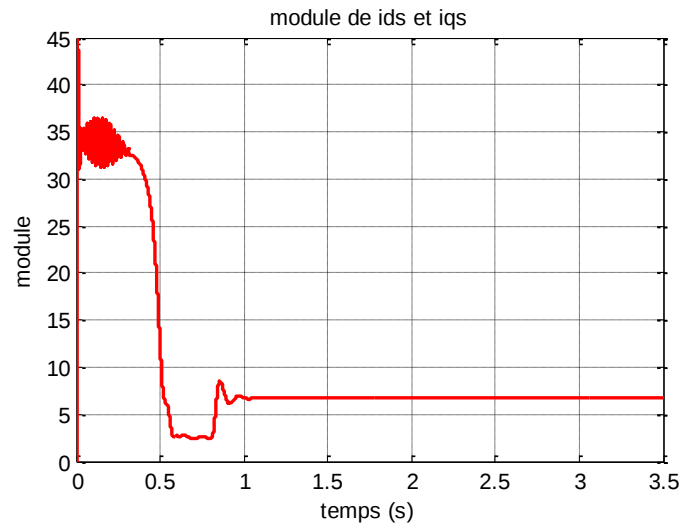


Figure 3.3 Module du courant statorique, état sain

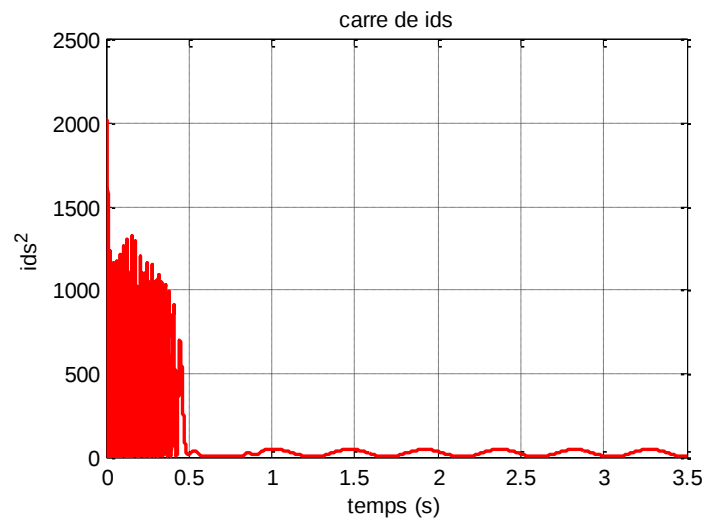


Figure 3.4 Carré du courant statorique, état sain

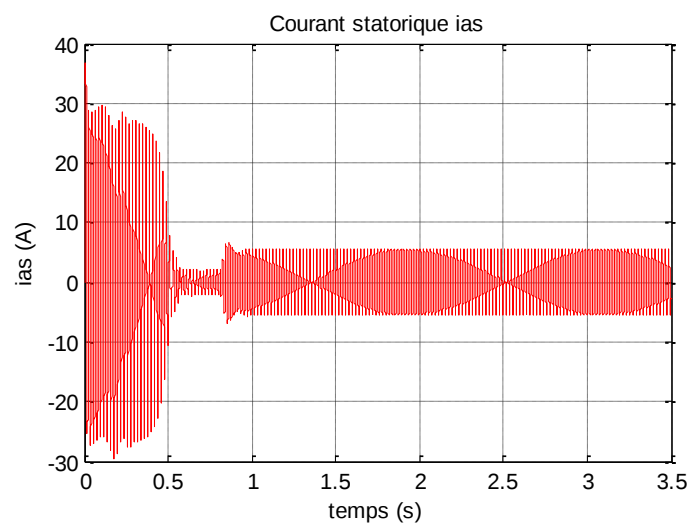


Figure 3.5 Courant statorique, état sain

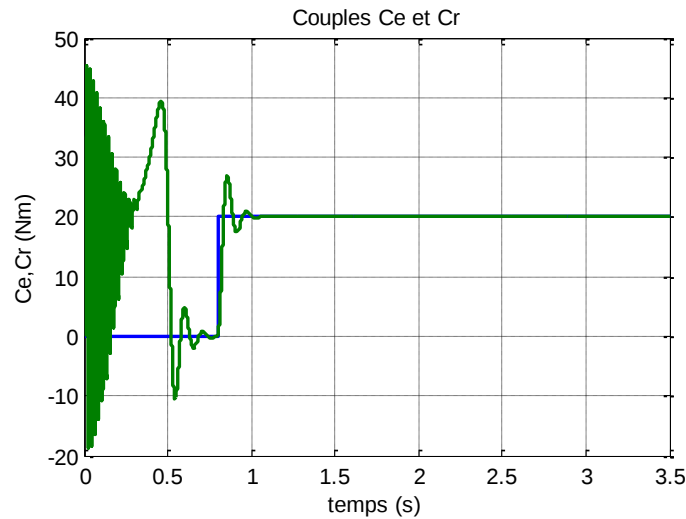


Figure 3.6 Couples électromagnétiques et résistant, état sain

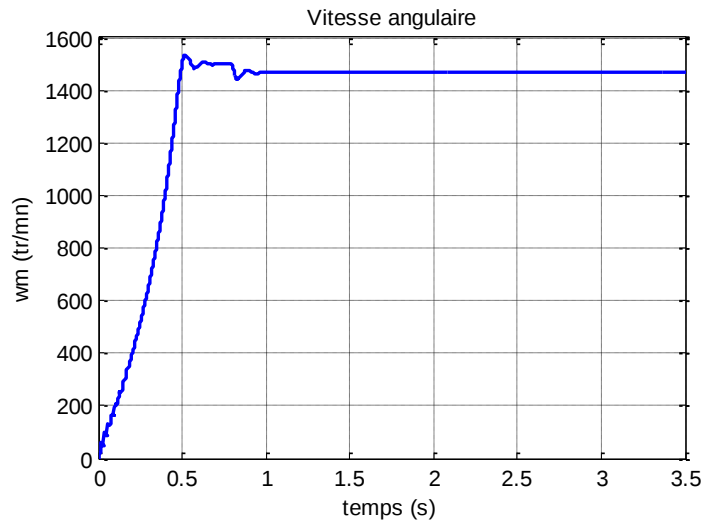


Figure 3.7 Vitesse de rotation, état sain

Les résultats obtenus à partir du modèle réduit issu du modèle multi enroulements sont semblables à ceux dans la littérature pour le cas d'un moteur sain. Le modèle rend bien compte du comportement du moteur.

Nous allons simuler et tester le modèle lorsque celui-ci passe de l'état sain à celui de défaut par exemple en démarrant le moteur à vide puis à insérer un couple résistant à l'instant 0.8 s et enfin à introduire le défaut de cassure de barres à l'instant 2.4 s. La durée de simulation a 6s. De cette manière nous pouvons observer ensemble l'état sain ainsi que celui de défaut dès son apparition. Les résultats résumant les dires précédents sont présentés aux figures suivantes de 3.8 à 3.16.

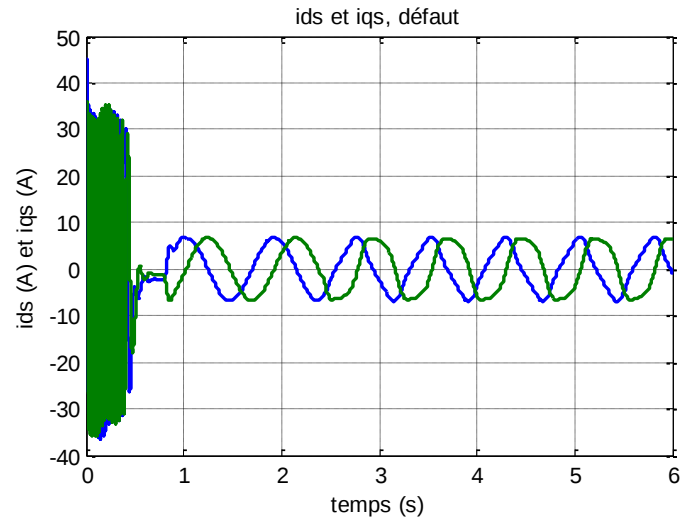


Figure 3.8 Courants ids et iqs montrant ensemble l'état sain et l'état de défaut

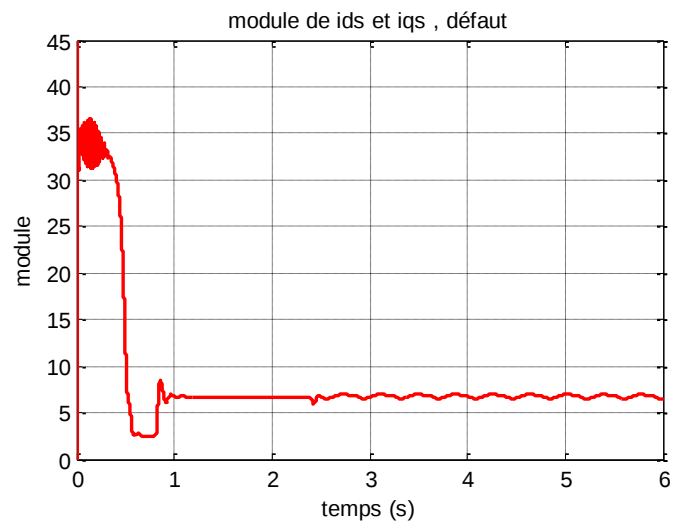


Figure 3.9 Module des courants ids et iqs exposant ensemble l'état sain et l'état de défaut

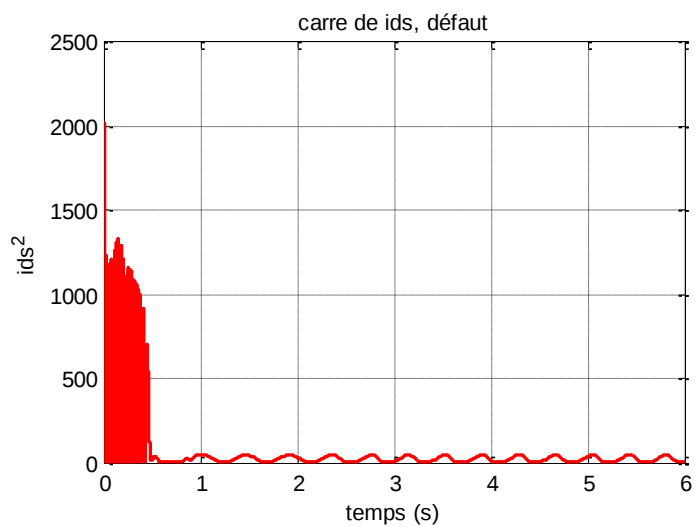


Figure 3.10 Carré du courants ids montrant ensemble l'état sain et l'état de défaut
à partir de 2.4s les ondes différent des premières

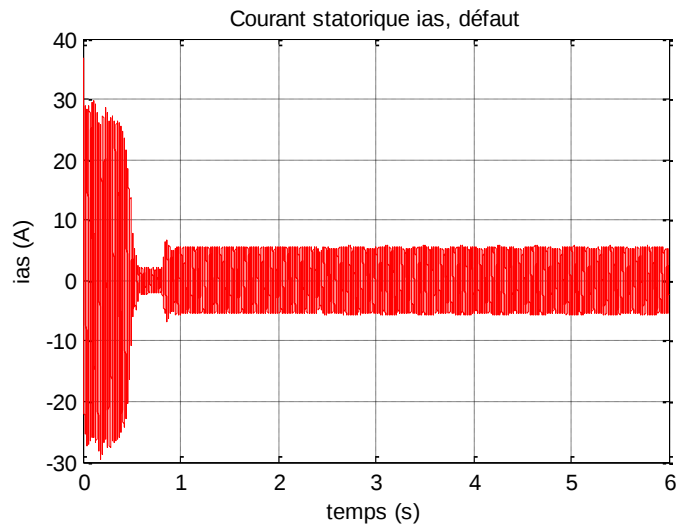


Figure 3.11 Courant ias statorique dévoilant la partie saine et la partie en défaut
Les ondulations débutent à l'instant 2.4 s

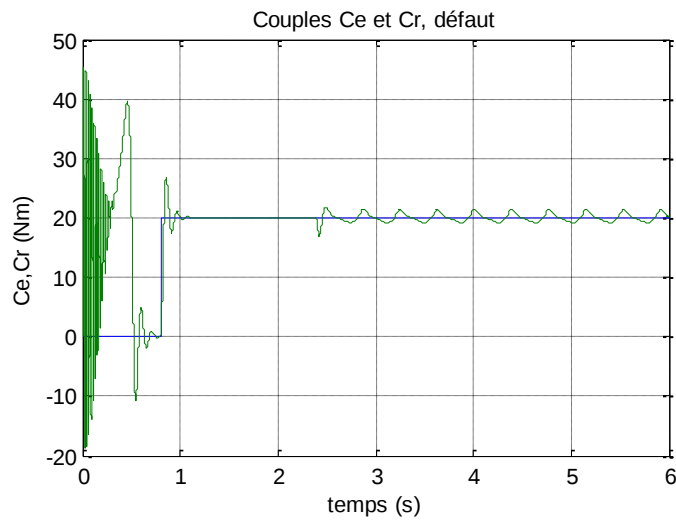


Figure 3.12 Couples électromagnétique et résistant les ondulations apparaissent
à l'instant de l'instauration du défaut

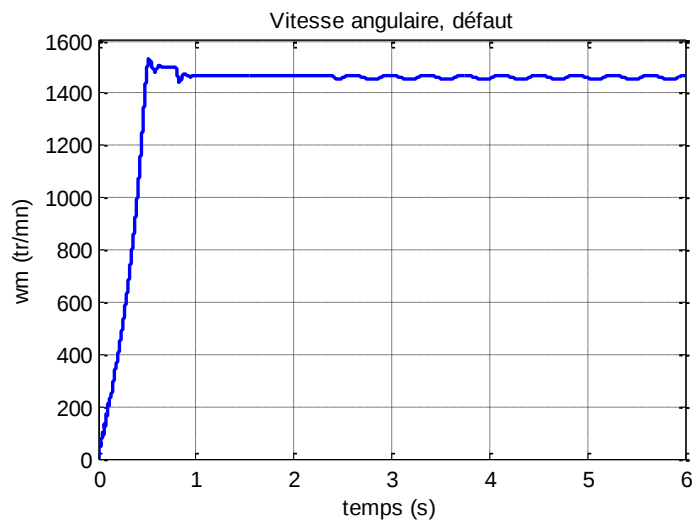


Figure 3.13 Vitesse de rotation, les ondulations apparaissent
à l'instant de l'instauration du défaut

L'observation de la figure 3.08 montre que la courbe se compose de deux parties. La première est identique à la simulation de l'état sain et la seconde est celle de défaut où l'on constate avec évidence la déformation des ondes des courants ids et iqs, preuve qu'il y a défaut. Par suite c'est une attestation que le modèle réagit au défaut de cassure de barres et est totalement différent du modèle réduit classique.

La deuxième figure 3.09 représente le module des deux courants ids et iqs où la première partie de la courbe montre l'état sain, la courbe est continue tandis que la deuxième partie qui est ondulée représente le défaut où c'est clair que c'est un bon critère de diagnostic du défaut de rupture de barres car les deux parties sont très différentes.

Aussi la figure 3.10 qui suit, représente le carré du courant ids où le graphe différencie de façon évidente entre la partie saine et la partie de défaut où le signal est déformé, signe de défaut qui sera aussi un critère de diagnostic de défaut de cassure de barres.

La figure 3.11 montre le courant statorique qui dévoile clairement la séparation entre les parties saine et de défaut où dans la partie saine l'enveloppe du courant statorique est constante alors dans la seconde partie de défaut, l'enveloppe est ondulée comme dans la littérature indiquant le défaut de rupture de barres.

De même pour les deux dernières figures 3.12 et 3.13 les parties saines, après le régime transitoire sont constantes alors que les deuxièmes parties des courbes des couples et de la vitesse ont subi des ondulations importantes indicatrices de défaut de cassure de barres.

Dans ce qui précède, les grandeurs ont été présentées avec une partie saine et l'autre en défaut afin de mettre en évidence la différence. Aussi pour justifier le défaut de cassure de barres nous allons simuler des résultats où le défaut est instauré dès le début et utiliser la FFT qui exige un temps de simulation important, dans notre cas 10 s avec une fréquence de 10 kHz. Les résultats concernent le courant statorique ias et ses spectres. Ils sont présentés aux figures 3.16 à 3.18.

La figure 3.14 représente le courant statorique ias. Les ondulations sur l'enveloppe de l'amplitude sont très claires prouvant ainsi la présence du défaut de cassure de barres comme c'est dit dans la littérature.

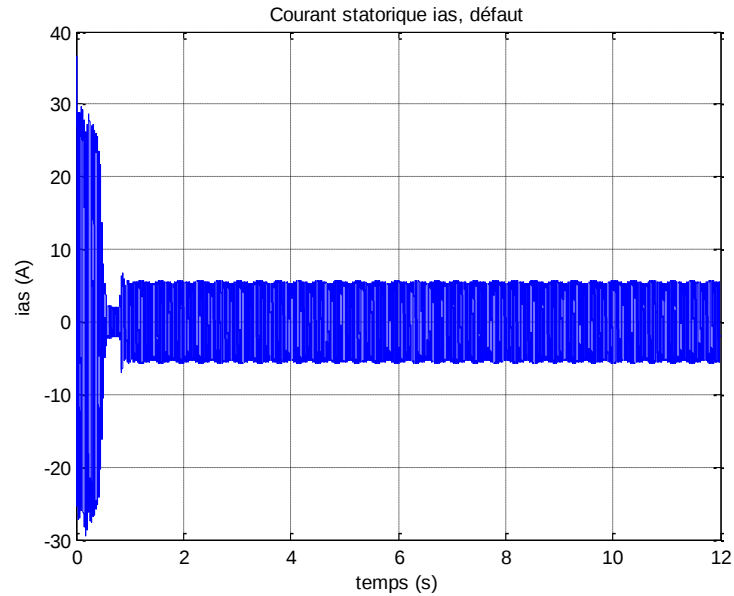


Figure 3.14 Courant statorique, l'enveloppe est ondulée, état de défaut

Dans la figure 3.15 la courbe montre ensemble la superposition des modules pour l'état sain et l'état de défaut où l'on voit de façon claire les ondulations du module de défaut autour du module sain.

Tandis que la figure 3.16 présente la superposition du carré des courants sain et de défaut où l'on observe la déformation des ondes du signal rouge représentant le défaut et accroissement de sa fréquence.

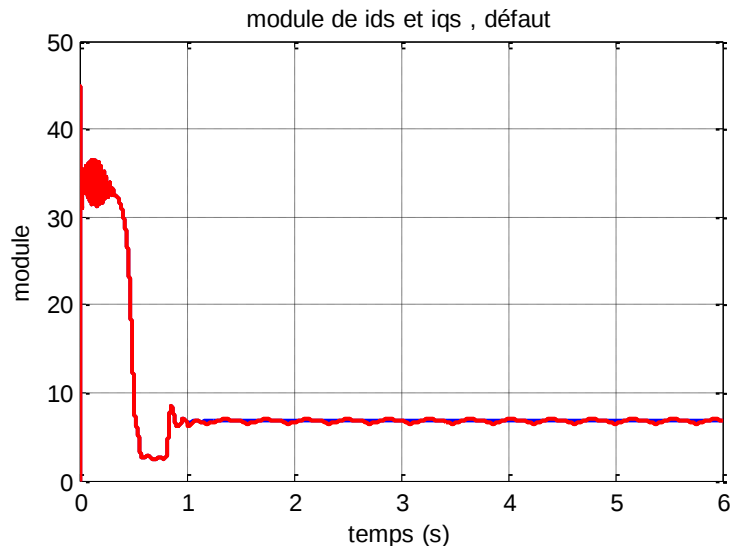


Figure 3.15 Modules des courants des états sain et en défaut, le module ondulé de défaut entoure le module sain

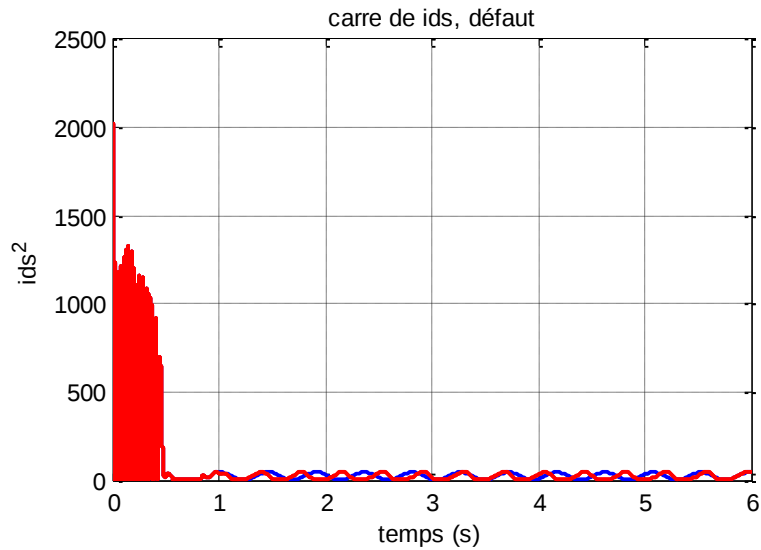


Figure 3.16 Carré des courants des états sain et en défaut, le signal rouge de défaut a des ondes déformées par rapport au bleu et une fréquence plus élevée

La figure 3.17 qui suit montre le spectre du courant statorique obtenu grâce à la FFF où l'on voit le fondamental et tout autour les harmoniques de défaut bien visibles en linéaire. Enfin la figure 3.18 représente le même spectre mais en échelle db pour mettre en évidence les harmoniques, même de faible amplitude.

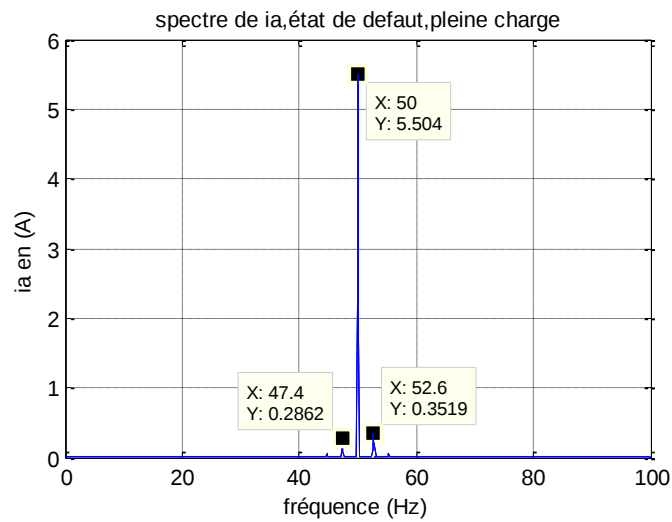


Figure 3.17 Spectre du courant statorique, échelle linéaire, état de défaut

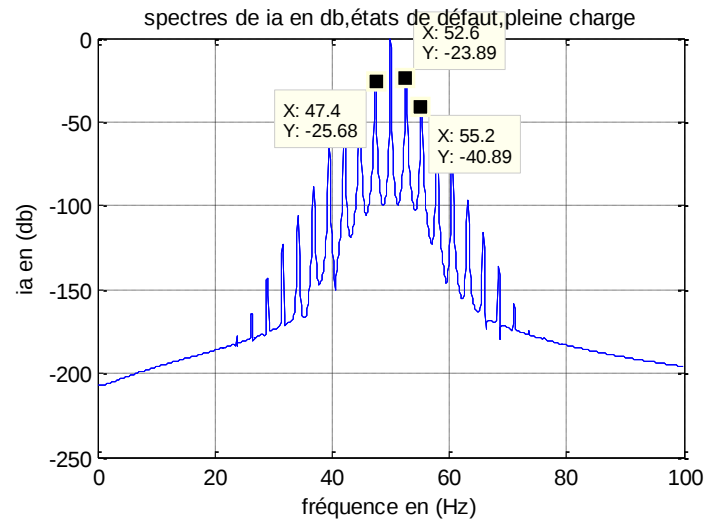


Figure 3.18 Spectre du courant statorique, échelle en db, état de défaut

3.4 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté de manière très brève le modèle réduit qui découle du modèle multi enroulements pour pouvoir l'utiliser pour la simulation de l'état sain et de l'état du défaut de cassure de barres. Ensuite nous avons établis le modèle en Simulink de Matlab. Dans ce modèle les grandeurs tensions, courants, couples, vitesse etc. sont envoyées vers Workspace de Matlab afin de les étudier et de tirer des conclusions adéquates.

Afin de mettre en évidence la présence du défaut de cassure de barres avec ce modèle nous avons procédé à la simulation du cas de l'état sain suivi de l'état de défaut dans la même simulation. De cette manière nous avons pu observer ensemble la partie saine et la partie de défaut.

Dans ces résultats nous avons observés les ondulations du courant statorique comme décrit dans la littérature. Aussi ces ondulations se retrouvent sur le couple électromagnétique ainsi que sur la vitesse de rotation comme c'est montré aux figures précédentes. En plus l'étude du module a donné de bons résultats, il montre bien l'apparition de l'état de défaut par l'apparition d'ondulations sur le module des courants ids et iqs. Il en est de même pour le carré du courant ids ou les ondes sont déformées lorsqu'il y a défaut. Par suite ils peuvent être utilisés comme critères de détection du défaut rotorique Enfin pour terminer, la FFT appliquée au courant statorique vient confirmer l'état de défaut par l'apparition de raies de part et d'autre du fondamental aux fréquences $f_b = (1 \pm 2kg) \cdot f_s$ montrées aux figures 3.17 et 3.18. Pour conclure le modèle réduit issu du modèle multi enroulements est très efficace et permet de simuler la machine asynchrone de manière tout aussi fidèle que le fameux modèle multi enroulements.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le thème de notre travail est la détection et le diagnostic du défaut de cassure de barres en étudiant le module des courants biphasés provenant de la transformation de Park modifiée grâce au modèle dq de la machine asynchrone à cage. Pour ce faire, dans le deuxième chapitre, nous avons fait l'étude du modèle réduit classique en présentant quatre modèles différents selon le vecteur d'état choisi, tous liés au rotor. Le modèle utilisé pour la simulation est celui dont le vecteur d'état est $X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T$. Lors de la simulation, nous avons observés que ce modèle restitue bien l'état sain pour toutes les grandeurs mais dans le cas de défaut, certes nous avons remarqués des différences entre l'état sain et celui de défaut lorsque nous avons choisi le max du courant statorique et la valeur moyenne de la vitesse de rotation, mais ces mêmes constatations peuvent aussi provenir d'une augmentation de la charge. Par suite nous nous sommes intéressés au modèle réduit qui découle du modèle multi enroulements pour poursuivre l'étude. Aussi nous avons présentés ce modèle d'une manière très brève, faute de temps et de plus, son étude demande beaucoup de temps à sa réalisation.

Le modèle dans Simulink de Matlab étant réalisé, nous avons procédé à la simulation en commençant par l'état sain. Les résultats obtenus sont semblables à ceux de la littérature. Ensuite nous avons simulés l'état de défaut en suivant les consignes de la littérature c'est-à-dire en augmentant la résistance des barres rotorique pour simuler le défaut de cassure de barres. Les résultats obtenus sont plus que satisfaisants. Ils sont en parfaite concordance avec ceux de la littérature, comme cela a été constaté pour toutes les grandeurs sur les figures présentées.

Les déformations dans les courants biphasés, les ondulations dans le courant statorique, le couple électromagnétique, la vitesse de rotation et surtout dans le module des courants biphasés ainsi que la déformation dans le carré de ids confirment tous et de manière remarquable, la présence du défaut de cassure de barres. Beaucoup d'informations, toutes constatées dans l'expérimental ce qui n'était pas le cas pour le modèle classique.

Pour prouver et conclure, nous avons appliqués la FFT au courant statorique. Le spectre de ce courant en db contient en plus du fondamental, une série de raies de part et d'autre de ce dernier toutes espacées de $2g f_s$ comme c'est dans la relation $f_b = (1 \pm 2kg) \cdot f_s$ dans la littérature. Ceci montre que le modèle réduit issu du modèle multi enroulements décrit de manière fidèle le fonctionnement de la machine asynchrone dans les états sain et défaillant.

Références

[1] **OUMAAMAR Mohamed El Kamel**

« Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques et mécaniques de la machine asynchrone avec alimentation équilibrée ou déséquilibrée »

Thèse doctorat université lorraine faculté des sciences et technologies 2012

[2] **YASSA Nacera**

« Modélisation des machines asynchrones dédiée au diagnostic des défauts de court-circuit inter- spires et des cassures de barres et d'anneaux »

Mémoire de magister Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou 2009

[3] **KHELIF Samia**

« Modélisation des machines asynchrones en vue du diagnostic prise en compte adéquate du circuit magnétique »

Mémoire magister Université Mohamed Khider – Biskra 2012

[4] **BOUMEGOURA Tarek**

« Recherche de signatures électromagnétiques des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic »

Thèse doctorat l'école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon 2001

[5] **GHOGGAL Adel**

« Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : modèle dédié à la détection des défauts »

Mémoire magister Université de Batna Faculté des sciences de l'Ingénieur 2005

[6] **ABED Aïcha**

« Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone »

Thèse doctorat Université Henri Poincaré, Nancy-I 2002