

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE

Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Filière : Electromécanique

Option : Maintenance industrielle

Détection des défauts d'une machines tournante double étoile

Proposé et dirigé par :

Mr. A. DJERIOUI

Mr. H. MEKKI

Présenté par :

AZIZI Ayoub

BENGANA Abderrahman

Jury par :

Président : BOUGUERRA Abderrahman

Examineur : ZORIG Assam

N° d'ordre : MI :01

2018/1019

*En premier lieu, je remerciée DIEU, qui ma donné le courage, la force et la
volonté pour
réaliser ce modeste travail.*

Je dédie ce modeste travail :

➤ *À la lumière de ma vie, mes chers parents, exemple de courage et de
sérieux qui m'ont
tout donné pour me permettre de réaliser mes rêves .en ces quelques mots, je
leurs
exprime tout mon amour et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont offert comme
soutien, encouragement et aide .Je leurs souhaite une bonne santé, que Dieu me
les
garde.*

➤ *À mes sœur*

➤ *À mes frère*

➤ *À mes amis*

Ayoub. Azizi

*Le dédié ce modeste travail
A ma mère avec toute mon affectation
A mon père avec toute ma reconnaissance
A mon grand-père et mes grande-mères.
A mes frères et mes soeurs
A mes oncles et mes tantes
A mes cousins et cousines
A tous mes amis*

Abderrahman. bengana

Remerciements

Louange à Dieu le Tout-Puissant pour tout ce qui nous a donné pour que nous puissions terminer ce travail.

Que ce soit d'un point de vue scientifique ou humain, la réalisation de ce projet de fin d'études fut pour nous une expérience d'une valeur immense. Notre première pensée va tout naturellement aux encadreurs Mr. A. DJERIOUI & Mr. H. MEKKI pour leurs encadrements ainsi que la confiance qui nous ont témoignée en nous confiant ce travail attrayant. Nous avons apprécié leur grande chaleur humaine et leur disponibilité. Merci pour leurs encouragements, et disponibilités.

Nos remerciements vont également à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Nous n'oublions pas de remercier toute notre promotion du Master 2019, avec qui on a passé des moments difficiles et d'autre agréable grâce à leur sympathie et esprit d'équipe.

Nous voudrions également remercier vivement les membres de jury d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Résumé

La machine asynchrone double étoile est une machine robuste et moins chère. Cette machine peut être affectée par des défauts électriques et/ou mécaniques au niveau du stator et/ou du rotor. Ce travail a pour but principal la détection des défauts statoriques et rotoriques dans une machine asynchrone double étoile MASDE. Les outils d'analyse et de diagnostic de défaut sont à base de l'utilisation des spectres par le biais de la transformée de Fourier (FFT).

Mots clés : MASDE, défauts statoriques, défauts rotoriques, MATLAB.

ملخص :

الجهاز غير المتزامن ذو النجمتين هو آلة قوية وأقل تكلفة.. قد تتأثر هذه الآلة بأعطال كهربائية و / أو ميكانيكية في الجزء الثابت و / أو الدوار. الغرض الرئيسي من هذا العمل هو اكتشاف عيوب الجزء الثابت ذات النجم المزدوج. تعتمد أدوات تحليل الأخطاء والتشخيص على استخدام أطيف MASDE والدوار في آلة

Summary :

The dual-star asynchronous machine is a robust and less expensive machine. This machine may be affected by electrical and / or mechanical faults at the stator and / or the rotor. The main purpose of this work is the detection of stator and rotor defects in a double star MASDE asynchronous machine. The fault analysis and diagnosis tools are based on the use of the Fourier Transform (FFT) spectra

Table des matières

Table des matières.....	i
Liste des Figures.....	iii
Liste des Tableaux.....	v
Glossaire.....	vii
Nomenclature	1
Introduction générale	2
Introduction générale	3
Chapitre I. Modélisation de la machine asynchrone double étoile.....	5
Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone double étoile.....	6
I.1 Introduction.....	6
I.2 Description de la MASDE	6
I.3 Principe de fonctionnement de la MASDE.....	7
I.4 Hypothèses simplificatrices	8
I.5 Modélisation du MASDE	8
I.5.1 Modèle naturel de la MASDE.....	8
I.5.2 Transformation de PARK	11
I.5.3 Modèle de la Machine.....	17
I.6 Modélisation du convertisseur commandé en M.L.I	20
I.6.1 Stratégie de commande sinus-triangle	21
I.7 Résultat et Interprétation de simulation	22
I.8 Conclusion	24
Chapitre II. Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile.....	25
Chapitre II Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile.....	26
II.1 Introduction.....	26
II.2 Origines de la Commande Vectorielle	26
II.3 Principe de la commande vectorielle	27
II.4 Procède d'orientation du flux.....	28
II.5 Méthodes de la commande vectorielle.....	29
II.5.1 Méthode directe.....	29
II.5.2 Méthode indirecte	29
II.6 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....	30
II.7 Identification des paramètres des régulateurs PI	33
II.8 Application de la commande vectorielle indirecte sur la MASDE.....	35
II.9 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	35
II.9.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse.....	36
II.10 Résultats de simulation	37

II.11	interprétation des résultats	38
II.12	Conclusion	38
Chapitre III. Diagnostic des défauts d'une machine asynchrone double étoile		39
Chapitre III Diagnostic des défauts d'une machine double étoile.....		40
III.1	Introduction.....	40
III.2	Les défauts de la machine tournante	40
III.3	Défaillance d'ordre mécanique	42
III.3.1	Défaillances des roulements.....	42
III.3.2	Défaillance d'excentricité	44
III.4	Défaillance d'ordre électrique.....	45
III.4.1	défauts d'isolant dans un enroulement.....	45
III.4.2	Court-circuit entre spires.....	45
III.4.3	Court-circuit entre phases	45
III.5	Les Sources d'informations pour détections des défauts.....	46
III.5.1	L'analyse vibratoire	46
III.5.2	L'analyse d'huile.....	46
III.5.3	La thermographie infrarouge	47
III.5.4	L'analyse acoustique.....	47
III.5.5	Le contrôle par ultrasons.....	47
III.6	L'analyse vibratoire.....	49
III.6.1	Objectifs d'analyse vibratoire	49
III.6.2	Capteurs de vibrations.....	49
III.7	Principaux défauts d'une machine tournante et leurs manifestations.....	50
III.7.1	Balourd.....	50
III.7.2	Délignage (ou mauvais alignement).....	52
III.7.3	Défauts d'engrenages.....	53
III.7.4	Défauts de roulement	54
III.8	Analyse fréquentielle	56
III.8.1	Transformée de Fourier.....	57
III.8.2	Transformée de Fourier rapide.....	57
III.8.3	Application de l'analyse FFT sur une machine asynchrone double étoile pare Simulink/Matlab.....	62
III.9	les interprétation des résultats.....	67
III.10	Conclusion.....	67
Conclusion générale.....		68
Conclusion générale.....		69
Références bibliographiques.....		70
Références bibliographiques.....		71
Annexes.....		lxxv

Liste des Figures

Figure I.1: Représentation des enroulements de la MASDE	6
Figure I.2: Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).....	12
Figure I.3: représente le schéma de l'onduleur triphasé [7].....	21
Figure I.4 Schéma Simulink du MASDE	22
Figure I.5 La vitesse de rotation	23
Figure I.6 Le couple électromagnétique	23
Figure I.7 Les courants statoriques I_{sd1} I_{sq1}	23
Figure I.8 Les flux rotoriques ϕ_{rd} , ϕ_{rq}	23
Figure II.1 Principe de la commande vectorielle.....	27
Figure II.2 Orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	28
Figure II.3 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.....	30
Figure II.4 Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI.....	33
Figure II.5 : Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques	34
Figure II.6 Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE.....	35
Figure II.7 Schéma de défluxage	35
Figure II.8 Schéma de la commande vectorielle avec régulation de vitesse	36
Figure II.9 Boucle de régulation de vitesse	36
Figure II.10 Le couple électromagnétique	37
Figure II.11 la vitesse de rotation	37
Figure II.12 Les courants statoriques I_{sd1} I_{sq1}	37
Figure II.13 Les flux rotoriques ϕ_{rd} ϕ_{rq}	37
Figure III.1 propositions des défauts	40
Figure III.2 Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes.....	41
Figure III.3 Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances	41
Figure III.4 Facteurs aggravant le défaut.....	42
Figure III.5 Vue éclatée des éléments constitutifs d'un roulement à billes	43
Figure III.6 L'excentricité statique et dynamique et mixte [14].....	44
Figure III.7 Représentation des différents défauts statoriques possibles.....	46
Figure III.8 Exemples de dégâts dus au défaut de court-circuit statorique d'un moteur asynchrone[15].....	46
Figure III.9 Différentes méthodes d'analyse [19].....	47
Figure III.10 Accéléromètre piézoélectrique [20]	50
Figure III.11 Ecart d'usinage (excentricité et parallélisme) [21]	50
Figure III.12 Spectres fréquentiels du défaut de balourd [22].....	51
Figure III.13 Défaut de délignage [22]	52
Figure III.14 Spectre du défaut de délignage [23]	52
Figure III.15 Cepstre du défaut d'engrenages[22].....	53
Figure III.16 Cepstre théorique d'un présentant une dent détériorée[22].....	54

Figure III.17 Roulement à billes [23]	54
Figure III.18 spectre de fréquence (roulement défaut au bague extérieure) [25]	55
Figure III.19 spectre de fréquence (roulement défaut au bague intérieure) [25].....	56
Figure III.20 spectre de fréquence (roulement défaut au bille) [25].....	56
Figure III-21 diagramme de fluence de la première décomposition de la FFT d'une suite de 8 valeurs. [29]	60
Figure III-22 Diagramme de fluence de la seconde décomposition de la FFT d'une suite de 8 valeurs. [29]	61
Figure III-23 Diagramme de fluence de DFT [29]	62
Figure III-24 FFT d'ordre 2 avec entrelacement temporel pour N = 8. [29].....	62
Figure III.25 courbe de signal de vitesse avant les défaut stator (temporel)	63
Figure III.26 courbe de signal de vitesse après les défaut stator (temporel).....	63
Figure III.27 courbe de signal de couple avant les défaut stator (temporel).....	64
Figure III.28 courbe de signal de couple après les défaut stator (temporel).....	65
Figure III.29 courbe de signal de vitesse après les défaut rotor (temporel).....	65
Figure III.30 courbe de signal de couple après les défaut rotor (temporel).....	66

Liste des Tableaux

Tableau III.1	Techniques d'analyse de l'état d'une machine tournante [19]	48
Tableau III.2	Résultat de l'analyse FFT sur vitesse avant les défauts stator (amplitude par fréquence)	63
Tableau III.3	Résultat de l'analyse FFT sur vitesse après les défauts stator (amplitude par fréquence)	64
Tableau III.4	Résultat de l'analyse FFT sur couple avant les défaut stator (amplitude par fréquence)	64
Tableau III.5	Résultat de l'analyse FFT sur couple après les défaut stator (amplitude par fréquence)	65
Tableau III.6	Résultat de l'analyse FFT sur vitesse après les défauts rotor (amplitude par fréquence)	66
Tableau III.7	Résultat de l'analyse FFT sur couple après les défauts rotor (amplitude par fréquence)	66

Glossaire

MASDE	Machine Asynchrone Double étoile
PARK	Transformation de Park
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel Intégral

Nomenclature

i_{rk}	Les courants circulant entre le CCM et la MASDE ($k = \{1, 2, 3\}$)	A
i_{sk}	Courants statoriques de la MASDE ($k = \{1, 2, 3\}$)	A
i_{rd}, i_{rq}	Courants rotoriques de la MASDE dans le repère de Park	A
i_{sd}, i_{sq}	Courants rotoriques de la MASDE dans le repère de Park	A
L_f	Inductance du filtre RL	A
L_r	Inductance cyclique rotorique de la MASDE	H
L_{sk}	Inductance cyclique statorique de la MASDE ($k = \{1, 2\}$)	H
M	Inductance magnétisante de la MADA	H
L_{ms}	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.	H
L_{mr}	: La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotoriques.	H
n_y	Signal issu du compteur de la détection de défaut	H
p	Nombre de paires de pôles	-
R_{sk}	La résistance d'une phase de la stator ($k = \{1, 2\}$)	Ω
R_r	La résistance d'une phase du rotor	Ω
$[ID]_{3,3}$	la matrice identité d'ordre 3	-
J	lemoment d'inertie de la machine	
C_{em}	Le couple résistant (couple de la charge).	N.m
K_f	Le coefficient de frottement	-
θ_m	Angle mécanique	rad
θ_e	Angle électrique	rad
$[G_{abc}]$:	Le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré	-
$[G_{dqo}]$	Le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé	-
Ω	la vitesse de rotation mécanique du rotor	Rar/s
Φ_s	Flux statorique	Wb
Φ_r	Flux rotorique	Wb
T_p	Période de la porteuse	s
V_{pm}	Amplitude de la porteuse.	-

Introduction générale

Introduction générale

La machine asynchrone est considérée comme étant la machine la plus robuste et la moins chère du marché, notamment pour des applications à vitesse variable. Comme toute autre machine, la machine asynchrone n'est pas à l'abri d'un dysfonctionnement. Elle peut être affectée par des défauts électriques ou mécaniques au niveau du stator et/ou du rotor. Les causes des défauts peuvent être dues à un simple problème de fabrication, à une utilisation non conforme de la machine ou à l'usure normale. Parfois le milieu dans lequel la machine est utilisée peut-être responsable de la détérioration de la machine (milieu corrosif, milieu chimique, etc..). De ce fait, un arrêt brusque dû à une anomalie quelconque peut engendrer des pertes économiques (pertes de production, la remise en état de l'outil de production, les retards de livraison), matériels inévitables et même humaines. Par conséquent, il est recommandé de détecter de façon précoce un défaut afin d'y remédier dans les délais les plus brefs et ainsi minimiser les effets induits (arrêt d'une chaîne de production, pertes de produits, etc. ...). Ceci a poussé la majorité des industriels à doter leurs chaînes de production par des systèmes sophistiqués de détection et de diagnostic de défauts.

Ces deux dernières fonctions ont pour objectif d'une part l'amélioration de la sécurité des êtres humains et des biens et d'autre part l'augmentation des gains de productivité résultant de l'accroissement de la disponibilité des équipements et d'une gestion efficace des opérations de maintenance. Un système de surveillance n'a pas pour vocation de remplacer l'homme mais pour l'aider dans sa prise de décision finale.

Le but principal de notre travail est la détection des défauts statorique et rotorique dans une machine asynchrone double étoile MASDE. Les outils d'analyse et de diagnostic de défaut sont à base de l'utilisation des spectres par le biais de la transformée de Fourier (FFT). Pour mener cette étude, le manuscrit est structuré en trois Chapitres:

Le premier Chapitre est consacré à une étude bibliographique et théorique sur la modélisation de MASDE et les différentes Parties de notre système (convertisseur, bus continu), pour cela on a fait appel à un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de Park dans le but de réduire la complexité du système et de faciliter sa mise en équation. La structure a étudié, consiste en une MASDE dont les deux Étoiles, sont alimentées par des convertisseurs triphasés commandés par MLI.

Le deuxième Chapitre est un résumé de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi que ses différentes méthodes est présenté. On terminera ce chapitre par l'application de la méthode indirecte sur la machine et l'interprétation des résultats de simulation.

Le troisième Chapitre est consacré au diagnostic des défauts de la machine asynchrone. Une citation des divers défauts pouvant affecter le bon fonctionnement de la machine asynchrone ainsi que les différentes méthodes de détection et de diagnostic de ces défauts (FFT analyse vibratoire, analyse des huiles...). On terminera avec une étude sur la détection des deux défauts de stator et du rotor dans la machine asynchrone double étoile en utilisant les méthodes de transformée de Fourier rapide et après une simulation par MATLAB de différents défauts statorique et rotorique avant et après le défaut.

**Chapitre I. Modélisation de la machine
asynchrone double étoile**

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone double étoile

I.1 Introduction

La modélisation d'une machine électrique fait appel à des équations en générale très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée; cette dernière est basée sur la transformation de Parck qui rapporte les équations électriques statorique et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), nous étudierons dans ce chapitre la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique). Enfin, des résultats de simulation seront présentés et commentés.

I.2 Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique α (dans cette modélisation on prend $\alpha = 30^\circ$) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil (**Figure I.1**).

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité. [1]

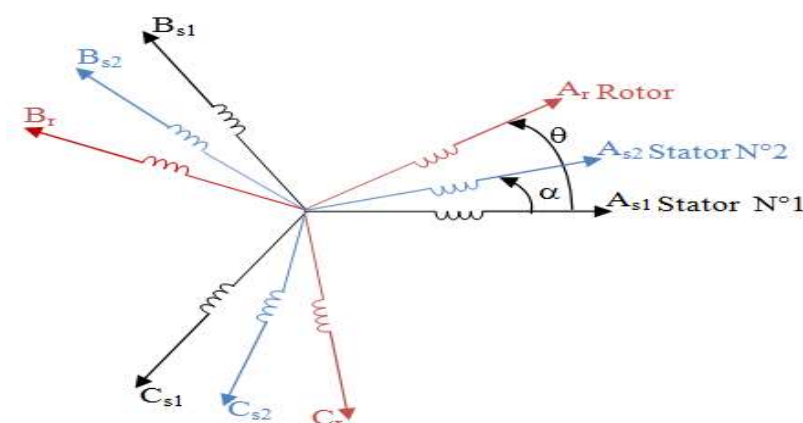


Figure I.1: Représentation des enroulements de la MASDE

On notera par l'indice s_1 pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1) et par l'indice s_2 pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2). Les phases de la première étoile A_{s1} , B_{s1} , C_{s1} et les phases de la deuxième étoile prennent A_{s2} , B_{s2} , C_{s2} , les phases rotoriques sont notées par A_r , B_r , C_r . L'angle de décalage entre les deux étoiles est α . θ_1 exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile1 (phase A_{s1}). θ_2 la position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\theta_1 = \Omega_m t + \theta_0$$

$$\theta_2 = \theta_1 - \alpha$$

Ω_m [rad/s] : la vitesse mécanique du rotor.

θ_0 : La position du rotor par rapport au l'étoile 1.

I.3 Principe de fonctionnement de la MASDE

Les courants triphasés de fréquence f_s alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme N_s tels que :

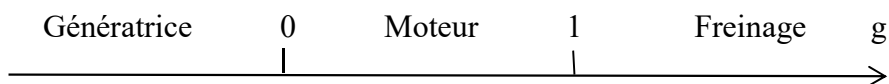
$$N_s = \frac{f_s}{p} \text{ [tr/s]} \tag{1.2}$$

Avec : p le nombre de pair de pôles.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α alimentant l'enroulement 2 du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme N_s . Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse N [tr/s] inférieure à celle du synchronisme ($N < N_s$), ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. On dit alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s}$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement.



Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au mode de fonctionnement moteur.

I.4 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [2-4].

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est uniforme.
- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

I.5 Modélisation du MASDE

I.5.1 Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tensions, courants et flux. On peut écrire pour les vecteurs des tensions, courants et flux statorique sont:

$$\text{Pour l'étoile (1) : } \begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} v_{bs1} v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} i_{bs1} i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] = [\phi_{as1} \phi_{bs1} \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (1.3)$$

$$\text{pour l'étoile (2) : } \begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} v_{bs2} v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} i_{bs2} i_{cs2}]^T \\ [\Phi_{s2}] = [\phi_{as2} \phi_{bs2} \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\text{pour le rotor : } \begin{cases} [V_r] = [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\phi_{ar} \phi_{br} \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (1.5)$$

I.5.1.1 Équations des tensions

La combinaison de la loi d'Hom et la loi de Lentz permet d'écrire les relations suivantes:

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (1.6)$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (1.7)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (1.8)$$

I.5.1.2 Équations des flux

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles sont exprimés par les équations suivantes :

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [L_{s1,r}][I_r] \quad (1.9)$$

$$[\Phi_{s2}] = [L_{s2,s1}][I_{s1}] + [M_{s2,s2}][I_{s2}] + [L_{s2,r}][I_r] \quad (1.10)$$

$$[\Phi_r] = [L_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (1.11)$$

$[R_{s1}]; [R_{s2}]; [R_r]$: les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement:

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1}[ID]_{3,3} \\ [R_{s2}] = R_{s2}[ID]_{3,3} \\ [R_r] = R_r[ID]_{3,3} \end{cases} \quad (1.12)$$

Avec : $[ID]_{3,3}$:la matrice identité d'ordre 3

R_{s1} : La résistance d'une phase de la première étoile.

R_{s2} : La résistance d'une phase de la deuxième étoile.

R_r : La résistance d'une phase du rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (1.9), (1.10) et (1.11) sont exprimés comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$[M_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$[M_{s1,r}] = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta_m) & M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_m) & M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$[M_{s2,r}] = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta_2) & M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_2) & M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T; [M_{r,s2}] = [M_{s1,r}]^T; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$$

Avec : L_{s1} : L'inductance propre de la 1^{ère} étoile .

L_{s2} : L'inductance propre de la 2^{ème} étoile.

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotoriques.

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

I.5.1.3 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes :

$$(C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega_m) = J \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (1.19)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \Omega_m \quad (1.20)$$

Avec : J : le moment d'inertie de la machine.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant (couple de la charge).

K_f : Le coefficient de frottement.

I.5.1.4 Énergie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression ci-dessous [5] :

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2}([I_{s1}]^T[\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^T[\Phi_{s2}] + [I_r]^T[\Phi_r]) \quad (1.21)$$

I.5.1.5 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor.

$$C_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} = p \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad (1.22)$$

Avec : p : nombre de paire de pôle.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivant :

$$C_{em} = \left[\frac{p}{2} \right] \left([I_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [I_r]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [I_r]^t \right) \quad (1.23)$$

Les équations (1.3), (1.4), (1.5), (1.6), (1.7), (1.8), (1.19), (1.20) et (1.22), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

Le modèle de la MASDE établi précédemment ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASDE, cette partie fait l'objet d'étudier ces régimes. Plusieurs modèles ont été écrits dans ce contexte.

On cite, le modèle avec l'utilisation des composantes symétriques, de la théorie du vecteur d'espace et du modèle de Park.

I.5.2 Transformation de PARK

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des

changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park.

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice.

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement [2].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq) . La figure (1.3) représente les enroulements de la MASDE dans le repère (d, q) .

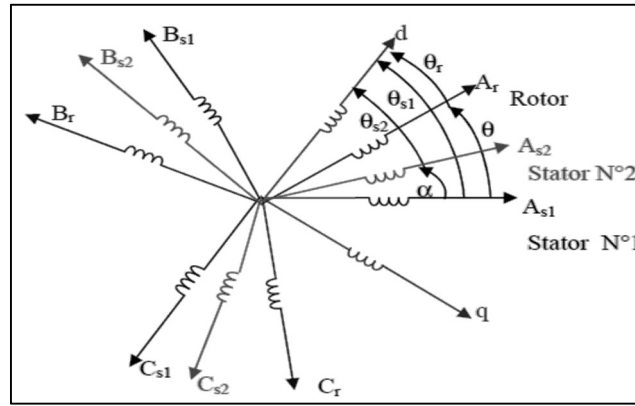


Figure I.2: Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q) .

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [p(\theta)][G_{abc}] \quad (1.32)$$

$$[G_{abc}] = [p(\theta)]^{-1}[G_{dqo}] \quad (1.33)$$

Avec : $[G_{abc}]$: Le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré.

$[G_{dqo}]$: Le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

I.5.2.1 Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q), ou bien selon le problème à étudier.

I.5.2.1.1 Référentiel lie au stator

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{Où } \theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt}$$

D'où :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = - \frac{d\theta}{dt} = -P\Omega_r$$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec des grandeurs instantanées

I.5.2.1.2 Référentiel lie au rotor

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega_s$$

Dans ce référentiel la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$).

I.5.2.1.3 Référentiel lie au champ tournant

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est la vitesse du champ tournant ω_s .

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - P\Omega_s$$

Dans notre travail, nous utiliserons ce référentiel pour la modélisation de la MASDE. Car ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue. [6]

I.5.2.2 Application de la transformation de Park à la MASDE

I.5.2.2.1 Équations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (1.6), (1.7) et (1.8), on obtient :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Avec : θ_{s1} : L'angle constitue par les axes A_{s1} , d.

$\theta_r = \theta_{s1} - \theta$: l'angle constitue par les axes A_r , d (Figure (1.4)).

$\frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_{s2}$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1.

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

Sous forme d'équations :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_{s1} \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_{s1} \Phi_{ds1} \end{cases} \quad (1.37)$$

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_s I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_{s2} \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_s I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_{s2} \Phi_{ds2} \end{cases} \quad (1.38)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_{s1} - \omega_r) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_{s1} - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.39)$$

1.5.2.2.2 Equations des flux

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions, on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{dr} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{qr} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{qs2} \end{cases} \quad (1.40)$$

On a :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} M_{sr} = L_m$$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (1.40) peut s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (1.41)$$

Avec : $L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 1.

$L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 2.

$L_r + L_m$: l'inductance propre cyclique du rotor.

1.5.2.2.3 Equation mécanique

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère.

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (1.42)$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = V_{as1}I_{as} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs} I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{cs2} \quad (1.43)$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P_{abs} = V_{ds1}I_{ds1} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs2}I_{qs2} \quad (1.44)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (1.44) par leurs expressions dans les équations (1.37) (1.38), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned} P_{ab} = & [R_{s1}I_{ds}^2 + R_{s1}I_{qs1}^2 + R_{s2}I_{ds}^2 + R_{s2}I_{qs2}^2] \\ & + [\omega_s(\Phi_{ds} I_{qs1} - \Phi_{qs} I_{ds1} + \Phi_{ds} I_{qs2} - \Phi_{qs} I_{ds})] \\ & + \left[\frac{d\Phi_{ds}}{dt} I_{ds1} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} I_{qs} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} I_{ds} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} I_{qs} \right] \end{aligned} \quad (1.45)$$

La puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules statorique.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme universelle :

$$P_{em} = \Omega C_{em} \quad (1.46)$$

Avec : Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor.

C_{em} : Le couple électromagnétique développe.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (1.45) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_s(\Phi_{ds} I_{qs1} - \Phi_{qs} I_{ds} + \Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds2}) \quad (1.47)$$

D'après l'équation (1.47), il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds1}I_{qs} - \Phi_{qs1}I_{ds} + \Phi_{ds2}I_{qs} - \Phi_{qs2}I_{ds2}) \quad (1.48)$$

Avec : p : est le nombre de paires de pôles de la machine.

1.5.3 Modèle de la Machine

Dans notre travail, on utilise le référentiel lie au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{ds} = R_s I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs2} = R_s I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.49)$$

1.5.3.1 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct Φ_{md} et quadratique Φ_{mq} , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (1.50)$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m (I_{ds} + I_{ds} + I_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (I_{qs1} + I_{qs} + I_{qr}) \end{cases} \quad (1.51)$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (1.51) dans le système d'équations (1.41), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + \Phi_{mq} \end{cases} \quad (1.52)$$

À partir de l'équation (1.52) on tire :

$$\begin{cases} I_{ds1} = (\Phi_{ds1} - \Phi_{md})/L_{s1} \\ I_{qs1} = (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq})/L_{s1} \\ I_{ds2} = (\Phi_{ds2} - \Phi_{md})/L_{s2} \\ I_{qs2} = (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq})/L_{s2} \\ I_{dr} = (\Phi_{dr} - \Phi_{md})/L_r \\ I_{qr} = (\Phi_{qr} - \Phi_{mq})/L_r \end{cases} \quad (1.53)$$

En remplaçant les courants du système d'équations (1.53) par leur expression dans le système d'équations (1.49), on aura :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = V_{ds} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = V_{qs} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{sr} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) - \omega_{sr} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.54)$$

$$\text{Avec } \omega_{sr} = \omega_s - \omega_r$$

À partir de l'équation (1.41), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (1.55)$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \quad (1.56)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (1.41) dans (1.48), on obtient :

$$C_{em} = pL_m[(I_{qs1} + I_{qs2})I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2})I_{qr}] \quad (1.57)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (1.41). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{aligned} \quad (1.58)$$

Les courants rotoriques sont :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2})] \\ I_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{qr} - L_m(I_{qs1} + I_{qs2})] \end{cases} \quad (1.59)$$

En introduisant I_{dr} et I_{qr} dans l'expression (1.57), on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(I_{qs1} + I_{ds1})\Phi_{dr} - (I_{ds1} + I_{qs1})\Phi_{qr}] \quad (1.60)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (Φ_{md}, Φ_{mq}) dans (1.54) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\Phi_{ds1} + \omega_s\Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\Phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\Phi_{dr} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \omega_s\Phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\Phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}}\Phi_{ds2} + \omega_s\Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\Phi_{dr} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\Phi_{qs1} - \omega_s\Phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}}\Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\Phi_{ds} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\Phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\Phi_{dr} + \omega_{sr}\Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\Phi_{qs2} - \omega_{sr}\Phi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\Phi_{qr} \end{cases} \quad (1.61)$$

En mettant le système d'équations (1.61) sous forme d'équations d'état.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.62)$$

Avec : $X = [\Phi_{ds1} \Phi_{qs1} \Phi_{ds2} \Phi_{qs2} \Phi_{dr} \Phi_{qr}]^T$: Vecteur d'état.

$U = [V_{ds1} V_{qs1} V_{ds2} V_{qs2}]^T$: Vecteur de commande (vecteur d'entre).

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{S1}}{T_{S1}L_{S1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{S1}L_{S2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{S1}L_r} & 0 \\ -\omega_s & \frac{L_a - L_{S1}}{T_{S1}L_{S1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{S1}L_{S2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{S1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{S2}L_{S1}} & 0 & \frac{L_a - L_{S2}}{T_{S2}L_{S2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{S2}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{S2}L_{S1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{S2}}{T_{S2}L_{S2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{S2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{S1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{S2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} & \omega_{sr} \\ 0 & \frac{L_a}{T_rL_{S1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{S2}} & -\omega_{sr} & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.64)$$

Avec : $T_{S1} = \frac{L_{S1}}{R_{S1}}$: Constante de temps statorique de la première étoile.

$T_{S2} = \frac{L_{S2}}{R_{S2}}$: Constante de temps statorique de la deuxième étoile.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

I.6 Modélisation du convertisseur commandé en M.L.I

Le convertisseur statique assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une source alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [7].

La figure I.3 présente un convertisseur triphasé pour un fonctionnement en mode onduleur, il est à noter que la modélisation reste la même dans le cas d'un fonctionnement en mode redresseur. Il est constitué de trois branches ou chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur est fermé } (K_i \text{ conduit}, \bar{K}_i \text{ bloqué}) \\ 0 & \text{l'interrupteur est ouvert } (\bar{K}_i \text{ bloqué}, K_i \text{ conduit}) \end{cases}$$

Avec : $f_i + \bar{f}_i = 1$ et $i = 1 \dots 3$.

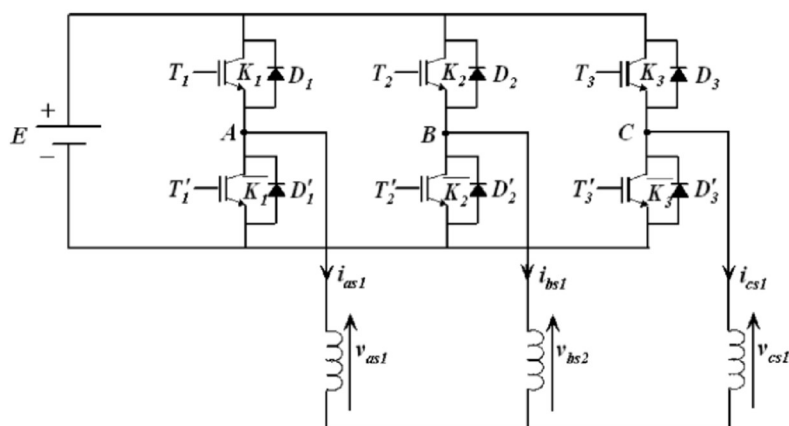


Figure I.3: représente le schéma de l'onduleur triphasé [7]

Les équations de tensions composées sont :

$$V_{AB} = V_{as1} - V_{bs1} = E(f_1 - f_2)$$

$$V_{BC} = V_{bs1} - V_{cs1} = E(f_2 - f_3)$$

$$V_{CA} = V_{cs1} - V_{as1} = E(f_3 - f_1)$$

Les tensions simples V_{as1} , V_{bs1} et V_{cs1} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$V_{as1} + V_{bs1} + V_{cs1} = 0$$

La résolution des équations précédentes, nous donne :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}$$

Pour le second onduleur on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix}$$

I.6.1 Stratégie de commande sinus-triangle

La MLI Sinus-Triangle (MLI_ST) est la plus simple des MLI à base de porteuse, tant du point de vue de son concept que de son implantation (analogique ou numérique). Elle souffre néanmoins d'une sous-utilisation du bus continu. En effet, la limite de fonctionnement est atteinte pour des références sinusoïdales d'amplitude $V_1 = E/2$. Pour une MLI_ST, on génère six signaux sinusoïdaux de fréquence f , d'amplitude V_m , et un signal triangulaire de fréquence f_p et d'amplitude 1. La comparaison de chaque sinusoïde au triangle donne les angles de commutation du bras d'onduleur de la phase correspondante [8].

Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes :

$$\text{Pour la première étoile : } \begin{cases} V_{refa1} = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{refb1} = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{refc1} = V_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

$$\text{Pour la deuxième étoile : } \begin{cases} V_{refa2} = V_m \sin(2\pi ft - \alpha) \\ V_{refb2} = V_m \sin(2\pi ft - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{refc2} = V_m \sin(2\pi ft - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

Où : T_p : Période de la porteuse ;

V_{pm} : Amplitude de la porteuse.

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

L'indice de modulation m représente le rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f .

Le coefficient de réglage en tension r représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation V_{pm}

I.7 Résultat et Interprétation de simulation

La figure I.4 représente le schéma de simulation sous MATLAB.

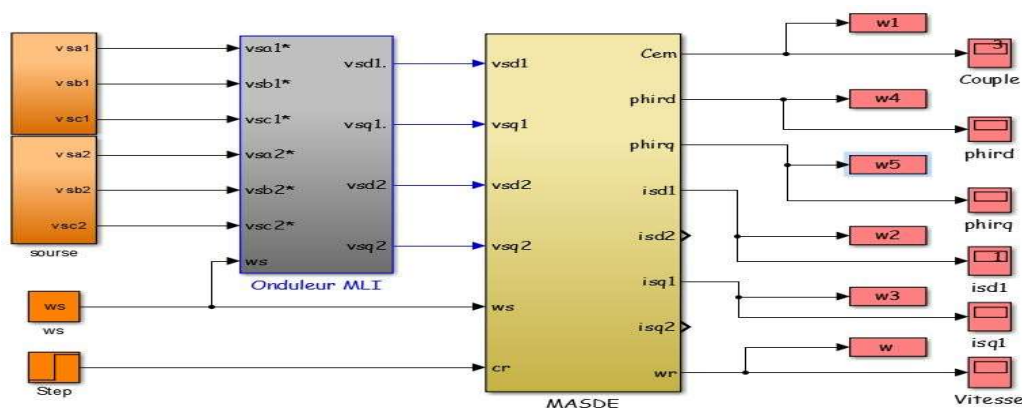


Figure I.4 Schéma Simulink du MASDE

Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=8 \text{ N.m}$ à l'instant $t=2\text{s}$.

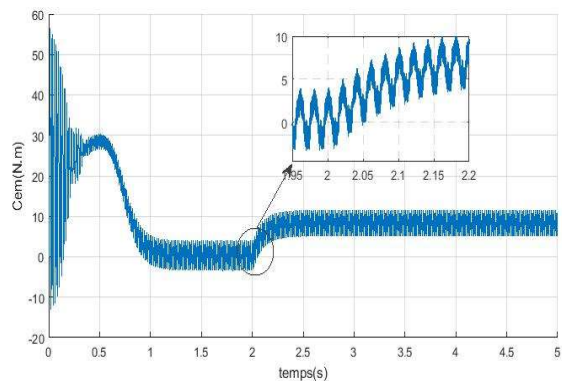


Figure I.6 Le couple électromagnétique

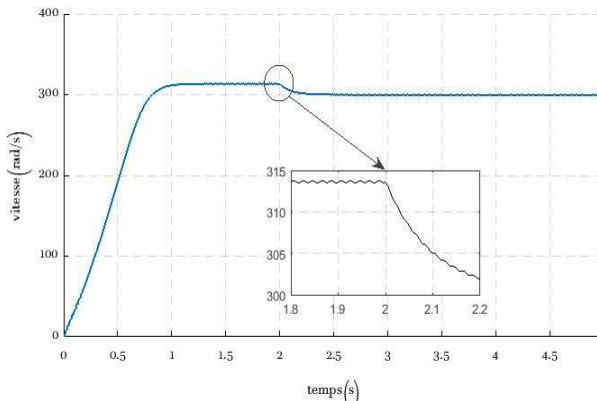


Figure I.5 La vitesse de rotation

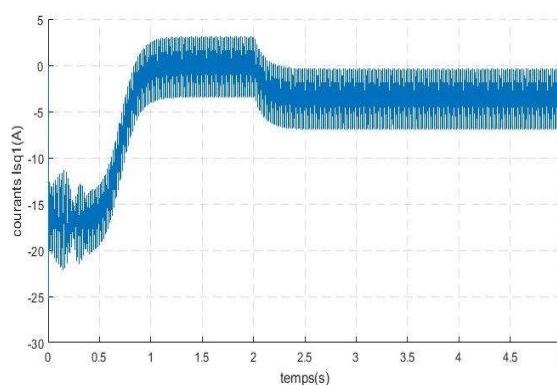
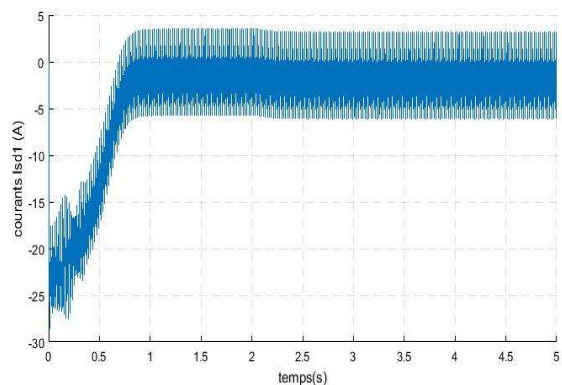


Figure I.7 Les courants statoriques Isd1 Isq1

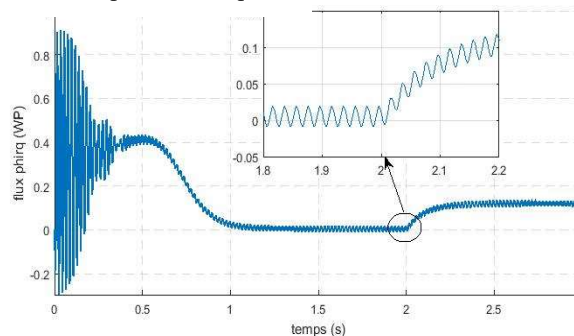
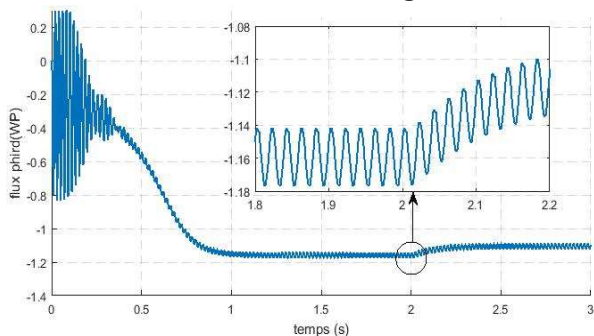


Figure I.8 Les flux rotoriques phiird , phirq.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 314 rd/s (très proche de celle du synchronisme) à $t \approx 1$ s (début du régime permanent).

Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 55 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5s où il rejoint 30 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0 N.m

Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de forte appel de courant. Cependant, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'au vide, la tension d'alimentation (V_{s1} (V)) et le courant statorique (I_{s1a} (A)) sont presque en phase et de même signe.

Les flux rotoriques (ϕ_{ird}) et (ϕ_{irq}) se stabilisent respectivement à -1,15 WP et à -0.13 WP .

L'application de la charge $C_r = 8$ N.m à l'instant $t = 2$ s, engendre des augmentations aux niveaux de la vitesse ainsi qu'aux courants statoriques.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double étoile en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équation d'état de la machine que nous avons validée à travers une simulation numérique.

Chapitre II. Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

Chapitre II Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

II.1 Introduction

Parmi tous les types de machines électriques, la machine qui répond le mieux aux exigences liées aux systèmes d'actionnement est la machine à courant continu. Dans ce type de machines, le courant d'induit qui produit le couple et le courant d'induction qui engendre le flux, sont physiquement distincts. Il est alors facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine de manière indépendante et précise, et aussi d'assurer des réponses dynamiques excellentes.

Le développement de nouvelles stratégies de commandes par l'électronique de puissance ont permis une augmentation des fréquences de commutation et par conséquent une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calculs ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage de flux et du couple dans les machines à courant alternatif en régime transitoire et permanent. L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle à flux rotorique orienté (Flux Oriented Control), introduite par Kovac en 1959 et reprise par Blascke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important [9].

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle indirecte par Orientation du flux rotorique sur la MASDE. Cependant, nous présentons au premier lieu Principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDE, et nous irons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation.

II.2 Origines de la Commande Vectorielle

Les origines de la commande vectorielle, contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du XIX^{ème} siècle et aux travaux de A. Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transporter cette théorie à la commande des machines électriques. Ce n'est que vers la fin des années cinquante grâce à l'utilisation dans l'Europe de l'Est, de la méthode du phaseur

temporel que germa l'idée de la commande vectorielle appelée 'également contrôle par flux orienté [10].

II.3 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statoriques, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse ω_s Figure(II.1). Ce principe de commande d'écoulée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [11].

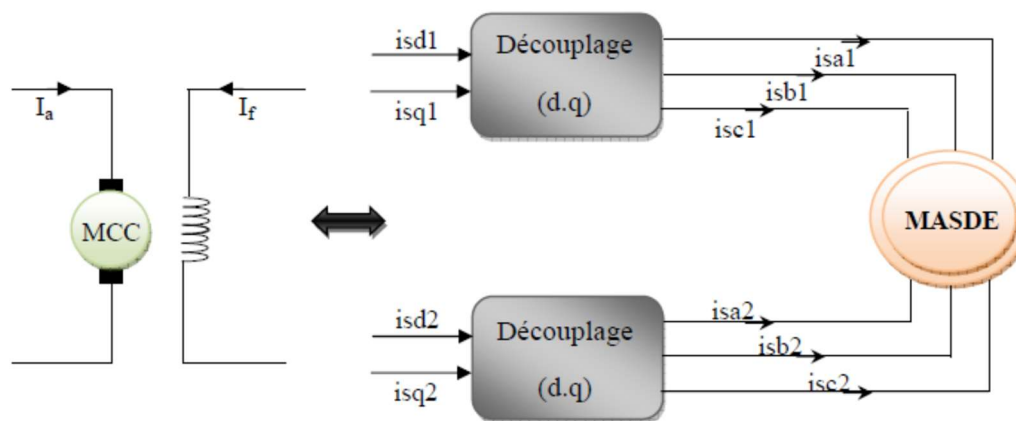


Figure II.1 Principe de la commande vectorielle.

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (équation (2.1)).

Le but de cette commande en deux aspects :

- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre
- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanente en régime transitoire.

En effet, dans une machine à courant continu le courant d'induit (I_a) contrôle le couple et le courant inducteur (I_f) contrôle le flux.

Pour la machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Pour Cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage flux et du couple.

L'expression du couple électromagnétique de la Mcc est donné par :

$$C_{em} = K \Phi I_a = K' I_a I_f \quad (2.1)$$

Avec :

Φ : flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : courant d induit.

K, K' : constantes.

II.4 Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

Orientation du flux rotorique avec les conditions $\Phi_{dr} = \Phi_r$ $\Phi_{qr} = 0$.

Orientation du flux statorique avec les conditions $\Phi_{ds} = \Phi_s$ $\Phi_{qs} = 0$.

Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\Phi_{dm} = \Phi_m$ $\Phi_{qm} = 0$.

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine électrique.

Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE, si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est à dire :

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

$$\Phi_{qr} = 0.$$

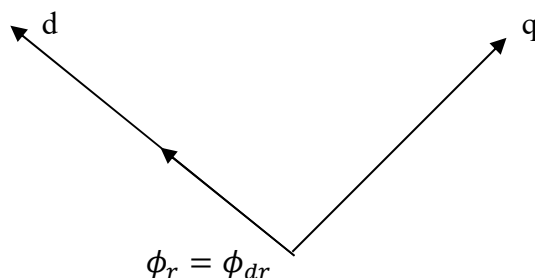


Figure II.2 Orientation du flux rotorique sur l'axe d..

On aura la forme du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = p \frac{Lm}{Lm+L} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (2.2)$$

L'équation (2.2) dévient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) = k \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (2.3)$$

Avec : $K = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$

D'après l'équation (2.3) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

II.5 Méthodes de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte a été introduite par K. Hasse.

II.5.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [12]. Pour cela deux Procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

II.5.2 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif "méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

II.6 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique.

La Figure II.3 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

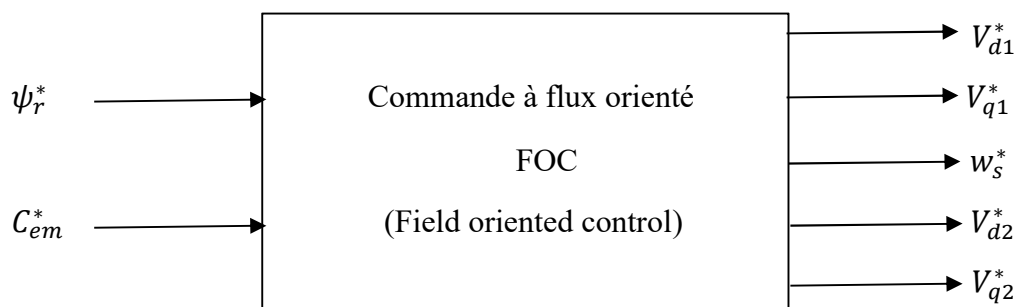


Figure II.3 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique Φ_{rref} et le couple Cem_{ref} et en exprimant que :

$$\Phi_{dr} = \Phi_{rref} \quad \Phi_{qr} = 0 \quad p \Phi_{rref} = 0 \quad (2.4)$$

Avec :

$p = d/dt$ opérateur de Laplace.

En remplaçant (2.4) dans les équations des tensions rotorique (1.35), on obtient

$$R_r i_{dr} = 0 \quad i_{dr} = 0 \quad (2.5)$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl} \Phi_{rref} = 0 \quad i_{qr} = -\frac{\omega_{gl} \Phi_{rref}}{R_r} \quad (2.6)$$

Et à partir des équations (2.52) on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{Lm+Lr} [\Phi_{rref} - Lm (i_{ds} + i_{ds2})] \quad (2.7)$$

$$i_{qr} = -\frac{Lm}{Lm+Lr} (i_{ds} + i_{ds2}) \quad (2.8)$$

En introduisant (2.7) et (2.8) dans le système d'équations des flux statoriques (1.41), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_{ref} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_{ref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{array} \right. \quad (2.9)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

$$\lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \eta L_r$$

En substituant (2.5) dans (2.7), on tire :

$$\Phi_{ref} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (2.10)$$

À partir de l'équation (3.8), on trouve :

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = - (L_m + L_r) i_{qr} \quad (2.11)$$

En remplaçant (2.9) et (2.11) dans le système d'équations des tensions statoriques (1.37), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1ref} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - w_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} w_{glref}) \\ V_{ds2ref} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} - w_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_{rref} w_{glref}) \\ V_{qs1ref} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + w_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{qs2ref} = R_{s1} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} + w_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{array} \right. \quad (2.12)$$

Avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ et $w_{glref} = w_{sref} - w_r$

En introduisant l'équation (2.8) dans (2.6), on tire :

$$w_{glref} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (2.13)$$

A' partir de la relation (2.3), on trouve :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{R_r L_m}{P L_m \Phi_{sref}} C_{emref} \quad (2.14)$$

Le système d'équations électriques (2.12) montre que les tensions (V_{ds1ref} , V_{ds2ref} , V_{qs1re} , V_{qs2ref}) influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}) donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables (V_{ds} , V_{ds2} , V_{qs1} , V_{qs2}) n'agissant respectivement que sur (i_{ds1} , i_{ds1} , i_{qs1} , i_{qs2}) tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} \\ V_{ds} = R_{s2} i_{ds} + L_{s2} \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} \\ V_{qs} = R_{s2} i_{qs} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} \end{array} \right. \quad (2.15)$$

A' fin de compenser l'erreur introduite lors de découplage, les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1r} = V_{ds} - V_{ds1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} - V_{qs1c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs} - V_{qs2c} \end{array} \right. \quad (2.16)$$

Ou :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1ref} = w_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} w_{glref}) \\ V_{ds2r} = w_{sref} (L_{s2} i_{qs} + T_r \Phi_{rref} w_{glref}) \\ V_{qs1ref} = w_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{qs2r} = w_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{array} \right. \quad (2.17)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques (I_{s1d} , I_{s1q} , I_{s2d} , I_{s2q}) et on obtient à leurs sorties les tensions statoriques (V_{s1d} , V_{s1q} , V_{s2d} , V_{s2q}). En utilise dans ceux boucles les régulateurs PI (proportionnelle intégrateur).

II.7 Identification des paramètres des régulateurs PI

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(s) = \frac{1}{as+b} \quad (2.18)$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert d'un régulateur PI est :

$$H(s) = K_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.19)$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure (II.4).

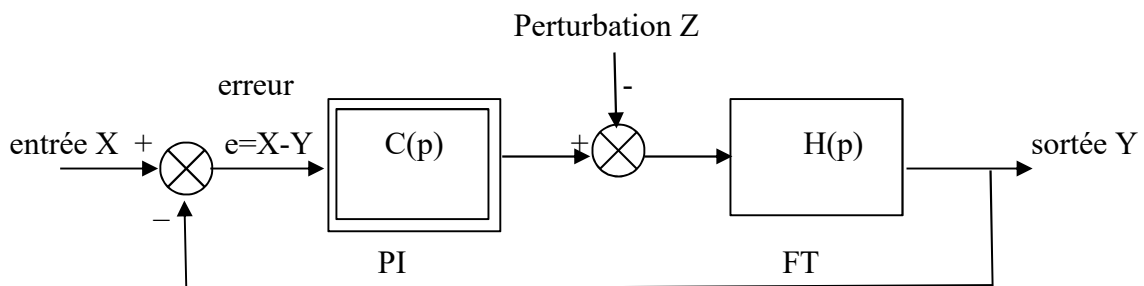


Figure II.4 Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI

La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(s) = C(s)H(s) = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + bs} \quad (2.20)$$

En boucle fermée on obtient :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{K_p s + k_i}{as^2 + (b+k_p)s + k_i} \quad (2.21)$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$F(s) = \frac{1}{1+\tau s} \quad (2.22)$$

Il suffit d'identifier (2.21) à (2.22) comme suit :

$$\frac{K_p s + k_i}{as^2 + (b+k_p)s + k_i} = \frac{1}{1+\tau s} \quad (2.23)$$

Ce qui donne :

$$as^2 + (b + k_p)s + k_i = as^2 + (b + k_p)s + K_i \quad (2.24)$$

D'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = \frac{a}{\tau} \\ K_i = \frac{b}{\tau} \end{array} \right. \quad (2.25)$$

La Figure II.5 représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2).

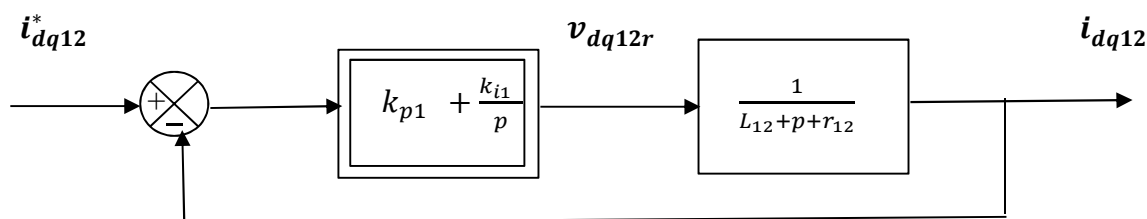


Figure II.5 : Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{p1} = \frac{L_{s1}}{\tau} \\ K_{i1} = \frac{R_{s1}}{\tau} \\ K_{p2} = \frac{L_{s2}}{\tau} \\ K_{i2} = \frac{R_{s2}}{\tau} \end{array} \right. \quad (2.26)$$

On prend $\tau = \tau_r/6$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $\tau_r = L_r/R_r$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control : FOC) est présenté sur la Figure (II.5) . On admet que : $i_{s1q^*} = i_{s1d^*}$ et $i_{s1q^*} = i_{s2q^*}$

II.8 Application de la commande vectorielle indirecte sur la MASDE

L'application de la commande vectorielle indirecte, sans le réglage de la vitesse, sur la machine asynchrone à double étoile est illustrée par la Figure (II.6)

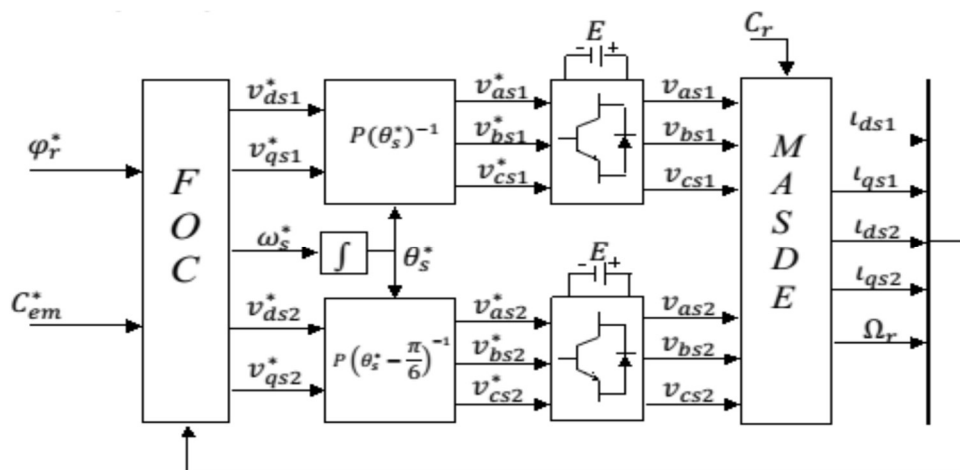


Figure II.6 Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE

II.9 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

Le principe de cette méthode, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela est réalisable par un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} \Phi_r &= \Phi_n & \text{si} & \quad |\Omega_r| \leq |\Omega_n| \\ \Phi_r &= \Phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega_n|} & \text{si} & \quad |\Omega_r| > |\Omega_n| \end{aligned} \quad (2.27)$$

Et schématisé par la Figure (II.7)

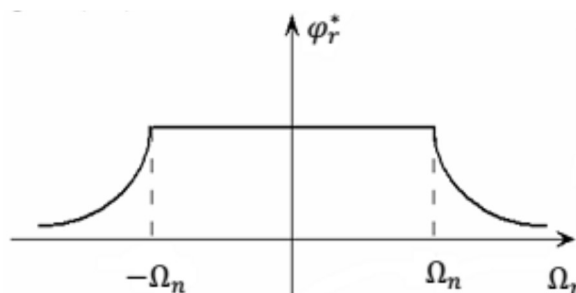


Figure II.7 Schéma de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine et pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine .le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la Figure (II.8).

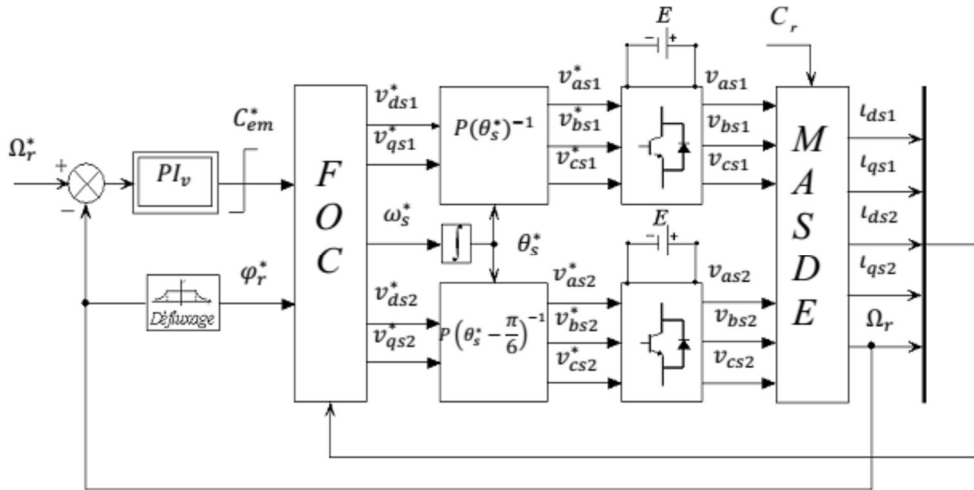


Figure II.8 Schéma de la commande vectorielle avec régulation de vitesse

II.9.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence; afin de maintenir la vitesse correspondante pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit l'équation mécanique donnée .

Le schéma de la boucle de régulation de la vitesse est donné par la Figure (II.9).

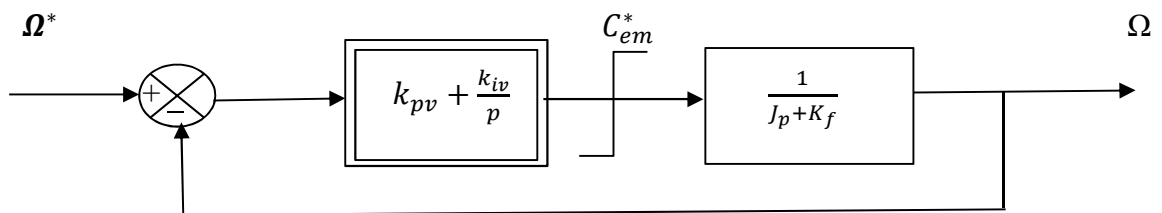


Figure II.9 Boucle de régulation de vitesse

L'identification nous donne :

$$k_{pv} = \frac{J}{\tau}$$

$$k_{iv} = \frac{k_f}{\tau} \tag{2.28}$$

On prend : $\tau = \frac{\tau_r}{3}$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^*(lim) = \begin{cases} C_{em} & si |C_{em}| \leq C_{emMax} \\ C_{emMax} sign(C_{em}^*) & si |C_{em}| \geq C_{emMax} \end{cases} \quad (2.29)$$

II.10 Résultats de simulation

Les schéma suivante représente les Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=15 \text{ N.m}$ à l'instant $t=2\text{s}$.

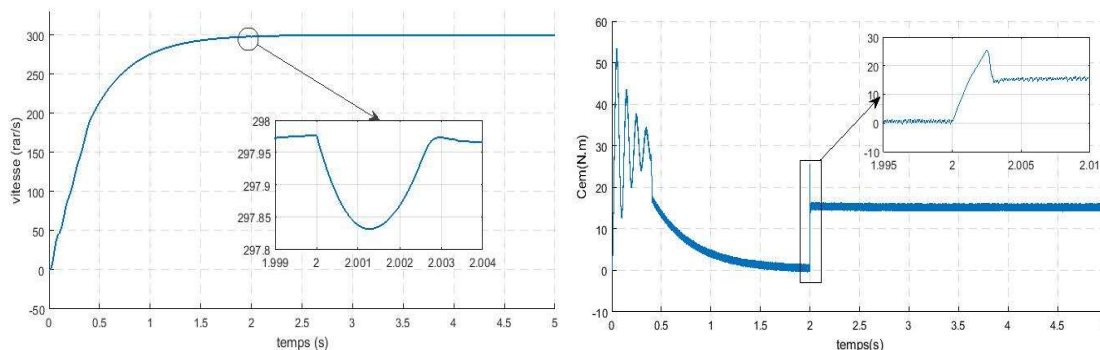


Figure II.11 la vitesse de rotation

Figure II.10 Le couple électromagnétique

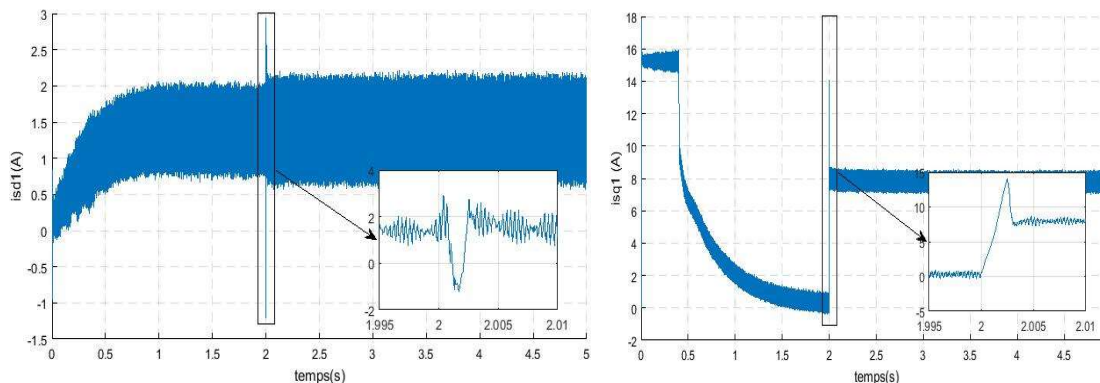


Figure II.12 Les courants statoriques Isd1 Isq1

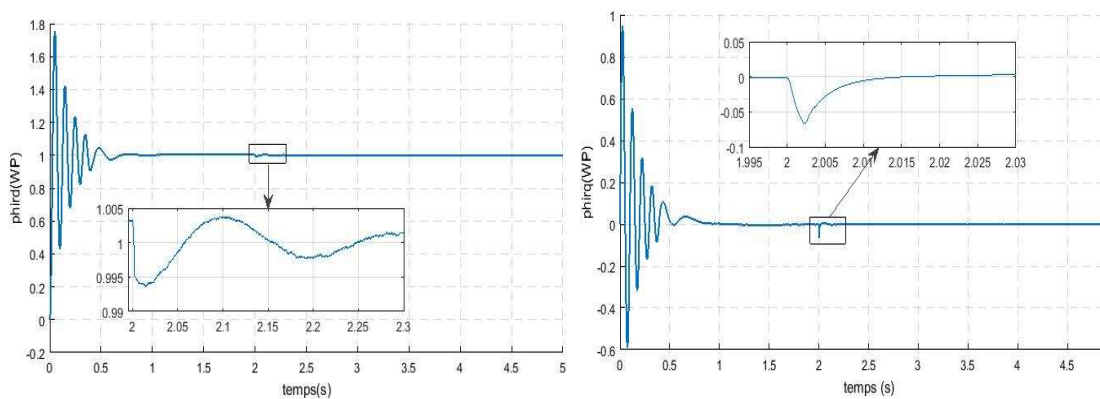


Figure II.13 Les flux rotoriques phi rd phi rq

II.11 interprétation des résultats

La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de $t = 1.8s$, . A l'instant $t=2s$ on observe une perturbation pendant $0.003s$ Figure (II.11).

Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ $54N.m$. D'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à $t = 2s$ il compense le couple de charge appliqué à la machine Figure (II.10).

Un appel de courant i_{qs1} il est démarré par la valeur crête $15A$, et après le temps $t= 1.5 s$ il est démunie jusqu'à presque $0A$ mais en charge la valeur de courant est augmenter de valeur crête $8.3 A$ Figure(II.12).

Un appel de courant i_{sd1} a une valeur crête $2 A$ dans le régime transitoire mais dan le temps $t=2s$ on trouvé une valeur crête $2.25 A$ dans mem régime Figure (II.12)

Le flux ϕ_{dr} oscille autour de la valeur $1Wb$ Figure (II.13).

Le flux ϕ_{qr} est de même forme que ϕ_{dr} avec une valeur de stabilisation $0 Wb$ Figure (II.13).

II.12 Conclusion

D'après les résultats obtenus dans ce chapitre on peut conclure que le contrôle de la transmission indirecte en dirigeant le flux du rotor permet une manipulation plus simple et facile d'une MASDE. Cela à des répercutions très importantes sur les performances et présente une solution attrayante dans les applications à vitesse variable. Dans cette technique, un contrôleur intégré PI a été utilisé. l'objectif étant la régulation de la vitesse par la commande indirecte. Cependant, l'étude de cette dernières nous a mené au mieux à mettre en évidence les caractéristiques de la commande vectorielle sur la MASDE.

Chapitre III. Diagnostique des défauts d'un machine asynchrone double étoile

Chapitre III Diagnostic des défauts d'une machine double étoile

III.1 Introduction

Ce troisième chapitre est dédié à la présentation des défauts rencontrés dans des machines tournantes double étoile et aux méthodes utilisées pour diagnostiquer ces défauts.

Ensuite, nous appliquons la méthode de transformation rapide de Fourier pour

III.2 Les défauts de la machine tournante

Les défaillances peuvent être d'origines diverses: électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes:

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survolage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.
- Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.
- Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants :[13]

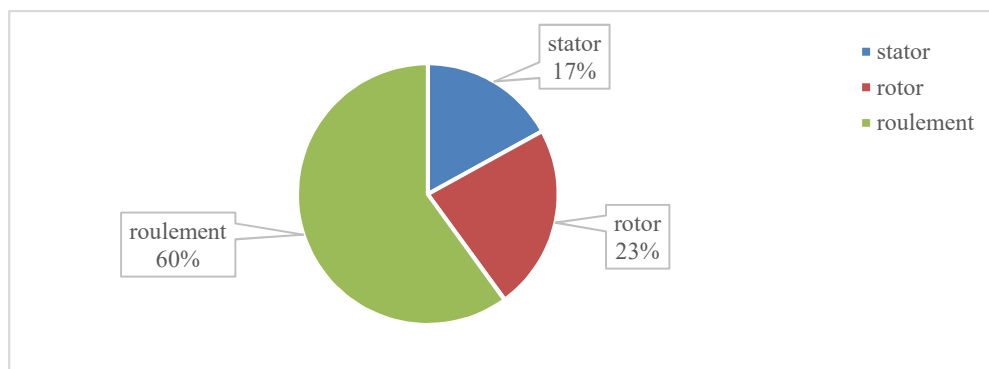


Figure III.1 propositions des défauts

La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est présentée sur la figure (III.1) . Une autre étude statistique faite sur des machines de grandes puissances (de 100 kW à 1 MW) donne des résultats qui sont présentés sur les figures (III.2) et (III.3).

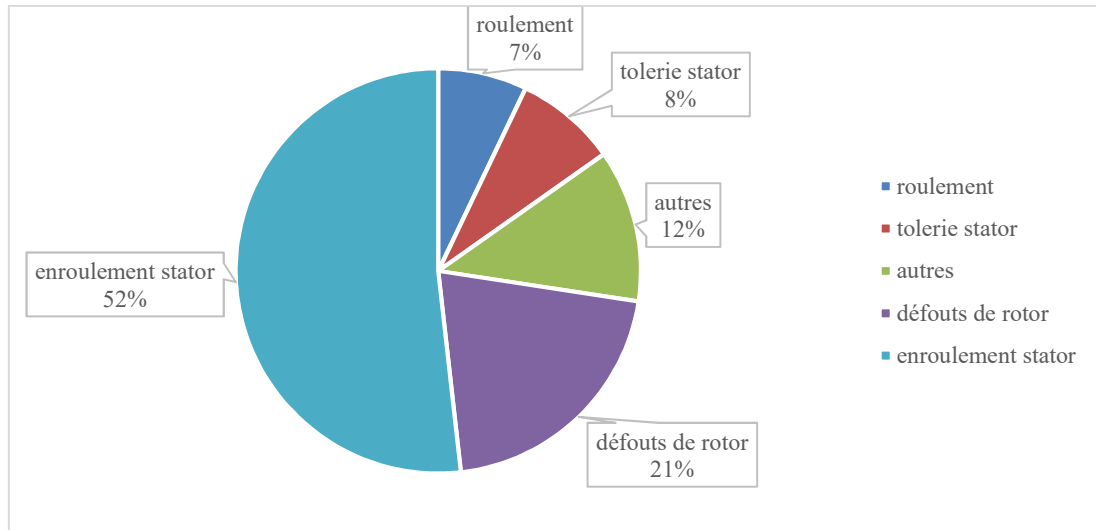


Figure III.2 Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes

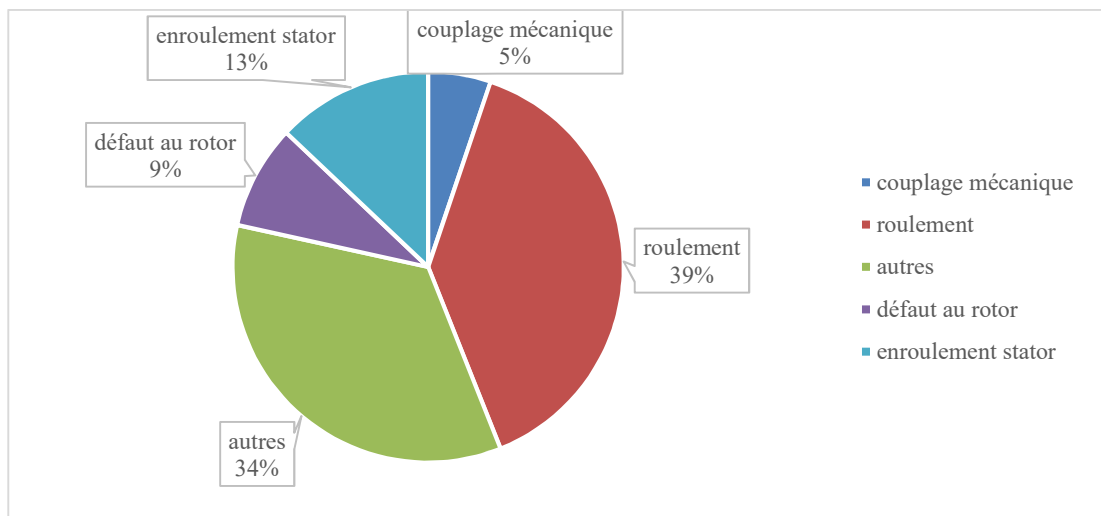


Figure III.3 Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements.

La figure (III.4) montre les conditions qui aggravent le défaut tel l'usure des éléments avec l'âge et la durée de service. Cette usure est renforcée par les différentes conditions de fonctionnement (surchauffe, humidité, exposition, ...).

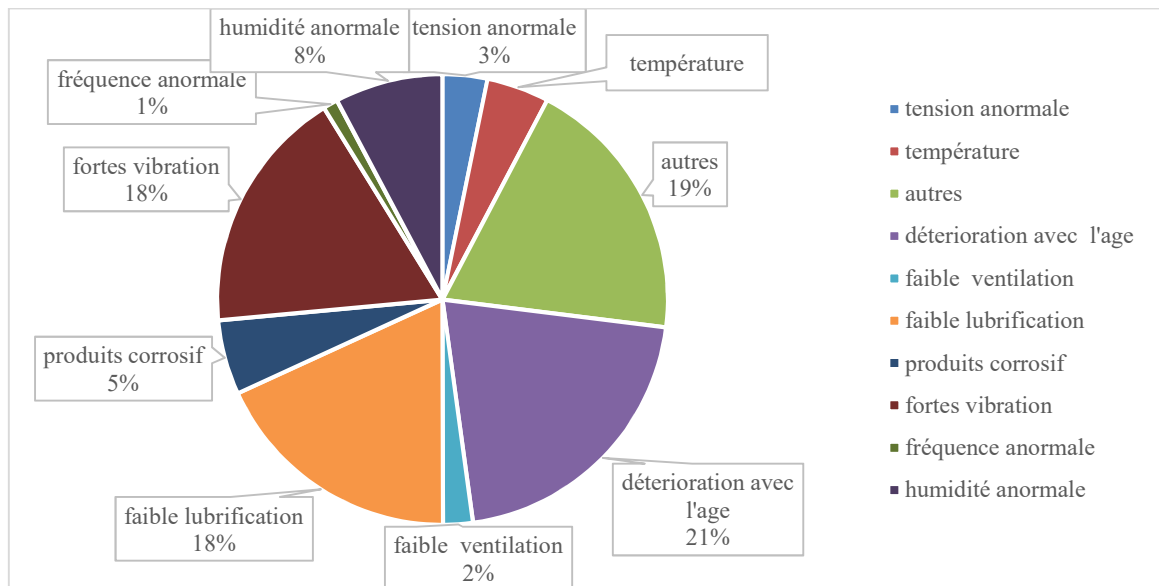


Figure III.4 Facteurs aggravant le défaut

III.3 Défaillance d'ordre mécanique

En général, les défaillances d'ordres mécaniques sont les plus rencontrés parmi tous les défauts de la machine asynchrone double étoile, ces défauts peuvent apparaître au niveau des flasques, ou encore de l'arbre du moteur.

III.3.1 Défaillances des roulements

Les roulements à bille jouent un rôle très important dans la machine asynchrone double étoile comme tout type de machines tournantes. Les défauts de roulements peuvent être provoqués par un mauvais choix de matériau au cours de la fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causé par un roulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. La graisse de lubrification qui garantit une bonne rotation en minimisant les effets des frottements, peut se rigidifier et causé une résistance à la rotation. Cependant l'analyse fréquentielle des courants statoriques -qu'on traitera dans le chapitre III- permet de détecter ce type de défaillance.

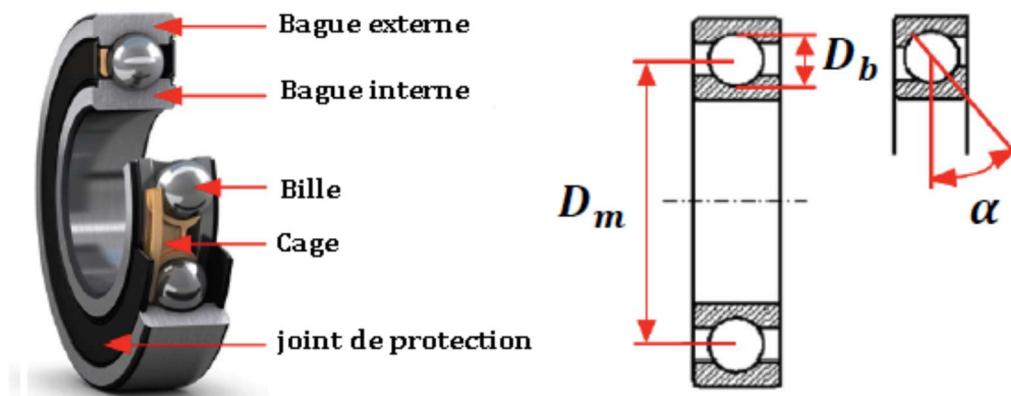


Figure III.5 Vue éclatée des éléments constitutifs d'un roulement à billes

Avec :

${}_m D$: Diamètre moyen du roulement.

${}_b D$: Diamètre d'une bille.

α : Angle de contact de la bille avec les bagues.

${}_b N$: Nombre de billes.

${}_r f$: Fréquence de rotation mécanique.

Le roulement est constitué de deux bagues concentriques en acier, nommées bague intérieure et bague extérieure, il contient aussi des billes généralement en acier qui facilitent le mouvement des deux bagues avec un frottement minimal et une cage distinguant et guidant les corps roulants.

Les roulements peuvent être endommagés par des causes externes comme:

- contamination du roulement par des particules extérieures : poussière, grains de sable, ...
- corrosion engendrée par la pénétration d'eau, d'acides, ...
- lubrification inadéquate qui peut causer un échauffement et l'usure du roulement.
- mauvais alignement du rotor.
- courant qui traverse le roulement et qui cause des arcs électriques,
- installation inexacte du roulement ; en forçant incorrectement le roulement sur l'arbre du rotor ou dans les flasques (dû au désalignement), des entailles seront formées sur les chemins de roulement

III.3.2 Défaillance d'excentricité

Les conséquences des défauts mécaniques se manifestent généralement au niveau de l'entrefer par des défauts d'excentricité. L'excentricité d'une machine électrique est un phénomène qui évolue dans le temps et qui existe de sa fabrication. Celle-ci passe en effet par différentes étapes d'usinage et de montage qui induisent un décentrement du rotor par rapport au stator. Lors du fonctionnement de la machine, deux causes principales aggraveront l'excentricité. La première est inhérente à la chaîne cinématique dans laquelle la machine intervient et qui peut imposer une force radiale sur l'arbre de cette machine, qui va engendrer une usure des roulements et une amplification du décentrement. Le deuxième phénomène risquant d'aggraver l'excentricité est quant à lui inhérent au fonctionnement de la machine ; en effet, le décentrement génère un déséquilibre dans la distribution des efforts radiaux entre le stator et le rotor. L'effort radial est maximal à l'endroit où se situe l'épaisseur minimale de l'entrefer et va tendre à diminuer encore plus la valeur de l'entrefer minimum et augmenter par conséquent encore plus le déséquilibre des efforts radiaux. Le point ultime de l'excentricité est le frottement du stator sur le rotor, qui est synonyme de destruction rapide de la machine. [14]

Trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées :

- **L'excentricité statique** : (Figure (6-a)), généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. La cause principale c'est un défaut de centrage des flasques.
- **L'excentricité dynamique**:(Figure (6-b)), correspond, elle à un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator, mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator. Ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.
- **L'excentricité mixte** : (Figure (6-c)) – la somme des deux cas présentés ci-avant.

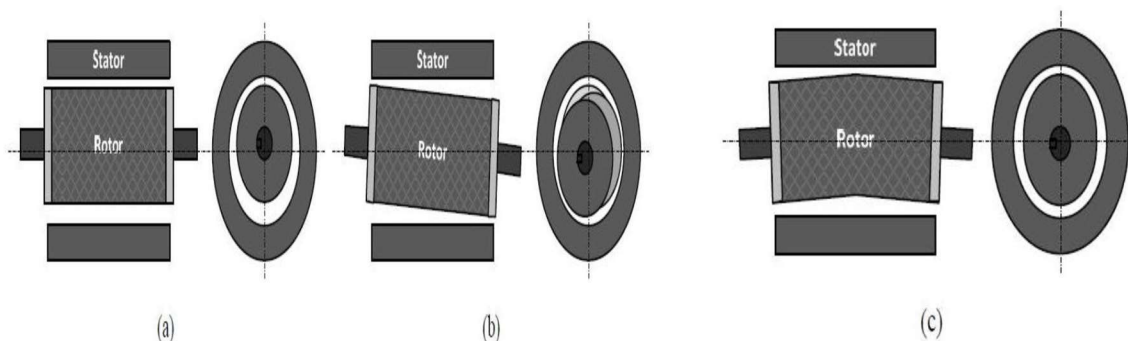


Figure III.6 L'excentricité statique et dynamique et mixte [14]

Une analyse harmonique des courants absorbés ou tout simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permet de détecter ce type de défaillance.

III.4 Défaillance d'ordre électrique

Les défaillances d'ordre électrique peuvent dans certains cas être la cause d'une panne au niveau de la machine asynchrone double étoile .

III.4.1 défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique, ...) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné.

III.4.2 Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelles au défaut.

III.4.3 Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

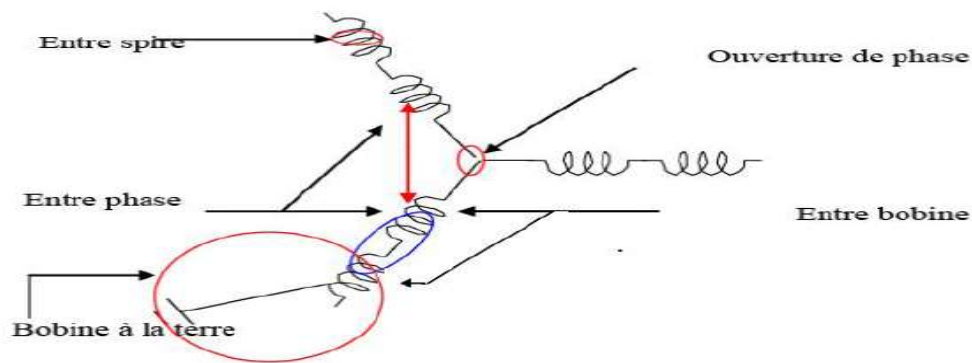


Figure III.7 Représentation des différents défauts statoriques possibles



Figure III.8 Exemples de dégâts dus au défaut de court-circuit statorique d'un moteur asynchrone[15]

III.5 Les Sources d'informations pour détections des défauts

III.5.1 L'analyse vibratoire

C'est est la plus connue et la plus largement utilisée car adaptée aux composants mécaniques et aux machines industrielles en fonctionnement. Elle permet de détecter la majorité des défauts susceptibles d'apparaître dans les machines tournantes double étoile [16]

III.5.2 L'analyse d'huile

Elle est appliquée à toutes les machines contenant des fluides de lubrification (réducteurs, motoréducteurs, moteurs thermiques...). Elle consiste à prélever un échantillon d'huile et de

l'analyser (particules d'usure) pour déduire l'état de l'équipement ; Les résultats permettent de détecter des anomalies caractéristiques telles que [17] :

- Sur moteur thermique : problèmes d'étanchéité de la filtration d'air, infiltration de liquide de refroidissement
- Sur multiplicateurs, réducteurs et engrenages : mauvais état d'un roulement ou d'un palier, Transmission défectueuse (engrenages endommagés)
- Sur les systèmes hydrauliques : pollution interne telle que la cavitation, défaut d'étanchéité, défaut de filtration.

III.5.3 La thermographie infrarouge

Elle suscite un intérêt encore récent dans le domaine de la maintenance jusqu' alors réservée au contrôle d'installations électriques. Elle est peu utilisée pour la surveillance des machines tournantes notamment pour la détection de défauts qui se manifestent par un échauffement anormal à la surface de l'équipement. La thermographie permet de réaliser des mesures à distances et d'obtenir instantanément une image thermique de la zone inspectée [18].

III.5.4 L'analyse acoustique

Elle permet de détecter tout bruit anormal à l'aide de microphones placés à distance de l'équipement [16].

III.5.5 Le contrôle par ultrasons

Il permet de détecter des défauts de faibles amplitudes à hautes fréquences tels qu'en l'initiation de la dégradation d'un roulement.

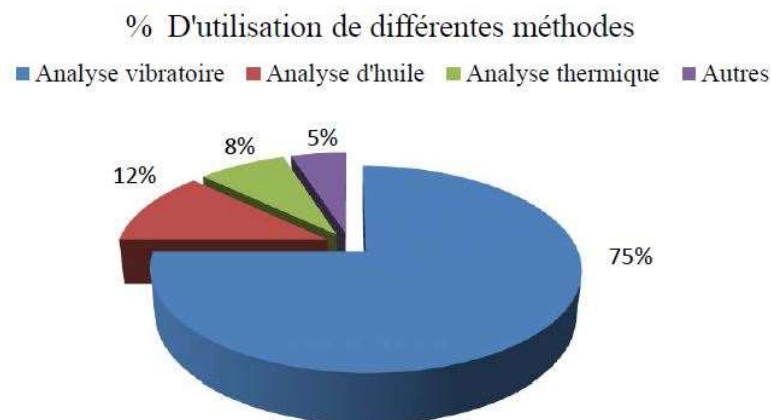


Figure III.9 Différentes méthodes d'analyse [19]

Tableau III.1 Techniques d'analyse de l'état d'une machine tournante [19]

	Principaux avantages	Principales limitations	Champ d'applications privilégié
Analyse vibratoire	<p>Détection de défauts à un stade précoce.</p> <p>-Possibilité de réaliser un Diagnostic approfondi.</p> <p>-Autorise une surveillance continue.</p> <p>- Permet de surveiller l'équipement à distance (télémaintenance)</p>	<p>-Spectres parfois difficiles à interpréter</p> <p>- Dans le cas de la surveillance continue, installations relativement coûteuses</p>	Détection des défauts de tous les organes cinématiques de la machine (balourd, défauts d'alignement, jeux, etc.) et de sa structure
Analyse D'huile	<p>- Détection d'une pollution anormale du lubrifiant, avant que celle-ci n'entraîne une usure ou un échauffement.</p> <p>- Possibilité de connaître l'origine de l'anomalie par analyse des particules</p>	<p>- Ne permet pas de localiser précisément le défaut.</p> <p>- Nécessite de prendre de nombreuses précautions dans le prélèvement de l'échantillon</p>	Contrôle des propriétés physico-chimiques du lubrifiant, détection d'un manque de lubrification, analyse des éléments d'usure.
Thermographie IR	<p>- Permet de réaliser un contrôle rapide de l'installation.</p> <p>- Interprétation souvent immédiate des résultats.</p>	<p>- Détection de défauts à un stade moins précoce que l'analyse vibratoire.</p> <p>- Contrôle limité à ce que "voit" la caméra (échauffements de surface).</p>	Détection de tous les défauts engendrant un échauffement (manque de lubrification en particulier).
Analyse acoustique	<p>- Permet de détecter l'apparition de défauts audibles.</p> <p>- Autorise une surveillance continue.</p>	<p>- Sensibilité au bruit ambiant.</p> <p>- Diagnostic souvent difficile à réaliser.</p> <p>-problème de mesure</p>	Détection d'un bruit inhabituel pouvant ensuite être analysé par analyse vibratoire.

III.6 L'analyse vibratoire

L'analyse vibratoire est un moyen efficace pour détecter rapidement l'origine de problèmes sur des machines (bruits, détériorations diverses, défauts d'états de surface obtenus sur les machines d'usinage).

III.6.1 Objectifs d'analyse vibratoire

L'analyse vibratoire a pour but :

- La détection des défauts
- L'analyse détaillée des défauts.

On utilise à cet effet des paramètres calculés soit :

- Dans le domaine temporel
- Dans le domaine fréquentiel
- Dans les deux à la fois

III.6.2 Capteurs de vibrations

Le capteur le plus utilisé est l'accéléromètre piézo-électrique. Il est constitué d'une masselotte placée sur un cristal piézo-électrique dont les deux faces opposées ont été rendues conductrices par dépôt métallique figure (III.10). Il possède une très bonne linéarité et une large bande passante. Un capteur monodirectionnel collé sur la paroi d'un bâti mesurera les accélérations normales à celle-ci. Sa masse, bien que légère (environ 20 g), influence malgré tout toutes les mesures, car sur des parois de grandes dimensions et relativement peu épaisses, une masselotte ajoutée peut faire diminuer les fréquences propres de quelques pour cent.

La fixation du capteur sur la structure peut avoir une réelle influence sur la qualité du signal recueilli. Il peut être fixé de diverses façons sur la machine : vissé à même la structure, vissé sur une embase collée, magnétique pour les structures ferriques, ou accolé avec une pointe touche. Cette fixation joue un rôle important sur le résultat des mesures, et la largeur de bande peut s'en trouver affectée [20].

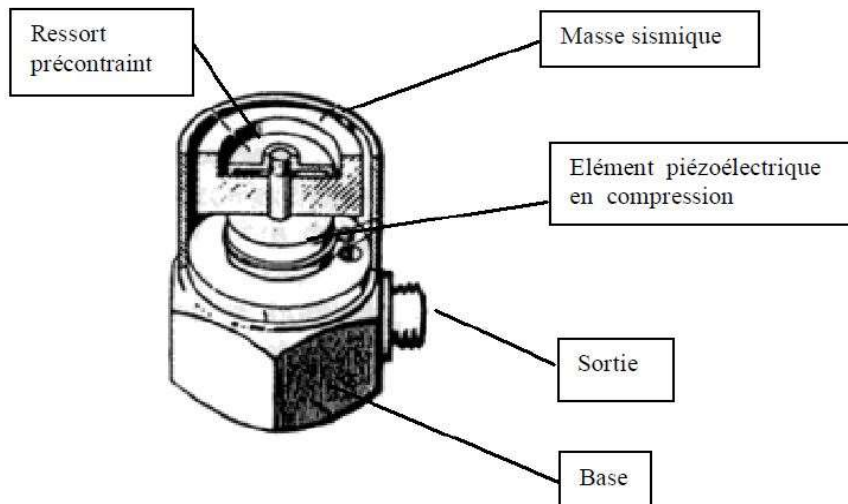


Figure III.10 Accéléromètre piézoélectrique [20]

III.7 Principaux défauts d'une machine tournante et leurs manifestations

III.7.1 Balourd

Quel que soit le soin apporté à la construction des machines, il n'est pas possible de faire coïncider l'axe de rotation avec le centre de gravité de chaque tranche élémentaire du rotor, ce qui caractérise le balourd. Il en résulte que l'arbre en rotation est soumis à des efforts centrifuges qui le déforment. Le balourd est un déséquilibre massique qui provient généralement du défaut d'usinage, d'assemblage et de l'échauffement dissymétrique du rotor lors du fonctionnement Figure (III.11) [21]. Les origines des balourds sont multiples.

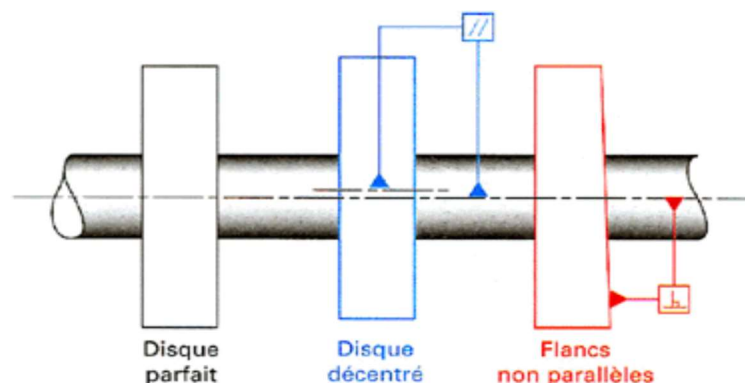


Figure III.11 Ecart d'usinage (excentricité et parallélisme) [21]

➤ Manifestation

Ce défaut se manifeste par [22]:

- l'augmentation du niveau global choisi en basses fréquences, soit D_{cc} [10-1000 Hz], soit V_{eff} [10-1000 Hz],
- la nette augmentation de l'amplitude de la fréquence fondamentale (fréquence de rotation, f_r).

$$f_r = \frac{N}{60}$$

N : vitesse de rotation (tr/min).

❖ Exemple

Mise en évidence d'un défaut de balourd figure (III.12)

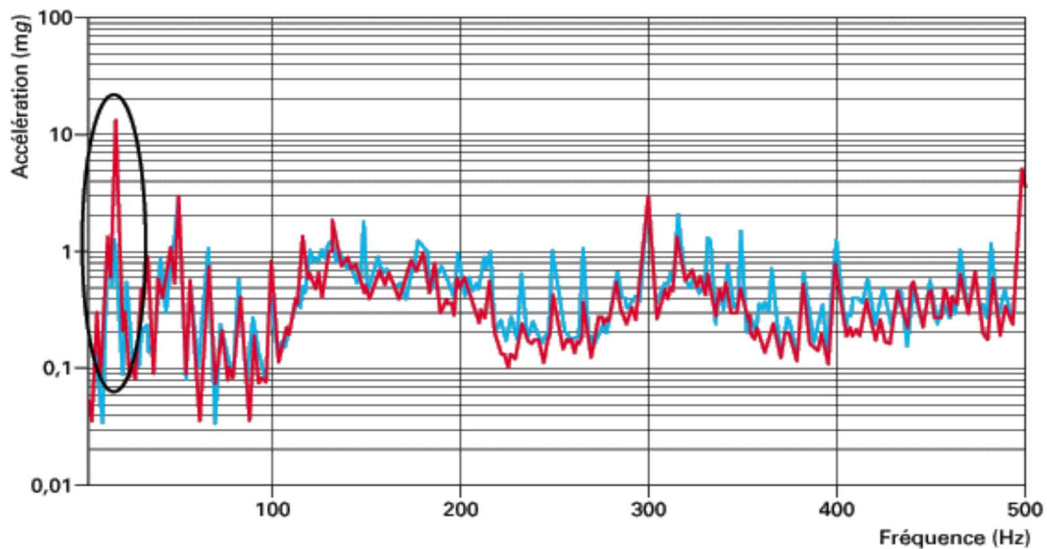


Figure III.12 Spectres fréquentiels du défaut de balourd [22]

- Le spectre bleu (machine en bon état de fonctionnement) : amplitude de la fréquence fondamentale 1.323 mg pour 16.25 Hz,
- Le spectre rouge (machine en fonctionnement dégradé : défaut d'équilibrage) : amplitude de la fréquence fondamentale 14.199 mg pour 16.25 Hz.

Ce défaut n'est pas directionnel, on recueille la même image dans toutes les directions radiales (verticale, horizontale ou oblique).

III.7.2 Délignage (ou mauvais alignement)

L'arbre moteur et l'arbre récepteur d'une machine ne sont pas parfaitement alignés figure (III.13) [22].

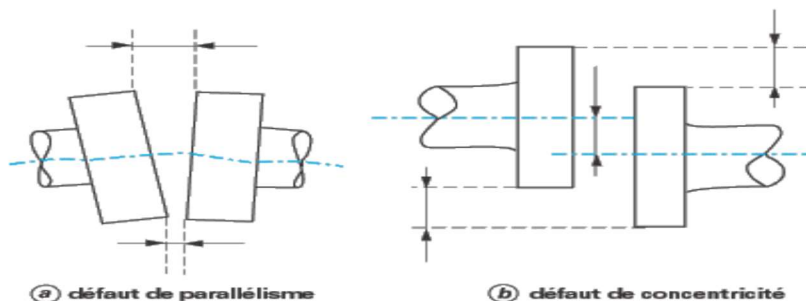


Figure III.13 Défaut de délignage [22]

➤ Manifestation

Ce défaut se manifeste au cours de :

- l'augmentation du niveau global choisi en basses fréquences Soit D_{cc} [10 -1000 Hz], Soit V_{eff} [10-1000 Hz],
- l'augmentation des proches harmoniques de fr. Le plus souvent l'harmonique de rang 2 tend à s'élever au-delà de la fréquence fondamentale. Parfois le phénomène se transmet aux 3^{ème} et 4^{ème} harmonique.

❖ Exemple Mise en évidence d'un défaut de délignage [23]

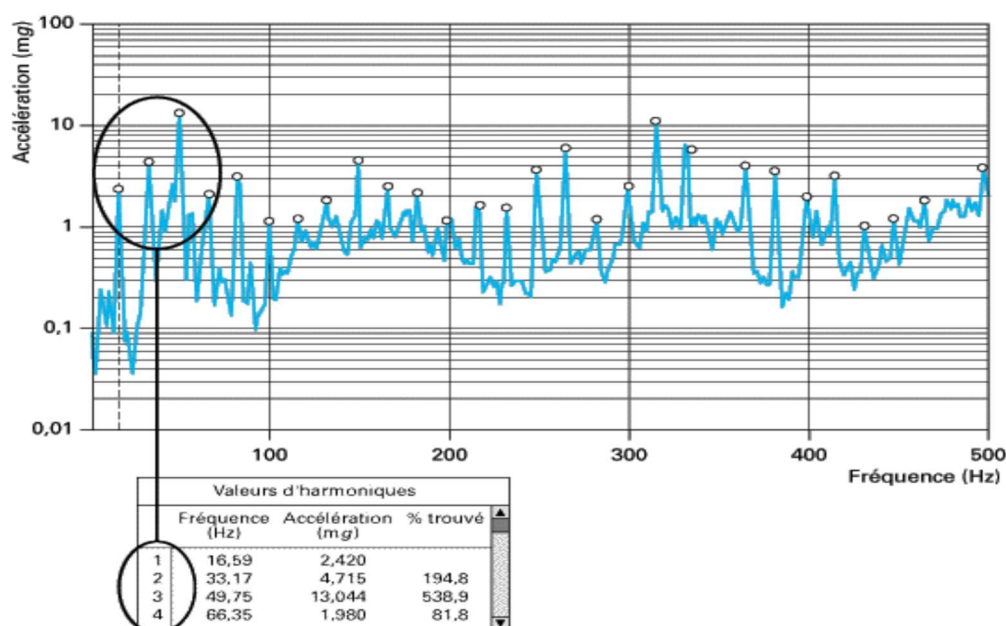


Figure III.14 Spectre du défaut de délignage [23]

III.7.3 Défauts d'engrenages

Ces défauts sont liés aux dégradations de la denture (denture cassée ou abimée, usure uniforme ou non, corrosion par piqure localisé ou réparti, mauvais centrage). On peut observer aussi une corrosion de contact (frottement) qui se traduit par un enlèvement de métal lorsque l'engrenage est mal lubrifié et que les efforts sont importants.

Les vibrations des engrenages sont dominées par un effort à chaque contact. Un arbre tournant à une fréquence f_r sur lequel est monté un pignon ou une roue comptant z dents sera soumis à z chocs par tour. La fréquence caractéristique de l'engrènement sera :

$$f_e = z \cdot f_r$$

Si l'arbre ou le pignon présente un défaut d'excentricité ou si une dent du pignon présente un défaut localisé, il va apparaître une modulation d'amplitude du signal par la fréquence du signal. Cela se traduira, sur le spectre, par un peigne de raies centré sur la fréquence d'engrènement f_e et de pas f_r . Ce peigne est visible que sur un zoom centré lui aussi sur la fréquence d'engrènement f_e figure (III.15) [22].

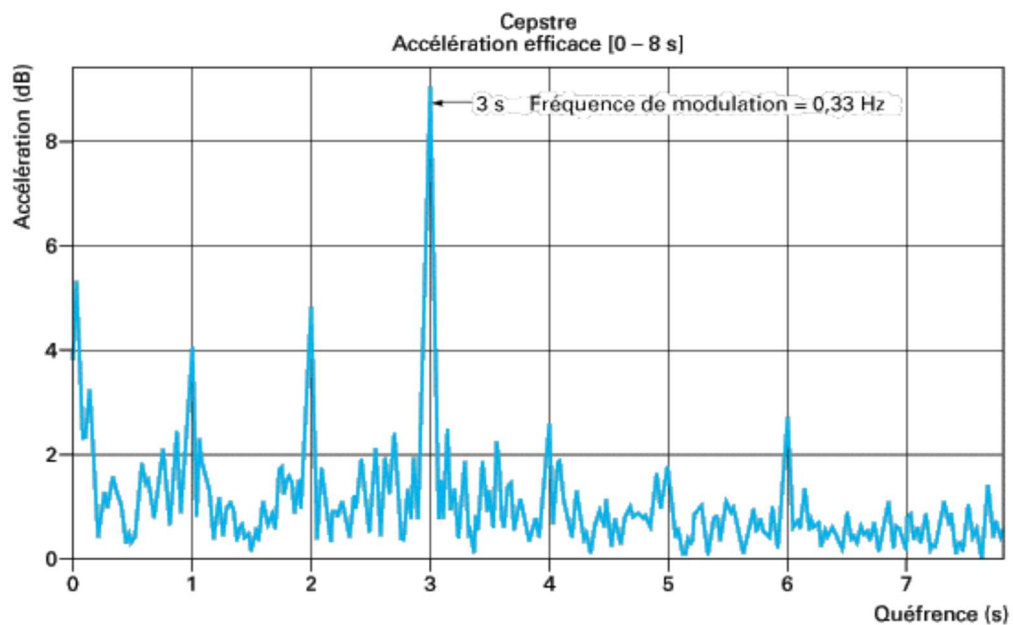


Figure III.15 Cepstre du défaut d'engrenages[22]

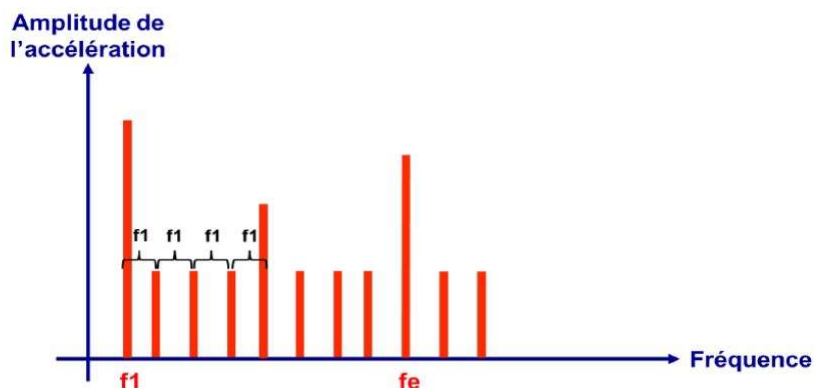


Figure III.16 Cepstre théorique d'un présentant une dent détériorée[22]

III.7.4 Défauts de roulement

Les roulements sont parmi les composants les plus sollicités des MASDE et représentent une source de panne fréquente figure (III.17). Les défauts que l'on peut y rencontrer sont les suivants : écaillage, grippage, corrosion (qui entraîne l'écaillage), faux effet Brinell, etc... Tous ces défauts se traduisent par une perte de métal et provoquent des chocs répétés des billes sur la cage de roulement [23].

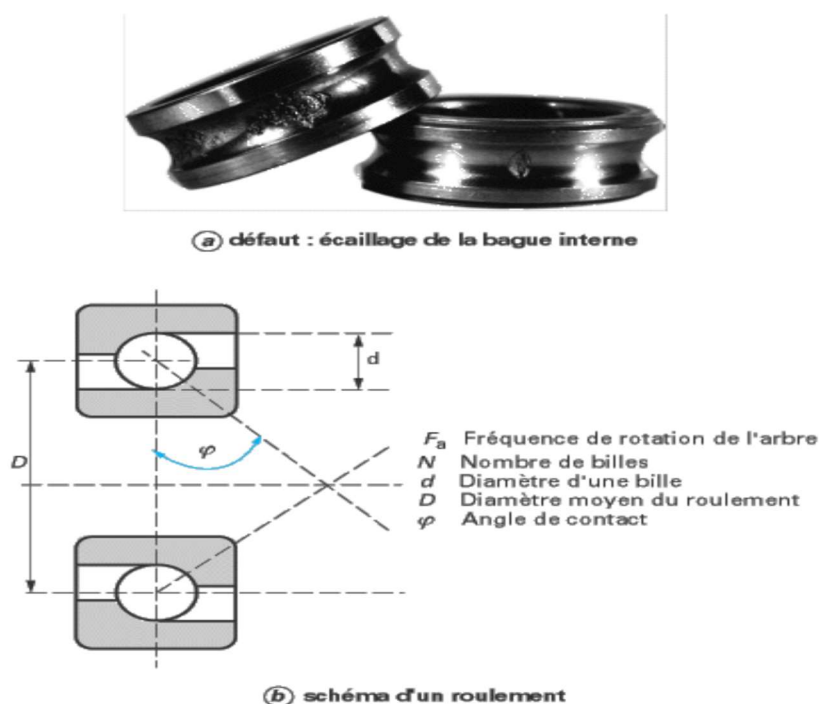


Figure III.17 Roulement à billes [23]

Les pistes des roulements et les billes sont chargées cycliquement, ce qui engendre à la surface une dégradation par fatigue qui se présente sous la forme de fissures qui conduisent à l'écaillage et puis à la ruine du roulement. Ces fissures peuvent être d'origine superficielle ou

provenir de la dégradation de la sous couche du matériau. Cette ruine peut être détectée sur un spectre à partir de l'identification des fréquences caractéristiques du roulement. Celles-ci correspondent aux fréquences des impacts lorsqu'un élément roulant rencontre un défaut. Elles sont données en écrivant que les vitesses aux points de contact entre billes et bagues sont nulles [24]. Elles dépendent du diamètre des éléments roulants (d), du diamètre moyen du roulement (D), du nombre d'éléments roulants (N), de l'angle de contact (ν) et de la fréquence de rotation relative entre les bagues intérieure et extérieure (f_r). Elles sont données par les formules :

- Fréquence d'un défaut localisé sur la bague externe du roulement

$$f_{be} = \left(\frac{N}{2}\right)f_r \left[1 - \left(\frac{d}{D}\right)\cos(\varphi)\right]$$

- Fréquence d'un défaut localisé sur la bague intérieure

$$f_{bi} = \left(\frac{N}{2}\right)f_r \left[1 + \left(\frac{d}{D}\right)\cos(\varphi)\right]$$

- Fréquence d'un défaut localisé sur un élément roulant

$$f_b = \left(\frac{D}{d}\right)f_r \left[1 - \left(\left(\frac{d}{D}\right)\cos(\varphi)\right)^2\right]$$

- Fréquence d'un défaut de cage

$$f_c = \left(\frac{1}{2}\right)f_r \left[1 - \left(\frac{d}{D}\right)\cos(\varphi)\right]$$

➤ Manifestation

$D = 42$, $d = 20$, $\beta = 12$, $DB = 6.35$, $DR = 31$, $n = 9$,

Pour un roulement avec défaut à la bague extérieure il apparaitre deux fréquence principale :

La première fréquence $f_r = 50$ Hz représente l'effet de balourd.

La deuxième fréquence $f_{(be)} = 179$ Hz représente l'effet d'un défaut au bague extérieure .

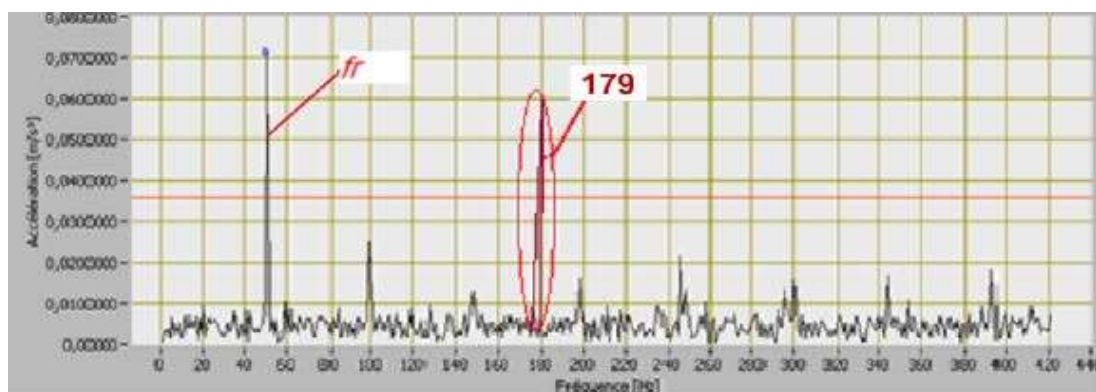


Figure III.18 spectre de fréquence (roulement défaut au bague extérieure) [25]

Pour un roulement avec défaut à la bague intérieure il apparaitre deux fréquence principale :

La première fréquence $F_r = 50$ Hz représente l'effet de balourd.

La deuxième fréquence $F_{(bi)} = 271$ Hz représente l'effet d'un défaut au bague intérieure.

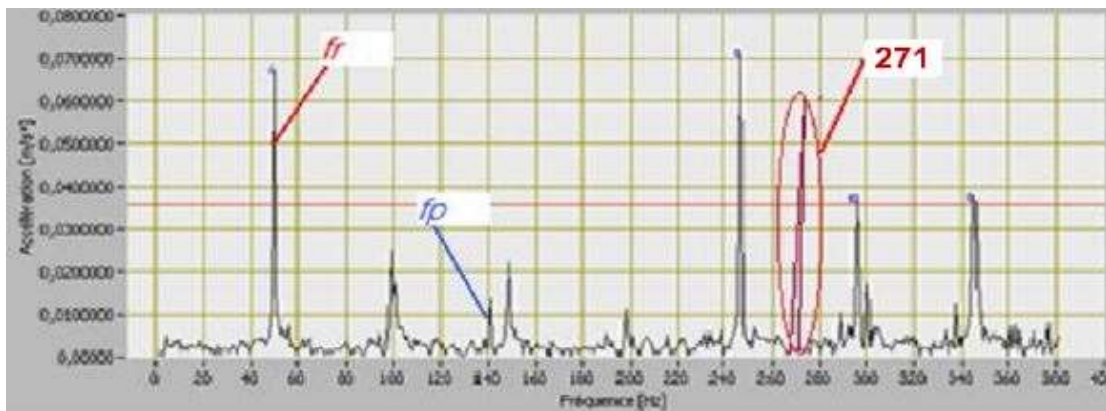


Figure III.19 spectre de fréquence (roulement défaut au bague intérieure) [25]

Pour un roulement avec défaut à la bille il apparaitre deux fréquence principale :

La première fréquence $F_r = 50$ Hz représente l'effet de balourd.

La deuxième fréquence $F_{(be)} = 179$ Hz représente l'effet d'un défaut au bille.

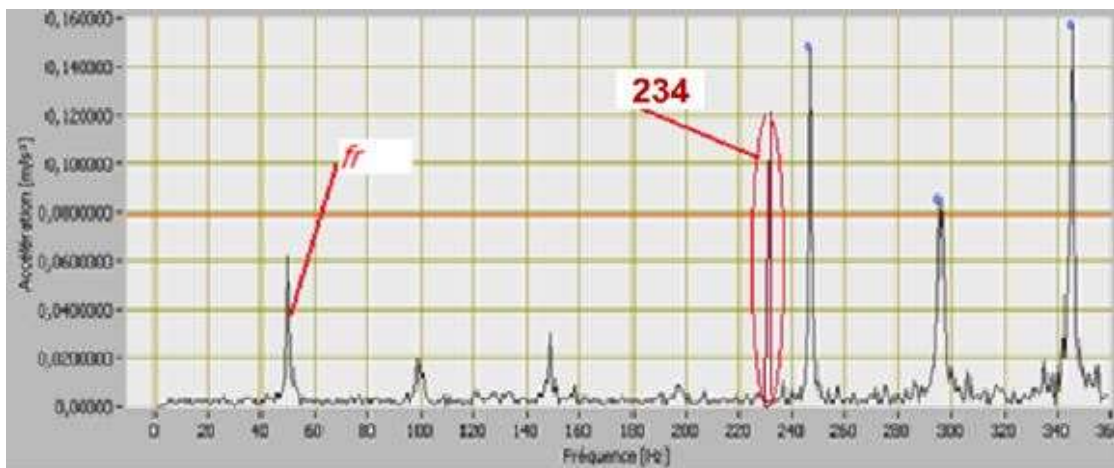


Figure III.20 spectre de fréquence (roulement défaut au bille) [25]

III.8 Analyse fréquentielle

Le diagnostic et la surveillance des systèmes industriels nécessitent parfois l'interprétation des signaux mesurés tant dans le domaine temporel que fréquentiel.

Dans ce second domaine c'est l'aspect périodique des signaux qui est privilégié. Un des outils mathématiques adaptés à l'analyse des signaux périodiques est la Transformée de Fourier.

III.8.1 Transformée de Fourier

Une alternative à la représentation temporelle du signal consiste à représenter son contenu fréquentiel.

Celui-ci est obtenu en calculant sa transformée de Fourier (FT : Fourier Transforme), définie pour un signal $x(t)$ d'énergie finie par [26]:

$$\begin{aligned} L^2(\mathbb{R}) &\rightarrow L^2(\mathbb{R}) \\ x(t) &\rightarrow FT_x(V) = \int_{\mathbb{R}} x(t) e^{-i2\pi vt} dt = (x, e^{i2\pi vt}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Cette transformée étant inversible on a :

$$x(t) = \int_{\mathbb{R}} FT_x(V) e^{i2\pi vt} dV \quad (3.2)$$

La FT mesure donc un indice de similarité entre le signal et une collection d'ondes (exponentielles complexes) de longueur infinie, $FT_x(V)$ représentant la contribution de l'onde de fréquence V au signal $x(t)$.

La FT est en fait une transformée en ondes du signal dans laquelle toute information temporelle disparaît.

III.8.2 Transformée de Fourier rapide

La transformation de Fourier rapide (sigle anglais : FFT ou fast Fourier transform) est un algorithme de calcul de la transformation de Fourier discrète (TFD).

Sa complexité varie en $O(n \log n)$ avec le nombre n de points, alors que la complexité de l'algorithme « naïf » s'exprime en $O(n^2)$. Ainsi, pour $n = 1024$, le temps de calcul de l'algorithme rapide peut être 100 fois plus court que le calcul utilisant la formule de définition de la TFD.

C'est en 1965 que James Cooley et John Tukey publient l'article qui « lance » définitivement l'adoption massive de cette méthode en traitement du signal et dans les télécommunications. On a découvert par la suite que l'algorithme avait déjà été imaginé par Carl Friedrich Gauss en 1805, et adapté à plusieurs reprises (notamment par Lanczos en 1942) sous des formes différentes.

Cet algorithme est couramment utilisé en traitement numérique du signal pour transformer des données discrètes du domaine temporel dans le domaine fréquentiel, en particulier dans les oscilloscopes numériques (les analyseurs de spectre utilisant plutôt des filtres analogiques, plus précis). Son efficacité permet de réaliser des filtrages en modifiant le spectre et en utilisant la transformation inverse (filtre à réponse impulsionnelle finie). Il est

également à la base des algorithmes de multiplication rapide (Schönhage et Strassen, 1971). [27]

III.8.2.1 Formulation mathématique

Soient $x(0), \dots, x(n-1)$ des nombres complexes. La transformée de Fourier discrète est définie par la formule suivante :

$$f_j = \sum_{k=0}^{n-1} x(k) e^{-\frac{2\pi i}{n}jk} \quad j = 0, \dots, n-1$$

ou en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} f_0 \\ f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w & w^2 & \dots & w^{n-1} \\ 1 & w^2 & w^4 & \dots & w^{2(n-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^{n-1} & w^{2(n-1)} & \dots & w^{(n-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \end{bmatrix}; \quad w = e^{-\frac{2\pi i}{n}}$$

Évaluer ces sommes directement coûte $(n - 1)^2$ produits complexes et $n(n - 1)$ sommes complexes alors que seuls $(n/2)(\log_2(n) - 2)$ produits et $n \log_2(n)$ sommes sont nécessaires avec la version rapide. En général, de tels algorithmes dépendent de la factorisation de n mais contrairement à une idée répandue, il y a des transformées de Fourier rapides de complexité $O(n \log n)$ pour tous les n , même les n qui sont des nombres premiers.

Comme la transformée de Fourier inverse discrète est équivalente à la transformée de Fourier discrète, à un signe et facteur $1/n$ près, il est possible de générer la transformation inverse de la même manière pour la version rapide.[28]

III.8.2.1 FFT à entrelacement temporel

Plusieurs techniques de calcul existent. Nous proposons d'étudier et d'utiliser la technique FFT radix2 à entrelacement temporel [28].

La suite d'éléments $s(n)$ peut être décomposée en deux suites entrelacées, celle des échantillons d'indice paire, et celle des échantillons d'indice impaire. Soit $s_1(n) = s(2m)$, les échantillons de la suite $s(n)$ d'indice paire et soit $s_2(n) = s(2m + 1)$ les échantillons de la suite $s(n)$ d'indice impaire.

Chacune des suites $s(2m)$ et $s(2m+1)$ comporte donc $\frac{N}{2}$ éléments pour $m=0.1\dots\dots N/2 - 1$; idem pour $s_1(n)$ et $s_2(n)$ avec $n=0.1\dots\dots N/2-1$. Sous l'hypothèse où le facteur de normalisation $1/N$ est laissé de côté la relation :

$$s(k) = \frac{1}{N} = \sum_{n=0}^{N-1} s(n)W_N^{nk} \quad \text{pour } k=0.1\dots\dots N-1 \quad (\text{III.4})$$

Devient :

$$s(k) = \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} s(2m)W_N^{2mk} + \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} s(2m+1)W_N^{(2m+2)k} \quad \text{pour } k = 0\dots\dots N-1 \quad (3.5)$$

La propriété

$$W_N^{2m} = e^{-i2\pi\frac{2m}{N}} = e^{-i2\pi\frac{m}{\frac{N}{2}}} = W_{\frac{N}{2}}^m.$$

Permet d'écrire l'équation (II.24) sous la forme :

$$s(k) = \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} s(2m)W_N^{mk} + \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} s(2m+1)W_{\frac{N}{2}}^{2mk} \quad \text{pour } k=0\dots\dots N-1 \quad (3.6)$$

En substituant respectivement $s_1(n)$ et $s_2(n)$ à $s(2m)$ et $s(2m+1)$ et en sommant par rapport à n les éléments $W_{\frac{N}{2}}^{mk}$ restent inchangé par rapport à ce nouveau intervalle de sommation. Ainsi, l'équation (3.7) devient :

$$s(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} s_1(2n)W_N^{nk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} s_2(2n)W_{\frac{N}{2}}^{2nk} \quad \text{pour } k=0\dots\dots N-1 \quad (3.7)$$

Chacune des sommes dans l'expression (3.8) est une DFT d'ordre $2/N$. La première somme est une DFT des échantillons d'indice paire et la deuxième somme est la DFT des échantillons d'indice impaire. On peut donc écrire :

$$S(k) = s_1(k) + W_N^k \cdot s_2(k) \quad \text{pour } k = 0.1 \dots\dots\dots N-1 \quad (3.8)$$

La relation (3.9) montre que le calcul d'une DFT d'ordre N revient au calcul de deux DFT d'ordre $N/2$ chacune.

Pour déterminer les éléments $s(k)$ d'indice supérieur ou égal à $2/N$, on exploite la périodicité des suites $s_1(k)$ et $s_2(k)$:

$$s\left(k + \frac{N}{2}\right) = s_1(k) + W_N^{k+\frac{N}{2}} \cdot s_2(k) - W_N^k \cdot s(k) \quad (3.9)$$

$$\text{Ou } W_N^{N+\frac{N}{2}} = e^{-i2\pi\frac{k+N/2}{N}} = -e^{-\frac{i2\pi k}{N}} = -W_N^k$$

En résumé, les échantillons $s(k)$ sont déterminés par la paire d'équations suivante :

$$S(k) = s_1(k) + W_N^k \cdot s_2(k)$$

$$S(k + \frac{N}{2}) = s_1(k) - W_N^k \cdot s_2(k) \tag{3.10}$$

III.8.2.2 Explication de le mécanisme de transformation de Fourier (FFT)

Ce processus de décomposition est répété jusqu'à ce que des DFT d'ordre 2 sont engendrés. Chacune des DFT d'ordre $2/N$ est composée en deux DFT d'ordre $4/N$. Les échantillons intervenant dans le calcul de chaque DFT d'ordre $2/N$ sont de nouveau groupés en deux suites de $4/N$ valeurs. La première suite sera formée par les échantillons d'indice paire et la deuxième suite sera formée par les échantillons d'indice impaire [28].

Soit $s_{11}(n) = s_1(2m)$ les échantillons de la suite $s_1(n)$ d'indice paire, et soit $s_{12}(n) = s_1(2m + 1)$ les échantillons de la suite $s_1(n)$ d'indice impaire

Chacune des suites $s_1(2m)$ et $s_1(2m + 1)$ les échantillons pour $m=0,1,\dots,\frac{N}{4} - 1$; idem pour $s_{11}(n)$ et s_{12} avec $m=0,1,\dots,\frac{N}{4} - 1$; pour la suite $x_1(n)$, on a donc :

$$\begin{aligned} s_1(k) &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} s_1(n) \cdot W_N^{nk} \\ &= \sum_{m=0}^{\frac{N}{4}-1} s_1(2m) \cdot W_N^{2mk} + W_N^k \cdot \sum_{m=0}^{\frac{N}{4}-1} s_1(2m + 1) \cdot W_N^{2m} \\ &= \sum_{m=0}^{\frac{N}{4}-1} s_1(2m) \cdot W_{\frac{N}{4}}^{mk} + W_N^k \cdot \sum_{m=0}^{\frac{N}{4}-1} s_1(2m + 1) \cdot W_{\frac{N}{4}}^{mk} \end{aligned} \tag{3.11}$$

Avec : $W_N^{2mk} = W_{\frac{N}{4}}^{mk}$

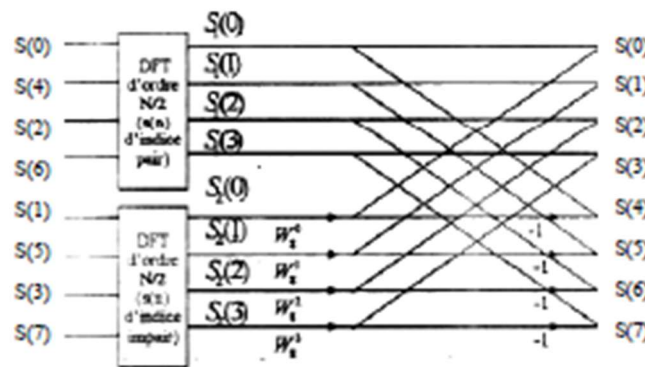


Figure III-21 diagramme de flux de la première décomposition de la FFT d'une suite de 8 valeurs. [29]

En substituant respectivement $s_{11}(n)$ et $s_{12}(n)$ à $s_1(2m)$ et $s_2(2m + 1)$, et en sommant par rapport à N , on obtient :

$$S(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} s_{11}(n) \cdot W_N^{2k} + W_N^{2k} \cdot \sum_{m=0}^{\frac{N}{4}-1} s_{12}(n) \cdot W_N^{nk} \quad ; k=0,1,\dots,\frac{N}{2}-1 \quad (3.12)$$

Avec : $W_N^k = W_N^{2k}$

Les calculs intervenant dans la première opération papillon résultante sont donnés par :

$$\begin{aligned} s_1(k) &= s_{11}(k) + W_N^{2k} s_{12}(k) \\ s_1\left(k + \frac{N}{4}\right) &= s_{11}(k) - W_N^{2k} s_{12}(k) \quad : k=0,1,\dots,\frac{N}{4}-1 \end{aligned} \quad (3.12)$$

En faisant la même décomposition sur la suite $s_2(n)$; $s_{21}(n) = s_2(2m)$ et $s_{22}(n) = s_2(2m + 1)$; la seconde opération papillon permet les calculs :

$$\begin{aligned} s_2(k) &= s_{21}(k) = W_N^{2k} s_{22}(k) \\ s_2\left(k + \frac{N}{4}\right) &= s_{21}(k) = W_N^{2k} s_{21}(k) \quad k=0,1,\dots,\frac{N}{4}-1 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Le résultat de cette seconde décomposition de deux DFT d'ordre $2/N$, est représenté à la figure (III.22) pour $N=8$. Dans cette seconde décomposition, chaque paire de nœuds duaux est séparée par une distance de $4/N$.

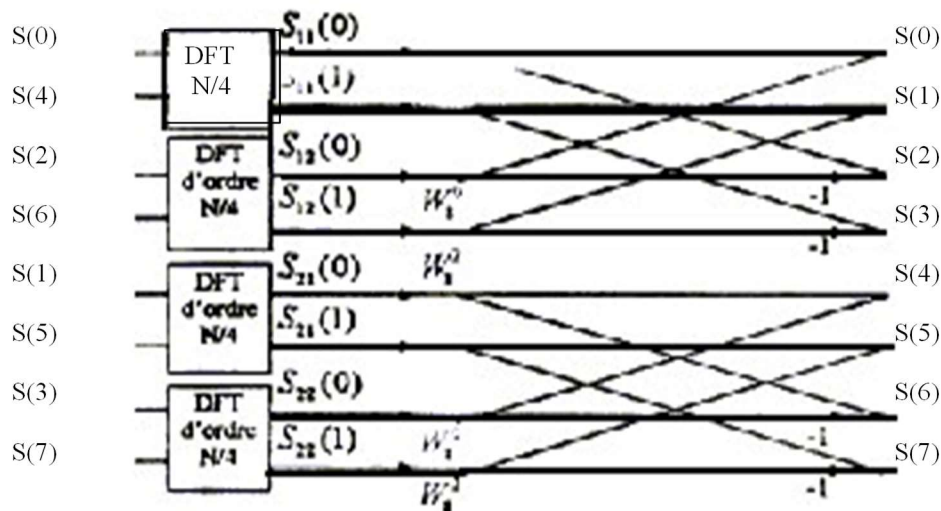


Figure III-22 Diagramme de flux de la seconde décomposition de la FFT d'une suite de 8 valeurs. [29]

Dans cette deuxième décomposition, le calcul est réduit à des DFT d'ordre 2. En considérant par exemple $s_{11}(0)$ et $s_{11}(1)$, le premier terme du second membre de l'équation (II.6) donne :

$$s_{11}(k) = \sum_{i=0}^{\frac{N}{4}-1} s_{11}(n) W_N^{nk} = \sum_{i=0}^1 s_{11}(n) W_N^{nk} \quad (3.14)$$

$$s_{11}(0) = s_{11}(0) + s_{11}(1) W_2^1 = s_{11}(0) + s_{11}(1) = s(0) + s(4)$$

$$s_{11}(1) = ss_{11}(0) + s_{11}(1)W_2^1 = s_{11}(0) - s_{11}(1) = s(0) - s(1)$$

Le diagramme de fluence à l'une des DFT d'ordre 2 est représenté sur la figure (III.12).

Chaque décomposition est appelée étape intermédiaire.

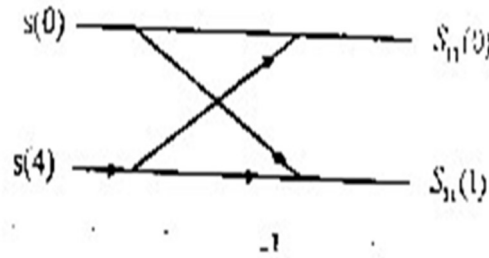


Figure III-23 Diagramme de fluence de DFT [29]

Si l'ordre de la DFT est une puissance de 2 : $N = 2^M$, le nombre d'étapes intermédiaires est donné par : $m = \log_2 N$.

Le diagramme de fluence d'une FFT d'ordre 8 avec entrelacement temporel. Ce diagramme est représenté à la figure (III.24).

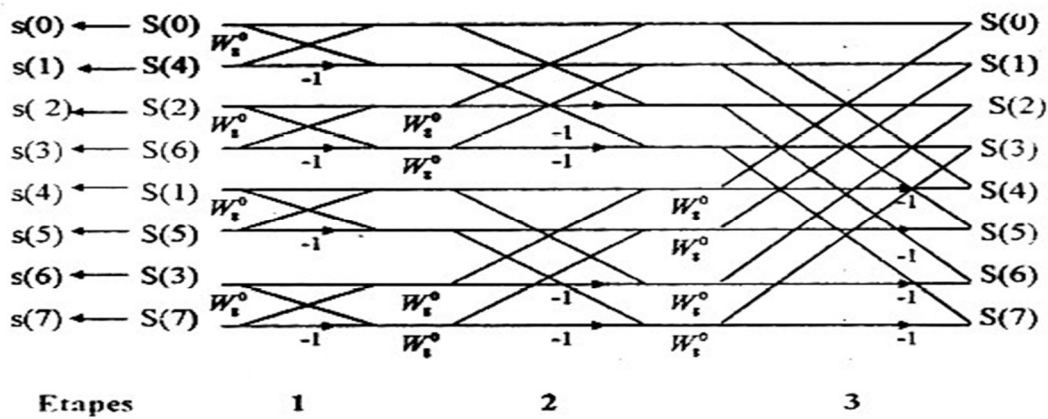


Figure III-24 FFT d'ordre 2 avec entrelacement temporel pour $N = 8$. [29]

III.8.3 Application de l'analyse FFT sur une machine asynchrone double étoile pare Simulink/Matlab

III.8.3.1 Défaut statorique

Nous avons les simulations de défauts à développer sur l'augmentation de la valeur **rs1** et **rs2**, nous avons appliqué l'analyse FFT sur la courbe de vitesse et la couple électromagnétique

Les résultats sont les suivants.

III.8.3.1.1 L'analyse FFT sur la courbe de vitesse

❖ Avant les défauts

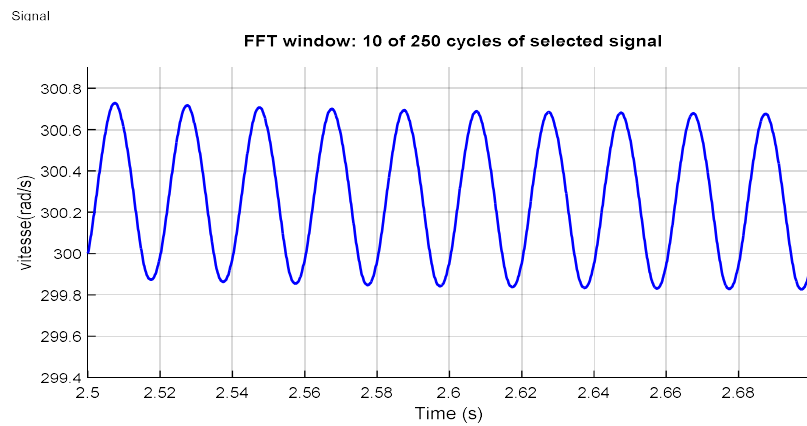


Figure III.25 courbe de signal de vitesse avant les défauts stator (temporel)

fréquence	Amplitude	
0 Hz (DC)	70365.87%	90.0°
50 Hz (Fnd)	100.00%	-45.4°
100 Hz (h2)	0.17%	8.7°
150 Hz (h3)	0.92%	140.8°
200 Hz (h4)	0.66%	-85.8°
250 Hz (h5)	0.17%	220.7°
300 Hz (h6)	0.07%	4.7°

Tableau III.2 Résultat de l'analyse FFT sur vitesse avant les défauts stator (amplitude par fréquence)

❖ Après les défauts

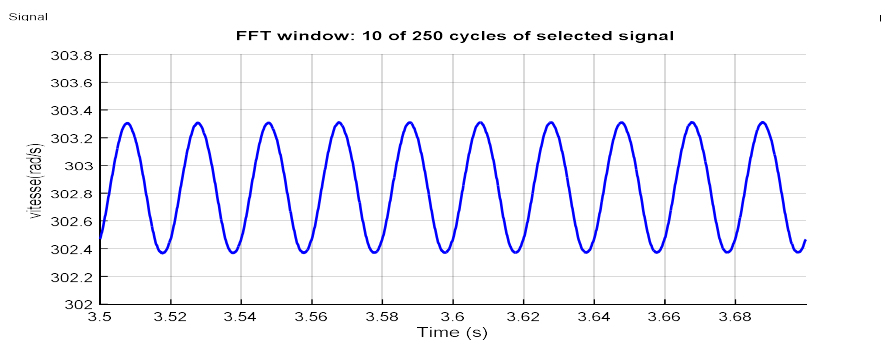


Figure III.26 courbe de signal de vitesse après les défauts stator (temporel)

fréquence	Amplitude	
0 Hz (DC)	64326.78%	90.0°
50 Hz (Fnd)	100.00%	-50.0°
100 Hz (h2)	0.08%	161.7°
150 Hz (h3)	1.04%	149.8°
200 Hz (h4)	0.68%	258.3°
250 Hz (h5)	0.27%	198.2°
300 Hz (h6)	0.01%	192.2°

Tableau III.3 Résultat de l'analyse FFT sur vitesse après les défauts stator (amplitude par fréquence)

III.8.3.1.2 L'analyse FFT sur la courbe de couple

❖ Avant les défauts

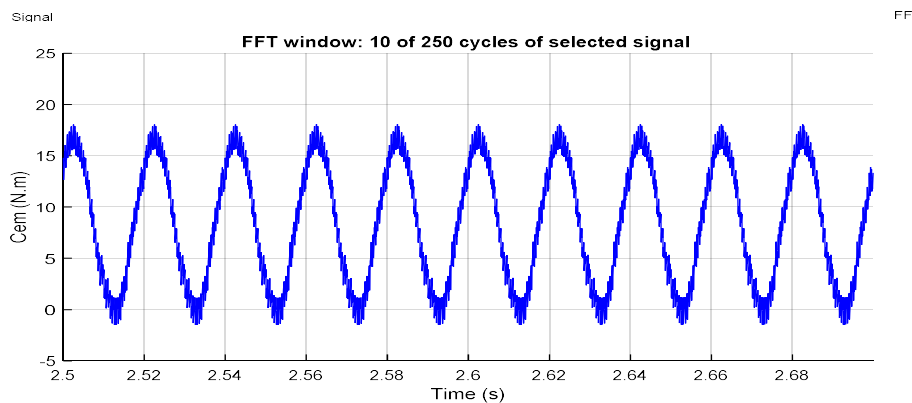


Figure III.27 courbe de signal de couple avant les défauts stator (temporel)

fréquence	Amplitude	
0 Hz (DC)	99.15%	90.0°
50 Hz (Fnd)	100.00%	44.5°
100 Hz (h2)	0.11%	250.3°
150 Hz (h3)	3.11%	236.1°
200 Hz (h4)	2.68%	-5.2°
250 Hz (h5)	1.22%	-61.5°
300 Hz (h6)	0.01%	-53.6°

Tableau III.4 Résultat de l'analyse FFT sur couple avant les défauts stator (amplitude par fréquence)

❖ Après les défauts

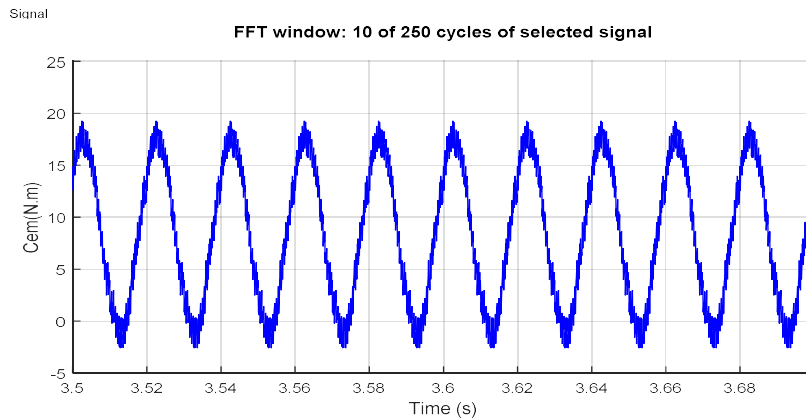


Figure III.28 courbe de signal de couple après les défaut stator (temporel)

fréquence	Amplitude	
0 Hz (DC)	89.83%	90.0°
50 Hz (Fnd)	100.00%	40.0°
100 Hz (h2)	0.11%	243.3°
150 Hz (h3)	3.08%	239.3°
200 Hz (h4)	2.73%	-10.7°
250 Hz (h5)	1.31%	-71.7°
300 Hz (h6)	0.01%	-43.9°

Tableau III.5 Résultat de l'analyse FFT sur couple après les défaut stator (amplitude par fréquence)

III.8.3.2 Défaut rotorique

Nous avons les simulations de défauts à développer sur l'augmentation de la valeur r_r . Nous avons appliqué l'analyse FFT sur la courbe de vitesse et la couple électromagnétique. Les résultats obtenus des analyses avant les défauts sont les mêmes que ceux décrits précédemment.

III.8.3.2.1 L'analyse FFT sur la courbe de vitesse après les défauts

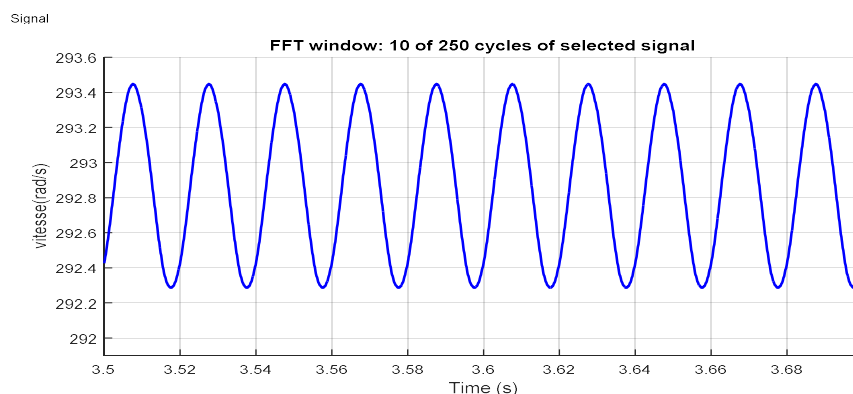


Figure III.29 courbe de signal de vitesse après les défaut rotor (temporel)

fréquence	Amplitude	
0 Hz (DC)	50406.57%	90.0°
50 Hz (Fnd)	100.00%	-48.0°
100 Hz (h2)	0.06%	162.1°
150 Hz (h3)	0.94%	141.8°
200 Hz (h4)	0.65%	261.1°
250 Hz (h5)	0.24%	205.6°
300 Hz (h6)	0.00%	178.4°

Tableau III.6 Résultat de l'analyse FFT sur vitesse après les défauts rotor (amplitude par fréquence)

III.8.3.2.2 L'analyse FFT sur la courbe de couple après les défauts

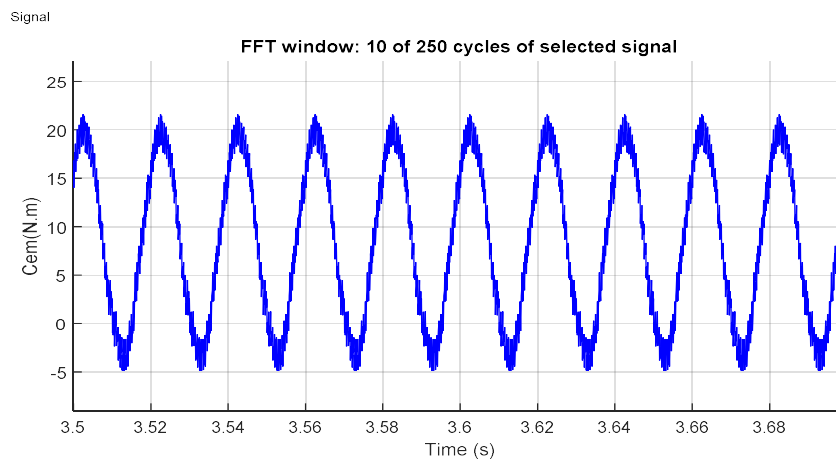


Figure III.30 courbe de signal de couple après les défaut rotor (temporel)

fréquence	Amplitude	
0 Hz (DC)	72.7%	90.0°
50 Hz (Fnd)	100.00%	41.7°
100 Hz (h2)	0.12%	252.1°
150 Hz (h3)	2.82%	231.8°
200 Hz (h4)	2.62%	-8.9°
250 Hz (h5)	1.18%	-64°
300 Hz (h6)	0.00%	268.3°

Tableau III.7 Résultat de l'analyse FFT sur couple après les défauts rotor (amplitude par fréquence)

III.9 les interprétation des résultats

L'analyse harmonique du vitesse et couple montre une apparition de la composante harmonique de 2ème ordre après le défaut. On peut conclure que l'évolution des colonnes des spectres aux fréquences 50HZ a montré qu'il y a un défaut (rotorique ou statorique) dans la MASDE. En outre, Les tableaux (III.2) à (III.2) et (III.4) à (III.5) montrent que la différence entre un fonctionnement normal et une erreur apparaît dans l'amplitude du spectre de vitesse et de couple (lignes de défaut MASDE).

En effet, l'amplitude de ces composantes diminue en présence de défaut. Dans cette analyse fréquentielle, il est préférable de faire une étude globale sur les défaut au stator et rotor est visible sur le spectre des couple et vitesse. Mais faire une FFT sur chaque signal vitesse et couple d'être pénalisant en temps de calcul, et de ne pas bien localiser le défaut de stator et rotor, Pour remédier à ce problème, une technique consiste à étudier l'évolution temporelle des signaux et à représenter les specter de vitesse et couple sa c'est les interprétation des variation des amplitudes avant et après le défaut qui nous avons vus dans ce travail

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons simulé des défaut sur un moteur à double étoile. Et applique une méthode d'analyse FFT. Où le défaut dans le stator et le rotor en général.

la FFT à entrelacement temporel à base 2 est parmi les techniques qui permettent de réduire efficacement la quantité des opération intervenant dans le calcul de la TFD, et présentant des avantages liés au calcul récursifs la programmation de set algorithme a permis dans cette première phase la réalisation d'un analyseur de spectre numérique dans le cadre de la détection des défauts d'un rotor et stator de MASDE.

L'analyse vibrations est un moyen efficace de détecter rapidement l'origine des problèmes sur les machines et la localisation du problème.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le diagnostic des machines électriques a connu un développement croissant dans le monde industriel dans le but d'obtenir une chaîne de production de plus en plus robuste et sûre, une qualité indispensable pour certaines applications. Les chaînes de production doivent être dotées de systèmes de protection fiables car une défaillance, même la plus faible, peut mener à un dommage matériel. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan mondial, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic. Celles-ci ont pour premier objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système.

Le travail présenté dans ce manuscrit s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts dans les **MASDE**, à raison de leur simplicité de construction, leur faible coût d'achat et de fabrication, leur robustesse mécanique ou encore leur quasi-absence d'entretien et leur fonctionnement à vitesse variable grâce à l'avancée de l'électronique de puissance.

Pour cela, n'oublions pas que l'arrêt non programmé ou un fonctionnement anormal de l'outil de production, et le non-respect des délais qui s'en suivent, engendrent en effet des coûts supplémentaires que les entreprises ne sont plus en état de supporter et elles peuvent perdre leurs noms dans un marché concurrentiel, ce qui influe directement sur leurs images et perdre une grande partie du marché économiques allant jusqu'à la déclaration de faillite.

Dans cette étude, nous nous sommes intéressés à la simulation de quelques signaux de la machine tels que : le couple, la vitesse ainsi que les courants statoriques afin de détecter les défauts statoriques et rotorique.

Pour mieux représenter le comportement de la machine lors d'un fonctionnement normal (MASDE) et anormal (MASDE défaillante), Nous avons réunies toutes les informations sur la majorité des défauts mécanique et électrique des machines asynchrones et les méthodes de la détection. Nous avons réalisé une simulation des modèles de la MASDE face à des défauts statoriques et rotorique. Dans un deuxième temps, nous avons effectué une analyse spectrale du courant statorique et rotorique par la transformée de Fourier rapide (FFT) qui nous permet de détecter les défauts statoriques et rotoriques.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] Omar BAZINE « Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone à Double Etoile alimentée par un redresseur piloté par DPC (Direct Power Control) » Thèse de master . Université de Ghardaïa 2015/2016.
- [2] D. BERIBER, « Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC », Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.
- [3] K. DAHMANE, « Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matricielle », Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.
- [4] S. AREZKI, « Contribution à l'étude et la commande d'une machine asynchrone à double étoile alimentée par onduleurs multi niveaux », Mémoire de Magister, Université Houari Boumediene, Alger, 2005.
- [5] S.BENRABIA ; A.BENDIB « Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multi niveaux » Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.
- [6] Lounes HAMA , Mounir KEKOUCHE «Etude et Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile » Thèse de master, Université A.MIRA-BEJAIA ,2013/2014
- [7] H. Ney, « Equipements de puissance », Editions Fernand Nathan, Paris, 1988.
- [8] Azouz MEDDOURENE « Etude et commande de la machine asynchrone double Stator en régime normal et dégradé » Thèse de magister, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2009.
- [9] M. Hamadache et N. Ouaret, « Commande d'un système de pompage photovoltaïque » Mémoire d'ingénieur , Université de Bejaia, 2007.
- [10] L. Baghli, Contribution `a la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, Janvier 1999.
- [11] ZOUAOUID MED NABIL et MESSAI MED TEDJANI, «Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double stator», Mémoire de fin d'études En vue de l'obtention du Diplôme de Master, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi, 2014
- [12] S.Kercha et W.Goubi, «Etude et modélisation des machines électriques double étoile» Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2013

- [13] Mr. Mohamed, Mlle. Wassima « Détection des défauts électriques et mécaniques dans la machine asynchrone par l'analyse du courant statorique » mémoire de licence, UNIVERSITE MOHAMED V-SOUISSI ,2013/2014.
- [14] S. Bazine, « Conception et implémentation d'un Méta-modèle de machines asynchrones en défaut, » Thèse de doctorat, Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (LAI) -EA 1219, Université de Poitiers, 2009.
- [15] SADKI Nour elhouda, « SIMULATION DES DÉFAUTS STATORIQUE D'UN MOTEUR A ASYNCHRONE » UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA. 2015
- [16] B. Vaseghi, « Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre spires, » Thèse de doctorat, GREEN - Groupe de Recherche en Electrotechnique Electronique de Nancy, Nancy Université - Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [17] H. Bonnett and C. Yung, « Incérasse Efficiency Versus Incérasse Reliability » Industrie Applications Magazine, IEEE, vol. 14, pp. 29-36, 2008.
- [18] C. Breneur « Eléments de maintenance préventive de machines tournantes dans le cas de défauts combinés d'engrenages et de roulements » Thèse INSA de Lyon, 2002
- [19] Maintenance Service, Document SNR, SNR Industrie, 2004.
- [20] Omar DJEBILI « Contribution à la maintenance prédictive par analyse vibratoire des composants mécaniques tournants. Application aux butées à billes soumises à la fatigue de contact de roulement. » Thèse de doctorat en cotutelle .université de REIMS CHAMPAGNE ARDENNE . 2013
- [21] Boulenger A., «Maintenance conditionnelle par analyse des vibrations», Techniques de l'ingénieur, MT 9 285, 2007
- [22] Augeix D., Techniques de l'ingénieur BM5 – 145, «bruit et vibrations», 2007.
- [23] Morel J., «surveillance vibratoire et maintenance prédictive», Techniques de l'ingénieur R 6 100, 2007.
- [24] Harris T.A., "Rolling Bearing Analysis", 3ème edition, Lavoisier
- [25] Techniques de l'ingénieur : « Traité de Génie Mécanique » ; B 4308, BM 5130, BM 5145, BM 5145 doc, BM 5160, BM 5160.
- [26] Max, J. Lacoume, J.L. (2004). Méthodes et techniques de traitement du signal, Paris, Dunod.
- [27] P. Duhamel et M. Vetterli, « Fast Fourier transforms: a tutorial review and a state of the art » Signal Processing, vol. 19, 1990, p. 259-299
- [28] rais el Hadi Beka . « Fondements du traitement du signal ». office de publication.

- [29] BENAZI Izzeddine « Etude qualitative et comparative d'algorithmes entre la transformée de Fourier et Ondelettes, Application à la détection des défauts d'un machine tournant », Mémoire de master, Université M'sila, 2012.

Annexes

Annexe A : Paramètres de MASDE

```
%Paramètres de la MASDE
Pn=4500 ;
fs=50 ;
rs1=3.72;
rs2=3.72;
rr=2.12;
ls1=0.022;
ls2=0.022;
lr=0.006;
lm=0.3672;
Lsr=0.3672*2/3;
J=0.0625;
kf=0.001;
p=1;
e=4;
la=1/((1/lm)+(1/ls1)+(1/ls2)+(1/lr));
tr=(lm+lr)/rr;
Tr=lr/rr;

uc=512.5175;
%
% y=1-(lm^2/(lm+lr)*(lm+ls1));
% k=120;
% phirref=1;
% ws=2*pi*fs;

g=50;
g1=1;
g2=3.2;
g3=30;
display('ok lunch mdl block')
```

