

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie électrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en sciences en : Electrotechnique

Spécialité (Option) : Commande électrique

**Contribution au diagnostic de la machine asynchrone
commandée en vue de minimiser les efforts radiaux**

Présentée par :

Lachtar Salah

Soutenue publiquement le : 23/12/2020

Devant le jury composé de :

Dr. Benakcha Abdelhamid	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. Ghoggal Adel	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Khene Mohamed lotfi	Maitre de Conférences 'A'	Examineur	Université de Biskra
Dr. Aissa Ameer	Professeur	Examineur	Université de Laghouat
Dr. Azoui Boubaker	Professeur	Examineur	Université de Batna
Dr. Zerouali Sakina	Maitre de Conférences 'A'	Examineur	Université de Batna

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

{وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ عَلَيْهِ تَوَكَّلْتُ وَإِلَيْهِ أُنِيبُ} [هود من الآية: 88]

Remerciement

Je remercie « *ALLAH* » le tout puissant de m'avoir donné le courage ainsi que la force pour pouvoir finir ce travail.

Je voudrais adresser également mes remerciements et ma gratitude à Monsieur Ghoggal Adel, Professeur au Département de Génie Electrique, Université de Biskra, directeur de ma thèse, pour l'expérience dont il m'a fait profiter, en particulier m'avoir dirigé, ainsi que pour les bons conseils et l'aide précieuse qu'il m'a apporté tout au long de ce travail.

Je voudrais adresser également mes remerciements à Monsieur Benakcha Abdelhamid, Professeur au Département de Génie Electrique, Université de Biskra, et Khene Mohamed Lotfi, Maître de conférences « A » au Département de Génie Electrique, Université de Biskra, et Aissa Ameer, Professeur au Département d'Electrotechnique, Université de Laghouat, et Azoui Boubaker, Professeur au Département d'Electrotechnique, Université de Batna, et Sakina Zerouali, Maître de conférences « A » au département d'Electrotechnique, Université de Batna, de m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les rapporteurs de ce mémoire.

Pour finir, je tiens à remercier du fond du cœur mes parents et mes frères qui n'ont cessé de m'encourager tout au long de ces années d'études, et qui ont toujours été présents pour moi. Qu'ils reçoivent ici ma profonde gratitude pour leurs innombrables sacrifices.

Je ne peux que remercier ma femme pour son soutien et ses encouragements continus pendant toute la durée de cette thèse.

Je dédie ce mémoire

A mes parents

A mes frères et sœurs

A ma femme

الملخص

يكتسي تشخيص الأعطال في المحرك غير المتزامن قفص السنجاب اهتمامًا متزايدًا نظرًا لاستعماله الواسع في التطبيقات الصناعية. من أجل تلبية المتطلبات الصناعية، يمكن توصيل الجهاز غير المتزامن بالشبكة الكهربائية مباشرة، أو توصيله بمحولات تحكم ثابتة أو توصيله بتطبيقات التحكم ذات الحلقة مغلقة.

يندرج عمل هذه الأطروحة في إطار معالجة النمذجة وتشخيص أخطاء المحرك غير المتزامن، من خلال تحليل التيار والقوة الظاهرية لحظية المركبة للمعرض. بعد تقديم أنواع مختلفة من الأعطال الكهربائية والميكانيكية، ومصدر نشأتها وتأثيراتها، التي تظهر على المحرك الغير المتزامن أثناء العمل، ارتكزت هذه الدراسة على معالجة العيوب الميكانيكية مثل عيوب كسر قضبان الدوار وعيوب اللامركزية عمود الدوران، لامركزية ثابتة، لامركزية ديناميكية ومختلطة، على اعتبارهم من بين العيوب الشائعة و الخطيرة التي يمكن أن تحدث في المحرك غير المتزامن. إنشاء نموذج رياضي، مع مراعاة توزيع اللفات في احاديد المعرض وعدم تماثل الفجوة الهوائية، على أساس نهج وظيفة اللف ضروري لدراسة هذه الأنواع من العيوب الميكانيكية. يتم ايجاد جميع معادلات الوشائع الذاتية ومشتقاتها ومتبادلاتها في جميع أجزاء المحرك المعرض، المعرض والفجوة الهوائية من خلال الجمع بين نهج وظيفة اللف وتطوير سلسلة فورييه. يتم تطبيق استراتيجية تحكم الحلقة مغلقة (DTC التحكم المباشر في العزم) في المحرك غير المتزامن، مما يسبب صعوبات في تشخيص الأخطاء، حيث يتم تعوض سرعة الدوران من خلال حلقة التحكم، مما يؤدي إلى إخفاء تأثير الخلل. لهذا الغرض، يتم تطبيق طرق نظرية للتحليل الطيفي للكميات الفيزيائية – للمحرك يعمل في الحلقة المغلقة – لها القدرة على اكتشاف مكونات الترددات المميزة المتعلقة بالعيوب. يتم ابراز نتائج التحليل الطيفي من خلال نتائج المحاكاة لظروف الحمل والفسل المختلفة للتحقق من صحة التطورات النظرية واستخراج مؤشرات الخطأ.

Abstract

The fault diagnosis in the squirrel cage induction motor is gaining increasing attention due to its wide range of applications in the industry. In order to meet industrial requirements, the SCIM can be connected directly to the electrical network, connected to static converters drive or connected to closed-loop applications.

This thesis work deals with modeling and diagnosis faults in SCIM, by analyzing the stator current and the stator instantaneous complex apparent power. After presenting the different types of electrical and mechanical faults, their origins and their impacts, from which the induction motor exposed, we have chosen to study the mechanical defects such as the broken rotor bars and the eccentricities faults such as, static, dynamic and mixed, when considered among the severe defects that can occur in the induction motor. The establishment of a mathematical model, taking into account the distribution of the windings in the stator slots and the non-uniformity of the air gap, on the basis of the winding function approach (WFA) is necessary to study these types of mechanical defects. The expressions of all the self-inductances, their derivatives and mutual in all induction motor parts stator, rotor and gap are determined by the combination of the winding function approach and the Fourier series development. A strategy of closed-loop DTC control is applied to the induction motor, causing difficulties in diagnosing faults, when the control loop compensates the speed of rotation, leading to masking the fault effect. For this purpose, theoretical methods of spectral analysis of the physical quantities of the induction motor closed-loop drives able to detect the characteristic frequency components related to the defects. The spectral analysis is completed by simulation results for different load and failure conditions to validate the theoretical developments and to extract fault indicators.

Résumé

Le diagnostic des défauts dans la machine asynchrone à cage retient de plus en plus l'attention en raison de son large domaine d'application dans l'industrie. Afin de répondre aux exigences industrielles, la machine asynchrone peut être connectée directement au réseau, connectée aux convertisseurs de commandes statiques ou connectée aux applications en boucle fermée.

Ce travail de thèse, traite la modélisation et le diagnostic de défauts de la machine asynchrone, par analyse du courant statorique et de la puissance apparente complexe instantanée statorique. Après présentation des différents types des défauts électriques et mécaniques, leur origine et leurs impacts, dont lesquelles la machine asynchrone à cage exposée, on a choisi d'étudier les défauts mécaniques tels que les défauts de rupture des barres rotoriques et les défauts d'excentricité statique, dynamique et mixte, lorsqu'ils considèrent parmi les défauts sévères qui peuvent survenir au niveau de la machine asynchrone. L'établissement d'un modèle mathématique, tenant en compte de la distribution des enroulements dans les encoches statoriques et la non-uniformité de l'entrefer, sur la base de l'approche de la fonction d'enroulement est nécessaire pour étudier ces types de défauts mécaniques. Les expressions de toutes les inductances propres, leurs dérivées et mutuelles dans toutes les parties de la machine stator, rotor et entrefer sont déterminées par la combinaison de l'approche de la fonction d'enroulement et le développement de série de Fourier. Une stratégie de commande en boucle fermée DTC est appliquée sur la machine asynchrone, causée des difficultés de diagnostiquer les défauts, lorsque la boucle de contrôle compense la vitesse de rotation, menant à masquer l'effet de défaut. A cette fin, des méthodes théoriques d'analyse spectrale des grandeurs physiques de la machine en boucle fermée capable de détecter les composantes fréquentielles caractéristiques liées aux défauts. L'analyse spectrale est complétée par des résultats de simulation pour différentes conditions de charge et défaut permettent de valider les développements théoriques et d'extraire des indicateurs de défaut.

Sommaire

INTROCUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : TECHNIQUES DE DIAGNOSTIC DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE EN BOUCLE OUVERTE ET EN BOUCLE FERMEE.....	5
1.1 Introduction	6
1.2 Constitution du moteur asynchrone.....	6
1.3 Défauts principaux des entraînements électriques	7
1.3.1 Défauts onduleur	8
1.3.2 Défauts du moteur asynchrone.....	9
1.3.3 Défauts statorique	10
1.3.4 Défauts rotoriques	10
1.3.5 Défauts mécaniques	11
1.4 Méthodes de détection et diagnostic des défauts	14
1.5 Description du problème	14
1.6 Synthèse bibliographique	15
1.7 Conclusion.....	16
CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE DANS LE CAS SAIN ET EN PRESENCE DE DEFAUT	17
2.1 Introduction	18
2.2 L'approche de la fonction d'enroulement	18
2.2.1 Force magnétomotrice (FMM) d'un enroulement diamétral	19
2.2.2 Fonction de distribution des enroulements statorique.....	20
2.2.3 Calcul des inductances	22
2.2.4 Inductances statoriques	22
2.2.5 Inductance rotorique	24
2.2.6 Inductance mutuelle stator-rotor	26
2.2.7 Mise en équation du modèle	28
2.2.8 Equations des tensions statoriques.....	28
2.2.9 Equations des tensions rotoriques	29
2.2.10 Equation mécanique	30
2.2.11 Modèle mathématique.....	31
2.3 Fonctionnement en boucle ouverte dans le cas sain.....	32
2.4 Modèle de la machine en vue des défauts de ruptue des barres rotoriques.....	33
2.5 Modèle de la machine en vue des défauts d'excentricité	34

2.6	Calcul des inductances statorique/rotorique en cas d'excentricité statique, dynamique ou mixte :	39
2.6.1	Calcul des inductances statoriques :	39
2.6.2	Calcul des inductances rotoriques :	41
2.6.3	Expression des inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques	44
2.7	Efforts radiaux dus aux excentricités rotoriques	48
2.8	Conclusion.....	52
CHAPITRE III : COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE DANS LE CAS SAIN ET EN PRESENCE DE DEFAUT		53
3.1	Introduction	54
3.2	Commande vectorielle de la machine asynchrone	54
3.3	Rappelle sur le modèle de la machine asynchrone.....	55
3.3.1	Equations électriques en boucle ouverte :	55
3.3.2	Equations électriques en boucle fermée :	56
3.3.3	Equations mécaniques.....	56
3.4	Modélisation de l'onduleur	57
3.4.1	Principe de fonctionnement de MLI	57
3.4.2	Génération de l'espace vectoriel dans le contrôle MLI	59
3.4.3	Algorithme de détermination des secteurs	66
3.5	La commande directe de couple DTC.....	67
3.5.1	Principes généraux de la commande par DTC.....	67
3.5.2	Stratégie de la commande directe de couple et de flux.....	69
3.5.3	Contrôle du vecteur de flux statorique.....	69
3.5.4	Présentation de la structure de contrôle	70
3.5.5	Estimation du flux statorique	71
3.5.6	Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux.....	72
3.5.7	Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux	73
3.5.8	Le correcteur à trois niveaux.....	73
3.5.9	Elaboration du tableau de commande	74
3.5.10	Le diagramme usuel de la commande DTC appliqué à la machine asynchrone....	75
3.6	Résultats de simulation.....	75
3.7	Commande par DTC sans boucle de vitesse	76
3.8	Généralité sur la commande par mode glissant.....	77
3.8.1	Description de régulateur en mode glissant	78
3.8.2	Conception de régulateur en mode glissant	78
3.9	Description du contrôleur d'ordre fractionnaire	83

3.9.1	Spécification de conception	85
3.9.2	Conception du PI-OF pour le contrôle de la vitesse du moteur asynchrone.....	85
3.10	Conclusion.....	89
CHAPITRE IV : DIAGNOSTIC ET DETECTION DES DEFAUTS ROTORIQUES SURVENUES DANS LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE EN BOUCLE OUVERTE ET EN BOUCLE FERMEE		90
4.1	Introduction	91
4.2	Défaut de ruptuer des barres rotoriques	91
4.2.1	Méthodes dédiées au diagnostic de défaut de rupture des barres rotoriques	93
4.3	Défauts d'excentricité dans la machine asynchrone.....	104
4.3.1	Résultats de simulations en utilisant la méthode (MCSA)	106
4.3.2	Résultats de simulations en utilisant la méthode (SICAPE).....	111
4.4	Conclusion.....	118
CONCLUSION GENERALE		120
REFERENCES.....		124

Liste des Figures

Figure 1.1. Représentation du moteur asynchrone à cage.	7
a) photographie représente le moteur asynchrone en générale.	
b) Vue en coupe représente toutes les pièces essentielles du moteur asynchrone.	
Figure 1.2. Schéma de principe des catégories de défauts des entraînements électriques	8
Figure 1.3. Répartition extrapolée des défaillances par composant moteur.	10
Figure 1.4. Rotor à cage avec rupture de deux barres	11
Figure 1.5. Structure représente les principaux éléments d'un enroulement à billes	13
Figure 1.6. Différents types de désalignements	14
Figure 2.1. FMM dans l'entrefer pour une machine élémentaire	20
Figure 2.2. Forme d'onde de la FMM d'une bobine diamétrale	21
Figure 2.3. a) Fonctions de distribution de bobinage de la phase A, b) Ses coefficients de distribution.	22
Figure 2.4. Circuit électrique des mailles rotorique élémentaires	25
Figure 2.5. Induction magnétique produit par une maille rotorique	26
Figure 2.6. Position de la maille rotorique k par rapport à un enroulement statorique de la phase x	27
Figure 2.7. Circuit équivalent de la cage rotorique	30
Figure 2.8. Résultats de simulation dans le cas sain pour une charge de 3 N.m (50%) à $t = 1$ sec.	33
a) Courants statoriques ;	
b) FFT du courant statorique I_a ;	
c) Vitesse de rotation ; d) Couple électromagnétique.	
Figure 2.9. Résultats de simulation dans le cas d'une barre rotorique cassée pour une charge de 3 N.m (50%) à $t = 1$ sec.	34
a) Courants statoriques ;	
b) FFT du courant statorique I_a ;	
c) Vitesse de rotation ;	
d) Couple électromagnétique.	
Figure 2.10. Types d'excentricité :	35
a) excentricité statique ;	
b) excentricité dynamique ;	
c) excentricité mixte.	
Figure 2.11. Schéma représentatif d'excentricité rotorique	36
Figure 2.13. Dérivée des Inductances statoriques :	41
a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$.	
b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% .	
c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% .	
d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% .	
Figure 2.14. Fonction de distribution d'une maille rotorique	42
Figure 2.15. Inductance rotorique et ses mutuelles :	43
a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$.	
b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% .	
c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% .	
d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% .	

Figure 2.16. Dérivée des Inductances rotoriques:	44
a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$.	
b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% .	
c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% .	
d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% .	
Figure 2.17. Inductances mutuelles stator/rotor avec le premier harmonique d'espace	45
a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$.	
b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% .	
c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% .	
d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% .	
Figure 2.18. Inductances mutuelles stator/rotor. Prise en compte des 9 premiers	46
harmoniques de la série de Fourier.	
a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$.	
b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% .	
c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% .	
d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% .	
Figure 2.19. Dérivée des Inductances mutuelles stator/rotor avec le premier	47
harmonique d'espace	
a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$.	
b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% .	
c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% .	
d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% .	
Figure 2.20. Dérivée des Inductances mutuelles stator/rotor. Prise en compte des 9	48
premiers harmoniques de la série de Fourier	
a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$.	
b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% .	
c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% .	
d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% .	
Figure 2.21. Force magnétique radiale dans une machine asynchrone bipolaire.	49
a) Force magnétique radiale dans une machine symétrique ;	
b) Machine asymétrique avec rotor déplacé verticalement vers le bas ;	
Figure 2.22. Composantes normale et tangentielle de la densité de flux	52
Figure 3.1. Modèle de circuit monophasé de l'onduleur	58
Figure 3.2. Concept graphique de MLI	58
Figure 3.3. Schéma d'un onduleur MLI triphasé à source de tension alternative	59
Figure 3.4. Diagramme présente la relation entre les référentiels abc et $d-q$.	60
Figure 3.5. Représentation du cercle hexagonal de commutation.	61
Figure 3.6. Vecteur d'espace tension V_{ref} dans le repère $(d - q)$	63
Figure 3.7. V_{ref} comme résultante des vecteurs adjacents du secteur 1.	63
Figure 3.8. Temps de commutation du MLI d'espace vectorielle dans chaque secteur	66
Figure 3.9. Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une machine	69
asynchrone.	
Figure 3.10. Evolution du vecteur du flux dans le plan (α, β) .	70
Figure 3.11. Choix du vecteur de tension	71
Figure 3.12. Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions	73
correspondent.	

Figure 3.13. Correcteur de couple à hystérésis de trois niveaux	74
Figure 3.14. Commande directe du flux et du couple d'une machine asynchrone.	75
Figure 3.15. Résultats de simulation de la commande par DTC sans boucle de vitesse	77
a) Courants statoriques,	
b) Courant de la phase A,	
c) Flux dans le plan (α, β) ,	
d) L'angle entre φ_α et φ_β ,	
e) Vitesse de rotation,	
f) Couple électromagnétique.	
Figure 3.16. Commande directe du flux et du couple doté par un régulateur en mode glissant (Boucle de vitesse)	77
Figure 3.17. Fonction de type signe	80
Figure 3.18. Fonction de type signe continue	81
Figure 3.19. Résultats de simulation de la commande en boucle fermée (MG)	82
a) Courants statoriques,	
b) Courant de la phase (a),	
c) Flux dans le plan (α, β) ,	
d) L'angle entre φ_α et φ_β ,	
e) Vitesse de rotation,	
f) Couple électromagnétique.	
Figure 3.20. Commande directe du flux et du couple doté par un régulateur PI-OF (Boucle de vitesse).	83
Figure 3.21. Schéma de principe du contrôle de vitesse	85
Figure 3.22. Résultats de simulation de la commande en boucle fermée (PI-OF).	88
a) Courants statoriques,	
b) Courant de la phase A,	
c) Flux dans le plan (α, β) ,	
d) L'angle entre φ_α et φ_β ,	
e) Vitesse de rotation,	
f) Couple électromagnétique,	
Figure 4.1. Spectre du courant de la phase A statorique avec un couple de charge de 50%.	95
a) Cas sain,	
b) Cas de rupture d'une barre rotorique,	
Figure 4.2. Spectre du courant de la phase A statorique avec un défaut de rupture d'une barre rotorique.	95
a) Couple de charge 50%,	
b) Couple de charge 75%,	
Figure 4.3. Spectre des courants de phases statoriques, fonctionnement à vide.	96
a) Dans le cas sain,	
b) Défaut de rupture d'une barre rotorique,	
Figure 4.4. a) Courant statorique I_a et son enveloppe avec un défaut de barre rotorique et différentes conditions de charge, b) Zoom.	98
Figure 4.5. Spectres des enveloppes du courant statorique I_a sous la stratégie DTC.	99
a) Cas sain à vide,	
b) Défaut de rupture d'une barre à vide,	
c) Défaut de rupture d'une barre avec 50% de charge,	
d) Défaut de rupture d'une barre avec 75% de charge,	

Figure 4.6. Puissance apparente statorique SICAP et son enveloppe sous différentes conditions de charge.	101
a) Dans le cas sain,	
b) Défaut de rupture d'une barre rotorique,	
Figure 4.7. SICAPE et son spectre filtré dans le cas sain et en présence du défaut	102
a) Dans le cas sain à vide,	
b) Défaut de rupture d'une barre à vide,	
c) Défaut de rupture d'une barre avec 50% de charge,	
d) Défaut de rupture de barre avec 75% de charge,	
Figure 4.8. FFT de spectre SICAPE filtré	103
a) Dans le cas sain à vide,	
b) Défaut de rupture d'une barre à vide,	
c) Défaut de rupture d'une barre avec 50% de charge,	
d) Défaut de rupture d'une barre avec 75% de charge,	
Figure 4.9. Spectre du courant de la phase A statorique, machine saine.	107
a) en boucle ouverte,	
b) en boucle fermée,	
Figure 4.10. Spectre du courant de la phase A statorique dans le cas de défaut d'excentricité statique 20%, 30% et 40%.	108
a) En boucle ouverte à vide,	
b) En boucle ouverte en charge de 50%,	
c) En boucle fermée à vide,	
d) En boucle fermée en charge de 50%,	
Figure 4.11. Spectre du courant de la phase a statorique dans le cas de défaut d'excentricité dynamique 20%, 30% et 40%.	109
a) En boucle ouverte à vide,	
b) En boucle ouverte en charge de 50%,	
c) En boucle fermée à vide,	
d) En boucle fermée en charge de 50%,	
Figure 4.12. Spectre du courant de la phase A statorique dans le cas de défaut d'excentricité mixte 20%, 30% et 40%.	111
a) En boucle ouverte à vide,	
b) En boucle ouverte en charge de 50%,	
c) En boucle fermée à vide,	
d) En boucle fermée en charge de 50%,	
Figure 4.13. Spectre de la puissance apparente SICAPE, machine saine.	112
a) En boucle ouverte,	
b) En boucle fermée,	
Figure 4.14. Spectre de la puissance apparente SICAPE dans le cas de défaut d'excentricité statique 20%, 30% et 40%.	113
a) En boucle ouverte à vide,	
b) En boucle ouverte en charge de 50%,	
c) En boucle fermée à vide,	
d) En boucle fermée en charge de 50%,	
Figure 4.15. Spectre de la puissance apparente SICAPE dans le cas de défaut d'excentricité dynamique 20%, 30% et 40%.	115
a) En boucle ouverte à vide,	
b) En boucle ouverte en charge de 50%,	
c) En boucle fermée à vide,	
d) En boucle fermée en charge de 50%,	

Figure 4.16. Spectre de la puissance apparente SICAPE dans le cas de défaut 116
d'excentricité mixte 20%, 30% et 40%.

- a) En boucle ouverte à vide,
- b) En boucle ouverte en charge de 50%,
- c) En boucle fermée à vide,
- d) En boucle fermée en charge de 50%,

Figure 4.17. Evolution des raies caractéristiques en fonction de la charge et du degré 117
d'excentricité mixte en boucle ouverte et en boucle fermée en utilisant la méthode
MCSA.

Figure 4.18. Evolution des raies caractéristiques en fonction de la charge et du degré 118
d'excentricité mixte en boucle ouverte et en boucle fermée en utilisant la méthode
(SICAPE).

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 : Répartition des composants défaillants par distribution.	9
Tableau 3.1 : Vecteurs de commutations avec leurs niveaux de tension.	60
Tableau 3.2 : les équations de calcul de temps de commutation.	65
Tableau 3.3 : Représentation de la création de l'espace vectoriel.	67
Tableau 3.4 : Séquences de commutation proposé par la technique DTC.	74
Tableau 4.1 : Résultats comparatifs de deux méthodes précédentes.	99

Symboles et Abréviations

K_{dph}	Coefficient de distribution de phase dans le cas générale
K_{racc}	Coefficient raccourcissement
K_{db}	Coefficient de distribution bobinage
m	Pas diamétral
ϕ_{xyz}^T	Flux traversant un enroulement élémentaire
L_{xyz}^p	Inductance propre d'un enroulement quelconque dans la phase x .
$M_{xyz \leftarrow xyk}$	Inductance mutuelle entre deux enroulements quelconque adjacents dans la phase x .
θ	Angle repérant un point courant dans l'entrefer
$M_{xyz \leftarrow xjk}$	Inductance mutuelle entre deux enroulements quelconque sous deux pôles dans la phase x .
$M_{xyz \leftarrow ijk}$	Inductance mutuelle entre deux enroulements quelconque sous deux pôles entre deux phases x et i
$M_{xyz \leftarrow k}$	Inductance mutuelle entre un enroulement quelconque dans une phase x et les barres rotorique.
ϕ_x^T	Flux total traversant une phase x
L_x^p	Inductance propre de la phase x
M_{xi}	Inductance mutuelle entre une phase x et une phase i
M_{xk}	Inductance mutuelle entre une phase x et les barres rotorique
I_{rk}	Courants qui traversent les barres rotorique
p	Nombre de paires de pôles
g_0	Epaisseur de l'entrefer
μ_0	Perméabilité de l'air
r	Rayon moyen du moteur
l	Longueur du moteur
ϕ_x^p	Flux propre traversant une phase x
L_x^p	Inductance propre de magnétisation d'une phase x
L_x^T	Inductance totale d'une phase x
k_{fs}	Coefficient des inductances de fuite statorique

M_{xi}	Inductance mutuelle entre deux phases statorique
$K_{o_{enc}}$	Coefficient d'ouverture d'encoche statorique
M_{xx}^p	Inductance mutuelle propre de chaque phase statorique
M_{sf}	Inductance mutuelle de fuite statorique
ϕ_{rk}^T	Flux total traversant la maille rotorique k
N_r	Nombre de barre rotorique
R_b	Résistance d'une barre rotorique
L_b	Inductance d'une barre rotorique
L_{rk}^p	Inductance propre de la maille rotorique k
M_{rkj}	Inductance mutuelle entre la barre k et la barre j
M_{rkxyz}	Inductance mutuelle entre la barre k et les enroulements statorique
L_{ek}	Inductance d'anneau de la maille k
I_{rk}	Courant rotorique de la maille k
I_{ek}	Courant qui traverse les anneaux
K_{mail}	Coefficient de maille
$K_{O_{bar}}$	Coefficient d'ouverture barre
$K_{O_{mail}}$	Coefficient d'ouverture maille
O_{bar}	Ouverture de barre
O_{mail}	Ouverture de maille
M_{rkj}	Inductance mutuelle entre deux mailles rotorique k et j
M_{sr}^p	Inductance mutuelle propre stator-rotor
K_{inc}	Coefficient d'inclinaison des encoches et des barres
B_{enc}	Angle d'inclinaison des encoches statorique
B_{bar}	Angle d'inclinaison des barres rotorique
$[\Phi_s]$	Vecteur du flux statorique
$[U_s]$	Vecteur de la tension de phase statorique
$[I_s]$	Vecteur des courants des phases statorique
$[I_r]$	Vecteur des courants des barres rotorique

$[R_s]$	Matrice diagonal des résistances de phases statorique
$[L_s]$	Matrice des inductances propres et mutuelles des enroulements statoriques
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles des enroulements statorique et mailles rotorique
$[U_r]$	Vecteur des tenions rotorique
U_{re}	Tension des anneaux rotoriques
U_{rk}	Tensions des mailles rotoriques
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique
$[R_b]$	Matrice de défaut de rupture de barre
$[R_{rF}]$	Somme de deux matrice $[R_r]$ et $[R_b]$
$[\phi_{rk}^T]$	Vecteur du flux rotorique
$[L_r]$	Matrice des inductances rotorique
Ω_r, w_r	Vitesse mécanique du rotor
J	Moment d'inertie
f_v	Frottement visqueux
T_r	Couple résistant
T_{em}	Couple électromagnétique produit par la machine
g	Glissement
f_s	Fréquence fondamentale
f_c	Fréquence de commutation
f_b	Fréquence caractéristique de défaut de rupture de barre
f_{re}	Fréquence caractéristique de défaut d'excentricité
r_s	Rayon statorique
r_r	Rayon rotorique
δ_s	Degré d'excentricité statique
δ_d	Degré d'excentricité dynamique
θ_r	Angle rotorique
$\Lambda_{exc,st}$	Perméance d'excentricité statique
$\Lambda_{exc,d}$	Perméance d'excentricité dynamique

Λ	Perméance d'excentricité statique et dynamique
n_{r_k}	Fonction de tour
N_{r_j}	Fonction de maille rotorique
N_x	Fonction d'enroulement
N_y	Fonction d' distribution
F_v	Force magnétomotrice verticale
F_{erad}	Force des efforts radiaux
e	Déplacement du rotor par rapport au centre de la machine
\bar{B}^{npn}	Composante maximale de la densité de flux
B_n	Densité normale du flux
B_t	Densité tangentielle du flux
\bar{J}_{st}^n	Densité du courant
WFA	Approche de la fonction d'enroulement (Winding Function approach)
DTC	Commande Direct du Couple (Direct Torque Control)
MLI, PWM	Modulation de la Largeur d'Impulsion (Pulse Width Modulation)
CSV	Commande à Structure Variable
MG	Mode Glissant
PI-OF	Proportionnel Intégrale d'Ordre Fractionnel
MCSA	Analyse des Courant du Moteur (Motor Current Analysis)
BRB	Rupture de Barre du Rotor (Broken Rotor Bar)
HT	Transformée de Hilbert
SICAP	Puissance Apparente Instantanée Complexe du Stator (Stator Instantaneous Complex Apparent Power)
SICAPE	Enveloppe de SICAP

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les machines asynchrones à cage d'écureuil sont largement utilisées dans le domaine industriel, dues à leurs robuste, fiabilité et économie. Auparavant, la machine asynchrone était alimentée directement par le réseau électrique pour des applications à vitesse fixe. Alors qu'au cours de ces dernières décennies, grâce aux technologies de pointe, la machine asynchrone est alimentée par l'intermédiaire des convertisseurs statiques à fréquences variables pour des entraînements à vitesse variable dans de nombreuses applications industrielles.

Néanmoins, la machine asynchrone sujette aux défaillances, lesquelles peuvent être soumises aux contraintes internes et externes inhérentes à la machine elle-même ou aux conditions de fonctionnement. Des défaillances critiques dans les parties électriques et mécaniques peuvent entraîner une détérioration excessive des processus de production, les obligeant à s'arrêter. De plus, la maintenance imprévue génère des coûts importants et donc une perte de revenus.

En effet, pour éviter tous ces problèmes, de nombreuses recherches ont été adoptées pour développer diverses méthodes capables de détecter les défaillances graves afin de les limiter en évitant les conditions de défaillance catastrophiques. Les courts-circuits entre spires statoriques, l'excentricité, les ruptures des barres rotoriques et défauts de roulements sont les défauts les plus courants pouvant survenir dans cette machine.

Il est bien connu que la méthode la plus répandue de détection des défauts rotoriques, dont l'entraînement de la machine en boucle ouverte, est l'analyse du courant statorique (MCSA), qui repose sur des outils de traitement du signal tels que les transformées de Fourier rapides (FFT).

Cela dépend de la détection des bandes latérales qui se produisent dans le spectre du courant statorique et qui provoquent des déséquilibres géométriques et magnétiques causés par un défaut rotorique. Par conséquent, ces fréquences de la bande latérale qui apparaissent autour de la fréquence fondamentale peuvent être déterminées et leurs amplitudes évaluées et utilisées comme une approche fiable pour diagnostiquer les cas de défaillance rotorique.

De plus, de nombreuses méthodes numériques modernes dites intelligentes peuvent interférer pour diagnostiquer et détecter les défauts dans la machine asynchrone. Mais ces méthodes nécessitent une technologie coûteuse.

Dans la plupart des cas, les méthodes de diagnostic sont utilisées pour le fonctionnement de la machine en boucle ouverte. Cependant, dans les entraînements en boucle fermée, les régulateurs de contrôle, surtout celles qui sont robustes et insensibles aux variations paramétriques, masquent et compensent l'effet de défaut. Par conséquent, ils posent un problème de détection

des défauts lors de l'analyse du courant du stator. Certaines tentatives peuvent être trouvées dans la littérature qui utilise d'autres quantités pour l'analyse des défauts tels que la puissance active, réactive et apparente.

Les objectifs principaux de ce travail sont le diagnostic et la détection des défauts d'excentricité, les défauts de rupture des barres de la cage du rotor et l'évaluation de la gravité de la défaillance lorsque la machine fonctionne dans une application d'entraînement en boucle fermée à vitesse variable. La stratégie DTC dotée par un régulateur de vitesse est présentée pour préserver un contrôle de haute performance. Des méthodes utilisées pour la détection des défauts sont basées sur les grandeurs physiques de la machine telle que le courant et la puissance apparente statorique. Le choix de ces techniques ont été fait pour assurer un bon diagnostic malgré l'impact de la commande.

Le premier chapitre présente l'état de l'art exprimé par des généralités sur les machines asynchrones à cage d'écureuil commandées, leurs constitutions et modèles proposés dans la littérature pour différents types de défauts, leur origine, leurs statistiques et leurs impacts sur ses performances électromécaniques.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation et la formulation mathématique du modèle de la machine asynchrone basé sur l'approche multi-enroulement et à la modélisation des différents paramètres inductifs tenant compte des effets de perturbation géométriques tel que les harmoniques d'espace dus à la répartition spatiale des bobines dans les encoches, et ceux dus à l'excentricité rotorique. L'objectif visé est de montrer que les procédures appropriées permettant d'aboutir aux expressions des inductances de la machine asynchrone en présence de ces types de perturbations géométriques pouvaient être effectué de manière analytique.

Le troisième chapitre est scindé en deux parties : on présente dans la première le modèle mathématique de l'onduleur. Ce modèle montre la structure d'un onduleur à deux niveaux. Quant à la deuxième partie, on rappelle le principe de la commande directe de couple de Takahashi appliquée à la machine asynchrone. Dans cette partie, deux approches de régulation de couple et de flux de la machine asynchrone sont présentées et développées. Ces deux régulateurs sont : régulateurs à mode glissant avec un terme intégrale pour minimiser le phénomène de chattering. Et régulateur PI d'ordre fractionnaire. Ces méthodes permettent essentiellement d'obtenir une vitesse stable, ainsi que la variation de vitesse de zéro jusqu'à la vitesse nominale. Des résultats de simulation de la commande DTC avec les deux régulateurs pour l'autopilotage de la machine asynchrone fait l'objet de la troisième partie.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'analyse de la manifestation de défauts de barres et d'excentricité dans les grandeurs mesurables de la machine (courants de phase et puissance apparente instantanée statorique) à partir des résultats de notre modèle.

**CHAPITRE I : Techniques de Diagnostic de la
Machine Asynchrone Triphasé à Cage en Boucle
Ouvverte et en Boucle Fermée**

1.1 Introduction

Les procédures de diagnostic pour la surveillance en ligne de l'état des moteurs électriques sont déjà utilisées depuis plusieurs décennies [1], [2], une attention particulière étant accordée aux types les plus couramment utilisés, les moteurs asynchrones à cage [3]–[5]. De nos jours, de plus en plus les entraînements électriques industriels ont tendance à être supervisés par telles techniques [6]–[8]. Parmi les défauts des machines asynchrones à cage possibles, les chercheurs traitent principalement les défauts d'enroulements statoriques [9], ou des différents défauts mécaniques [10], tels que des défauts de roulements [11], des excentricités rotoriques [12], asymétrie électrique du rotor due aux ruptures des barres rotoriques ou segments d'anneau d'extrémité [13], [14]. Certaines de ces méthodes pourraient également être utilisées pour la détection de défauts mixtes [15], [16]. Malgré la construction simple de la machine asynchrone, la modélisation précise de sa cage d'écureuil n'est pas une tâche insignifiante. En outre, la conception de la cage de rotor est inaccessible de toute mesure directe des courants rotoriques, ce qui rend difficile la détection des asymétries de rotor dues à certains défauts et limite les procédures de diagnostic aux approches indirectes basées principalement sur des grandeurs statoriques ou mécaniques. Des méthodes de détection automatisées fiables, basées sur la technologie de pointe, doivent être très précises pour la détection des différents défauts peuvent être survenaient dans la machine, mais cette technologie est trop chère. Bien que de nouvelles méthodes de diagnostic et détection des défauts soient apparues [17]–[19], l'analyse des signatures du courant statorique (MCSA) est probablement toujours la plus fréquemment utilisée. L'idée de base du MCSA, c'est la détection de composantes spécifiques de fréquence caractéristiques de défaut dans le spectre de courant statorique, est connue depuis des décennies [5] et a été améliorée depuis [20]. Cependant, dans certains cas industriels, où on a besoin des applications d'entraînement en boucle fermée, MCSA a des difficultés de détecter les défauts survenaient dans la machine lorsque la commande compense l'erreur et devient illisible sur le spectre du courant statorique, en particulier, dans le cas où la machine fonctionne à vide, mais on tient compte de l'inertie et les frottements mécaniques [21]. Pour remédier à ce problème, un nouvel algorithme de détection des défauts rotoriques est présenté. Il repose sur la surveillance des ondulations apparaissent sur l'amplitude du courant statorique ou sur la puissance apparente instantanée du stator lorsque le moteur est entraîné à vitesse variable.

1.2 Constitution du moteur asynchrone

La partie fixe est appelée stator et la partie mobile est appelée rotor. Le courant est transféré de la partie fixe à la partie mobile par induction électromagnétique. Le moteur est appelé dispositif

de conversion électromécanique et convertit l'énergie électrique en énergie mécanique. Le rotor est constitué de barres de cuivre ou d'aluminium isolées, et fixé au châssis du moteur à l'aide des roulements. De la même manière, le stator est constitué d'alliage d'aluminium fabriqué ou de tôles soudées et fixé directement sur le châssis du moteur de forme cylindrique.

Figs. 1.1(a) et (b) montrent respectivement, la vue en général et la vue en coupe du moteur asynchrone à cage. Les principaux composants d'un moteur asynchrone sont : le Châssis, les Roulements, le Ventilateur, les Enroulements du stator, le Rotor et Carénage de ventilateur ou déflecteurs d'air.

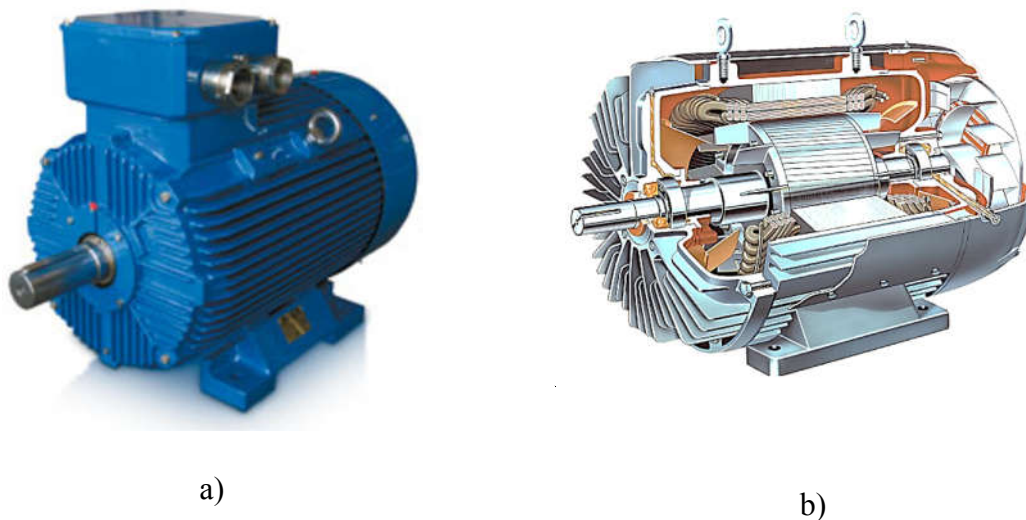


Figure 1.1. Représentation du moteur asynchrone à cage.

a) photographie représente le moteur asynchrone en générale,

b) Vue en coupe représente toutes les pièces essentielles du moteur asynchrone,

1.3 Défauts principaux des entraînements électriques

Les composants et/ou les systèmes électriques ont tendance à souffrir d'usure, de détérioration de l'isolation, du vieillissement des pièces en plastique, de la fatigue due à la flexion, à la contamination par la saleté et l'humidité,...etc. Les défauts courants survenant dans les entraînements électriques peuvent être classés comme suites :

- **Défauts électriques:** court-circuit d'enroulement de stator, barre de rotor cassée, bague d'extrémité cassée, défaillance de l'onduleur.
- **Défauts mécaniques:** excentricité du rotor, défauts de roulement, désalignement d'arbre, défauts dedans la partie de charge.

La taxinomie des défauts qui surviennent dans les moteurs asynchrones triphasés a été divisée en deux catégories principales mentionnées ci-dessus. Le diagramme ci-dessous montre la division et la hiérarchie des défauts qui se produisent dans chaque catégorie mise en évidence (Fig. 1.2).

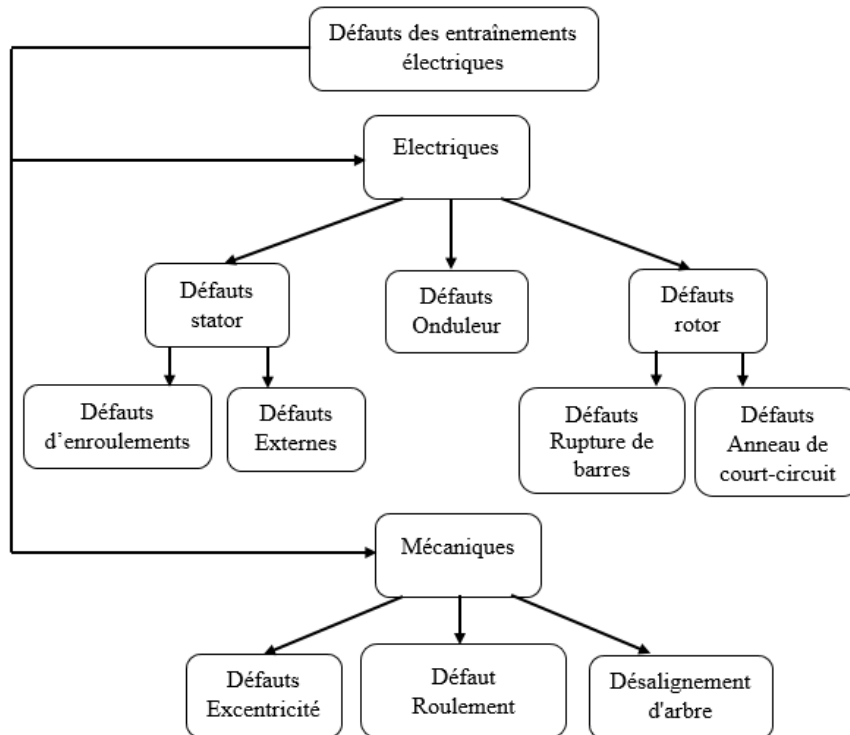


Figure 1.2. Schéma de principe des catégories de défauts des entraînements électriques.

1.3.1 Défauts onduleur

Les défauts courants survenant dans l'onduleur de tension peuvent être classés comme suit:

- Défauts d'ouverture d'un ou plusieurs commutateurs.
- Défauts de court-circuit d'un commutateur.
- Défauts de court-circuit phase-phase à la sortie de l'onduleur.
- Défauts de court-circuit phase-terre à la sortie de l'onduleur.
- Défauts de court-circuit du bus continu.
- Défaut à la terre sur le bus continu.

Les défauts de court-circuit à la sortie de l'onduleur se produisent sous la forme d'un court-circuit aux bornes de la machine. Le système de protection active est le disjoncteur mais ne définit souvent pas les défauts dans les commutateurs de puissance (IGBT). En conséquence, les défauts considérés se situent dans les IGBT, qui sont un circuit ouvert d'un ou plusieurs commutateurs, et un court-circuit de commutation. Différentes configurations sont présentées

en surveillant la tension et le courant de sortie de l'onduleur. La configuration des défauts liés à l'onduleur est sélectionnée comme suit:

- Défauts de circuit ouvert dans:
 - Un commutateur (supérieur ou inférieur).
 - Deux commutateurs pour différentes phases (même côté du bus continu).
 - Deux commutateurs pour différentes phases (différents côtés du bus continu).
- Défauts de court-circuit dans:
 - Un commutateur (supérieur ou inférieur).
 - Deux commutateurs pour différentes phases (même côté du bus continu).
 - Deux commutateurs pour différentes phases (différents côtés du bus continu).

1.3.2 Défauts du moteur asynchrone

Il est nécessaire de connaître l'impact relatif de ces défauts en matière de scénario industriel réel, de sorte que toute recherche puisse être ciblée où cela sera le plus utile. Le diagramme en colonnes illustré à la Fig. 1.3 fournit une illustration brève mais utile de la façon de diviser les défauts survenant dans l'industrie. Selon [22], [23], il a été démontré que les défauts des roulements étaient les défauts les plus fréquents dans les machines asynchrones, suivis des défauts du stator, puis des défauts de rotor.

Tableau 1.1 : Répartition des composants défaillants par distribution.

Roulement	Enroulement du stator (Tension, Surcharge, etc.)	Externe (Environnement, Tension et la charge se reproduiront probablement)	Inconnu (Aucune analyse radicale de la cause de la défaillance n'a été effectuée)	Barres rotoriques	Arbre courbé / Accouplement
51%	16%	16%	10%	5%	2%

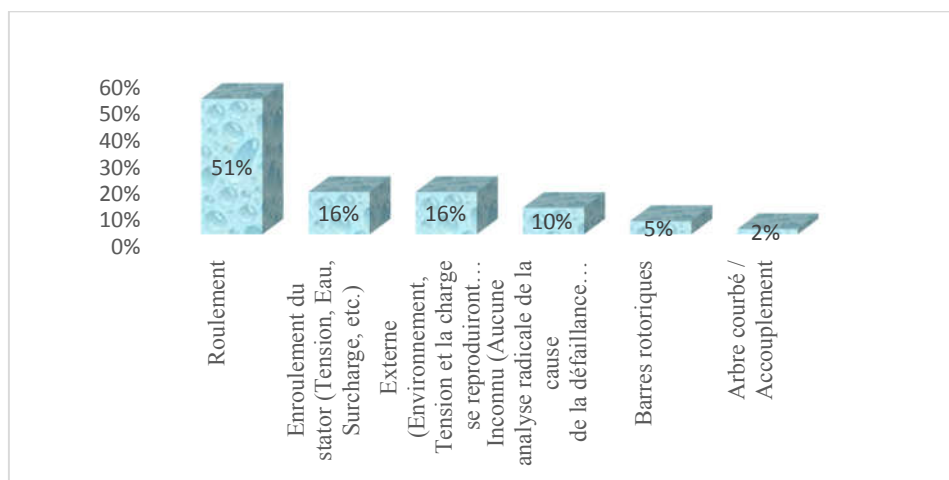


Figure 1.3. Répartition extrapolée des défaillances par composant moteur.

1.3.3 Défauts statorique

Les défauts de stator peuvent être classés en tant que défauts de lamination ou défauts de châssis (courant de mise à la terre ou de circulation), ou défaut d'enroulements statoriques. Les deux principaux défauts d'enroulements statoriques sont les défauts de phase ouverte et les courts-circuits entre spires dans un enroulement de phase.

1.3.3.1 Défaut d'ouverture d'une phase (fait fonctionner le moteur avec un couple réduit)

Le défaut d'ouverture de phase est considéré parmi les défauts externes. Lorsqu'il y a un circuit ouvert, il y aura une forte asymétrie électrique due au déséquilibre de la source d'alimentations. Les défauts de circuit ouvert peuvent rester non détectés pendant une période prolongée, ce qui peut entraîner des défauts secondaires dans le moteur, car la contrainte dans les composants électriques et mécaniques de la machine va augmenter, tel que, l'augmentation de l'oscillation de couple ou dégradation de l'isolation du stator à la suite de l'augmentation de la température du moteur.

1.3.3.2 Défauts de court-circuit dans un enroulement de phase (Conduire à un défaut catastrophique dans un court laps de temps)

Les courts-circuits interspires dans les enroulements statoriques constituent une catégorie de défaut la plus courante dans les moteurs asynchrones. Un court-circuit interspires d'enroulement est reconnu comme l'un des défauts les plus difficiles à détecter. Les défauts des enroulements statoriques peuvent être interspires (court-circuit interspires d'enroulement dans la même phase) ou d'autres combinaisons de phases (défauts de court-circuit interspires d'enroulement entre deux phases, phase à la terre ou triphasés).

1.3.4 Défauts rotoriques

Dans le rotor à cage, les défaillances qui peuvent atteindre sont considérées comme plus variées et plus complexes que celles affectant le stator. Plusieurs facteurs manifestent l'apparition des défaillances au niveau du rotor à cage, tel que, facteurs thermiques (surcharge), électromagnétique ou Dynamique (arbre de transmission).

Les défauts courants survenant au niveau du rotor sont : la rupture de barres rotoriques, rupture d'une portion d'anneau de court-circuit et l'excentricité statique et dynamique.

1.3.4.1 Défaut de rupture de barres et d'anneau de court-circuit

Comme le montre la Fig.1.4, le rotor à cage est constitué de barres et de bagues d'extrémité.



Figure 1.4. Rotor à cage avec rupture de deux barres.

Plusieurs facteurs peuvent contribuer à ces défauts, tels que l'échauffement, étincelles et déséquilibre thermique, contamination chimique, abrasion des matériaux du rotor, dilatation métallique entre deux barres, défaut de fabrication, démarrages fréquents à la tension nominale, contraintes thermiques et/ou contraintes mécaniques causées par défaut de roulement. La rupture des barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit peuvent aussi être partiellement ou complètement fissurée.

1.3.5 Défauts mécaniques

Les défauts mécaniques, en général, représentent 53% de tous les défauts qui représentent la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître dans les roulements à billes, les brides ou l'arbre du moteur [23].

1.3.5.1 Défaut d'excentricité

Les effets des défauts d'excentricité se manifestent généralement au niveau de l'entrefer. L'excentricité d'une machine électrique est un phénomène qui évolue dans le temps et qui existe dès sa fabrication. Dans la pratique, la présence d'un certain niveau d'excentricité considéré normale dans les machines électriques, lorsque les fabricants et les utilisateurs spécifient un niveau maximum d'excentricité de l'entrefer pouvant atteindre 10% est admissible [24].

Par sa conception, la machine asynchrone a un entrefer beaucoup plus petit que d'autres types de machines ayant le même volume et les mêmes performances, ce qui en fait la machine asynchrone la plus sensible aux excentricités. De plus, lors de son fonctionnement, deux causes principales aggraveront l'excentricité dans une machine asynchrone.

- La première cause est inhérente à la chaîne cinématique, qui peut imposer une force radiale à l'arbre de la machine dans lequel elle intervient, ce qui entraîne une usure des roulements et l'amplification de décentrage à un niveau supérieur à celui admissible (excentricité due à l'usure des roulements).

- La deuxième cause qui risque d'aggraver l'excentricité est inhérente au fonctionnement de la machine. En effet, la décentralisation génère un déséquilibre dans la répartition des efforts radiaux entre le stator et le rotor. L'endroit où l'épaisseur de l'entrefer est minimale subit un effort radial maximal. Cet écart aura tendance à réduire la valeur de l'entrefer minimum et donc à augmenter de plus le déséquilibre des efforts radiaux. La limite maximale de l'excentricité est le contact direct des surfaces du stator et rotor, ce qui provoque un frottement dur synonyme de destruction rapide de la machine (excentricité due au pliage de l'arbre).

1.3.5.2 Défaut de roulements

D'après les études statistiques [23], près de 40 à 50% de tous les défauts de la machine asynchrone sont liés aux problèmes des roulements. Les défauts des roulements sont généralement défaut de bague extérieure, défaut de bague intérieure et défaut de billes. De nombreux facteurs ont un effet profond sur la durée de vie réelle des roulements. Ces facteurs sont, contamination, lubrification, assemblage inapproprié, désalignement, surcharge, ...etc.

Les roulements les plus utilisés dans les éléments roulants sont généralement les roulements à billes ou à rouleaux qui se composent de deux bagues, une intérieure et une extérieure, entre lesquelles un ensemble de billes ou de rouleaux tournent dans des chemins de roulement.

La Fig. 1.5 représente la composition des principaux éléments du roulement à billes.

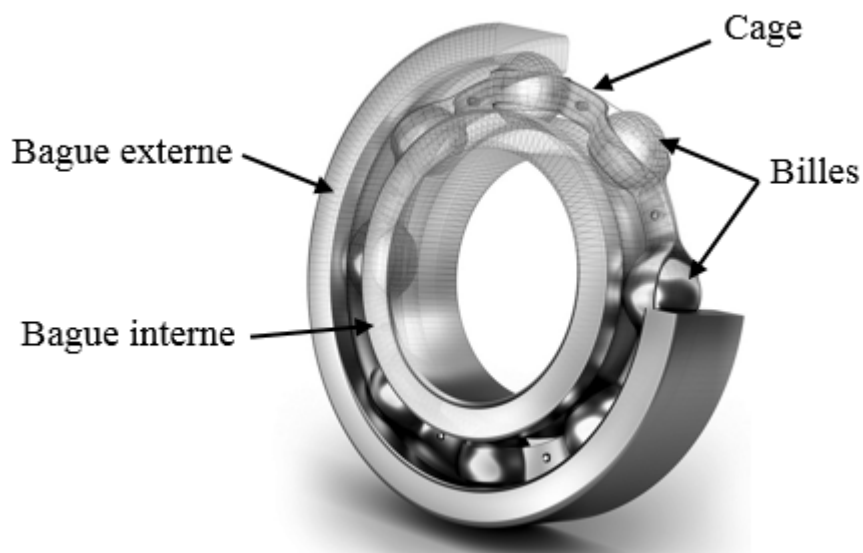


Figure 1.5. Structure représente les principaux éléments d'un enroulement à billes.

Quel que soit le type de défaut, un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement défectueux génère des vibrations mécaniques par le déplacement du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine. Ces vibrations génèrent des fréquences caractéristiques, liées aux chemins de roulement et les billes ou les rouleaux, constituent un élément significatif dans le domaine du diagnostic des défauts de la machine asynchrone.

1.3.5.3 Défaut de désalignement d'arbre

Il existe trois types de défauts désalignement dans les accouplements des machines asynchrones (Fig.1.6):

- Le défaut de désalignement angulaire se produit lorsque le moteur est placé à un angle par rapport à l'équipement entraîné. L'angle de désalignement peut être à gauche ou à droite, au-dessus ou au-dessous. Si les lignes centrales du moteur et des arbres de l'équipement entraîné devaient être étendues, ils se croiseraient plutôt que de se superposer ou de suivre une ligne centrale commune. Un désalignement angulaire peut causer de graves dommages à l'équipement entraîné et au moteur.
- Le défaut de désalignement radial se produit lorsque les axes des deux arbres sont parallèles, ou non pas dans la même ligne. Ils sont décalés horizontalement ou verticalement (ou les deux), décalés à gauche ou à droite ou placés à des altitudes différentes.
- Le défaut de désalignement axial se produit lorsqu'il y a un déplacement dans le sens axial des divers arbres au moment de l'accélération du moteur ou, en raison d'un gonflement, au moment où la température augmente.

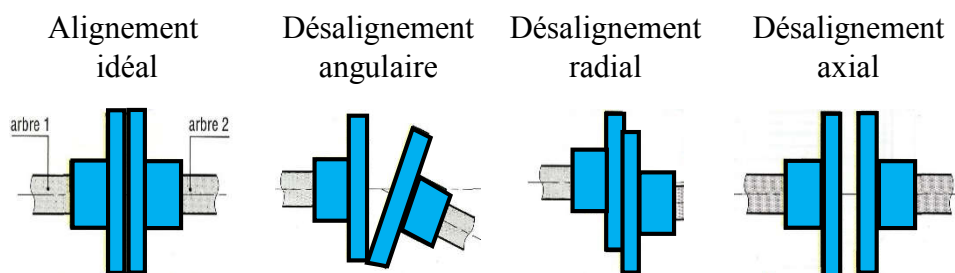


Figure 1.6. Différents types de désalignements

1.3.5.4 Défaut d'arbre courbé

Le défaut de pliage d'arbre entraîne un frottement entre le rotor et le stator, causant de graves dommages au noyau et aux enroulements, pour lesquels une excentricité dynamique est produite. De plus, si le moteur a un arbre courbé, les oscillations de vibration seront présentes car elles sont liées à la tension de la machine.

1.4 Méthodes de détection et diagnostic des défauts

On distingue généralement deux catégories principales de méthodes de surveillance et de détection de défauts dans les moteurs électriques. La première est basée sur un modèle dynamique qui est utilisé parallèlement au processus réel. Les deux systèmes doivent être utilisés des entrées identiques et en comparant les sorties du modèle à celles du processus réel, ce que génèrent des résidus utilisés comme des indicateurs pour la détection de défauts (dans le cas sain sont nulles, sinon, Les valeurs de paramètre contiennent alors des informations sur les défauts possibles). Les paramètres du modèle numérique peuvent également être identifiés à l'aide d'entrées communes et des sorties de processus. La deuxième est basée sur l'analyse des signaux, aucun modèle dynamique du processus réel n'est requis. La stratégie de détection des défauts se limite à s'appuyer entièrement sur les quantités physiques mesurées. Ils sont analysés pour extraire les signatures des défauts pour la détection et le diagnostic.

Les inconvénients des méthodes basées sur un modèle dynamique sont la nécessiter à un modèle précis et d'une simulation continuent de ce dernier. Les modèles simples et rapides tels que les modèles d'espaces vectoriels peuvent ne pas être très précis à des fins de surveillance, tandis que les modèles détaillés, tels que celles qui basés sur des éléments finis prennent trop de temps de calcul.

1.5 Description du problème

Ce travail aborde le problème de la surveillance des défauts mécaniques dans les entraînements des moteurs asynchrones à vitesse variable. Une approche basée sur les quantités physiques est choisie, c'est-à-dire que la détection de défaut et le diagnostic sont uniquement basés sur le traitement et l'analyse des signaux mesurés.

L'objectif ultime de la surveillance de l'état de la machine et du diagnostic de défauts est d'obtenir rapidement des informations utiles sur l'état de cette dernier. Plusieurs techniques de traitement de signal ont été utilisées depuis longtemps pour analyser le contenu spectral des différents signaux issus de la machine asynchrone telle que : courants, puissances, couple, vitesse, flux, vibrations,...etc.

Ces techniques de surveillance présentent des avantages et des inconvénients différents en matière de coût et d'implémentation. Par exemple, l'avantage de la surveillance basée sur le courant est la nécessité de nombre limité de capteurs par rapport à l'analyse des vibrations. Un entraînement électrique peut être un système mécanique complexe et étendu. Pour une surveillance complète, un grand nombre de capteurs doivent être placés sur les différents composants du système. Cependant, un défaut mécanique grave dans n'importe quel composant influence nécessairement sur la machine électrique par le courant, le couple et la vitesse...etc. Cela signifie que le moteur peut être considéré comme un type de transducteur intermédiaire dans lequel les différents effets de défauts convergent. Ceci limite fortement le nombre de capteurs nécessaires. Cependant, étant donné que de nombreux effets de défauts se combinent, le diagnostic de défaut et la discrimination deviennent plus difficiles.

Dans la littérature, la plupart des études sont basées sur l'extraction des expressions de fréquences supplémentaires apparaissent sur le courant statorique. Dans divers travaux, plusieurs modèles analytiques de la machine asynchrone dédiés aux défauts mécaniques sont utilisés. L'estimation du spectre est la méthode la plus largement utilisée pour le traitement du courant statorique dans ce contexte. En général, la densité spectrale de puissance du courant statorique est estimée à l'aide de techniques basées sur la transformée de Fourier. Ces méthodes sont très fiables pour la détection des défauts en régime permanent.

1.6 Synthèse bibliographique

Au cours de ces dernières décennies, le diagnostic des défauts dans les systèmes d'entraînements de la machine asynchrone a suscité un intérêt croissant de la part des chercheurs. On présente un résumé sur les techniques de diagnostic des défauts mécaniques les plus courants en ce contexte.

Diverses techniques sont utilisées pour fournir une surveillance précise de l'état de la machine asynchrone. Au lieu de compter seulement sur le courant statorique, d'autres grandeurs mécaniques et électriques ont été utilisées comme références pour détecter la présence de défauts dans le rotor. [25] a présenté une nouvelle technique dans laquelle la magnitude de couple électromagnétique était calculée de différentes manières en fonction de la position du rotor, afin de détecter la présence défaut de rotor. [26], [27] sont présentés la détection de rupture des barres par analyse de champ magnétique externe. L'analyse de la signature de vibration du moteur a été examinée dans [28], soulignant l'efficacité de cette technique dans le diagnostic de rupture des barres rotoriques dans les moteurs connectés en ligne. Afin de

décerner les cas où la présence de courants inter-barres rotorique réduit la sensibilité de l'analyse de la signature du courant statorique, l'analyse de signature de vibration axiale et l'analyse de signature de vibration radiale du moteur ont été examinées dans [28], [29]. Une combinaison de deux méthodes, l'analyse du courant rotorique et l'analyse de vibration afin d'améliorer la capacité de détection de défauts mécaniques sous différentes conditions de fonctionnement, cette corrélation de deux méthodes sont très efficaces dans le cas où la cage intérieure (rotor) fonctionne dans des conditions symétriques et stables, lorsque la signature de défaut est insensible dans le cas où la cage extérieure (stator) est endommagée [30]. L'analyse de la signature de vibration de la vitesse de rotation a été examinée dans [31], cette technique est examinée pour détecter les défauts mécaniques à vitesse variable, lorsque le moteur asynchrone fonctionne dans d'un système d'entraînement. [32] propose une méthode basée sur la surveillance du couple électromagnétique du moteur dans une gamme de fréquences proche de 300Hz, cette technique est basée sur l'étude de l'influence des défauts mécaniques sur les caractéristiques du couple électrotechnique. Dans [33], la puissance instantanée du moteur est utilisée comme une grandeur à surveiller. L'analyse théorique indique que le niveau du spectre alternatif de la puissance instantanée apparaît clairement à partir de n'importe quel composant à la fréquence d'alimentation fondamentale et que les caractéristiques de défaut peuvent être mises en évidence, qui est efficace pour la séparation des défauts mixtes et la quantification de la plage des défauts.

Le travail proposé est axé sur le développement des méthodes de diagnostic, basées sur l'analyse du courant statorique et de la puissance apparente complexe instantanée du stator et leurs enveloppes.

1.7 Conclusion

Ce chapitre est essentiellement consacré à l'état de l'art de la machine asynchrone entraînée par un onduleur en matière de constitution, les différents types de défaillances et les différentes méthodes de diagnostic et de détection de défauts.

Selon les études statistiques mentionnées dans ce chapitre, les défauts mécaniques sont les plus fréquents dans la machine asynchrone et peuvent être la cause directe de défauts dans d'autres parties de la machine et ainsi entraîner une défaillance plus grave à celle-ci.

Une modélisation basée sur l'approche de la fonction d'enroulement est étudiée et discutée dans le chapitre suivant, pour la mise en œuvre des modèles triphasés de la machine asynchrone dédié au diagnostic et détection des défauts de rupture de barres rotoriques et d'excentricités en boucle ouverte et en boucle fermée.

CHAPITRE II : Modélisation de la Machine Asynchrone Triphasé à Cage dans le Cas Sain et en Présence de Défaut

2.1 Introduction

Dans le but de dimensionnement, de la commande ou le diagnostic de la machine asynchrone, de nombreuses recherches ont fait l'objet d'établir des modèles et des outils de simulation, dont chaque modèle est approprié à un domaine plus que les autres. Ces modèles et outils sont souvent spécifiques à une machine bien déterminée.

Etant donné que la machine asynchrone n'est pas accessible aux mesures des grandeurs rotoriques, il serait intéressant donc de disposer d'un modèle permet de commander et de tester la machine asynchrone, que ce soit en mode sain ou en présence du défaut rotorique à partir des signatures qui fait paraître sur les grandeurs mesurables statoriques. La plupart des méthodes sont reposées sur l'étude de l'apparition des harmoniques fréquentielles induites dans les courants statoriques par un déséquilibre magnéto-électrique du rotor.

L'idée est, alors, basée sur l'élaboration d'un modèle qui tient compte du calcul de toutes les inductances statorique, rotorique et mutuelles stator/rotor, en se basant sur la distribution du champ magnétique dans l'entrefer selon la répartition spatiale des enroulements de cette machine. Cela est la clé de la modélisation de la machine asynchrone.

En outre, la formulation de ce modèle doit se présenter sous la forme d'équations mathématiques simples afin de pouvoir être facilement calculée par les outils informatiques disponibles aujourd'hui.

2.2 L'approche de la fonction d'enroulement

La conception et l'analyse des enroulements de machines électriques tournantes ont une longue histoire depuis le début de la conception de machines électriques en 1822 par Peter Barlow. En général, il est impossible d'obtenir une répartition sinueuse des enroulements le long de la circonférence. Ainsi, la force magnétomotrice (FMM) produite par des enroulements discrètement distribués et sa force électromotrice qui en résulte ne sont plus idéalement sinusoïdales [3], [34]. L'analyse et l'évaluation de différents types de bobinages, tels que le bobinage imbriqué, ondulé ou diamétrale ont été étudiées par des générations de chercheurs. Le but des recherches étant toujours l'obtention d'une force magnétomotrice la plus sinusoïdale possible. Le calcul de la fonction de distribution des bobines pour une répartition de la FMM dans l'entrefer et son coefficient de répartition sont deux mesures déterminantes pour évaluer un enroulement.

2.2.1 Force magnétomotrice (FMM) d'un enroulement diamétral

La forme la plus simple de l'enroulement d'une phase statorique, c'est une seule bobine concentrique à N_x tours (Fig. 2.1). Les positions des côtés de la bobine le long de la circonférence du stator sont décrites par des angles mécaniques θ_s et θ , dont le point de référence est ($\theta_s=0$).

On considère un contour fermé (1, 2, 3 et 4), où 2 et 3 sont situés sur le stator aux angles θ_s et θ , et 1 et 4 sur le rotor, et que l'angle θ_s varié dans l'intervalle $[0 2\pi]$.

Supposant que l'entrefer a une longueur uniforme, c'est-à-dire le stator et le rotor sont à pôle lisse et que le fer infiniment perméable. Alors, le champ propre qui traverse l'entrefer présente la même répartition spatiale dans n'importe quelle coupe du circuit magnétique par rapport au plan perpendiculaire à l'axe de la machine, en négligeant l'effet d'extrémité.

En appliquant le théorème d'ampère sur le contour fermé C :

$$\oint_C H \cdot dl = \oint_S J \cdot dS = N_x(\theta) \cdot i \quad (2.1)$$

Où $N_x(\theta)$ est la fonction de distribution ou la fonction des tours.

Soit $F(\theta)$ est la force magnétomotrice due de cet enroulement dans l'entrefer.

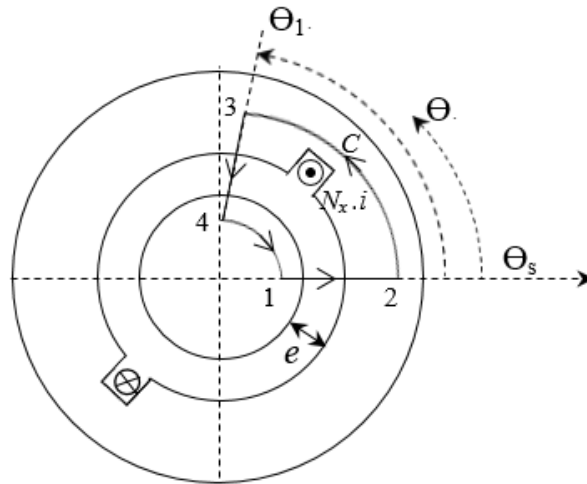


Figure 2.1. FMM dans l'entrefer pour une machine élémentaire.

$$F(\theta) = N_x(\theta) \cdot i = F_{12}(\theta) + F_{23}(\theta) + F_{34}(\theta) + F_{41}(\theta) \quad (2.2)$$

Tenir compte de la perméabilité de fer est très élevée :

$$F_{23}(\theta) = F_{41}(\theta) = 0 \quad (2.3)$$

$$F(\theta) = N_x(\theta) \cdot i = F_{12}(\theta) - F_{34}(\theta) \quad (2.4)$$

Tant que $|F_{12}(\theta)| = |F_{34}(\theta)|$, La forme d'onde de la FMM d'une bobine à ouverture diamétrale est donc une fonction rectangulaire de valeur (Fig. 2.2) [35]:

$$F(\theta) = \pm \frac{N_x(\theta)}{2} \cdot i \quad (2.5)$$

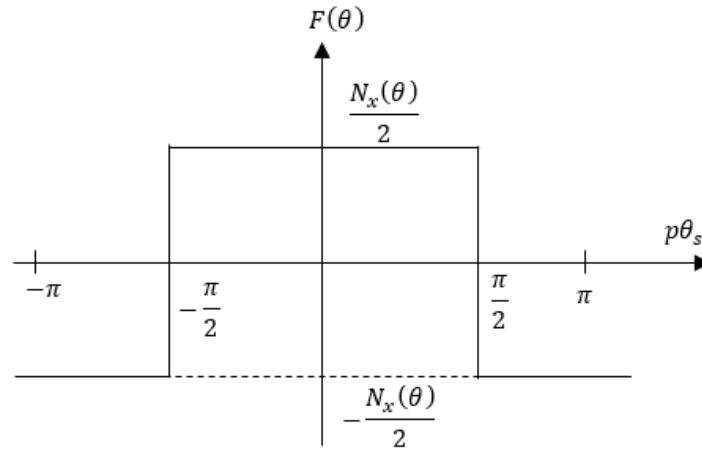


Figure 2.2. Forme d'onde de la FMM d'une bobine diamétrale.

2.2.2 Fonction de distribution des enroulements statoriques

Pour avoir une analyse générale, directe et compréhensible des enroulements, on présente un ensemble de formules permettant de calculer la fonction de distribution des enroulements et le coefficient de distribution approprié, à partir du principe de l'approche de la fonction d'enroulement.

Considérons le bobinage d'une phase composée de N_s spires et parcourue par un courant i . la FMM résultante de cette phase est une fonction paire comme on peut le voir sur la Fig. 2.2.

Sa décomposition en série de Fourier ne fournit que des termes impairs:

$$N_x(\theta) = \frac{2}{\pi} N_s \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{\cos((2.v+1).\theta)}{(2.v+1)} \quad (2.6)$$

Où θ est l'angle repérant un point courant dans l'entrefer.

Les enroulements dans les moteurs électriques alternatifs ont un objectif essentiel. Le but principal de ces enroulements est de produire une onde FMM rotative. Dans ce cas, les enroulements en courant alternatif doivent être conçus de manière à ce que la production d'une onde FMM en rotation se compose principalement de composante fondamentale. La décomposition de cette onde en série de Fourier fait apparaître un coefficient supplémentaire appelé coefficient de distribution :

$$K_{dph}(v) = \frac{\sin\left((2v+1).\frac{\pi}{2.N_{ph}}\right)}{N_e.\sin\left((2v+1).\frac{\pi}{2.N_{ph}.N_e}\right)} \quad (2.7)$$

Où K_{dph} est le coefficient de distribution de phase dans le cas général.

Un autre facteur d'action sur le bobinage consiste à raccourcir l'ouverture des bobines. En définissant le coefficient de raccourcissement comme suite :

$$K_{racc}(v) = \frac{\sin\left((2v+1)\frac{\pi}{2}f_{racc}\right)}{(2v+1)} \quad (2.8)$$

Avec le facteur de raccourcissement :

$$f_{racc} = 1 - \frac{m}{N_{ph} \cdot N_e} \quad (2.9)$$

Où m est un pas diamétral,

On intègre (2.8) dans (2.7) on obtient le coefficient de distribution de bobinage:

$$K_{db}(v) = 2 \cdot \frac{N_s}{(2v+1)\pi} \cdot \sin\left((2v+1)\frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{\sin\left((2v+1)\frac{\pi}{2N_{ph}}\right)}{\sin\left((2v+1)\frac{\pi}{2N_{ph}N_e}\right)} \quad (2.10)$$

Alors, on introduit la fonction de distribution de la FMM dans l'entrefer pour une distribution rectangulaire comme suite :

$$N_x(\theta) = \sum_{v=1}^{+\infty} K_{db}(v) \cdot \cos((2v+1)\theta) \quad (2.11)$$

Pour l'illustration de la FMM, prenons par exemple le cas d'une machine asynchrone triphasée à 2 paires de pôles et à 3 enroulements par pôle et de 36 spires par enroulement. Fig. 2.3 (a) et Fig. 2.3 (b) représentent respectivement la fonction de distribution de l'inductance par unité de surface globale de bobinage, ainsi que ses coefficients de distribution de la phase statorique (a).

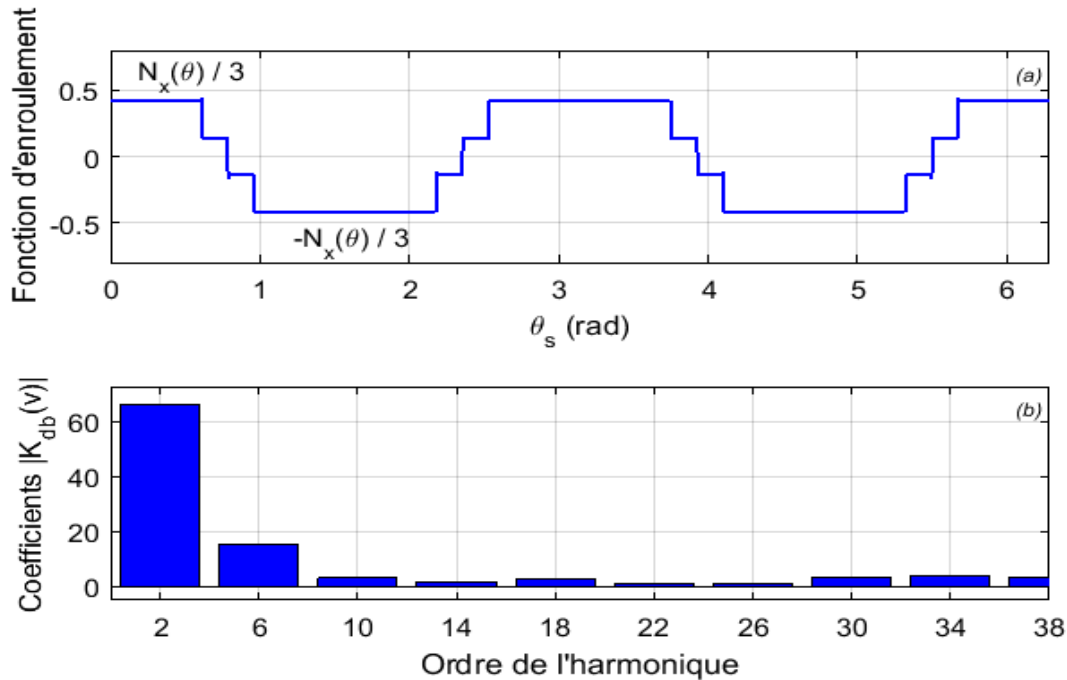


Figure 2.3. a) Fonctions de distribution de bobinage de la phase A.

b) Ses coefficients de distribution.

2.2.3 Calcul des inductances

Pour simplifier l'approche de la modélisation, on va commencer par la détermination des paramètres essentiels du modèle par une méthode analytique pour le cas de la machine saine. Cette méthode est basée sur le calcul de toutes les inductances propres et mutuelles relatives au stator et au rotor. Alors, l'expression de la force magnétomotrice dans l'entrefer selon la distribution des enroulements joue un rôle clé pour déterminer ces inductances [36].

2.2.4 Inductances statoriques

Le flux traversant un enroulement élémentaire est donné par l'expression suivante :

$$\phi_{xyz}^T = \left(L_{xyz}^p + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq z}}^{N_e} M_{xyz \leftarrow xyk} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq y}}^p \sum_{k=1}^{N_e} M_{xyz \leftarrow xjk} \right) \cdot i_x + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq x}}^N \left(\sum_{j=1}^p \sum_{k=1}^{N_e} M_{xyz \leftarrow ijk} \right) \cdot i_i + \left(\sum_{k=1}^{N_r} M_{xyz \leftarrow k}(\theta_r) \right) I_r \quad (2.12)$$

Où :

$x = 1, 2, \dots, N$: est le nombre de phase statorique.

$y = 1, 2, \dots, p$: est le nombre de pôles.

$z = 1, 2, \dots, N_e$: est le nombre des enroulements par pôle par phase.

$k = 1, 2, \dots, N_r$: est le nombre des barres rotoriques

L_{xyz}^p : est l'inductance propre d'un enroulement quelconque dans la phase x .

$M_{xyz \leftarrow xyk}$: est l'inductance mutuelle entre deux enroulements quelconque adjacents dans la phase x .

$M_{xyz \leftarrow xjk}$: est l'inductance mutuelle entre deux enroulements quelconque sous deux pôles dans la phase x .

$M_{xyz \leftarrow ijk}$: est l'inductance mutuelle entre deux enroulements quelconque sous deux pôles entre deux phases x et i .

$M_{xyz \leftarrow k}(\theta_r)$: est l'inductance mutuelle entre un enroulement quelconque dans la phase x et les barres rotorique.

On tenant à rappeler que le but dans cette partie est de déterminer les expressions des inductances propres statoriques et leurs mutuelles :

Le flux total traversant la phase x est donné par l'expression suivante :

$$\phi_x^T = L_x^p \cdot i_x + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq x}}^N M_{xi} \cdot i_i + \sum_{k=1}^{N_r} M_{xk}(\theta_r) \cdot I_{rk} \quad (2.13)$$

L_x^p : est l'inductance propre de la phase x .

M_{xi} : est l'inductance mutuelle entre la phase x et la phase i .

$M_{xk}(\theta_r)$: est l'inductance mutuelle entre la phase x et les barres rotorique

I_{rk} : les courants qui traversent les barres rotorique.

L'expression de l'inductance propre est déterminée par l'intégration de (2.5) dans (2.6) pour définir la FMM de la phase x .

$$F_x(\theta) = \pm \frac{N_x(\theta)}{2} \cdot i_x = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{N_s}{p} \cdot i_x \cdot \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{\cos((2.v+1).\theta)}{(2.v+1)} \quad (2.14)$$

Où p est le nombre de paires de pôles.

L'induction créée dans l'entrefer est donné par l'expression suivante :

$$B_x(\theta) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot N_s}{g_0 \cdot p} \cdot i_x \cdot \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{\cos((2.v+1).\theta)}{(2.v+1)} \quad (2.15)$$

Où g_0 est l'épaisseur de l'entrefer, et μ_0 est la perméabilité de l'air.

La détermination du flux magnétique dans l'entrefer par pôle est basée sur l'intégration de l'expression autour d'un intervalle polaire le long de la machine :

$$\phi_x = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot N_s \cdot r \cdot l}{g_0 \cdot p^2} \cdot i_x \quad (2.16)$$

Où, r est le rayon moyen du moteur et l est la longueur du rotor.

Le flux propre traversant la phase x est donné par l'expression suivante :

$$\phi_x^p = \phi_x \cdot N_s = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot N_s^2 \cdot r \cdot l}{g_0 \cdot p^2} \cdot i_x \quad (2.17)$$

A partir de (2.17), l'inductance propre de la phase x est exprimée par :

$$L_x^p = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot N_s^2 \cdot r \cdot l}{g_0 \cdot p^2} \quad (2.18)$$

L'inductance totale de la phase x est la somme de l'inductance propre et l'inductance correspond à la fuite des encoches et des têtes de bobines, dont l'expression est :

$$L_x^T = L_x^p + L_{xf} = (k_{fs} + 1)L_x^p \quad (2.19)$$

Où : k_{fs} est le coefficient des inductances de fuite statorique

Etant donné que les enroulements statoriques sont symétriques à l'état sain et décalés de $2\pi/3p$, c'est-à-dire que les inductances propres sont égales et les inductances mutuelles entre phases statoriques sont aussi égales et exprimées par :

$$M_{xi} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot N_s^2 \cdot r \cdot l}{g_0} \cdot \sum_{v=1}^{+\infty} K_{db}(v) \cdot \cos\left((2v-1) \cdot \frac{2\pi}{3}(x-i)\right) \quad (2.20)$$

M_{xi} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

On ajoute l'expression de coefficient d'ouverture de bobinage, le coefficient de bobinage devient :

$$K_{db}(v) = \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{\sin\left((2v+1) \cdot \frac{\pi}{2 \cdot N_{ph}}\right)}{N_e \cdot \sin\left((2v+1) \cdot \frac{\pi}{2 \cdot N_{ph} \cdot N_e}\right)} \cdot \frac{\sin\left((2v+1) \cdot \frac{\pi}{2} \cdot fr_{acc}\right)}{K_{racc}(v)} \cdot \frac{\sin\left((2v+1) \cdot \frac{O_{enc} \cdot p}{2}\right)}{K_{oenc}(v)} \quad (2.21)$$

Où :

$$K_{o_{enc}}(v) = \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{\sin\left((2v+1) \cdot \frac{o_{enc.p}}{2}\right)}{\frac{o_{enc.p}}{2}} \quad (2.22)$$

Si $x = i$ on obtient l'inductance mutuelle propre de chaque phase statorique qui exprimé comme suite :

$$M_{xx}^p = M_{xi} + M_{sf} \quad (2.23)$$

Où :

M_{xx}^p : Inductance mutuelle propre de chaque phase statorique

M_{sf} : Inductance mutuelle de fuite statorique

2.2.5 Inductance rotorique

Le modèle électrique de la cage est basé sur la décomposition du rotor en circuits élémentaires (mailles), chaque maille est formée par deux barres et des portions d'anneaux adjacents (Fig. 2.4). Cette structure de circuit rotorique permettra d'envisager la rupture de n'importe quelle barre. En effet, ces barres sont généralement identiques et décalées l'une à l'autre par un angle de $\frac{2\pi}{N_r}$ [37].



Figure 2.4. Circuit électrique des mailles rotorique élémentaires.

L'équation de tension rotorique de $(N_r + 1)$ mailles peut écrire comme suite :

$$U_r = 0 = (2R_{ek} + R_{b(k+1)} + R_{bk}) \cdot I_{rk} - R_{bk} \cdot I_{r(k-1)} - R_{b(k+1)} \cdot I_{r(k+1)} - R_e I_{e(N_r+1)} + \frac{d\phi_{rk}^T}{dt} \quad (2.24)$$

Où ϕ_{rk}^T est le flux total traversant la maille rotorique (k):

$$\phi_{rk}^T = L_{rk}^p \cdot I_{rk} + \sum_{j=1}^{N_r} M_{rkj} \cdot I_{rj} + \sum_{x=1}^m I_x \cdot \left(\sum_{y=1}^p \sum_{z=1}^{N_e} M_{rkxyz}(\theta_r) \right) - L_{ek} \cdot I_{ek} \quad (2.25)$$

N_r : est le nombre de barre rotorique.

R_b : est la résistance d'une barre rotorique.

L_b : est l'inductance d'une barre rotorique.

L_{rk}^p : est l'inductance propre de la maille rotorique k .

M_{rkj} : est l'inductance mutuelle entre la barre k et la barre j .

$M_{rkxyz}(\theta_r)$: est l'inductance mutuelle entre la barre k et les enroulements statorique.

L_{ek} : est l'inductance d'anneau de la maille k .

I_{rk} : le courant rotorique de la maille k .

I_{ek} : le courant qui traverse les anneaux.

Chaque maille rotorique k (Fig. 2.4) est considérée comme un enroulement (\otimes conducteur aller et \odot conducteur retour) à une seule spire (Fig. 2.5), parcouru par un courant I_{rk} , est le siège d'un flux propre exprimé par la relation:

$$\phi_{rk}^p = L_{rk}^p \cdot I_{rk} \quad (2.26)$$

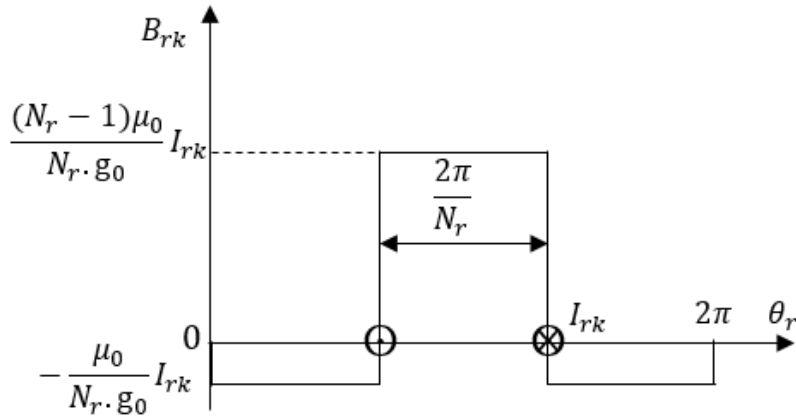


Figure 2.5. Induction magnétique produite par une maille rotorique.

A partir de cette répartition (Fig. 2.5), on peut déterminer l'inductance propre d'une maille rotorique k .

$$L_{rk}^p = \frac{\phi_{rk}^p}{I_{rk}} = \frac{4\mu_0 r l \pi}{g_0 N_r^2} \quad (2.27)$$

Etant donné que les mailles rotoriques sont identiques, l'inductance totale d'une maille rotorique en tient compte de l'inductance de barre L_b , l'inductance d'anneau L_{ek} , l'ouverture des barres et l'ouverture des mailles :

$$L_{rk}^T = \frac{4\mu_0 r l \pi}{g_0 N_r^2} \cdot \sum_{v=1}^{+\infty} (K_{mail}^2) + 2 \cdot (L_b + L_{ek}) \quad (2.28)$$

où K_{mail} est le coefficient de maille et déterminer comme suite:

$$K_{mail} = K_{O_{bar}} \cdot K_{O_{mail}} \quad (2.29)$$

où $K_{O_{bar}}$ et $K_{O_{mail}}$ sont respectivement le coefficient d'ouverture barre et le coefficient d'ouverture maille :

$$K_{O_{bar}} = \sum_{v=1}^{+\infty} \left(\frac{\sin\left(\frac{(2v+1) \cdot O_{bar}}{2}\right)}{\frac{(2v+1) \cdot O_{bar}}{2}} \right) \quad (2.30)$$

$$K_{O_{mail}} = \sum_{v=1}^{+\infty} \left(\frac{\sin\left(\frac{(2v+1) \cdot O_{mail}}{2}\right)}{\frac{(2v+1) \cdot O_{mail}}{2}} \right) \quad (2.31)$$

où O_{bar} et O_{mail} sont respectivement l'ouverture de barre et l'ouverture de maille

Ainsi que l'inductance mutuelle entre deux mailles rotorique k et j :

$$M_{rkj} = \frac{4\mu_0 r l \pi}{g_0 N_r^2} \cdot \sum_{v=1}^{+\infty} \left(K_{mail}^2 \cdot \sin\left((2v+1) \cdot \frac{(k-j) \cdot \pi}{N_r} \right) \right) \quad (2.32)$$

2.2.6 Inductance mutuelle stator-rotor

Pour avoir un modèle global de la machine, on a besoin de déterminer les inductances mutuelles qui représentent le couplage magnétique entre la partie fixe et la partie mobile (stator-rotor).

On introduit l'inductance mutuelle élémentaire, représentant l'expression de flux mutuel entre un enroulement élémentaire d'une phase statorique x et une maille rotorique k . Le calcul de ces inductances mutuelles se fait par la définition de l'inductance mutuelle stator-rotor propre :

$$M_{sr}^p = \frac{4\mu_0 r l N_s}{g_0 N_r} \quad (2.33)$$

Tel que M_{sr}^p représente la valeur maximale de l'inductance mutuelle stator-rotor. Lorsque le rotor est situé à la position angulaire θ_r par rapport à un repère lié au stator (Fig. 2.6).

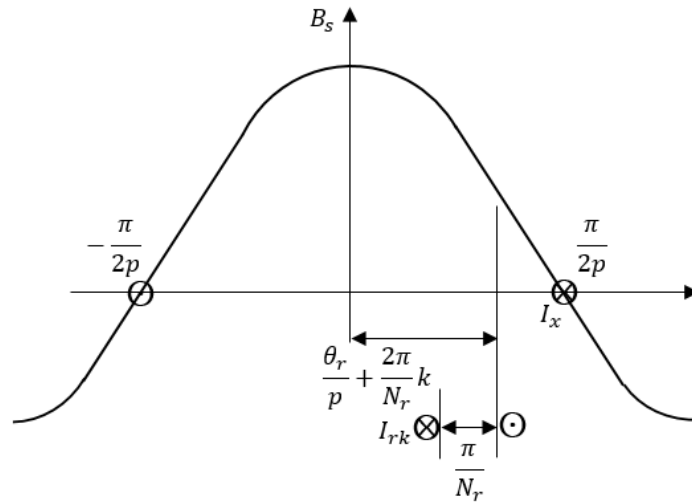


Figure 2.6. Position de la maille rotorique k par rapport à un enroulement statorique de la phase x

L'inductance mutuelle totale en tenant compte des coefficients de bobinage, de maille et d'inclinaison, la formule de M_{sr} sera comme suite :

$$M_{sr}(\theta_r) = M_{sr}^p \cdot \sum_{v=1}^{+\infty} \left(K_{inc} \cdot K_{db} \cdot K_{mail} \cdot \cos \left((2v+1) \cdot \left(p \cdot \left(\theta_r + \frac{1}{2}(2k-1) \cdot O_{bar} + \frac{1}{2}(B_{bar} - B_{enc}) \right) + \left(\frac{2}{q}x - \frac{((2+fracc) \cdot q + 3) \cdot N_e + 1}{2 \cdot q \cdot N_e} \right) \pi \right) \right) \right) \quad (2.34)$$

Où K_{inc} est le coefficient d'inclinaison des encoches et des barres.

$$K_{inc} = \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{\sin\left(\frac{(2v+1) \cdot p \cdot (B_{bar} - B_{enc})}{2}\right)}{\frac{(2v+1) \cdot p \cdot (B_{bar} - B_{enc})}{2}} \quad (2.35)$$

B_{enc} est l'angle d'inclinaison des encoches statoriques qui est généralement est égal zéro, quand il s'agit des machines ordinaires, les encoches sont toujours droites. B_{bar} est l'angle d'inclinaison des barres rotorique.

L'expression de l'inductance mutuelle $M_{sr}(\theta_r)$ (2.34) va permettre de déterminer la matrice des inductances mutuelles stator-rotor globales. L'expression de l'inductance mutuelle $M_{rs}(\theta_r)$ peut déterminer à partir de la matrice $M_{sr}(\theta_r)$ transposée.

$$M_{rs}(\theta_r) = M_{sr}(\theta_r)' \quad (2.36)$$

2.2.7 Mise en équation du modèle

En ce qui concerne l'approche multi-enroulement comme toutes les approches analytiques, la détermination du modèle de la machine asynchrone est basée sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices habituelles dont les principales sont les suivantes [38] :

- Le circuit magnétique non saturé.
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- L'effet de peau est négligeable.
- La perméabilité du fer est supposée infinie.

2.2.8 Equations des tensions statoriques

Le modèle mathématique dynamique pour les enroulements statoriques du moteur asynchrone triphasé peut être écrit en matrice vectorielle comme suit :

$$[U_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (2.37)$$

Où le vecteur du flux statorique $[\Phi_s]$ est exprimé en fonction des vecteurs des courants statoriques et rotoriques comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}(\theta_r)] \cdot [I_r] \quad (2.38)$$

$[U_s]$: est le vecteur de la tension de phase statorique de dimension m .

$[I_s]$ et $[I_r]$: sont respectivement les vecteurs des courants des phases statoriques et des barres rotoriques.

$[R_s]$: est la matrice diagonale des résistances de phases statorique de dimension (m, m) .

Où :

$$[U_s] = [u_{sa} \quad u_{sb} \quad u_{sc}]^T \quad (2.39)$$

$$[I_s] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T \quad (2.40)$$

$$[I_r] = [i_{r1} \quad i_{r2} \quad i_{r3} \quad \dots \quad i_{rnb} \quad i_{re}]^T \quad (2.41)$$

Les enroulements statoriques ayant m phases, les vecteurs $[U_s]$, $[I_s]$ and $[\Phi_s]$ et la matrice de résistance statorique $[R_s]$ sont écrits comme suit:

$$[U_s] = \begin{bmatrix} U_{s1} \\ U_{s2} \\ \dots \\ \dots \\ U_{sm} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ \dots \\ \dots \\ i_{sm} \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \dots \\ \dots \\ \Phi_{sm} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & \cdot & \cdot \\ \cdot & 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & R_{sm} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$[L_s]$ et $[M_{sr}(\theta_r)]$: sont respectivement la matrice des inductances propres et mutuelles des enroulements statoriques, et la matrice des inductances mutuelles des enroulements statoriques et mailles rotoriques.

Ces deux matrices sont exprimées comme suite:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s11} & M_{s12} & \cdot & \cdot & M_{s1m} \\ M_{s21} & L_{s22} & \cdot & \cdot & M_{s2m} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ M_{sm1} & M_{sm2} & \cdot & \cdot & L_{smm} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$[M_{sr}(\theta_r)] = \begin{bmatrix} M_{sr1k}(\theta_r) & M_{sr1k+1}(\theta_r) & \cdot & \cdot & M_{sr1N_r+1}(\theta_r) \\ M_{sr2k}(\theta_r) & M_{sr2k+1}(\theta_r) & \cdot & \cdot & M_{sr2N_r+1}(\theta_r) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ M_{srmk}(\theta_r) & M_{srmk+1}(\theta_r) & \cdot & \cdot & M_{srmN_r+1}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

2.2.9 Equations des tensions rotoriques

On peut établir les équations des tensions rotoriques à partir du modèle électrique équivalent de la cage du rotor (Fig. 2.7) qui décomposé en plusieurs mailles élémentaires. Chaque maille élémentaire est constituée par deux barres consécutives et deux portions d'anneaux adjacents [37].

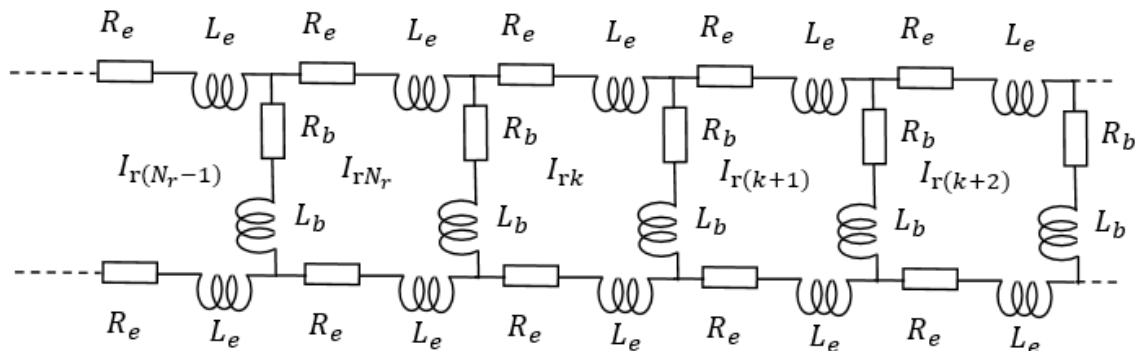


Figure 2.7. Circuit équivalent de la cage rotorique.

A partir du circuit équivalent de la cage du rotor (Fig. 2.7) et l'équation (2.24), on peut tirer les équations des tensions rotoriques.

$$[U_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d[\phi_{rk}^T]}{dt} \quad (2.45)$$

Où :

$$[U_r] = [U_{r(k)} \ U_{r(k+1)} \ \dots \ U_{rN_r} \ U_{re}]_{(1 \times N_r)}^T \quad (2.46)$$

Dans ce cas, la tension des anneaux rotoriques $U_{re} = 0$, et les tensions des mailles rotoriques $U_{rk} = 0$, ($k = 1, 2, 3, \dots, N_r$).

Etant donné que chaque maille est supposée identique, l'équation (2.24) est valable pour chaque maille. Par conséquent, la matrice de résistance $[R_r]$ est symétrique $(N_r + 1) \times (N_r + 1)$ est représentée comme suite :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{rr} & -R_b & 0 & 0 & -R_{b(1,N_r)} & -R_{e(1,N_r+1)} \\ -R_b & R_{rr} & -R_b & \vdots & 0 & -R_e \\ 0 & -R_b & R_{rr} & -R_b & \vdots & -R_e \\ \vdots & 0 & -R_b & \ddots & -R_b & -R_e \\ -R_{b(N_r,1)} & \vdots & 0 & -R_b & R_{rr(N_r,N_r)} & -R_e \\ -R_{e(N_r+1,1)} & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_{e(N_r+1,N_r+1)} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Où $R_{rr} = 2(R_b + R_e)$

Le vecteur du flux rotorique $[\phi_{rk}^T]$ dans (2.45) peut exprimer comme suit :

$$[\phi_{rk}^T] = [L_r] \cdot [I_r] + [M_{rs}(\theta_r)] \cdot [I_s] \quad (2.48)$$

La matrice de l'inductance $[L_r]$ est symétrique $(N_r + 1) \times (N_r + 1)$ est représentée comme suite :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rk}^T & M_{rr} & M_{rkj} & \dots & M_{rr} & -L_{e(1,N_r+1)} \\ M_{rr} & L_{rk}^T & M_{rr} & M_{rkj} & M_{rkj} & -L_e \\ M_{rkj} & M_{rr} & L_{rk}^T & M_{rr} & \vdots & \vdots \\ \vdots & M_{rkj} & M_{rr} & \ddots & M_{rr} & \vdots \\ M_{rr} & \vdots & M_{rkj} & M_{rr} & L_{rk}^T(N_r,N_r) & \vdots \\ -L_{e(N_r+1,1)} & -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & -L_{e(N_r+1,N_r+1)} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Où $M_{rr} = M_{rkj} - L_b$

2.2.10 Equation mécanique

L'équation de base du système de charge du moteur dépend des couples de charge qui dépendent du trajet ou de la position prise par la charge pendant le mouvement. Les couples qui

sont pris en compte sont le moment d'inertie, le frottement visqueux et le couple de charge de la machine. Par conséquent, les équations mécaniques afin d'avoir la vitesse de rotation Ω_r , la position mécanique θ_r du rotor et le couple électromagnétique T_{em} sont s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_{em} - f_v \cdot \Omega_r - T_r \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \Omega_r \end{cases} \quad (2.50)$$

Où J le moment d'inertie, f_v le frottement visqueux, T_r le couple de résistance, et T_{em} le couple électromagnétique produit par la machine est obtenu par:

$$T_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \frac{d[L(\theta_r)]}{d\theta_r} [I] \quad (2.51)$$

Où :

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Et,

$$[L(\theta_r)] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}(\theta_r)] \\ [M_{rs}(\theta_r)] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

2.2.11 Modèle mathématique

A partir des équations statoriques et rotoriques précitées (2.37), (2.38), (2.45) et (2.48), on peut avoir le système d'équations électrique de la machine.

$$\overbrace{\begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}(\theta_r)] \\ [M_{rs}(\theta_r)] & [L_r] \end{bmatrix}}^{[L(\theta_r)]} \frac{d}{dt} \overbrace{\begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}}^{[I]} = \overbrace{\begin{bmatrix} [U_s] \\ [U_r] \end{bmatrix}}^{[U]} - \overbrace{\begin{bmatrix} [R_s] & \Omega_r \frac{d[M_{sr}(\theta_r)]}{d\theta_r} \\ \Omega_r \frac{d[M_{rs}(\theta_r)]}{d\theta_r} & [R_r] \end{bmatrix}}^{[R(\theta_r)]} \overbrace{\begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}}^{[I]} \quad (2.54)$$

Le système des équations différentiel de la machine constitue les équations électriques et mécaniques sont représentées sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [U] \\ -T_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R(\theta_r)] & [0] & [0] \\ -\frac{1}{2} \cdot [I]^T \frac{d[L(\theta_r)]}{d\theta_r} & f_v & 0 \\ [0] & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L(\theta_r)] & [0] & [0] \\ [0] & J & 0 \\ [0] & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

2.3 Fonctionnement en boucle ouverte dans le cas sain

Le fonctionnement de la machine asynchrone dans le cas sain permet de représenter les grandeurs électriques et mécaniques issues du modèle basé sur l'approche de la fonction d'enroulement. Ce modèle est implémenté sous un environnement Matlab/Simulink, tant que cet environnement se fait le meilleur choix pour faire de la programmation.

On présente les résultats de simulation et l'analyse spectrale du courant statorique I_a par FFT en régime permanent pour une charge de 3 N.m (50%) à $t = 1$ sec pour la machine à l'état sain et en présence des défauts dans les Figs suivantes :

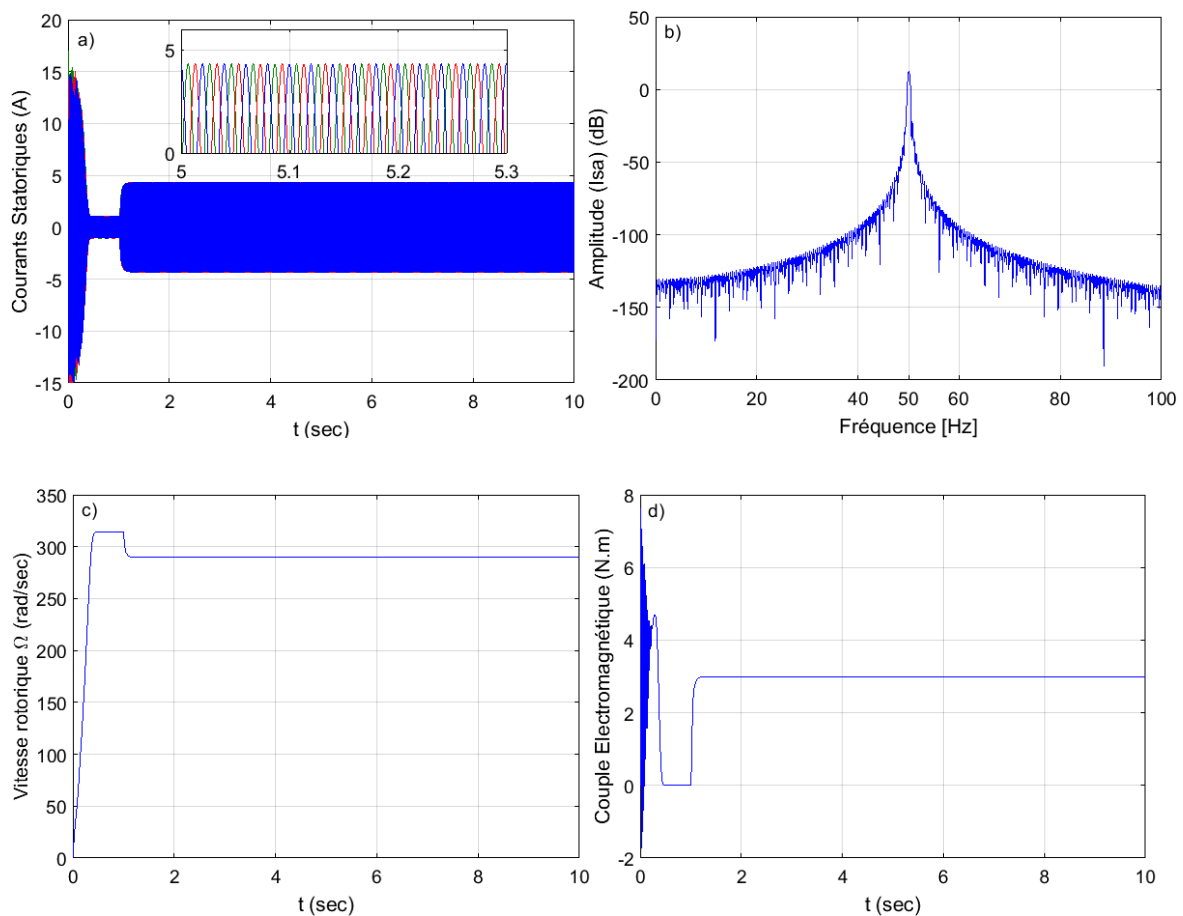


Figure 2.8. Résultats de simulation dans le cas sain pour une charge de 3 N.m (50%) à $t = 1$ sec. a) Courants statoriques ; b) FFT du courant statorique I_a ; c) Vitesse de rotation ; d) Couple électromagnétique.

Figs. 2.8 représentent les courants statoriques et leurs FFT, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique. Aucune ondulation n'est apparue sur les allures de ces Figs, même l'analyse spectrale du courant I_a par FFT (Fig. 2.8 (b)) ne montre que la fréquence fondamentale.

2.4 Modèle de la machine dédiée aux défauts de rupture des barres rotoriques

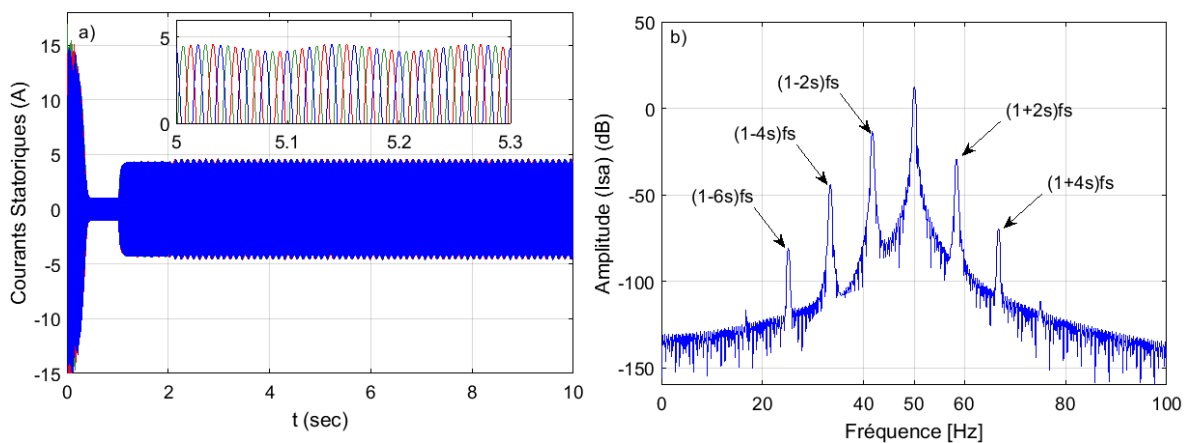
Le modèle mathématique de la machine basé sur l'approche de fonction d'enroulement, est l'un des modèles dédiés au diagnostic et détection des défauts tel que les défauts de rupture des barres rotoriques. En ce qui concerne le modèle de machine défaillant, de nombreux chercheurs ont mis au point des méthodes d'analyse de l'état stationnaire et du comportement dynamique capables d'introduire une défaillance spécifique [39]–[41]. Les modèles dynamiques donnent la solution sous forme de valeurs instantanées à partir desquelles les composantes du signal peuvent être calculées dans un état quasi permanent. En ce qui concerne la simulation du défaut de rupture de barre, une résistance de défaut est ajoutée à l'élément correspondant de la matrice de résistance de rotor $[R_r]$ [3]:

$$[R_b] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \vdots & \vdots & 0 & \vdots \\ \vdots & \dots & R_{bF_k} & -R_{bF_k} & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & -R_{bF_k} & 2R_{bF_k} & -R_{bF_k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_{bF_k} & R_{bF_k} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Par conséquent, la matrice de résistance de la cage d'écureuil, prenant en compte le défaut, est définie comme suit:

$$[R_{rF}] = [R_r] + [R_b] \quad (2.57)$$

Figs. 2.9 représentent les courants statoriques, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique.



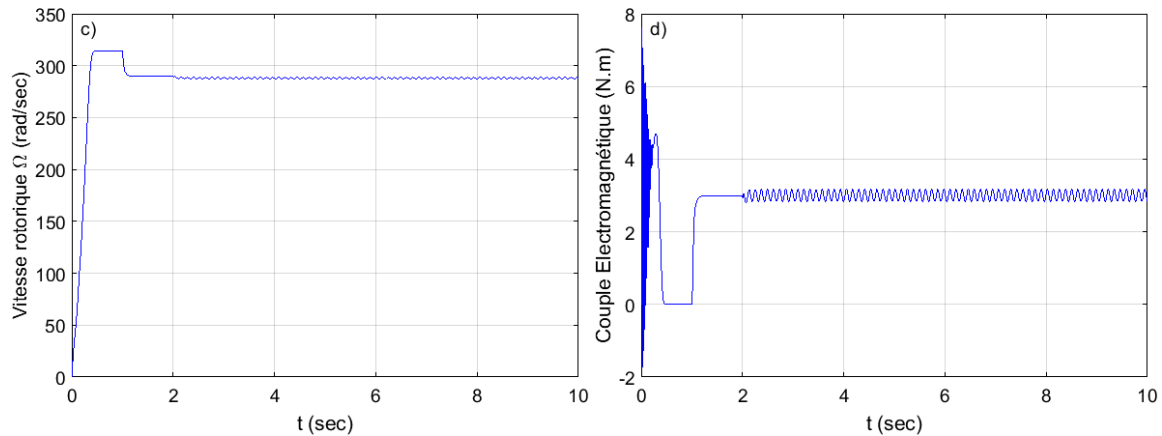


Figure 2.9. Résultats de simulation dans le cas d'une barre rotorique cassée pour une charge de 3 N.m (50%) à $t=1$ sec. a) Courants statoriques ; b) FFT du courant statorique I_a ; c) Vitesse de rotation ; d) Couple électromagnétique.

Figs. 2.9 montrent tout comme pour le cas sain, mais des ondulations sont apparues sur l'enveloppe des courants statoriques, les allures du couple et de la vitesse lors de rupture d'une barre. L'analyse spectrale du courant statorique de la phase (a) montre clairement des fréquences de type $f_b = (1 \pm 2ks)f_s$ autour de la fondamentale qui indiquent la présence de défaut de rupture d'une barre rotorique (Fig. 2.9 (b)).

2.5 Modèle de la machine dédiée aux défauts d'excentricité

Dans une machine idéale, le centre du rotor est aligné sur celui du stator, où ils ont le même axe de rotation. Un défaut d'excentricité dans une machine électrique peut se manifester au niveau de l'entrefer par un décentrement du rotor par rapport à l'axe de symétrie.[42]–[44]. Il existe trois types de défauts d'excentricité:

- **Excentricité statique** (Fig. 2.10 (a)) : Le centre géométrique du rotor est identique au centre de rotation, mais il est décalé par rapport au centre géométrique du stator. La longueur minimale de l'entrefer est stationnaire par rapport au stator.
- **Excentricité dynamique** (Fig. 2.10 (b)) : Le centre géométrique du rotor est différent du centre de rotation. Le centre de rotation est identique au centre géométrique du stator. L'axe de symétrie du rotor tourne autour de l'axe de symétrie du stator.
- **Excentricité mixte** (Fig. 2.10 (c)) qui est une combinaison d'excentricités statique et dynamique. Le centre géométrique du rotor, le centre de rotation du rotor et le centre géométrique du stator sont différents. Le point de la longueur minimale de l'entrefer se déplace également par rapport au stator.

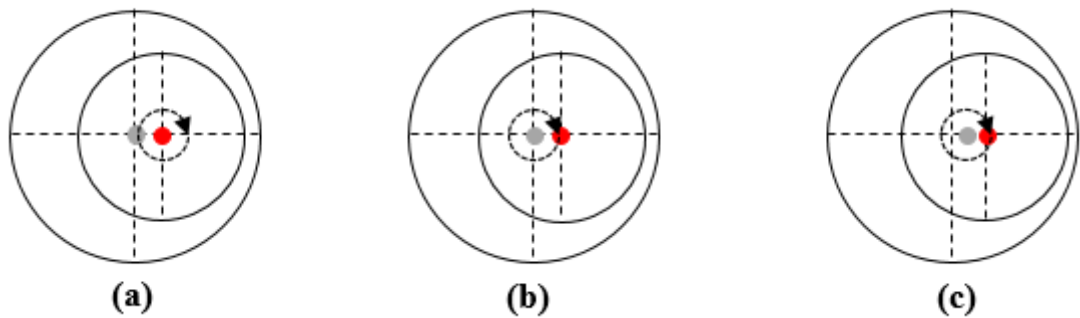


Figure 2.10. Types d'excentricité : a) excentricité statique ; b) excentricité dynamique ; c) excentricité mixte.

Le modèle de la machine est le même que le modèle précité qui est basé sur l'approche de la fonction d'enroulement, mais, les paramètres internes de la machine telle que les inductances, constituant une partie des diverses matrices dans l'équation (2.55), doivent être recalculé analytiquement afin de permettre de traduire au mieux les phénomènes physiques réels rencontre la machine dans le cas sain ou en cas de défaut d'excentricité [44], [45].

Les différents paramètres inductifs qui doivent être recalculé pour avoir un modèle de la machine capable de détecter les défauts d'excentricité sont :

- Inductances propres du bobinage statorique (comprenant les inductances magnétisantes et les inductances de fuite) ;
- Inductances mutuelles entre les bobinages statoriques ;
- Inductances mutuelles stator/rotor ;
- Inductances propre des barres rotoriques ;
- Inductances mutuelles entre les barres rotoriques ;

Le calcul des inductances se fait à l'aide de l'expression suivante:

- Inductance magnétisante par unité de longueur d'une bobine $s_{x \leftarrow y}$:

$$L_{s_{x \leftarrow y}}(\theta) = rl \int_0^{2\pi} \Lambda(\theta, \theta_r) n_{s_x}(\theta) N_{s_y}(\theta) d\theta \quad (2.58)$$

Les indices x et y représentant respectivement les encoches occupées par l'aller et le retour de la bobine considérée.

L'équation (2.58) fait intervenir trois fonctions :

- **Perméance d'entrefer** $\Lambda(\theta, \theta_r)$ qui représente comme étant l'inverse de la longueur de l'entrefer $g(\theta)$ multipliée par la perméabilité μ_0 .

Avant d'établir l'expression analytique de la perméance d'entrefer, il est nécessaire de déterminer l'expression de la longueur de l'entrefer $g(\theta)$.

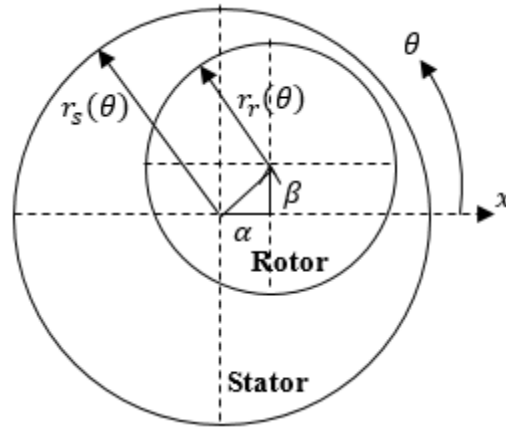


Figure 2.11. Schéma représentatif d'excentricité rotorique.

Dans les machines à induction, l'entrefer est en général relativement petit par rapport au rayon du rotor. Par conséquent, le décalage de l'axe de rotation rotorique par rapport à l'axe de symétrie statorique décrit par α et β est également petit devant r_r (Fig. 2.11).

La formule de détermination de la longueur moyenne de l'entrefer sans excentricité :

$$g_0 = r_s - r_r \quad (2.59)$$

Si le centre du rotor est décalé (excentricité) en coordonnées cartésiennes (α, β) :

- La surface interne du stator $r_s(\theta)$ de rayon r_{s0} est considérée toujours stable, est donnée par l'équation suivante en coordonnées polaires (r_s, θ) :

$$r_s(\theta) = r_s \quad (2.60)$$

- La surface extérieure du rotor est donnée en coordonnées cartésiennes (x, y) par l'équation du cercle:

$$(x - \alpha)^2 + (y - \beta)^2 = r_r^2 \quad (2.61)$$

La transformation de l'équation (2.61) aux coordonnées polaires (r_r, θ) , se donne :

$$\begin{cases} x = r_r \cos \theta \\ y = r_r \sin \theta \end{cases} \quad (2.62)$$

Par conséquent, le rayon $r_r(\theta)$ est déterminé par une équation quadratique de la surface extérieure du rotor :

$$r_r(\theta) = \alpha \cos \theta + \beta \sin \theta + \sqrt{r_r^2 - (\alpha \sin \theta + \beta \cos \theta)^2} \quad (2.63)$$

L'expression exacte de la longueur de l'entrefer :

$$g(\theta) = r_s(\theta) - r_r(\theta) = r_s - \alpha \cos \theta - \beta \sin \theta - r_r \sqrt{1 - \frac{1}{r_r^2} (\alpha \sin \theta + \beta \cos \theta)^2} \quad (2.64)$$

≈ 1

Alors, le développement de l'équation (2.64) donne :

$$g(\theta) = r_s - r_r - \alpha \cos \theta - \beta \sin \theta = g_0 - \alpha \cos \theta - \beta \sin \theta \quad (2.65)$$

Où $g_0 = r_s - r_r$ est la longueur moyenne de l'entrefer sans excentricité.

Les paramètres α et β dans l'expression de la longueur de l'entrefer prennent différentes expressions en fonction du type d'excentricité. δ_s et δ_d représentent respectivement le degré d'excentricité statique et dynamique par rapport à la longueur moyenne de l'entrefer g_0 . Notons que $\delta_s + \delta_d < 1$ afin d'éviter un frottement rotor-stator.

- **Excentricité statique** : Les paramètres α et β ne dépendent pas de l'angle rotorique θ_r . Si on suppose que la longueur de l'entrefer est uniforme, on peut supposer $\beta = 0$.

$$\begin{cases} \alpha = g_0 \delta_s \\ \beta = 0 \end{cases} \quad (2.66)$$

- **Excentricité dynamique** : Les paramètres α et β sont dépendus de l'angle rotorique θ_r , aucun terme constant n'est présent.

$$\begin{cases} \alpha = g_0 \delta_d \cos \theta_r \\ \beta = g_0 \delta_d \sin \theta_r \end{cases} \quad (2.67)$$

- **Excentricité mixte** : Les paramètres α et β sont dépendus de l'angle rotorique θ_r et d'un terme constant est présent. Si on suppose que la longueur de l'entrefer est uniforme, le terme constant en β peut-être supposé nul.

$$\begin{cases} \alpha = g_0 (\delta_s + \delta_d \cos \theta_r) \\ \beta = g_0 \delta_d \sin \theta_r \end{cases} \quad (2.68)$$

L'expression la plus approximée de la longueur de l'entrefer en cas d'excentricité mixte est:

$$g(\theta) = r_s - g_0 (\delta_s \cos \theta - \delta_d \cos(\theta - \theta_r)) - r_r \sqrt{1 - \frac{g_0^2}{r_r^2} (\delta_s \sin \theta - \delta_d \sin(\theta - \theta_r))^2} \quad (2.69)$$

≈ 1

Où :

$$\begin{cases} g(\theta) \approx g_0(1 - \delta_s \cos \theta - \delta_d \cos(\theta - \theta_r)) \\ g_0 \ll r_r \end{cases} \quad (2.70)$$

Notant que l'excentricité statique et dynamique sont des cas spéciaux avec $\delta_s = 0$ ou $\delta_d = 0$ respectivement.

La perméance de l'entrefer en tenant compte de l'excentricité du rotor est exprimée sous la forme d'une série de Fourier. Considérant dans un premier temps uniquement l'excentricité statique ($\delta_d = 0$), la fonction de la perméance s'écrit selon (2.70) est:

$$\Lambda_{exc,st}(\theta) = \frac{\mu_0}{g_0(1-\delta_s \cos \theta)} = \frac{1}{2} \Lambda_0 + \sum_{i_{exc,st}=1}^{\infty} \Lambda_{i_{exc,st}} \cos(i_{exc,st} \theta) \quad (2.71)$$

Quand uniquement l'excentricité dynamique est présente ($\delta_s = 0$), la fonction de la perméance s'écrit selon (2.70) est:

$$\Lambda_{exc,dy}(\theta) = \frac{\mu_0}{g_0(1-\delta_d \cos(\theta-\theta_r))} = \frac{1}{2} \Lambda_0 + \sum_{i_{exc,dy}=1}^{\infty} \Lambda_{i_{exc,dy}} \cos(i_{exc,dy} \theta - i_{exc,dy} \theta_r) \quad (2.72)$$

Dans le cas d'excentricité mixte, l'expression de la perméance avec une combinaison d'excentricité à la fois statique et dynamique :

$$\Lambda(\theta) = \frac{\mu_0}{g(\theta)} = \sum_{i_{exc,st}=0}^{\infty} \sum_{i_{exc,dy}=0}^{\infty} \Lambda_{i_{exc,st},i_{exc,dy}} \cos((i_{exc,st} + i_{exc,dy})\theta - i_{exc,dy}\theta_r) \quad (2.73)$$

Généralement, l'équation d'excentricité mixte (73) est convenable dans les deux cas d'excentricité statique ou dynamique.

- Si $\delta_d = 0$, alors, (2.73) = (2.71).
 - Si $\delta_s = 0$, alors, (2.73) = (2.72).
- **La fonction de tours** $n_{s_x}(\theta)$ qui représente la répartition des conducteurs le long de l'alésage statorique entre les sections allé et retour de la bobine considérée. Cette fonction est utilisée pour les bobines statoriques et les bobines fictives rotoriques. Les ouvertures d'encoche sont également prises en compte dans ce calcul. On se sert la relation (2.21) de distribution de bobinage statorique K_{db} , on trouve :

$$n_{s_x}(\theta) = \frac{N_s}{2} + \frac{2N_s}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} K_{db} \cos\left((2v+1) \left(p(\theta_s - \theta_0) - \left(\frac{2x}{q} - \frac{((2+f_{racc})q+3)N_e+1}{2qN_e} \right) \pi \right) \right) \quad (2.74)$$

- **La fonction de bobinage** $N_{sy}(\theta)$ qui représente la force magnétomotrice produite dans l'entrefer par une bobine parcourue par un courant unitaire. A partir de l'équation $n_{sx}(\theta)$, on peut déduire l'équation de $N_{sy}(\theta)$:

$$N_{sy}(\theta) = \frac{2N_s}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} K_{db} \cos \left((2v+1) \left(p(\theta_s - \theta_0) - \left(\frac{2x}{q} - \frac{((2+f_{racc})q+3)N_e+1}{2qN_e} \right) \pi \right) \right) \quad (2.75)$$

2.6 Calcul des inductances statorique/rotorique en cas d'excentricité statique, dynamique ou mixte :

Par la disposition des expressions analytiques de l'approche de la fonction d'enroulement relatif aux phases statoriques et celle relative aux mailles rotoriques, on peut achever le calcul des inductances d'une machine asynchrone. Pour déterminer les inductances statoriques, il suffit d'appliquer la formule générale (2.58).

2.6.1 Calcul des inductances statoriques :

En remplaçant les équations (2.73), (2.74) et (2.75) dans (2.58), L'inductance de magnétisation d'une phase x du stator est calculée par l'intégrale ci-dessous :

$$L_{S_{x \leftarrow y}}(\theta) = rl \int_0^{2\pi} \frac{\mu_0}{g(\theta)} \cdot \left(\frac{N_s}{2} + \frac{2N_s}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} K_{db} \cos \left((2v+1) \left(p(\theta_s - \theta_0) - \left(\frac{2x}{q} - \frac{((2+f_{racc})q+3)N_e+1}{2qN_e} \right) \pi \right) \right) \right) \left(\frac{2N_s}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} K_{db} \cos \left((2v+1) \left(p(\theta_s - \theta_0) - \left(\frac{2x}{q} - \frac{((2+f_{racc})q+3)N_e+1}{2qN_e} \right) \pi \right) \right) \right) d\theta \quad (2.76)$$

L'inductance totale d'une phase statorique x est alors :

$$L_x^T = (k_{fs} + 1) L_{S_{x \leftarrow y}} \quad (2.77)$$

L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques M_{xi} peut obtenir comme suite :

$$M_{xi} = L_{S_{x \leftarrow y}} \quad (2.78)$$

Figs. 2.12 représentent l'inductance de la phase (a) et sa mutuelle. L'excentricité statique provoque une augmentation de la valeur de l'inductance, mais reste toujours constante (Fig. 2.12 (b)). Par contre, l'excentricité dynamique provoque une augmentation de la valeur de l'inductance avec l'apparition des oscillations (Fig. 2.12 (c)), même que celle de l'excentricité mixte (Fig. 2.12 (d)).

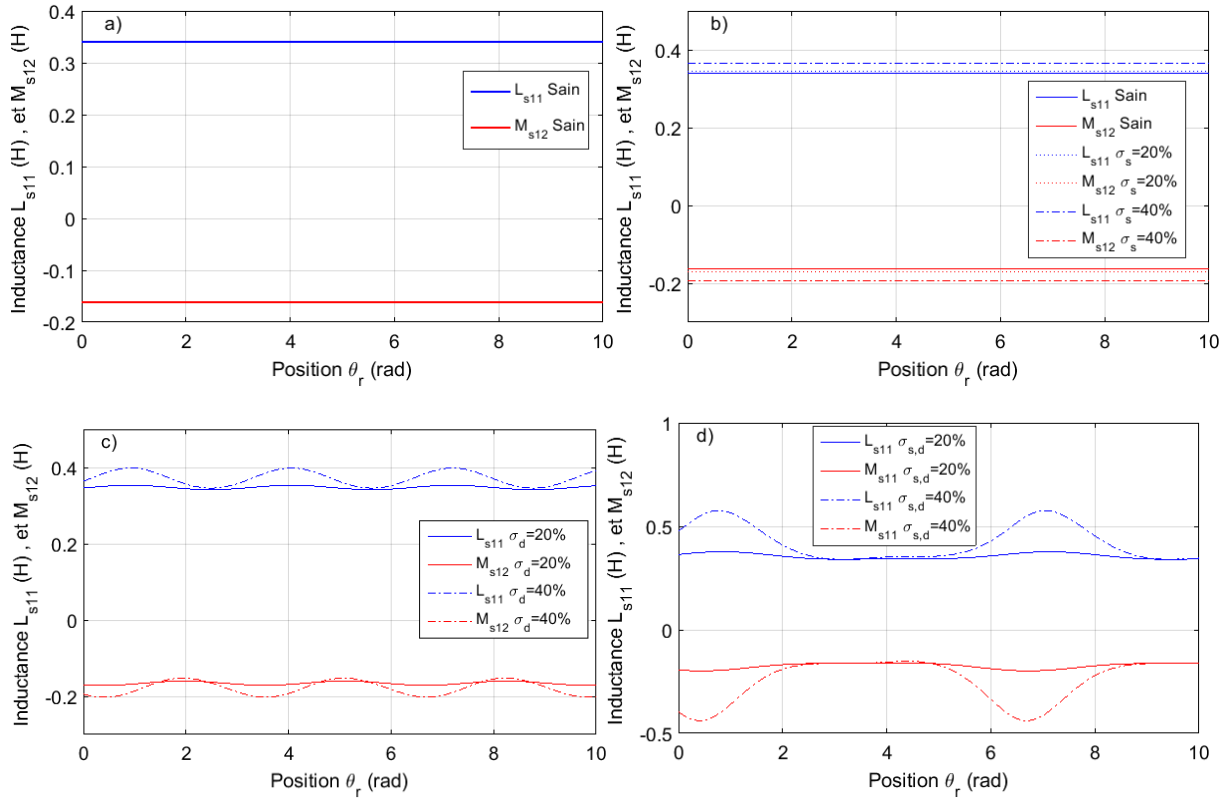


Figure 2.12. Inductance statorique et son mutuelle :

- a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$,
- b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% ,
- c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% ,
- d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% ,

On obtient la dérivée de l'inductance d'une phase statorique x par la dérivée de la perméance (2.73):

$$\begin{cases} \Lambda(\theta) = \frac{\mu_0}{g(\theta)} \text{ avec } g(\theta) = g_0(1 - \delta_s \cos \theta - \delta_d \cos(\theta - \theta_r)) \\ \frac{d\Lambda(\theta)}{d\theta} = \frac{\mu_0 \delta_d \sin(\theta - \theta_r)}{g_0(1 - \delta_s \cos \theta - \delta_d \cos(\theta - \theta_r))^2} \end{cases} \quad (2.79)$$

Ce dérivé prend sa valeur lorsqu'il y a une excentricité dynamique :

$$\begin{cases} \frac{dL_x^T}{d\theta} = 0, \delta_d = 0 \\ \frac{dL_x^T}{d\theta} = rl \int_0^{2\pi} \frac{d\Lambda(\theta)}{d\theta} n_{s_x}(\theta) N_{s_y}(\theta) d\theta, \delta_d \neq 0 \end{cases} \quad (2.80)$$

Figs. 2.13 représentent la dérivée des inductances de phases (a, b et c). La dérivée des inductances statoriques est nulle (2.80) quelle que soit l'excentricité statique (Fig. 2.13 (b)), comme dans le cas sain (Fig. 2.13 (a)). Par contre, la présence du défaut d'excentricité dynamique (2.80) provoque l'apparition des oscillations avec une amplitude proportionnelle au

taux d'excentricité (Fig. 2.13 (c)). La même que dans le cas d'excentricité mixte tant que l'excentricité dynamique différente de zéro (Fig. 2.13 (d)).

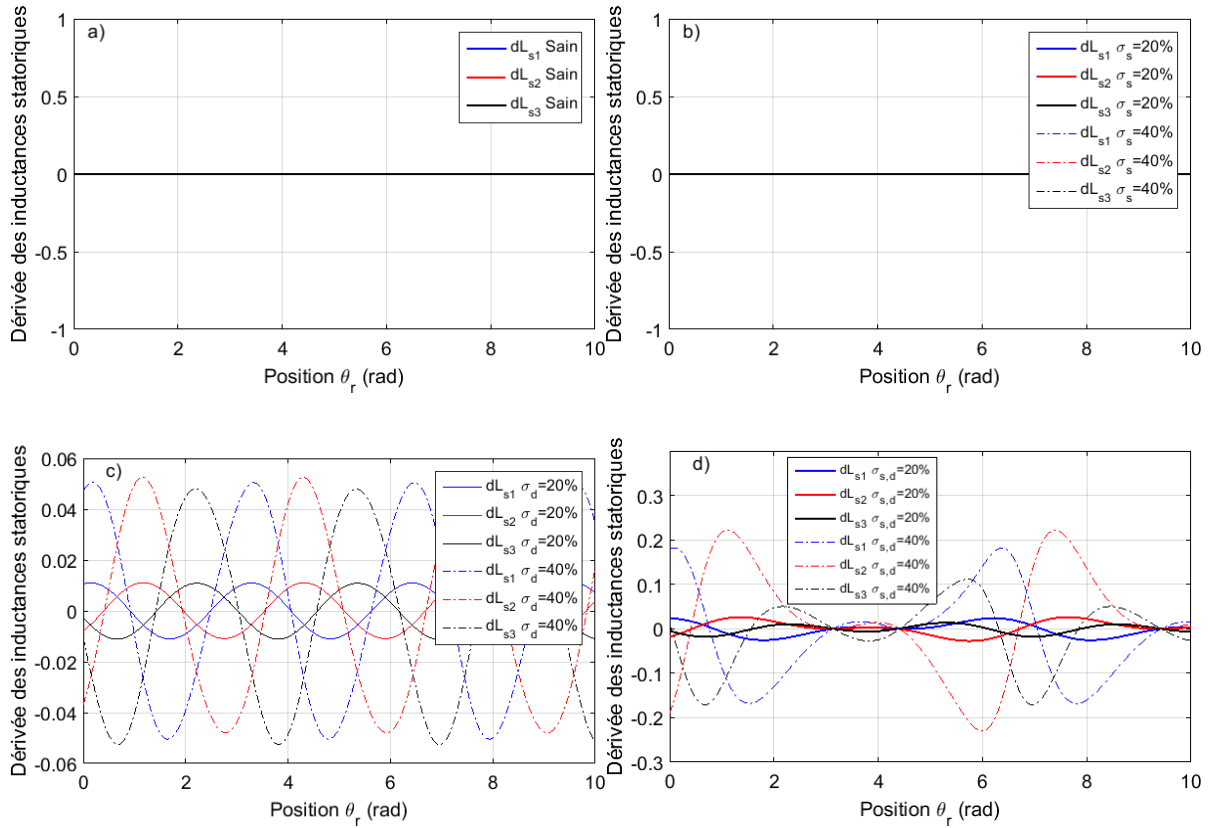


Figure 2.13. Dérivée des Inductances statoriques :
 a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$,
 b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% ,
 c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% ,
 d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% ,

2.6.2 Calcul des inductances rotoriques :

Etant donné que les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées, l'angle de séparation d'une barre de l'autre est égale $\left(\frac{2\pi}{N_r}\right)$. Fig. 2.14 représente la fonction de distribution d'une maille rotorique.

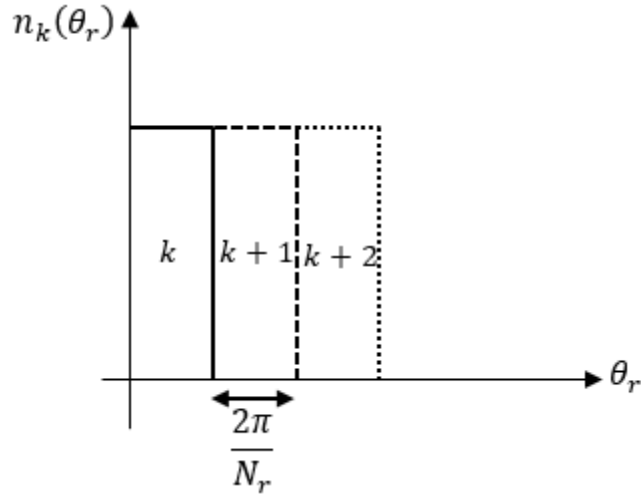


Figure 2.14. Fonction de distribution d'une maille rotorique.

Si on considère une maille rotorique est exprimée comme une bobine à une seule spire est parcourue par un courant I_{rk} . La fonction de distribution correspondante en opérant une décomposition en série de Fourier s'écrira comme suite :

- La fonction de tour $n_{rk}(\theta)$:

$$n_{rk}(\theta) = \frac{1}{N_r} + \frac{2}{N_r} \sum_{n=1}^{\infty} K_{mail} \cos\left(n\left(\theta_s - \theta_r + \frac{1}{2}(2k-1)O_{mail}\right)\right) \quad (2.81)$$

- La fonction de maille rotorique $N_{rj}(\theta)$:

$$N_{rj}(\theta) = \frac{2}{N_r} \sum_{n=1}^{\infty} K_{mail} \cos\left(n\left(\theta_s - \theta_r + \frac{1}{2}(2k-1)O_{mail}\right)\right) \quad (2.82)$$

L'inductance de magnétisation d'une maille k du rotor est calculée comme suite :

$$L_{r_{k \leftarrow j}}(\theta) = rl \int_0^{2\pi} \frac{\mu_0}{g(\theta)} n_{rk}(\theta) N_{rj}(\theta) d\theta \quad (2.83)$$

Le développement de l'inductance rotorique (2.28) compte tenu de l'expression (2.83), conduite à l'expression de l'inductance d'une maille rotorique :

$$L_{rk}^T = L_{r_{k \leftarrow j}}(\theta) + 2(L_b + L_e) \quad (2.84)$$

Les inductances mutuelles entre deux mailles rotoriques M_{rr} et M_{rkj} (2.49) sont déterminées comme suite :

$$\begin{cases} M_{rr} = L_{r_{k \leftarrow j}}(\theta) - L_b \\ M_{rkj} = L_{r_{k \leftarrow j}}(\theta) \end{cases} \quad (2.85)$$

Figs. 2.15 représente l'inductance d'une maille rotorique et ses mutuelles. La présence d'une excentricité statique provoque l'apparition des oscillations sur les grandeurs de l'inductance rotorique et ses mutuelles (Fig. 2.15 (b)), en contraste dans le cas sain les grandeurs des inductances et ses mutuelles ont des valeurs constantes (Fig. 2.15 (a)). Par contre, la présence d'excentricité dynamique provoque une augmentation de l'amplitude de l'inductance et ses mutuelles sans l'apparition des oscillations (Fig. 2.15 (c)). La présence de l'excentricité mixte provoque le même effet que dans le cas d'excentricité statique (Fig. 2.15 (d)).

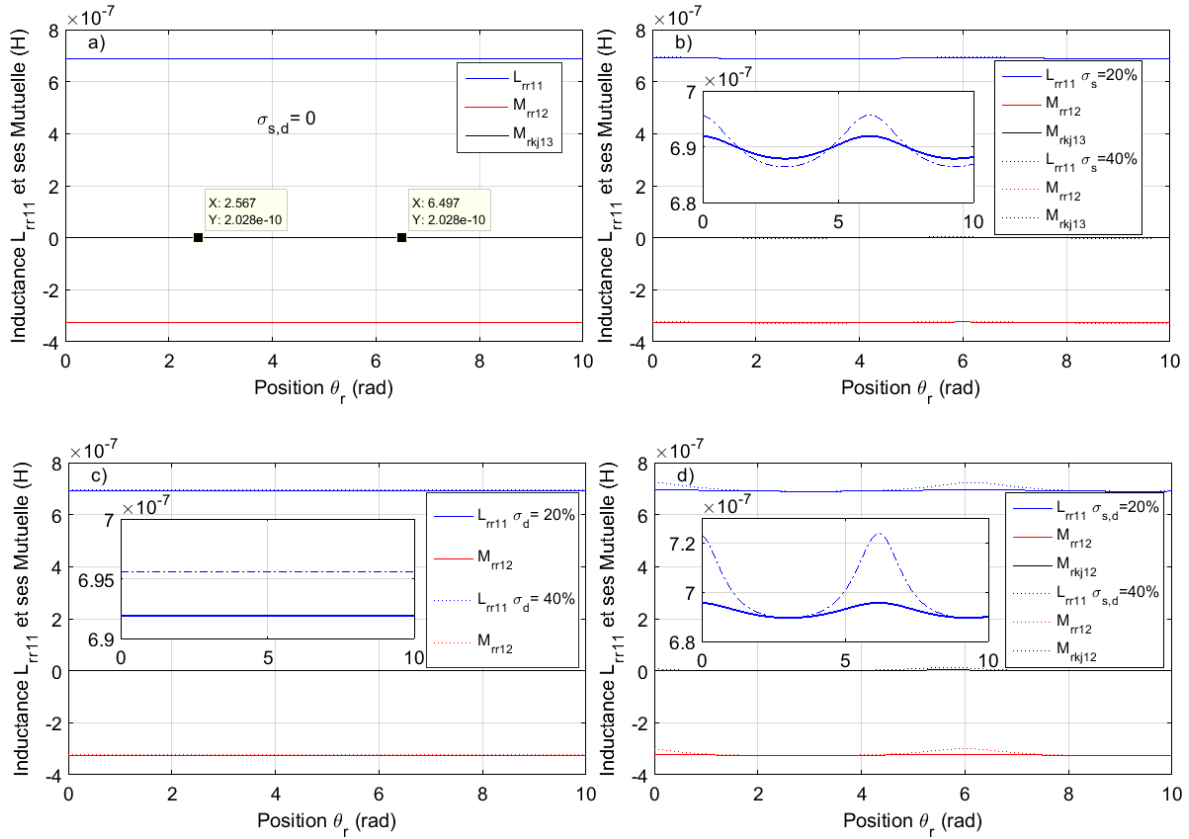


Figure 2.15. Inductance rotorique et ses mutuelles :

- a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$,
- b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% ,
- c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% ,
- d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% ,

L'expression de la dérivée de l'inductance rotorique est déterminée comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dL_{rk}^T}{d\theta} = L_{r_{k \leftarrow j}}(\theta), \delta_d = 0 \\ \frac{dL_{rk}^T}{d\theta} = rl \int_0^{2\pi} \left(\frac{d\Lambda(\theta)}{d\theta} n_{r_k}(\theta) N_{r_j}(\theta) + \Lambda(\theta) n_{r_k}(\theta) \frac{dN_{r_j}(\theta)}{d(\theta)} + \Lambda(\theta) \frac{dn_{r_k}(\theta)}{d(\theta)} N_{r_j}(\theta) \right) d\theta, \delta_d \neq 0 \end{array} \right. \quad (2.86)$$

Figs. 2.16 représentent la dérivée de l'inductance d'une maille rotorique et ses mutuelles. L'influence des excentricités statique, dynamique ou mixte sur la dérivée de l'inductance rotorique et ses mutuelles est le même que celles de l'inductance rotorique et ses mutuelles.

- L'excentricité statique provoque des oscillations (Fig. 2.16 (b)).
- L'excentricité dynamique provoque une augmentation d'amplitude proportionnelle au taux d'excentricité (Fig. 2.16 (c)).
- L'excentricité mixte provoque des oscillations une augmentation d'amplitude et des oscillations (Fig. 2.16 (d)).

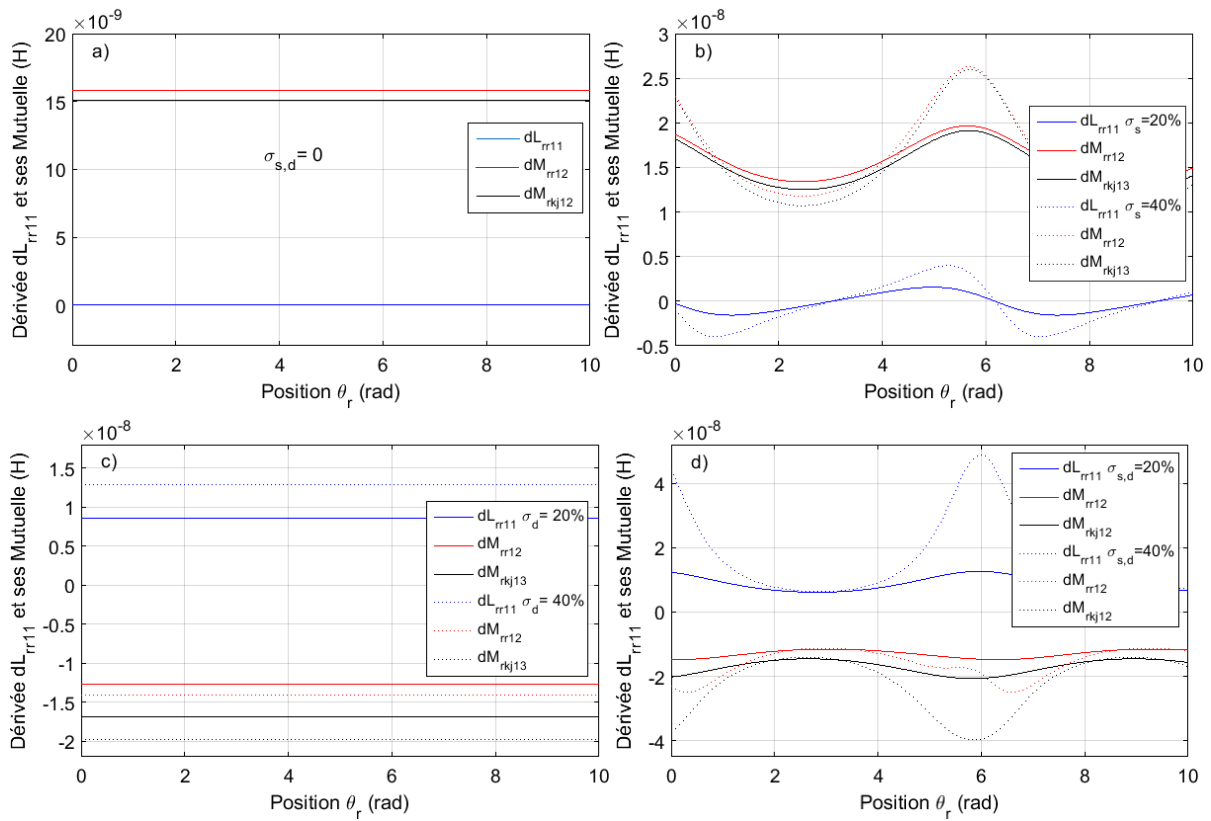


Figure 2.16. Dérivée des Inductances rotoriques:
 a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$,
 b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% ,
 c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% ,
 d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% ,

2.6.3 Expression des inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques

En servant les fonctions de distributions de bobinage statorique (2.74) et de maille rotorique (2.81) compte tenu des coefficients de bobinage et des mailles. On examine que toute

inductance mutuelle entre une phase statorique et une maille rotorique s'exprime par la relation suivante :

$$M_{sr}(\theta) = rl \int_0^{2\pi} \Lambda(\theta) n_{sx}(\theta) n_{rk}(\theta) d\theta \quad (2.87)$$

L'expression de l'inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique, comme déjà précité, est la transposer de $M_{sr}(\theta)$, c'est-à-dire $M_{rs}(\theta) = M_{sr}(\theta)'$.

Figs. 2.17 représentent les inductances mutuelles entre les phases a, b et c et la première mailles sans tenir compte des harmoniques de la série de Fourier, en cas d'excentricité statique (Fig. 2.17 (b)), dynamique (Fig. 2.17 (c)) ou mixte (Fig. 2.17 (d)).

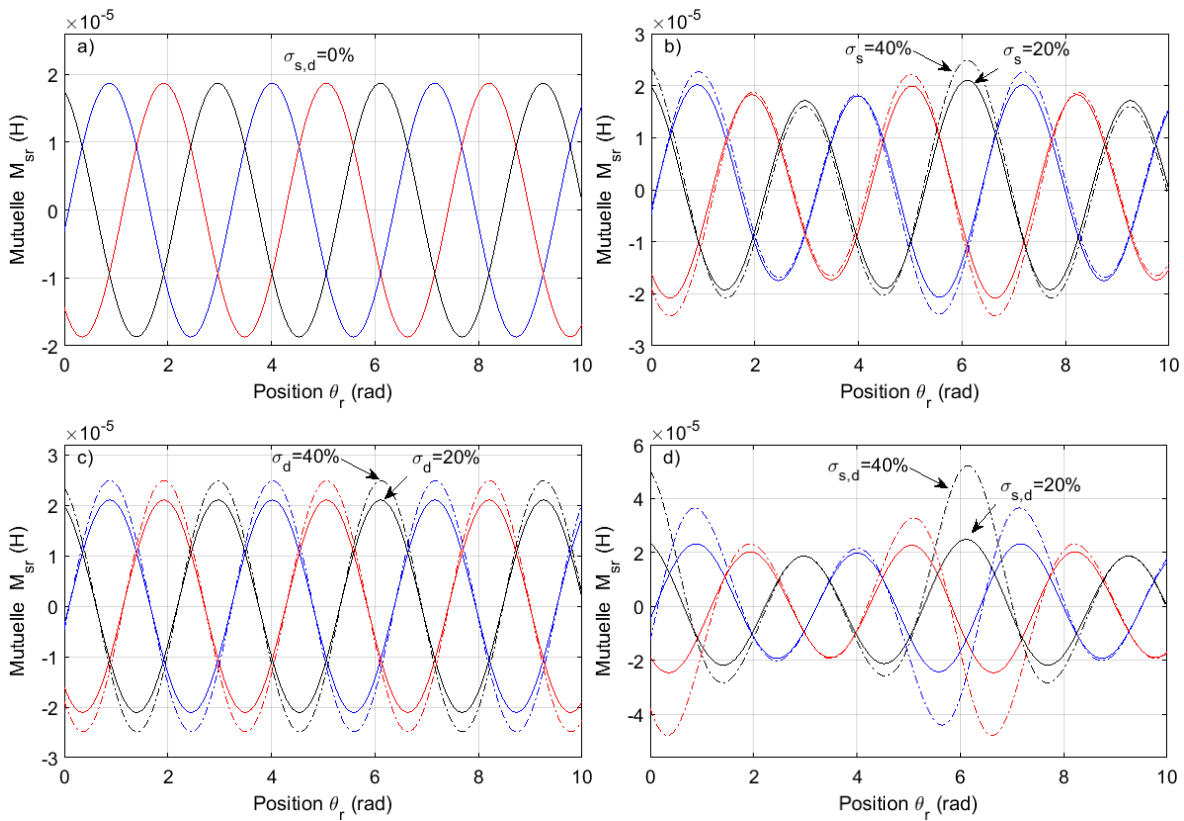


Figure 2.17. Inductances mutuelles stator/rotor avec le premier harmonique d'espace.

- a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$,
- b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% ,
- c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% ,
- d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% ,

Figs. 2.18 représentent les inductances mutuelles entre les phases a, b et c et la première mailles, en tenir compte des 9 premiers harmoniques de la série de Fourier, en cas d'excentricité statique (Fig. 2.18 (b)), dynamique (Fig. 2.18 (c)) ou mixte (Fig. 2.18 (d)).

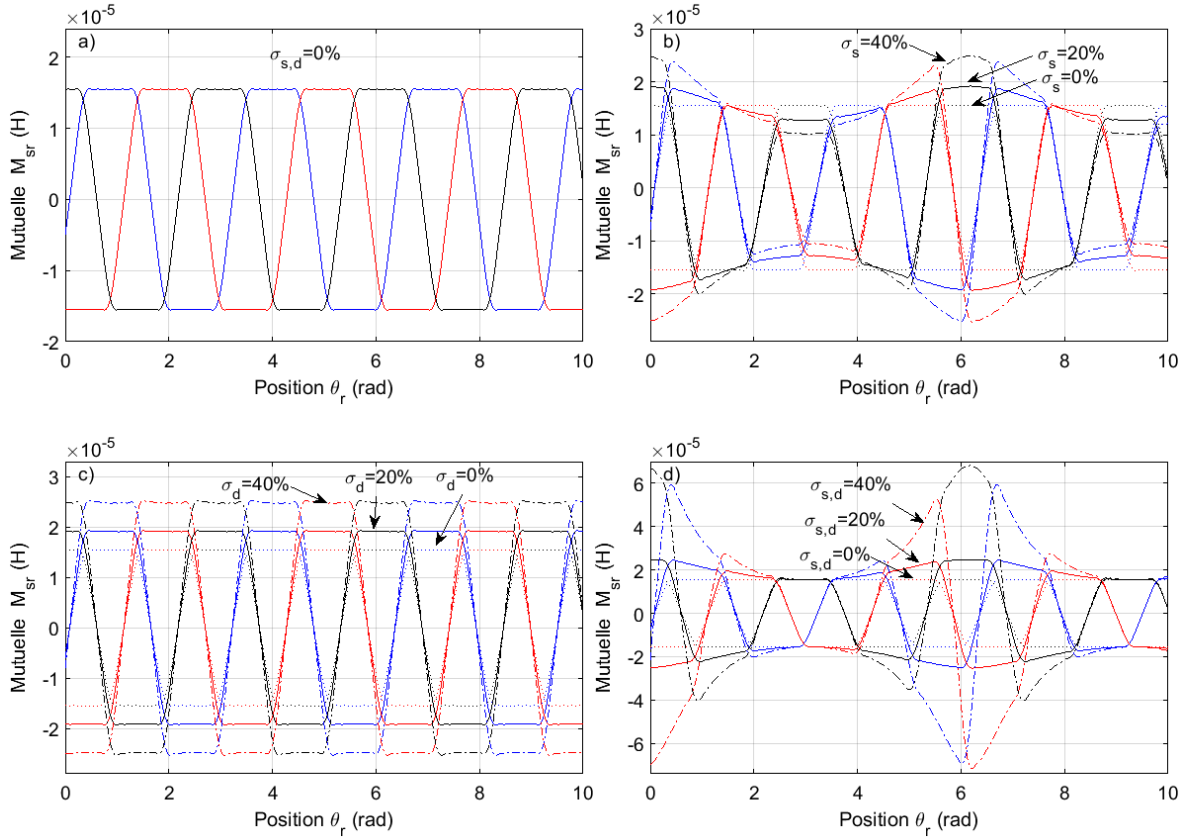


Figure 2.18. Inductances mutuelles stator/rotor. Prise en compte des 9 premiers harmoniques de la série de Fourier.

- a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$,
- b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% ,
- c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% ,
- d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% ,

L'expression de la dérivée de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une maille rotorique est exprimée comme suite :

$$\begin{cases} \frac{dM_{sr}(\theta)}{d(\theta)} = rl \int_0^{2\pi} \Lambda(\theta) n_{sx}(\theta) \frac{n_{rk}(\theta)}{d(\theta)} d\theta, \delta_d = 0 \\ \frac{dM_{sr}(\theta)}{d(\theta)} = rl \int_0^{2\pi} \left(\frac{d\Lambda(\theta)}{d\theta} n_{sx}(\theta) n_{rk}(\theta) + \Lambda(\theta) n_{sx}(\theta) \frac{n_{rk}(\theta)}{d(\theta)} \right) d\theta, \delta_d \neq 0 \end{cases} \quad (2.88)$$

Figs. 2.19 représentent la dérivée des inductances mutuelles entre les phases a, b et c et la première maille rotoriques, sans tenir compte des harmoniques de la série de Fourier, en cas d'excentricité statique (Fig. 2.19 (b)), dynamique (Fig. 2.19 (c)) ou mixte (Fig. 2.19 (d)).

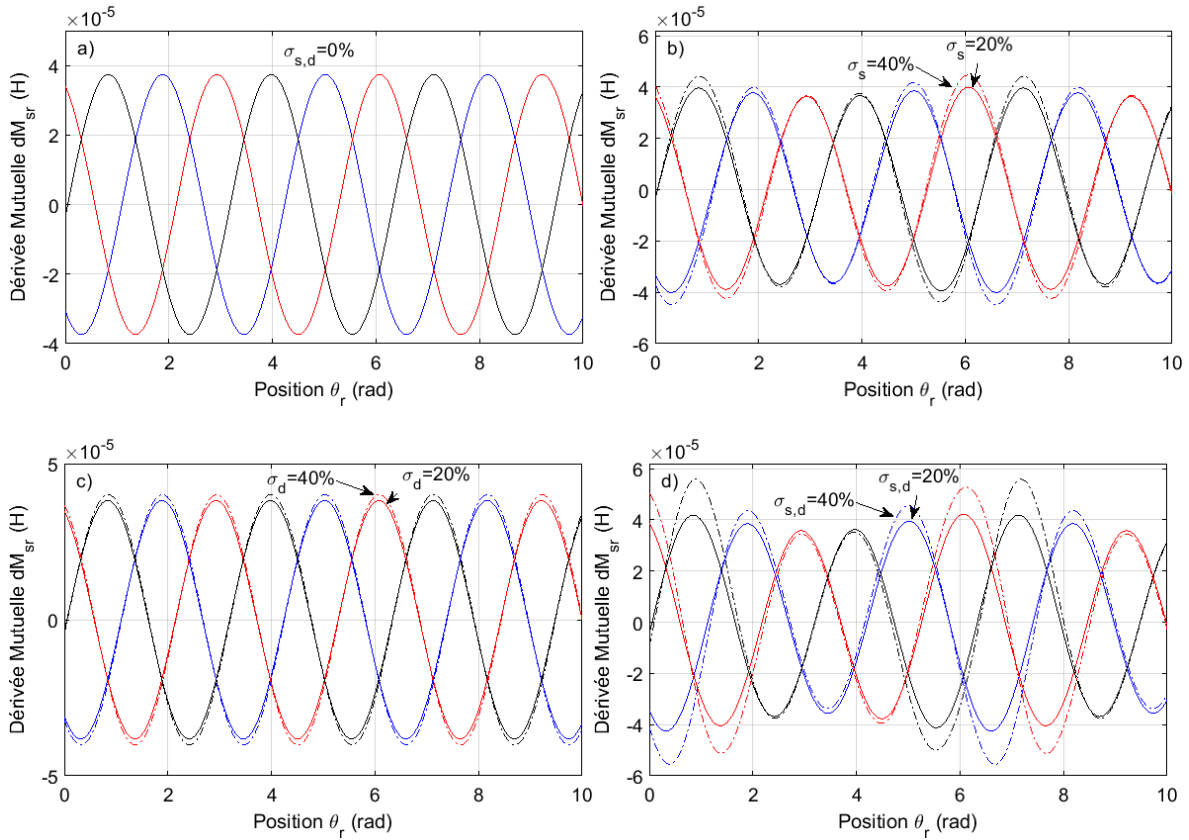
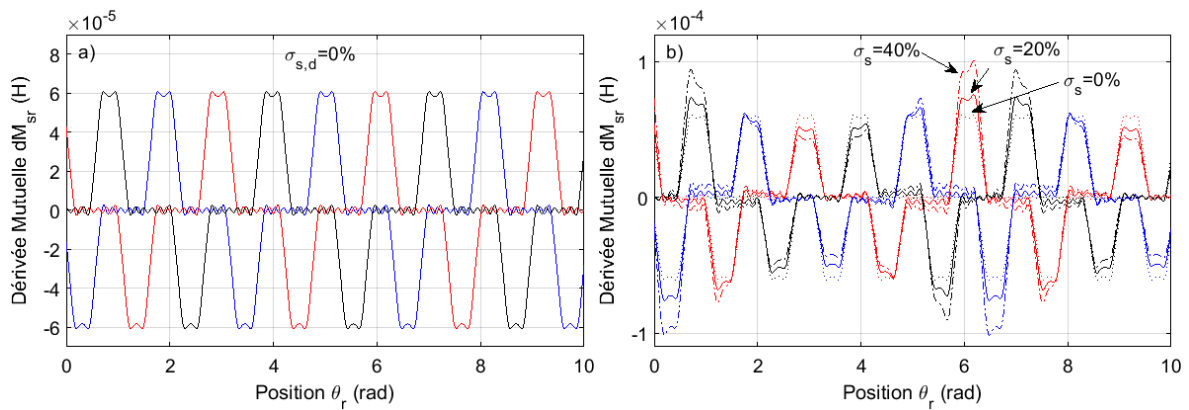


Figure 2.19. Dérivée des Inductances mutuelles stator/rotor avec le premier harmonique d'espace.

- a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$,
- b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% ,
- c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% ,
- d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% ,

Figs. 2.20 représentent la dérivée des inductances mutuelles entre les phases a, b et c et la première maille rotoriques, en tenir compte des 9 premiers harmoniques de la série de Fourier, en cas d'excentricité statique (Fig. 2.20 (b)), dynamique (Fig. 2.20 (c)) ou mixte (Fig. 2.20 (d)).



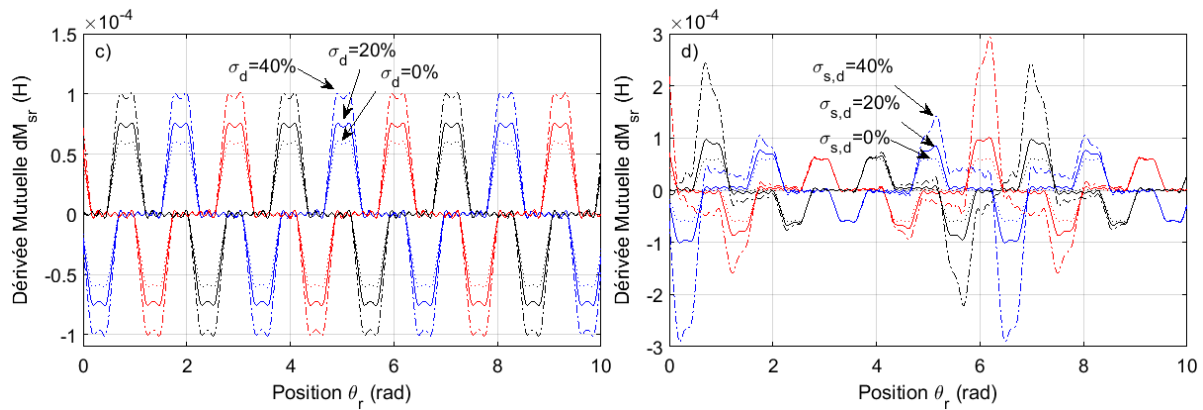


Figure 2.20. Dérivée des Inductances mutuelles stator/rotor. Prise en compte des 9 premiers harmoniques de la série de Fourier.

- a) dans le cas sain $\delta_{s,d} = 0\%$,
- b) cas d'excentricité statique $\delta_s = 20\%$ et 40% ,
- c) cas d'excentricité dynamique $\delta_d = 20\%$ et 40% ,
- d) cas d'excentricité mixte $\delta_{s,d} = 20\%$ et 40% ,

2.7 Efforts radiaux dus aux excentricités rotoriques

De nombreuses approches ont été développées pour le calcul de la force électromagnétique dans les machines à induction à rotors excentriques [46], [47]. Celles-ci peuvent être classées en deux catégories principales: les méthodes analytiques et les méthodes numériques. Les méthodes analytiques et numériques ont leurs propres avantages et inconvénients. Si les efforts radiaux qui agissent entre le stator et le rotor excentrique sont étudiés avec des moyens analytiques, la précision du calcul de celles-ci peut être effectuée avec des temps de calcul acceptables bien que la précision ne soit pas fiable.

Une machine asynchrone composée d'un pair de pôles est peut-être utilisée pour expliquer le processus de calcul des efforts radiaux, comme illustrée à la Fig. 2.21. Le rotor de la machine est placé symétriquement dans l'alésage du stator (Fig. 2.21 (a)). Le rotor et le stator étant purement cylindriques, la longueur de l'entrefer est uniforme. Le rotor tourne à la suite de pôles de polarité opposés sur le stator et le rotor qui exercent une force tangentielle sur le rotor. Cependant, une force d'attraction magnétique beaucoup plus forte existe entre le pôle du stator et celui du rotor, ces forces agissent de manière radiale.

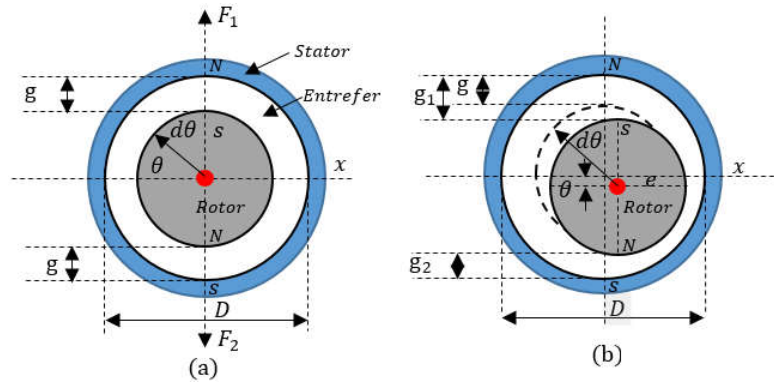


Figure 2.21. Force magnétique radiale dans une machine asynchrone bipolaire.
 a) Force magnétique radiale dans une machine symétrique ;
 b) Machine asymétrique avec rotor déplacé verticalement vers le bas ;

Dans une machine symétrique, la FMM et la surface par pôle sont les mêmes pour tous les pôles, de sorte que les forces radiales sont égales et opposées. Supposons que la densité de flux B soit uniforme dans l'entrefer et que la FMM requis pour le noyau soit négligeable. Les forces d'attraction entre les pôles du stator et du rotor en haut et en bas sont égales et agissent dans le sens opposé l'une à l'autre:

$$\begin{cases} F_1 = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} S_p = \frac{1}{2} \mu_0 \left(\frac{f_{mm}}{g} \right)^2 S_p \\ F_2 = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} S_p = \frac{1}{2} \mu_0 \left(\frac{f_{mm}}{g} \right)^2 S_p \end{cases} \quad (2.89)$$

Où, S_p est la surface par pôle.

Pour un entrefer symétrique (Fig. 2.21 (a)), les deux forces sont égales ($F_1 = F_2$), et donc leur résultante est égale à zéro. Il n'y a pas de force magnétique radiale résultante sur le rotor. Dans l'analyse présentée ci-dessus (2.89), on suppose que la distribution de la densité du flux est uniforme dans l'entrefer. En réalité, la distribution de la densité du flux est presque sinusoïdale, considérant un angle élémentaire $d\theta$ à un angle θ à partir de l'axe x . La force radiale agissant sur la bande l'élémentaire est:

$$F = \frac{rl}{2\mu_0} (B_m \sin(\theta))^2 d\theta \quad (2.90)$$

Et la composante verticale de la force est établie comme suit :

$$F_v = \frac{rl}{2\mu_0} B_m^2 (\sin(\theta))^3 d\theta \quad (2.91)$$

Il est évident que si ($g_1 > g_2$) comme montrer sur la Fig. 2.21 (b), la force magnétomotrice F_2 est supérieure à F_1 , et donc une force radiale de traction résultante agit sur le rotor dans le sens

descendant. Il convient de noter que ce n'est pas seulement l'anomalie de l'entrefer qui cause des efforts radiaux, mais également toute autre asymétrie dans la distribution du flux dans l'entrefer causera des efforts radiaux. Lorsque le rotor n'est pas concentrique au stator, l'entrefer n'est pas uniforme, et se produit une force magnétique radiale, ce qui tend à entraîner le rotor vers le côté où l'entrefer est plus petit. Etant donné que la force d'attraction magnétique est inversement proportionnelle au carré de la longueur de l'entrefer [48]. Prenons le cas d'un rotor déplacé verticalement vers le bas, comme le montre la Fig. 2.21 (b) avec $\theta = \pi/2$. L'effort radial total agissant sur le rotor devient alors :

$$F_{erad} = \frac{rl}{2\mu_0} B_m^2 \delta(x) \int_0^\theta (\sin(\theta))^3 d\theta \quad (2.92)$$

Où, $\delta(x)$ est l'excentricité statique absolue de l'entrefer et elle est égale à $\delta(x) = e/g$. Où, e est le déplacement du rotor dans le sens descendant.

L'analyse présentée ci-dessus suppose le cas de l'excentricité statique et les axes du stator et du rotor restent donc parallèles pendant la durée de fonctionnement. Théoriquement, on a supposé que la valeur maximale de la densité de flux reste la même indépendamment de l'excentricité (2.92), ce qui n'est pas vrai en réalité. Par conséquent, l'effort radial est calculé pour le pire des cas. Néanmoins, comme cela a été décrit dans de nombreuses études, pour une excentricité et une densité de flux d'entrefer, l'effort radial augmente avec le diamètre et la longueur du rotor. Selon [48], [49], si le rotor n'est pas centré, la modulation de perméance du FMM a lieu de sorte que, pour une machine bipolaire p_n , il y aura non seulement un flux magnétique de pair de pôles p_m , mais également $p_n \pm 1$ pair de pôles ondes de flux magnétique. En d'autres termes, l'excentricité produira des ondes de flux supplémentaires de nombre de pôles différent dans l'entrefer. Cet aspect ouvre non seulement la porte à une meilleure compréhension des forces radiales électromagnétiques dans les machines asynchrones, mais également, facilite le diagnostic de la vibration de la machine dans un environnement industriel. Une fois que les termes pour les ondes de flux d'entrefer supplémentaires sont obtenus comme indiqués ci-dessous (2.93), et l'effort radial peut être calculé. Le premier terme s'exprime l'induction magnétique propre, et les deux autres termes s'expriment les ondes de flux supplémentaires:

$$b(x, y, t) = r_e \sum_{n=-\infty}^{\infty} [\bar{B}^{np_n} e^{j(\omega t - np_n ky)} + \bar{B}^{np_n-1}(x) e^{j(\omega t - k(np_n-1)y)} + \bar{B}^{np_n+1}(x) e^{j(\omega t - k(np_n+1)y)}] \quad (2.93)$$

Où, r_e est le rayon moyen de l'entrefer (Fig. 2.22), y est la distance circonférentielle autour de l'entrefer, ω est la vitesse angulaire, k est l'inverse du rayon moyen de l'entrefer, n est le

nombre des harmoniques d'enroulement et \bar{B}^{np_n} est la composante maximale de la densité de flux (dans la forme complexe pour avoir la location spatiale) de la $n^{ième}$ harmonique de l'harmonique d'enroulement de pair de pôle p_n donnée par :

$$\begin{cases} \bar{B}^{np_n} = \frac{j\mu_0 \bar{J}_{st}^n}{knp_n g} \\ \bar{B}^{np_n \pm 1}(x) = \frac{j\mu_0 \bar{J}_{st}^n}{knp_n g} \bar{\delta}(x) \end{cases} \quad (2.94)$$

Où, \bar{J}_{st}^n est la densité du courant,

Les effets des harmoniques d'enroulement ont été étudiés par [50]. En tout point de l'entrefer, la force radiale peut être calculée à partir de la contrainte de Maxwell autour de la surface du rotor ou du stator. La densité de flux magnétique totale est divisée en composantes normales (radiales) et tangentielles. La force est déterminée en intégrant le tenseur autour de la surface de l'entrefer, comme illustrée à la Fig. 2.22. La force de contrainte de Maxwell agissant normalement (radialement) et tangentielllement à un point de la surface comme suit :

$$\begin{cases} \sigma_n = \frac{B_n^2(\theta) - B_t^2(\theta)}{2\mu_0} \\ \sigma_t = \frac{B_n(\theta)B_t(\theta)}{2\mu_0} \end{cases} \quad (2.95)$$

Où, n et t sont les composantes normale et tangentielle respectivement. B_t est relativement petit par rapport à B_n (2.95), de sorte que l'effet de la contrainte tangentielle (force) sur les efforts radiaux est généralement négligé.

Une étude a été faite pour examiner les effets de la composante de densité de flux tangentielle et l'a évaluée d'être faible. Les auteurs ont conclu que la composante tangentielle n'est responsable que d'environ 10% de la force magnétique totale et peut donc être négligée [48], [51]. Cela signifie que l'équation devient :

$$\sigma_n = \frac{B_n^2(\theta)}{2\mu_0} \quad (2.96)$$

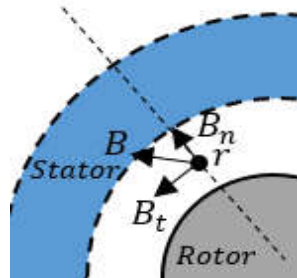


Figure 2.22. Composantes normale et tangentielle de la densité de flux

En utilisant les contraintes de Maxwell avec des composantes de la force d'attraction magnétique dans les directions x et y , les efforts radiaux sont ensuite calculés à partir de :

$$\begin{cases} F_x = rl \int_0^{2\pi} \sigma \cos(\theta) d\theta \\ F_y = rl \int_0^{2\pi} \sigma \sin(\theta) d\theta \end{cases} \quad (2.97)$$

Les caractéristiques des forces dues aux efforts radiaux dépendent de la densité de flux dans l'entrefer, de la conception géométrique de degré d'excentricité de la machine et des conditions de charge. Comme indiqué dans [52], si la densité de flux augmente de 20%, les efforts radiaux augmenteront de 44% pour une excentricité donnée. Cependant, la densité de flux maximale est généralement fixe et la puissance nominale d'une machine asynchrone est augmentée en augmentant la longueur du rotor, le diamètre du rotor pour un nombre de paires de pôles donné, ou en augmentant la densité de flux dans l'entrefer.

2.8 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre est dédié à la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des harmoniques spatiales liées à la distribution des bobines et aux effets dus à l'excentricité du rotor. Nous avons choisi une méthode analytique pour le calcul des paramètres du moteur en régime permanent. La méthode est formulée en servant l'approche de la fonction d'enroulement compte tenu du développement en série de Fourier des fonctions d'enroulement du stator, du rotor et d'entrefer. L'utilisation de cette technique fait partie du souhait d'obtenir des expressions analytiques des paramètres inductifs de la machine.

Dans ce chapitre, nous avons réalisé ce qui était nécessaire pour mener de futures études, à savoir, la description des effets, d'une part, de la rupture des barres rotoriques, et d'autre part, d'un rotor excentrique, sur les signaux d'alimentations de la machine en boucle fermée et l'impact de la commande sur le diagnostic de défaut.

CHAPITRE III : Commande de la Machine Asynchrone Triphasé à Cage dans le Cas Sain et en Présence de Défaut

3.1 Introduction

Les machines asynchrones à cage sont largement utilisées dans les systèmes de production automatisés. La plupart de ces systèmes nécessitent un contrôle de performances élevées afin de maintenir une vitesse stable, indépendamment de toute perturbation de la charge ou des incertitudes du modèle. La machine asynchrone a fait ses preuves par le succès qui prévaut dans le domaine de la variation de la vitesse et par un afflux de travaux de recherche exceptionnellement destinés [53]–[56]. Les raisons particulières de cette confiance acquise dans la machine asynchrone sont basées sur ses qualités intrinsèques telles que sa simplicité de construction, sa robustesse mécanique et ses faibles coûts d’achat et de fabrication.

Cependant, lors de leur fonctionnement, les machines asynchrones sont souvent soumises à plusieurs contraintes de nature différente (échauffement excessif, usure magnétique due aux forces électromagnétiques et aux contraintes environnementales que le rotor doit subir lors de son utilisation habituelle). L’accumulation de ces contraintes provoque des défauts dans les différentes parties de la machine, tels que des courts-circuits statoriques [57], l’excentricité [58], des barres de rotor cassées [59], qui génèrent des arrêts qui entraînent des pertes de production.

La sûreté de fonctionnement de ce type d’actionneur devient cependant un problème critique pour certaines applications industrielles. La détection de défaillance en boucle fermée doit donc être réalisée au plus tôt avec un bon taux de confiance pour permettre une sécurisation rapide afin d’éviter une mise en danger des biens et des personnes [59], [60].

Les évolutions technologiques ont permis aux machines à courant alternatif, en particulier asynchrone, de retrouver la souplesse de diagnostiquer sous contrôle. Le contrôle du mouvement d’un actionneur électromécanique nécessite la régulation directe ou indirecte du couple électromagnétique. On entend par direct le bouclage rétroactif sur le couple électromagnétique lui-même, lorsque sa mesure ou son estimation est nécessaire.

Dans ce chapitre on présente les principales caractéristiques de la machine asynchrone, nécessaire à l’élaboration de lois de commande.

3.2 Commande vectorielle de la machine asynchrone

Grâce à son faible coût et sa simplicité de construction, conjugués aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone s’impose de plus en plus dans les domaines d’entraînement à vitesse variable. La technique de commande directe du couple (Direct Torque

Control (DTC)) introduite en 1985 par TAKAHASHI [61], utilise une approche séduisante en raison de son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [62]–[64]. Dans la structure DTC, la machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension constitue un système dynamique hybride, dont la partie continue est la machine asynchrone et la partie discrète, l'onduleur de tension.

3.3 Rappel sur le modèle de la machine asynchrone

Le modèle de la machine asynchrone basé sur l'approche de fonction d'enroulement est détaillé dans le (chapitre II). En outre, dans le processus de modélisation de la machine en vue de sa commande, on garde les hypothèses mentionnées précédemment.

3.3.1 Equations électriques en boucle ouverte

Les équations électriques et mécaniques de la machine asynchrone à distribution de flux non sinusoïdal sont exprimées ci-dessous :

$$[U_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (3.1)$$

Où le vecteur du flux statorique $[\Phi_s]$ est exprimé en fonction des vecteurs des courants statoriques et rotoriques comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}(\theta_r)] \cdot [I_r] \quad (3.2)$$

$[U_s] = [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc}]^T$ le vecteur de la tension de phase statorique de dimension m .

$[I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$ et $[I_r] = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3} \ \dots \ i_{rn} \ i_{re}]^T$ sont respectivement les vecteurs des courants des phases statoriques et des barres rotoriques.

$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T$ le vecteur des flux magnétiques traversant les phases statoriques.

$[R_s]$: est la matrice diagonale des résistances de phases statoriques de dimension (m, m) .

$[L_s]$: est la matrice des inductances statoriques.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s11}(\theta) & M_{s12}(\theta) & \cdot & \cdot & M_{s1m}(\theta) \\ M_{s21}(\theta) & L_{s22}(\theta) & \cdot & \cdot & M_{s2m} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ M_{sm1}(\theta) & M_{sm2}(\theta) & \cdot & \cdot & L_{smm}(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

En tenir compte des harmoniques d'espace, l'inductance $[L_s]$ s'écrit :

$$\begin{cases} L_{s11}(\theta) = L_{xf} + \sum_{v=1}^{\infty} L_x^p \cos[(2v+1)\theta] \\ L_{s22}(\theta) = L_{xf} + \sum_{v=1}^{\infty} L_x^p \cos\left[(2v+1)\theta - \frac{2\pi}{3}\right] \\ L_{s33}(\theta) = L_{xf} + \sum_{v=1}^{\infty} L_x^p \cos\left[(2v+1)\theta + \frac{2\pi}{3}\right] \end{cases} \quad \begin{cases} M_{s12}(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} M_{xi} \cos\left[(2v+1)\theta + \frac{2\pi}{3}\right] \\ M_{s13}(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} M_{xi} \cos\left[(2v+1)\theta - \frac{2\pi}{3}\right] \\ M_{s23}(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} M_{xi} \cos[(2v+1)\theta] \end{cases}$$

3.3.2 Equations électriques en boucle fermée

Le système d'équations électrique (3.1) est un système à paramètres variables périodiquement dans le temps. Sa résolution nécessite alors l'inversion de la matrice inductance à chaque pas de calcul. De plus, l'inconfort que cela présente pour faire la synthèse de lois de commande motive à plus forte raison la recherche d'un modèle équivalent à paramètres constants. La transformation de Park vient pallier cet inconvénient.

La matrice de Park est la suivante :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Avec la matrice inverse de Park est la matrice transposée $[P]^{-1} = [P]^t$. On écrit alors dans le cas général :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^t \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Lorsque le neutre n'est pas relié, la composante homopolaire est nulle. Le système d'équations (3.1) devient alors :

$$\begin{cases} [U_{dq}] = [P]^t [U_s] \\ [I_{dq}] = [P]^t [I_s] \\ [[\Phi_{dq}]] = [P]^t [\Phi_s] \end{cases} \quad (3.6)$$

3.3.3 Equations mécaniques

Comme on a vu précédemment (chapitre II), le couple électromagnétique est dérivé, selon le principe des travaux virtuels, de l'expression du couple en régime linéaire de fonctionnement :

$$T_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \frac{d[L(\theta_r)]}{d\theta_r} [I] \quad (3.7)$$

Où T_{em} est le couple électromagnétique produit par la machine.

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Le remplacement du vecteur courant par sa transformée de Park nous donne :

$$T_{em} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} [P][I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}^T \frac{d[L(\theta_r)]}{d\theta_r} \begin{bmatrix} [P][I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

et,

$$[L(\theta_r)] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}(\theta_r)] \\ [M_{rs}(\theta_r)] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

L'équation du mouvement des parties tournant de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_{em} - f_v \cdot \Omega_r - T_r \quad (3.11)$$

Où J le moment d'inertie, f_v le frottement visqueux, T_r le couple de charge.

3.4 Modélisation de l'onduleur

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est utilisée dans diverses applications de l'électronique de puissance. MLI d'espace vectoriel est une technique populaire utilisée dans le contrôle des entraînements des machines à courant alternatif. L'onde porteuse triangulaire est modulée par une onde sinusoïdale et les points de commutation de l'onduleur sont déterminés par le point d'intersection [65]–[68].

Le principal champ d'application de MLI est en l'électronique de puissance pour le contrôle des machines électriques. Mais, cette méthode a un inconvénient major lors de la génération de signaux analogiques, lorsque la résolution de la MLI diminue rapidement avec la largeur de bande requise [69], [70]. Par conséquent, pour éviter l'inconvénient de cette méthode, MLI d'espace vectoriel pourrait être utilisé pour un contrôle plus sophistiqué pour les entraînements à vitesse variable. Cette méthode consiste à créer un espace vectoriel rotatif à une fréquence constante pour être implémenté avec un onduleur triphasé [71]–[73].

3.4.1 Principe de fonctionnement de MLI

Fig. 3.1 montre le modèle de circuit d'un onduleur monophasé alimenté par une source de tension continue avec un mis à la terre au milieu, ainsi que le principe de fonctionnement de MLI.

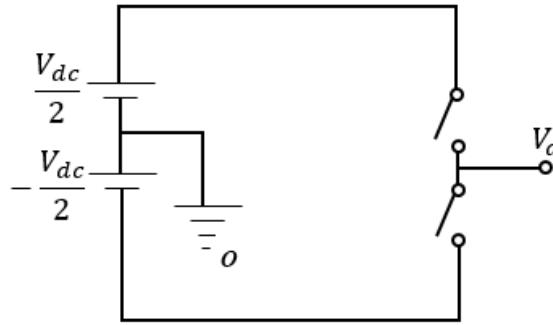


Figure 3.1. Modèle de circuit monophasé de l'onduleur.

La tension de sortie de l'onduleur est représenté dans la Fig. 3.2 est obtenue comme suit :

- Si la tension de référence $V_{ref} > V_{port}$, $V_{ao} = \frac{V_{dc}}{2}$.
- Si la tension de référence $V_{ref} < V_{port}$, $V_{ao} = -\frac{V_{dc}}{2}$.

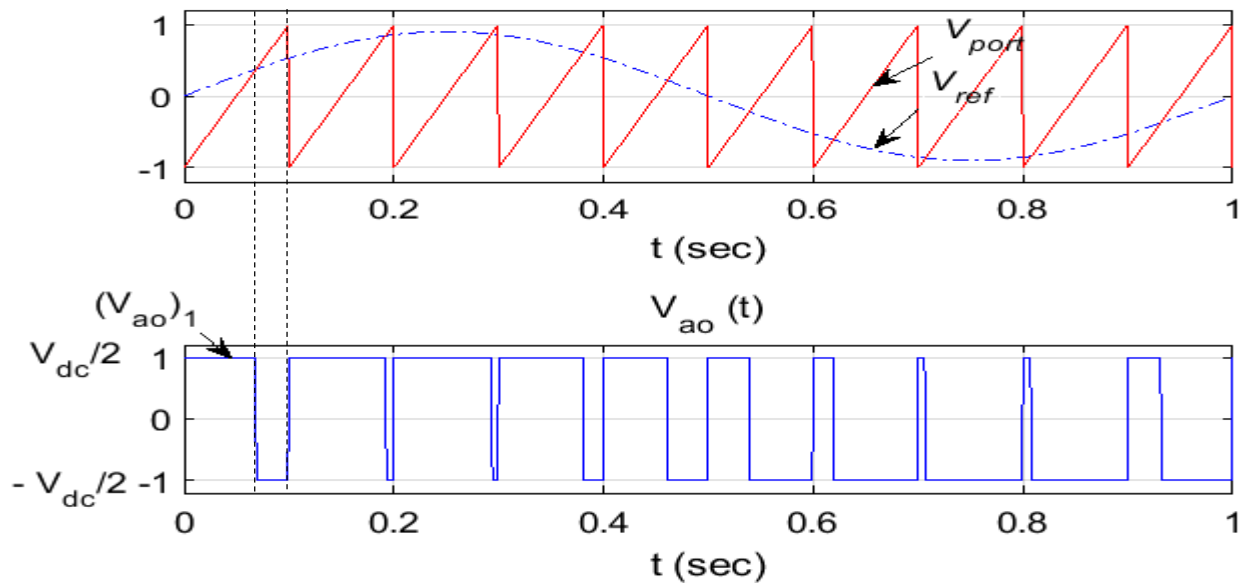


Figure 3.2. Concept graphique de MLI.

La tension de sortie de l'onduleur monophasé présente un certain nombre de caractéristiques: la fréquence de MLI est identique à celle de la fréquence de V_{port} , l'amplitude est contrôlée par la valeur crête de la tension V_{ref} et la fréquence fondamentale est contrôlée par la fréquence de V_{ref} . De plus, l'indice de modulation m de l'onduleur est donné par :

$$m = \frac{V_{ref}}{V_{port}} = \frac{\hat{V}_{ao}}{V_{dc}/2} \tag{3.12}$$

Où, \hat{V}_{ao} est la valeur crête de la tension V_{ao} et $(V_{ao})_1$ est la composante de la fréquence fondamentale de la tension V_{ao} .

3.4.2 Génération de l'espace vectoriel dans le contrôle MLI

Le diagramme de principe d'un onduleur MLI triphasé est illustré schématiquement à la Fig. 3.3. En effet, de S_1 à S_6 sont 6 interrupteurs de puissance qui déterminent la forme de la sortie et sont contrôlés par les variables de commutation a , a' , b , b' , c et c' respectivement. Lorsque l'un des transistors du bloc supérieur de l'onduleur est à l'état passant, c'est-à-dire que a , b ou c est dans l'état logique 1, les transistors correspondants dans le bloc inférieur de l'onduleur sont à l'état bloqué (état logique 0). Ainsi, les états d'activation et de désactivation des transistors S_1 , S_3 , S_5 dans le bloc supérieure de l'onduleur peuvent être utilisés pour déterminer la tension de sortie de l'onduleur.

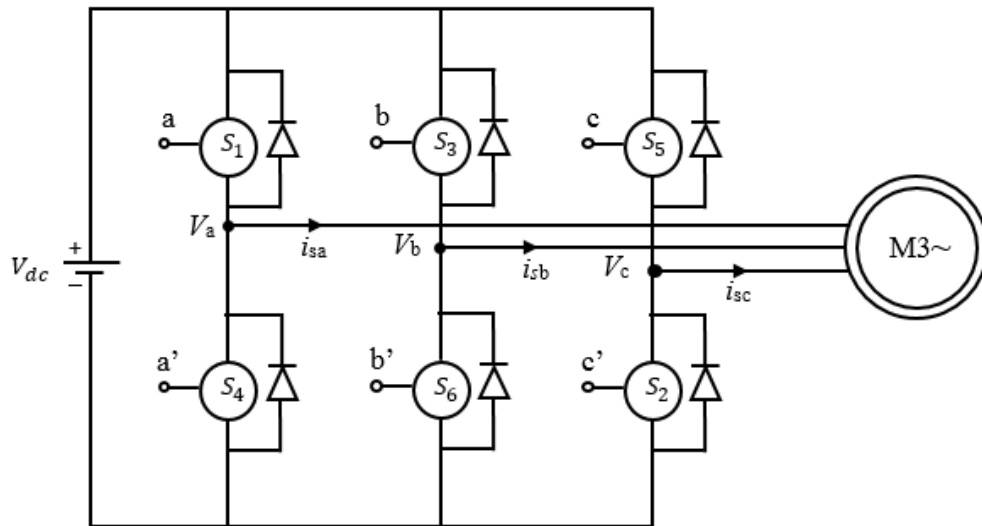


Figure 3.3. Schéma d'un onduleur MLI triphasé à source de tension alternative.

Les relations de tension entre deux phases et celles entre phase et neutre peuvent être exprimées sous forme de matrice (3.13). La première relation entre le vecteur variable de commutation et le vecteur de tension entre deux phases est la suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

De plus, la relation entre le vecteur de variable de commutation et le vecteur de tension entre phase et neutre est donnée comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Les huit combinaisons possibles des schémas d'activation et de désactivation des 3 commutateurs dans la partie supérieure de l'onduleur MLI sont les suivantes: Fig. 3.3. Les états d'activation et de désactivation des transistors situés dans la partie inférieure de l'onduleur sont opposés à ceux des commutateurs situés dans la partie supérieure de l'onduleur. Selon les équations (3.2) et (3.3), les 8 vecteurs de commutation, les tensions de sortie entre phase et neutre et les tensions de sortie entre deux phases de la tension continue V_{dc} sont données par le tableau 3.1.

Tableau 3.1 : Vecteurs de commutations avec leurs niveaux de tension.

Tension Vecteurs	Vecteur de commutation			Tension entre phase et neutre			Tension entre deux phases		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
V_2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
V_3	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
V_4	0	1	1	$2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
V_5	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
V_6	1	0	1	$-2/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

L'MLI d'espace vectoriel génère moins de distorsion harmonique dans les tensions et/ou les courants de sortie appliqués aux trois phases d'une machine asynchrone. En outre, il permet une utilisation plus efficace des tensions d'alimentation du moteur à induction par rapport aux autres méthodes [74]. Pour mettre en œuvre le MLI d'espace vectoriel, les équations de tension de sortie dans le référentiel abc sont transformées en référentiel stationnaire $d-q$ (Park) composé de 2 axes: l'axe d et l'axe q , comme indiqué dans la Fig. 3.4.

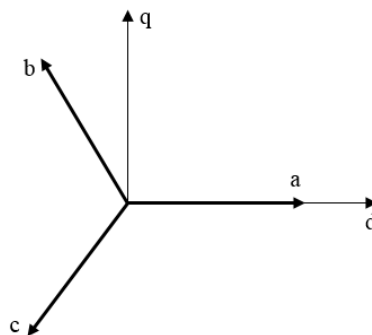


Figure 3.4. Diagramme présente la relation entre les référentiels abc et $d-q$.

La relation entre les deux référentiels peut être obtenue comme suit:

$$f_{dq} = K_s f_{abc} \tag{3.15}$$

Où :

$$K_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, f_{dq} = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ 0 \end{bmatrix}, f_{abc} = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Où, f est considéré comme une variable de courant ou une variable de tension.

Comme décrit dans la Fig. 3.4, cette transformation est équivalent à une projection orthogonale de $[a, b, c]^t$ sur les deux dimensions perpendiculaires au vecteur $[1, 1, 1]^t$ (l'équivalent du plan $d - q$) dans un système de coordonnées à trois-dimensions.

En raison de la contrainte selon laquelle les lignes d'entrée ne doivent jamais être court-circuitées et que le courant de sortie doit toujours être continu, un onduleur de source de tension ne peut prendre que huit séquences distinctes. Ces séquences sont présentées dans le tableau 1. Six de ces huit séquences produisent une tension de sortie non nulle et sont appelées états de commutation non nuls. Les deux séquences restantes produisent une tension de sortie nulle et sont appelées états de commutation nuls. Les 6 vecteurs non nuls de V_{s1} à V_{s6} qui peuvent être représentés comme les axes d'un cercle, et les deux autres vecteurs nuls V_{s0} et V_{s7} sont représentés à l'origine de cercle comme illustré à la Fig. 3.5. Ces huit vecteurs de base dans l'hexagonal cercle sont désignés par $V_{s0}, V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}, V_{s4}, V_{s5}, V_{s6}$ et V_{s7} . L'angle entre deux vecteurs adjacents quelconques non nuls est 60° (Fig. 3.5).

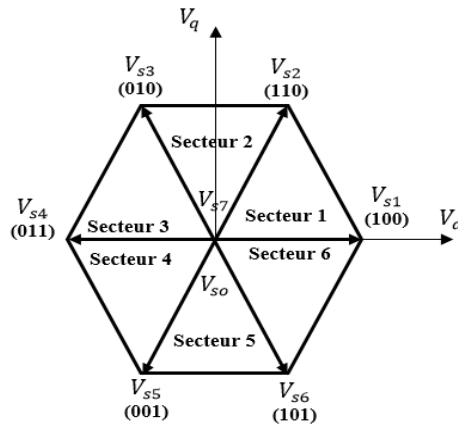


Figure 3.5. Représentation du cercle hexagonal de commutation.

La matrice de transformation K_s donnée dans l'équation (3.16) permet d'obtenir la tension de référence souhaitée V_{ref} dans le repère $(d - q)$. L'objectif principal de la technique de MLI d'espace vectoriel est utilisée pour développer le modèle mathématique de la machine asynchrone est d'approximer le vecteur de tension de référence V_{ref} en utilisant les huit états de

commutation possibles. En général, le concept de MLI d'espace vectoriel peut être implémenté en 3 étapes:

- Étape 1: Déterminer les tensions V_d , V_q , V_{ref} et l'angle α .
- Étape 2: Déterminer les durées des temps de commutation de T_1 , T_2 et T_0 .
- Étape 3: Déterminer les temps de commutation de chaque transistor de (s_1 à s_6).
- **Étape 1:** Déterminer les tensions V_d , V_q , V_{ref} et l'angle α .

Les vecteurs de tension V_d , V_q , V_{ref} et l'angle α peuvent être déterminés en utilisant l'équation (3.16) :

$$\begin{cases} V_d = V_{an} - V_{bn} \cos(60) - V_{cn} \cos(60) = V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn} \\ V_q = 0 + V_{bn} \cos(30) - V_{cn} \cos(30) = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn} \end{cases} \quad (3.17)$$

Où la représentation des vecteurs de tension V_d et V_q sous forme matricielle est comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Alors, l'expression de la tension V_{ref} est exprimée comme suite :

$$|\vec{V}_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (3.19)$$

L'expression de l'angle α est déterminée comme suite :

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_q}{V_d} \right) = \omega t = 2\pi f t \quad (3.20)$$

Où f est la fréquence fondamentale.

L'illustration de la tension V_{ref} dans le repère ($d-q$) est représentée dans la Fig. 3.6 ci-dessous :

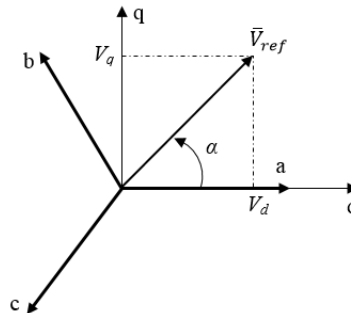


Figure 3.6. Vecteur d'espace tension V_{ref} dans le repère ($d-q$).

- **Étape 2:** Déterminer les durées des temps de commutation de T_1 , T_2 et T_0 .

Pour vérifier l'espace vectoriel il faut savoir dans quel secteur on est, et calculer les temps basés sur les 2 vecteurs de base adjacents et les 2 vecteurs nuls. La méthode la plus simple est de travailler seulement dans le secteur 1.

Une fois que le seuil de temps de chaque vecteur de base est déterminé, on applique ces temps aux vecteurs de base du secteur désiré. En utilisant les notations ci-dessous, il faut évaluer $V_d = V_{ref} \sin(60-\gamma)$ et $V_q = V_{ref} \sin(\gamma)$ en fonction des temps d'application des séquences définies précédemment (T_1 pour \vec{V}_1 et T_2 pour \vec{V}_2) :

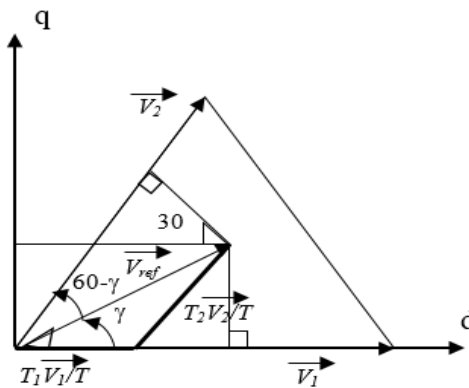


Figure 3.7. V_{ref} comme résultante des vecteurs adjacents du secteur 1.

$$\begin{cases} V_{ref} \sin(\gamma) = V_2 \frac{T_2 \sqrt{3}}{T} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{dc} \frac{T_2 \sqrt{3}}{T} = \frac{V_{dc} T_2}{\sqrt{2} T} \\ V_{ref} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) = \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) V_1 \frac{T_1}{T} \end{cases} \quad (3.21)$$

Alors, à partir de (3.21), on peut déterminer les durées des temps de commutation T_1 et T_2 :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{2}}{V_{dc}} V_{ref} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) T \\ T_2 = \frac{\sqrt{2}}{V_{dc}} V_{ref} \sin(\gamma) T \\ T_0 = T - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (3.22)$$

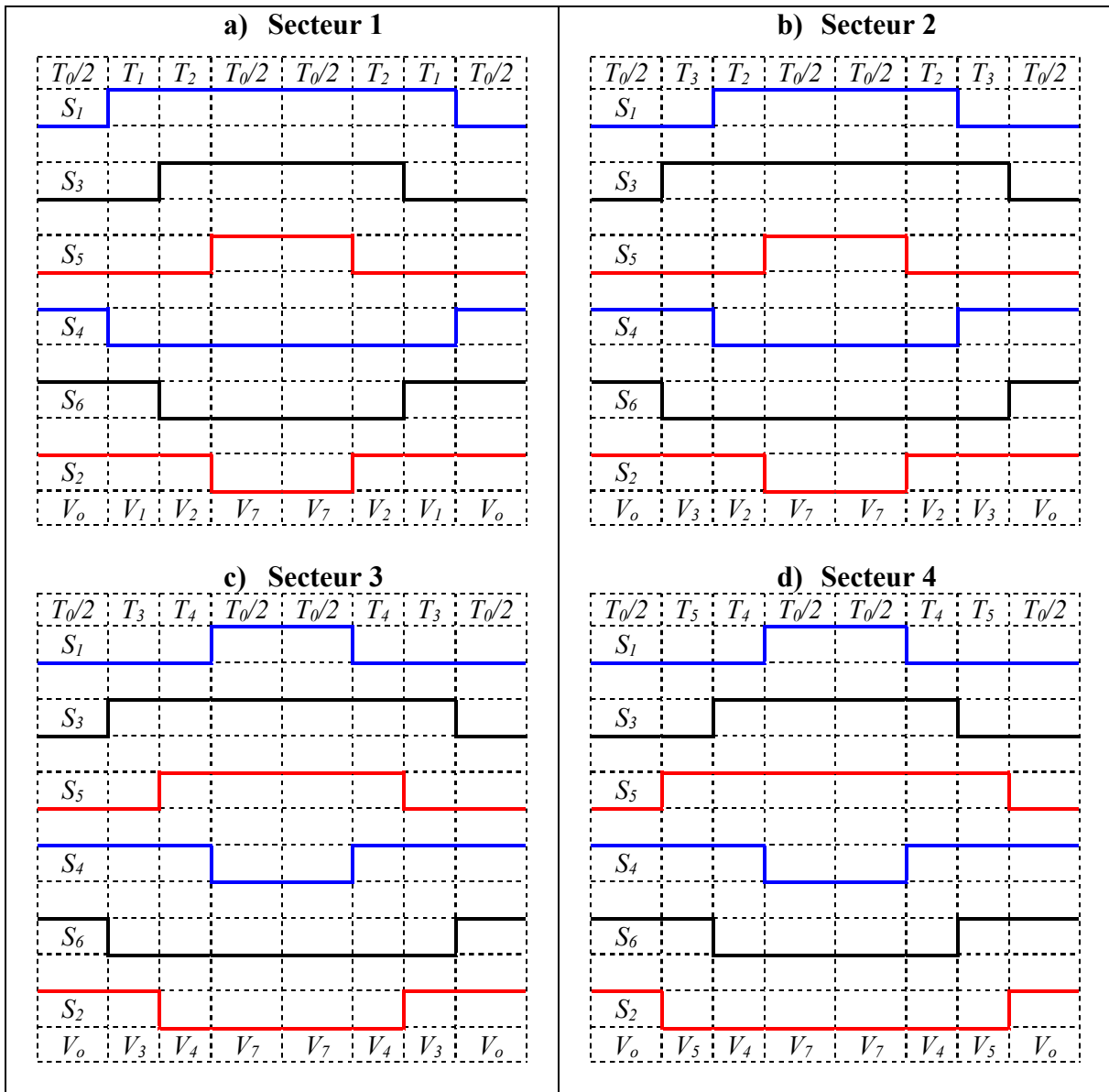
Si la fréquence de commutation est constante ($f_c = \frac{1}{T}$), le vecteur de tension (V_{ref}) peut être obtenu à partir des deux vecteurs V_1 et V_2 disponibles en appliquant chacun d'eux pendant une durée T_1 et T_2 selon l'équation (3.22). Le reste de temps est T_0 qui désigné pour la durée d'application des vecteurs nul (V_0 et V_7).

Tous les temps supplémentaires obtenus sont un résultat d'étape de commutation durant un (1) cycle de rotation. Dans le secteur « 1 » par exemple vous ajoutez toutes les parties a, b et c des commutations (000, 001, 011, 111) donc : a est faite pour $T_1+T_2 +T_0/2$, b pour $T_2 + T_0/2$ et c

pour $T_0/2$ ça c'est clair quand on voit dans le tableau de la page suivante, cet exemple est proportionnel avec le fait que vous voulez un seul changement de commutation à la fois pour minimiser les pertes des commutations dans l'onduleur.

- **Étape 3:** Déterminer les temps de commutation de chaque transistor de (s_1 à s_6)

Fig. 3.8 représente les temps de commutation du MLI d'espace vectorielle de chaque secteur



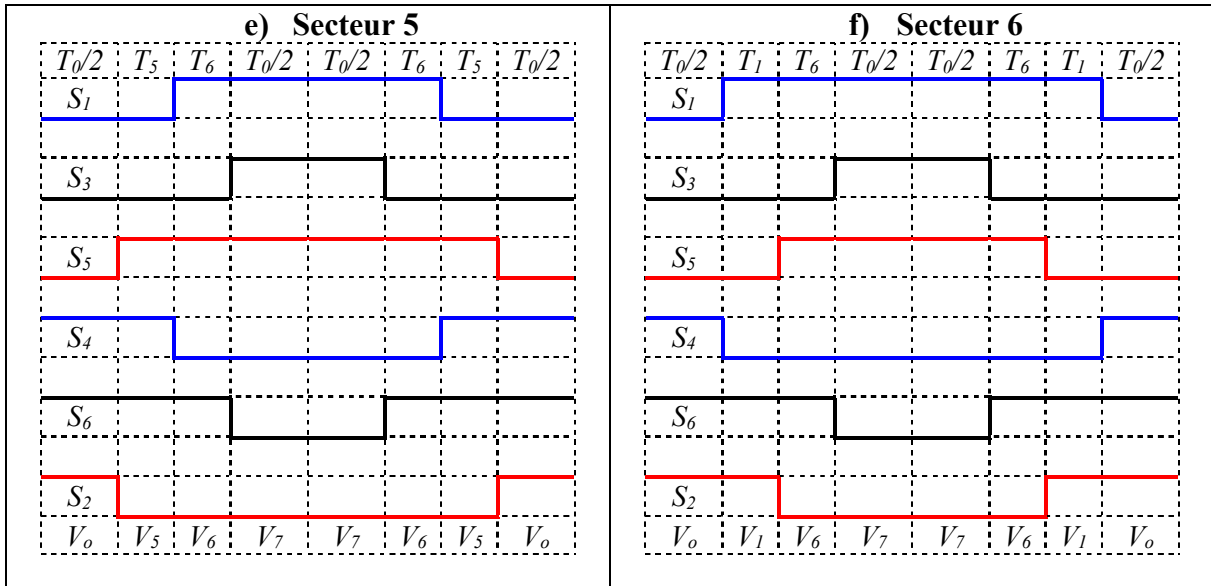


Figure 3.8. Temps de commutation du MLI d'espace vectorielle dans chaque secteur.

En se basant sur la Fig. 3.8, on peut calculer le temps de commutation dans chaque secteur. Ce calcul est résumé dans le tableau 3.2, et sera également modélisé dans l'environnement Matlab/Simulink pour l'implémentation du MLI d'espace vectorielle.

Tableau 3.2 : les équations de calcul de temps de commutation

Secteur	Durée de commutation	Interrupteurs supérieurs (S ₁ , S ₃ , S ₅)	Interrupteurs inférieurs (S ₄ , S ₆ , S ₂)
1	$\begin{cases} T_1 = \frac{(-\sqrt{6}V_d - \sqrt{2}V_q)}{2V_{dc}} T \\ T_2 = \frac{\sqrt{2}V_q}{V_{dc}} T \\ T_0 = \frac{T - (T_1 + T_2)}{4} T \end{cases}$	$\begin{aligned} S_1 &= T_1 + T_2 + T_0/2 \\ S_3 &= T_2 + T_0/2 \\ S_5 &= T_0/2 \end{aligned}$	$\begin{aligned} S_4 &= T_0/2 \\ S_6 &= T_2 + T_0/2 \\ S_2 &= T_1 + T_2 + T_0/2 \end{aligned}$
2	$\begin{cases} T_2 = \frac{(\sqrt{6}V_d + \sqrt{2}V_q)}{2V_{dc}} T \\ T_3 = \frac{(-\sqrt{6}V_d + \sqrt{2}V_q)}{2V_{dc}} T \\ T_0 = \frac{T - (T_2 + T_3)}{4} T \end{cases}$	$\begin{aligned} S_1 &= T_2 + T_0/2 \\ S_3 &= T_3 + T_2 + T_0/2 \\ S_5 &= T_0/2 \end{aligned}$	$\begin{aligned} S_4 &= T_3 + T_0/2 \\ S_6 &= T_0/2 \\ S_2 &= T_3 + T_2 + T_0/2 \end{aligned}$

3	$\begin{cases} T_3 = \frac{\sqrt{2}V_q T}{V_{dc}} \\ T_4 = \frac{(-\sqrt{6}V_d - \sqrt{2}V_q) T}{2V_{dc}} \\ T_0 = \frac{T - (T_3 + T_4) T}{4} \end{cases}$	$\begin{aligned} S_1 &= T_0/2 \\ S_3 &= T_3 + T_4 + T_0/2 \\ S_5 &= T_4 + T_0/2 \end{aligned}$	$\begin{aligned} S_4 &= T_3 + T_4 + T_0/2 \\ S_6 &= T_0/2 \\ S_2 &= T_3 + T_0/2 \end{aligned}$
4	$\begin{cases} T_4 = \frac{(-\sqrt{6}V_d - \sqrt{2}V_q) T}{2V_{dc}} \\ T_5 = \frac{-\sqrt{2}V_q T}{V_{dc}} \\ T_0 = \frac{T - (T_4 + T_5) T}{4} \end{cases}$	$\begin{aligned} S_1 &= T_0/2 \\ S_3 &= T_4 + T_0/2 \\ S_5 &= T_5 + T_4 + T_0/2 \end{aligned}$	$\begin{aligned} S_4 &= T_5 + T_4 + T_0/2 \\ S_6 &= T_5 + T_0/2 \\ S_2 &= T_0/2 \end{aligned}$
5	$\begin{cases} T_5 = \frac{(-\sqrt{6}V_d - \sqrt{2}V_q) T}{2V_{dc}} \\ T_6 = \frac{(\sqrt{6}V_d - \sqrt{2}V_q) T}{2V_{dc}} \\ T_0 = \frac{T - (T_5 + T_6) T}{4} \end{cases}$	$\begin{aligned} S_1 &= T_6 + T_0/2 \\ S_3 &= T_0/2 \\ S_5 &= T_5 + T_6 + T_0/2 \end{aligned}$	$\begin{aligned} S_4 &= T_5 + T_0/2 \\ S_6 &= T_5 + T_6 + T_0/2 \\ S_2 &= T_0/2 \end{aligned}$
6	$\begin{cases} T_6 = \frac{-\sqrt{2}V_q T}{V_{dc}} \\ T_1 = \frac{(\sqrt{6}V_d + \sqrt{2}V_q) T}{2V_{dc}} \\ T_0 = \frac{T - (T_6 + T_1) T}{4} \end{cases}$	$\begin{aligned} S_1 &= T_1 + T_6 + T_0/2 \\ S_3 &= T_0/2 \\ S_5 &= T_6 + T_0/2 \end{aligned}$	$\begin{aligned} S_4 &= T_0/2 \\ S_6 &= T_1 + T_6 + T_0/2 \\ S_2 &= T_1 + T_0/2 \end{aligned}$

Le choix des séquences s'effectue suivant l'algorithme décrit ci-dessous. Il peut être traité par une routine d'interruption activée en synchronisme avec une horloge de période T.

3.4.3 Algorithme de détermination des secteurs

$$\begin{cases} Si \quad -30^0 < \alpha < 30^0 \text{ alors Secteur} = S_1 \\ Si \quad 30^0 < \alpha < 90^0 \text{ alors Secteur} = S_2 \\ Si \quad 90^0 < \alpha < 150^0 \text{ alors Secteur} = S_3 \\ Si \quad 150^0 < \alpha < 210^0 \text{ alors Secteur} = S_4 \\ Si \quad 210^0 < \alpha < 270^0 \text{ alors Secteur} = S_5 \\ Si \quad 270^0 < \alpha < 330^0 \text{ alors Secteur} = S_6 \end{cases} \quad (3.23)$$

T_1 , T_2 et $T_0/2$, sont les valeurs scalaires des vecteurs de tensions a, b et c. Une fois que ces valeurs sont sélectionnées pour a, b et c on les utilise à l'onduleur pour créer un espace vectoriel.

Tableau 3.3. Représentation de la création de l'espace vectoriel.

Secteurs	Séquence de commutation				Temps de commutation			
1	000	100	110	111	$T_0/2$	T_1	T_2	$T_0/2$
2	000	101	110	111	$T_0/2$	T_2	T_3	$T_0/2$
3	000	101	011	111	$T_0/2$	T_3	T_4	$T_0/2$
4	000	001	011	111	$T_0/2$	T_4	T_5	$T_0/2$
5	000	001	101	111	$T_0/2$	T_5	T_6	$T_0/2$
6	000	100	101	111	$T_0/2$	T_6	T_1	$T_0/2$

3.5 La commande directe de couple DTC

La commande directe de couple (DTC, Direct Torque Control) appliquée aux machines électriques à inductions est apparue dans la moitié des années 80. C'était une alternative aux méthodes classiques de contrôle par modulation de largeur d'impulsions, (PWM, Pulse Width Modulation) et à la commande par orientation du flux rotorique (FOC, Field Oriented Control) [75]–[77].

3.5.1 Principes généraux de la commande par DTC

Le principe de la commande DTC est différent. L'objectif est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur nécessitant un pas de calcul très faible [78].

Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [78].

La commande par DTC de la machine asynchrone, peut-être schématisée par la figure suivante :

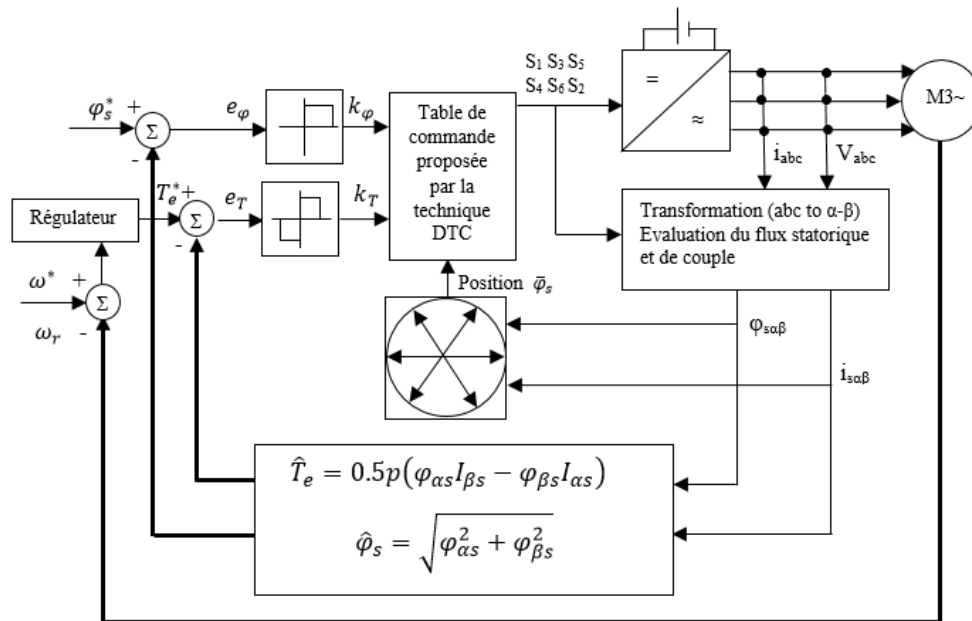


Figure 3.9. Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une machine asynchrone.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe de couple et de flux, débutera à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande indirecte des intensités et des tensions du stator de la machine ;
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales ;
- Une réponse dynamique de la machine très rapide ;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis ;

Cette méthode de commande a pour avantages :

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d,q) ;
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;

- La réponse dynamique est très rapide ;

Et pour inconvénients :

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations de couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche qui augmente les pertes, amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques ;

3.5.2 Stratégie de la commande directe de couple et de flux

La stratégie de la commande directe de couple et de flux qui a été proposée par Takahashi, est basée sur l'algorithme suivant.

- Optimisation du tableau de commutation de l'onduleur à deux et à trois niveaux de tension.
- Contrôle de la fréquence de commutation (utilisation des régulateurs à hystérésis).
- l'utilisation des estimateurs de flux et de couple et la mesure directe des courants de ligne.
- La détermination de séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

Les composantes du flux statorique sont données par (3.27), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation dans le repère fixe (α, β) lié au stator.

- Un algorithme préliminaire similaire à celui (3.26) pour déterminer la position du vecteur de flux Fig. 3.10.

3.5.3 Contrôle du vecteur de flux statorique

Dans le repère fixe (α, β) lié au stator, le flux statorique est estimé à partir de l'équation suivante :

On a :

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - \bar{R}_s \bar{I}_s) dt \quad (3.24)$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur de tension sélectionné est toujours le même, d'où :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - \bar{R}_s \bar{I}_s) dt \quad (3.25)$$

Où $\bar{\varphi}_s$ est le vecteur du flux et, $\bar{\varphi}_{s0}$ est le vecteur initial du $\bar{\varphi}_s$ et, \bar{R}_s est la résistance statorique. La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (3.26)$$

On constate alors que sur un intervalle ($t=0$ à $t=T$), l'extrémité du vecteur $\bar{\varphi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur \bar{V}_s sélectionné pendant T .

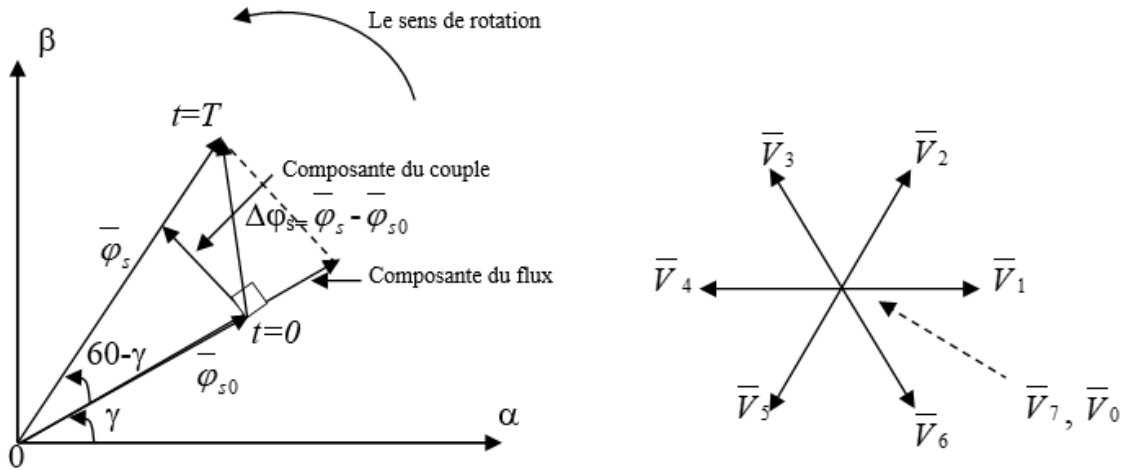


Figure 3.10. Evolution du vecteur du flux dans le plan (α, β) .

3.5.4 Présentation de la structure de contrôle

3.5.4.1 Choix du vecteur de tension \bar{V}_s

Le choix du vecteur \bar{V}_s dépend de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel « secteur (S) », de la variation souhaitée pour le module de $\bar{\varphi}_s$, de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\bar{\varphi}_s$.

L'espace d'évolution de $\bar{\varphi}_s$ dans « secteur (S) » est décomposé en six zones S_i , avec $i = [1, \dots, 6]$, telle que représentée sur la Fig. 3.11.

Lorsque le flux $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans une zone S_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vectrices tensions suivantes :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ augmente et T_e augmente.
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ augmente et T_e diminue.
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ diminue et T_e augmente.
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ diminue et T_e diminue.

Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\varphi}_s$ est arrêtée, d'où une diminution du couple alors que le module du flux $\bar{\varphi}_s$ reste stable.

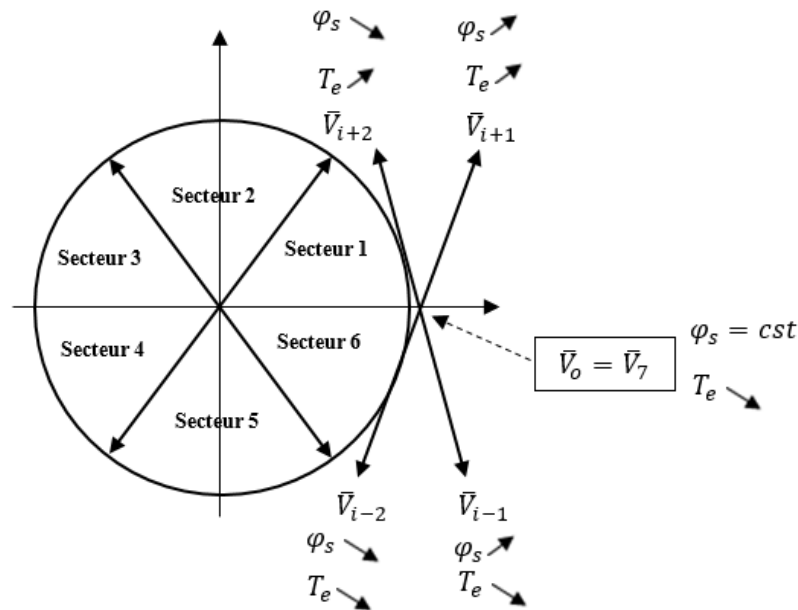


Figure 3.11. Choix du vecteur de tension.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone S_i .

En effet, en début de zone, les vecteurs \vec{V}_{i+1} et \vec{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\varphi}_s$ d'où une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \vec{V}_{i-1} et \vec{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$ en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux dans la zone S_i , les deux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet ceux-ci ont la « composante de flux » la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\varphi}_s$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\varphi}_s$.

Un estimateur du flux en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

3.5.5 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques du courant et de la tension de la machine (3.24). On obtient les composantes (α, β) liées au stator du vecteur $\bar{\varphi}_s$:

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (3.27)$$

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont déterminées à partir des commandes (S_1, S_3, S_5), de la mesure de la tension V_{dc} et en appliquant la transformée (α, β) :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (3.28)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_1 - \frac{1}{2}(S_3 + S_5) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_3 - S_5) \end{cases} \quad (3.29)$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} , où $(i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}) = 0$.

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (3.30)$$

Où :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (3.31)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\hat{\varphi}_s = \sqrt{\hat{\varphi}_{s\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{s\beta}^2} \quad (3.32)$$

La zone S_i dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est déterminé à partir des composants $\hat{\varphi}_{s\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{s\beta}$.

On peut estimer le couple à partir de l'équation suivante :

$$\hat{T}_e = 0.5.p(\hat{\varphi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (3.33)$$

3.5.6 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Le but du correcteur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\varphi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la Fig. 3.12.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\varphi}_s$, afin de sélectionner le vecteur de tension correspond.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne k_φ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($k_\varphi=1$) ou diminuée ($k_\varphi=0$) de façon à maintenir $|\varphi_{sref} - \hat{\varphi}_s| \leq \Delta\varphi_s$, avec φ_{sref} la consigne de flux et $\Delta\varphi_s$ la largeur du correcteur d'hystérésis.

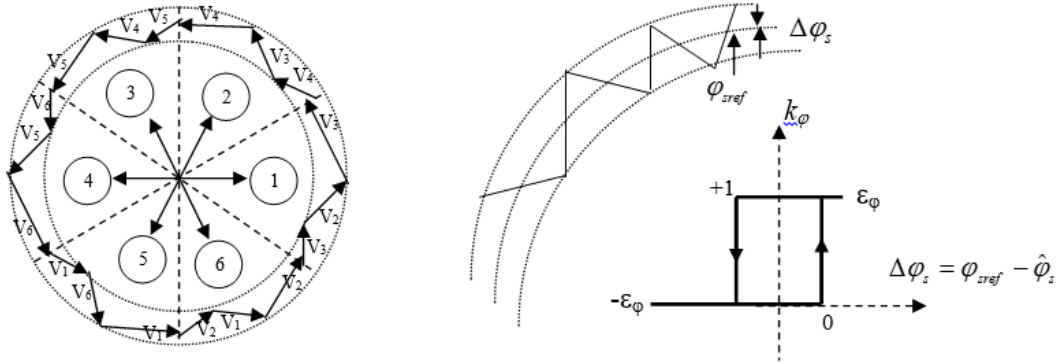


Figure 3.12. Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions correspondant.

On peut écrire aussi : $\Delta\varphi_s = \varphi_{sref} - \hat{\varphi}_s$

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{alors } k_\varphi = 1 \\ \text{Si } -\varepsilon_\varphi \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} \geq 0 & \text{alors } k_\varphi = 0 \\ \text{Si } -\varepsilon_\varphi \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} \leq 0 & \text{alors } k_\varphi = 1 \\ \text{Si } \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & \text{alors } k_\varphi = 0 \end{cases} \quad (3.34)$$

3.5.7 Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|T_{eref} - \hat{T}_e| \leq \Delta T_e$, avec T_{eref} la référence de couple et ΔT_e la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées, un correcteur à hystérésis à deux niveaux, ou un correcteur à hystérésis à trois niveaux qu'on a utilisés dans cette étude.

3.5.8 Le correcteur à trois niveaux

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur représentée par la variable booléen k_{T_e} indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($k_{T_e} = 1$) pour une consigne positive et ($k_{T_e} = -1$) pour une consigne négative ou diminué pour ($k_{T_e} = 0$).

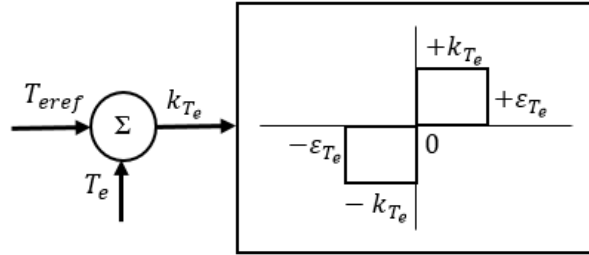


Figure 3.13. Correcteur de couple à hystérésis de trois niveaux.

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure. On peut illustrer alors une structure introduire le correcteur de couple :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta T_e > \varepsilon_{T_e} & \text{alors } k_{T_e} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta T_e \leq \varepsilon_{T_e} \text{ et } \frac{dT_e}{dt} \geq 0 & \text{alors } k_{T_e} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta T_e \leq \varepsilon_{T_e} \text{ et } \frac{dT_e}{dt} \leq 0 & \text{alors } k_{T_e} = 1 \\ \text{Si } \Delta T_e < -\varepsilon_{T_e} & \text{alors } k_{T_e} = -1 \\ \text{Si } -\varepsilon_{T_e} \leq \Delta T_e \leq 0 \text{ et } \frac{dT_e}{dt} \geq 0 & \text{alors } k_{T_e} = 0 \\ \text{Si } -\varepsilon_{T_e} \leq \Delta T_e \leq 0 \text{ et } \frac{dT_e}{dt} \leq 0 & \text{alors } k_{T_e} = -1 \end{array} \right. \quad (3.35)$$

3.5.9 Elaboration du tableau de commande

Le tableau de commande est construit en fonction de l'état des variables k_φ et k_{T_e} , et de la zone S_i de position de $\bar{\varphi}_s$. Elle se présente donc sous la forme suivante :

Tableau 3.4 : Séquences de commutation proposées par la technique DTC

Secteur (S_i)		1	2	3	4	5	6
$k_\varphi = 1$	$k_{T_e} = 1$	110	010	011	001	101	100
	$k_{T_e} = 0$	111	000	111	000	111	000
	$k_{T_e} = -1$	101	100	110	010	011	001
$k_\varphi = 0$	$k_{T_e} = 1$	010	011	001	101	100	110
	$k_{T_e} = 0$	000	111	000	111	000	111
	$k_{T_e} = -1$	001	101	100	110	010	011

Les séquences nulles \bar{V}_0 et \bar{V}_7 , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart ΔT_e . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande $-\varepsilon_{T_e} \leq \Delta T_e \leq \varepsilon_{T_e}$.

3.5.10 Le diagramme usuel de la commande DTC appliqué à la machine asynchrone

Avec la commande DTC il est possible de contrôler directement le flux et le couple électromagnétique, le contrôle indirect de la tension et du courant, le couple a de très bonnes performances dynamiques, et la bande d'hystérésis dépend à la fréquence de commutation de l'onduleur.

Le contrôle du couple est assuré par une commutation entre les états de repos (où, la tension appliquée aux bornes de la machine étant nulle, le flux statorique reste fixe) et les états actifs (où, la machine étant alimentée, le flux statorique avance). Une augmentation du couple de consigne conduit à une accélération du flux, donc une augmentation du glissement et du couple T_e . Inversement, une diminution du couple de consigne entraîne une décélération du flux statorique, donc une diminution du glissement et du couple T_e . La figure ci-dessus illustre la structure de la commande directe du flux et du couple.

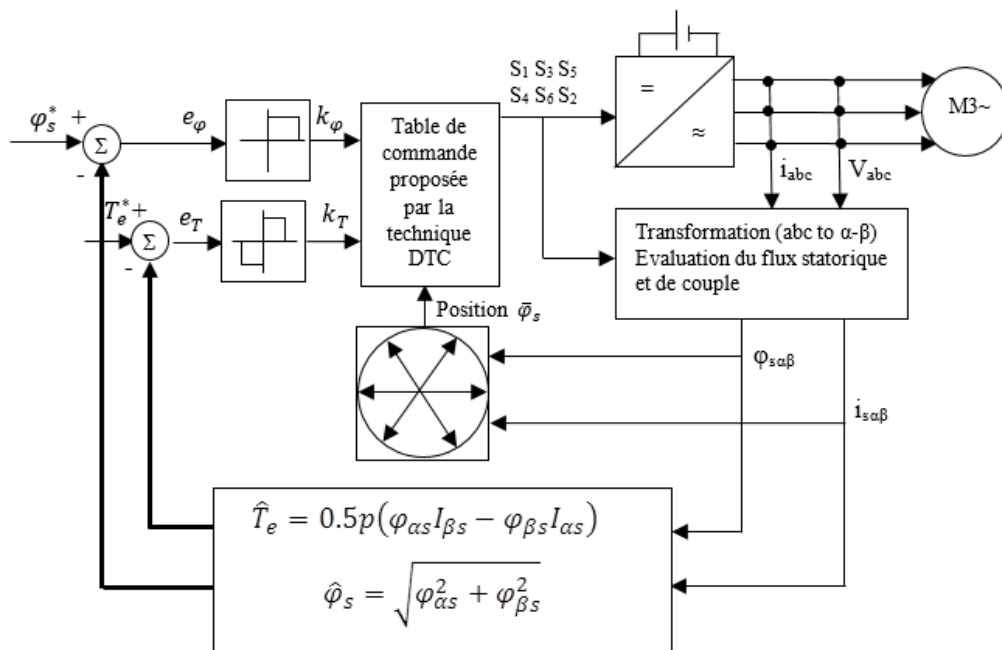


Figure 3.14. Commande directe du flux et du couple d'une machine asynchrone.

3.6 Résultats de simulation

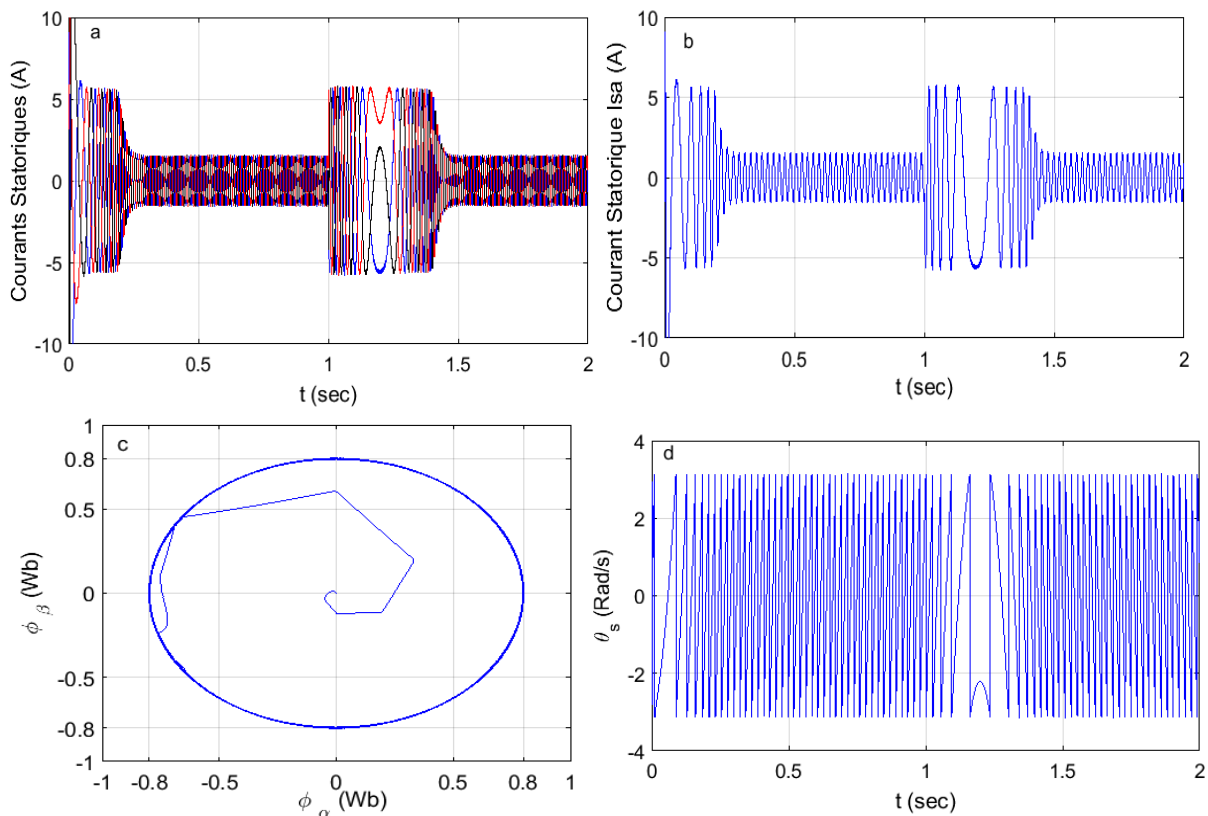
On présente dans ce paragraphe les résultats de simulations relatives à la commande DTC conventionnelle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension triphasé à MLI d'espace vectoriel et en l'absence de la boucle de réglage de vitesse. Un programme de

simulation, établi sous l'environnement Matlab/Simulink, nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des diverses grandeurs électriques et mécaniques. Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de 100 μ s.

3.7 Commande par DTC sans boucle de vitesse

Figs. 3.15 représentent respectivement l'évolution des courants statoriques et celui de la phase a , du flux statorique dans le plan (α, β) , l'angle de déphasage θ_s , de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de l'actionneur alimenté par un onduleur triphasé commandé par la DTC sans boucle de vitesse, en absence de la charge et aussi pour une inversion de la consigne de vitesse à l'instant $t=1$ s.

Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine. Ainsi, on applique une consigne de couple adopté à sa valeur nominale (6 Nm). Ceci entraîne une consigne de flux de (0,8 Wb).



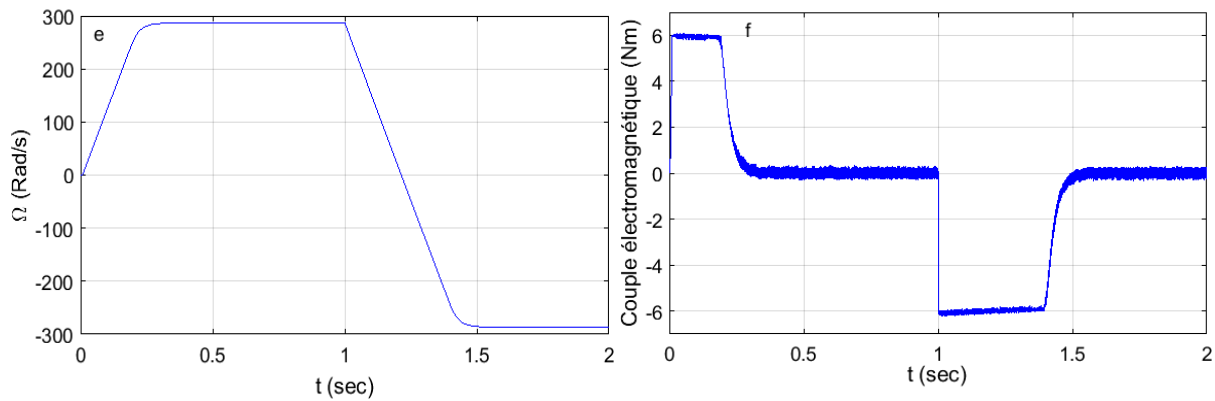


Figure 3.15. Résultats de simulation de la commande par DTC sans boucle de vitesse
 a) Courants statoriques, b) Courant de la phase A, c) Flux dans le plan (α, β)
 d) L'angle entre φ_α et φ_β , e) Vitesse de rotation, f) Couple électromagnétique.

3.8 Généralité sur la commande par mode glissant

Les systèmes d'entraînements électriques à vitesse variable présentent en plus des perturbations extérieures, des variations paramétriques du système lui-même. Ceci, influe considérablement sur son comportement d'une manière non désirée. Cependant, ce travail présente une contribution visant à améliorer les performances du système malgré les variations jugées inévitables. Nous faisons recours à des algorithmes de commande à structure variable (CSV) pour le réglage de vitesse d'un moteur triphasé asynchrone alimenté par un onduleur de tension. Le régulateur en mode glissant (MG) permet d'améliorer la robustesse du contrôle souhaité malgré les perturbations [79]. Les résultats de simulation obtenus illustrent des bonnes performances de cette technique de contrôle. La structure du contrôle direct du flux et du couple est alors résumée ci-dessous.

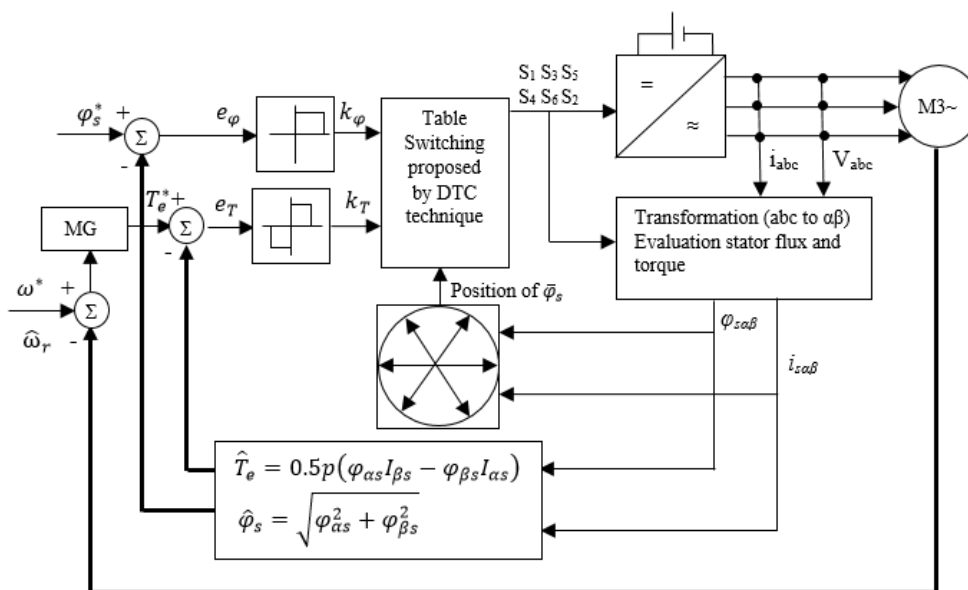


Figure 3.16. Commande directe du flux et du couple doté par un régulateur en mode glissant (Boucle de vitesse).

3.8.1 Description de régulateur en mode glissant

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [80]–[82]. Et qu'elle est insensible aux variations paramétriques, aux perturbations et aux non-linéarités. Ce type de commande (CSV) présente plusieurs avantages tels que :

- La robustesse ;
- Une précision importante ;
- Stabilité et simplicité ;
- Temps de réponse très faible ;

Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identification des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système.

La modélisation de la (CSV) conduit à des équations différentielles de la forme:

$$\dot{x} = f(t, x) \quad (3.36)$$

Où x est un vecteur de dimension n : $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ et $f(t, x)$ sont des fonctions continues par morceaux, présentant des discontinuités sur une surface S qui peut s'exprimer l'hypersurface $S(x) = 0$, de dimension $(n - 1)$ et que divise l'espace en deux parties selon le signe de $S(x)$ positif ou négatif.

Lorsque la trajectoire de phase reste sur la surface $S(x)$, le système est dit en régime glissant limite et cela jusqu'à ce qu'il arrive à un état d'équilibre. La condition pour l'obtention du régime glissant est telle que.

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.37)$$

La condition formulée par (3.37), qui assure que la surface (S) est attractive pour les trajectoires de phase, est l'inégalité fondamentale utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable.

Tant que la condition (3.37) est vérifiée, la dynamique du système sur $S(x)$, ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction $f(t, x)$ et dépendent uniquement des paramètres de l'hypersurface choisie, ceci expliquant l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commandée.

3.8.2 Conception de régulateur en mode glissant

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

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_v \cdot \Omega_r = T_{em} - T_r \quad (3.38)$$

Où J le moment d'inertie, f_v le frottement visqueux, T_r le couple de résistance, et T_{em} le couple électromagnétique.

L'équation mécanique reliant la vitesse et le courant statorique est du premier ordre. Par conséquent on choisit pour l'asservissement de vitesse une variété d'ordre zéro.

$$S_\Omega = K_\Omega e_\Omega \quad (3.39)$$

Où :

$e_\Omega = \Omega_{ref} - \Omega_r$ est l'erreur entre la consigne de vitesse et la vitesse mesurée, K_Ω est un coefficient positif.

La commande utilisée est de type :

$$u = u_{eq} - u_n \quad (3.40)$$

La commande équivalente est déterminée à partir de la condition :

$$S_\Omega = \frac{dS_\Omega}{dt} = 0 \quad (3.41)$$

$$\frac{dS_\Omega}{dt} = \frac{de_\Omega}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \frac{k_T}{J} (u_{eq} + u_n) + \frac{f}{J} \Omega_r + \frac{C_r}{J} = 0 \quad (3.42)$$

Où :

$$k_T = \frac{3}{4} p \frac{N_r M_{sr}}{L_{rk}^T}$$

Alors, l'équation (3.42) devient comme suite :

$$\frac{dS_\Omega}{dt} = -\frac{k_T}{J} (u_{eq} + u_n) + \frac{f}{J} \Omega_r + \frac{T_L}{J} = 0 \quad (3.43)$$

Etant donné que $u_n = 0$, l'expression de la commande équivalente devient :

$$u_{eq} = \frac{f\Omega_r + T_L}{k_T} \quad (3.44)$$

La commande discontinue u_n est choisie de manière à assurer la condition de glissement :

$$S_\Omega \frac{dS_\Omega}{dt} < 0 \quad (3.45)$$

Où :

$$\frac{dS_\Omega}{dt} = -\frac{k_T u_n}{J} \quad (3.46)$$

L'expression de $\frac{dS_\Omega}{dt}$ est obtenue en substituant la valeur de u_{eq} donnée par (3.44) dans

(3.43). Donc :

$$\begin{cases} Si S_\Omega > 0 & u_n < 0 \\ Si S_\Omega < 0 & u_n > 0 \end{cases} \quad (3.47)$$

Généralement la commande discrète par mode glissant peut prendre la forme de type signe (Sgn) pour la commutation de la surface S de glissement. Toutefois, l'inconvénient

de la commande de type signe entraine l'apparition d'un phénomène connu en terme anglo-saxon sous le nom de "chattering". En régime permanent, ce phénomène apparaît comme une oscillation de haute fréquence due à la discontinuité brutale au voisinage du zéro. Fig. 3.17 représente la fonction de la commande discrète de type signe.

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

$$\begin{cases} Sgn(S_\Omega) = +1 & \text{si } S_\Omega > 0 \\ Sgn(S_\Omega) = -1 & \text{si } S_\Omega < 0 \end{cases} \quad (3.48)$$

u_n s'exprime donc comme suite :

$$u_n = K Sgn(S_\Omega) \quad (3.49)$$

Où K est un gain positif.

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure suivante :

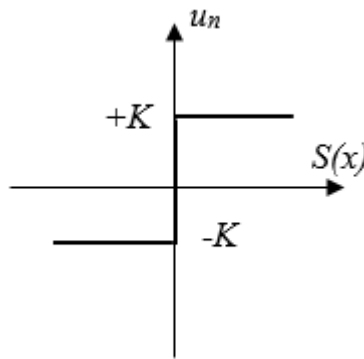


Figure 3.17. Fonction de type signe.

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évité en rendant continue la commande discontinue u_n , en remplaçant la fonction signe par la fonction continue voisine [14] :

$$u_n = K \frac{S_\Omega}{|S_\Omega| + \lambda} \quad (3.50)$$

Où λ est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque λ tend vers à 0, on tend vers la même commande discontinue définie par (3.49). La fonction u_n continue est illustrée sur la Fig. 3.18.

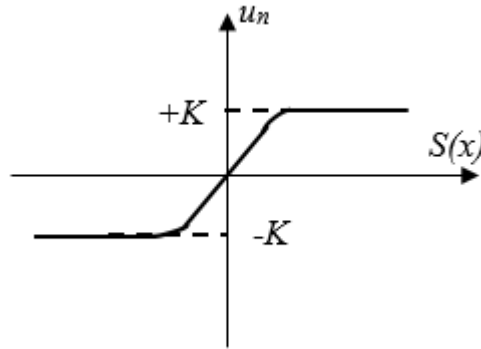


Figure 3.18. Fonction de type signe continue.

Pour augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale qui devient active lorsque le point est « proche » de la surface. En général, le compensateur intégral diminue l'erreur en régime permanent, mais il est souvent indésirable pour les régimes transitoires brusques, car il provoque des oscillations supplémentaires sur la réponse. La commande u_n dans ce cas devient :

$$u_n = K \frac{S_\Omega}{|S_\Omega| + \lambda} + \eta \quad (3.51)$$

Avec :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$$

$$\begin{cases} \text{si } S_\Omega < \varepsilon \text{ ou } S_\Omega > -\varepsilon \text{ alors } \gamma = \gamma_0 \int S_\Omega dt ; \eta = \eta_0 \int S_\Omega dt \\ \text{si } S_\Omega > \varepsilon \text{ ou } S_\Omega < -\varepsilon \text{ alors } \gamma = 0 ; \eta = 0 \end{cases} \quad (3.52)$$

Où λ_0 , γ_0 , η_0 , ε sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références. A l'aide de cette commande, on divise l'espace où évoluent les trajectoires de phase en deux parties : l'une avec $\lambda \rightarrow 0$ et $|S_\Omega| > \varepsilon$ avec une commande de type (3.49) et l'autre où $|S_\Omega| < \varepsilon$ avec une commande de type (3.51).

Le paramètre ε est déterminé selon le système concret et ses caractéristiques. Il sert à activer ou désactiver l'action intégrale pendant certains régimes de fonctionnement. Ce type de commande est difficile à mettre en pratique car il y a un grand nombre de paramètres à déterminer.

La détermination des coefficients λ , γ , η et ε résultent de l'expérience accumulée lors des simulations numériques et la détermination des paramètres cités est non exprimable sous forme analytique. En général, le paramètre λ est de l'ordre de l'erreur maximale pour l'asservissement concerné. Le paramètre ε définit les conditions pour que la correction intégrale soit active ou pas, sa définition corresponde aux buts de l'asservissement (rapidité,

précision, robustesse). Si on souhaite une grande rapidité, on peut activer la correction intégrale qu'en fin du régime transitoire. Les valeurs des paramètres λ et η sont déterminées en fonction du choix compromis rapidité, précision et robustesse par simulation numérique.

Fig. 3.19 représente respectivement l'évolution des courants statoriques, courant I_{sa} , le flux statorique dans le plan (α, β) , l'angle de déphasage θ_s après la commande qui apparaît illustre les 6 secteurs de la commande DTC (Fig. 3.19 (d)), la vitesse de rotation et le couple électromagnétique.

Ce test concerne le fonctionnement de la machine à vide avec un régulateur en mode glissant en boucle de vitesse de consigne 250 rad/s, à $1.5 \text{ s} < t < 2 \text{ s}$ on applique une charge de 3 N.m.

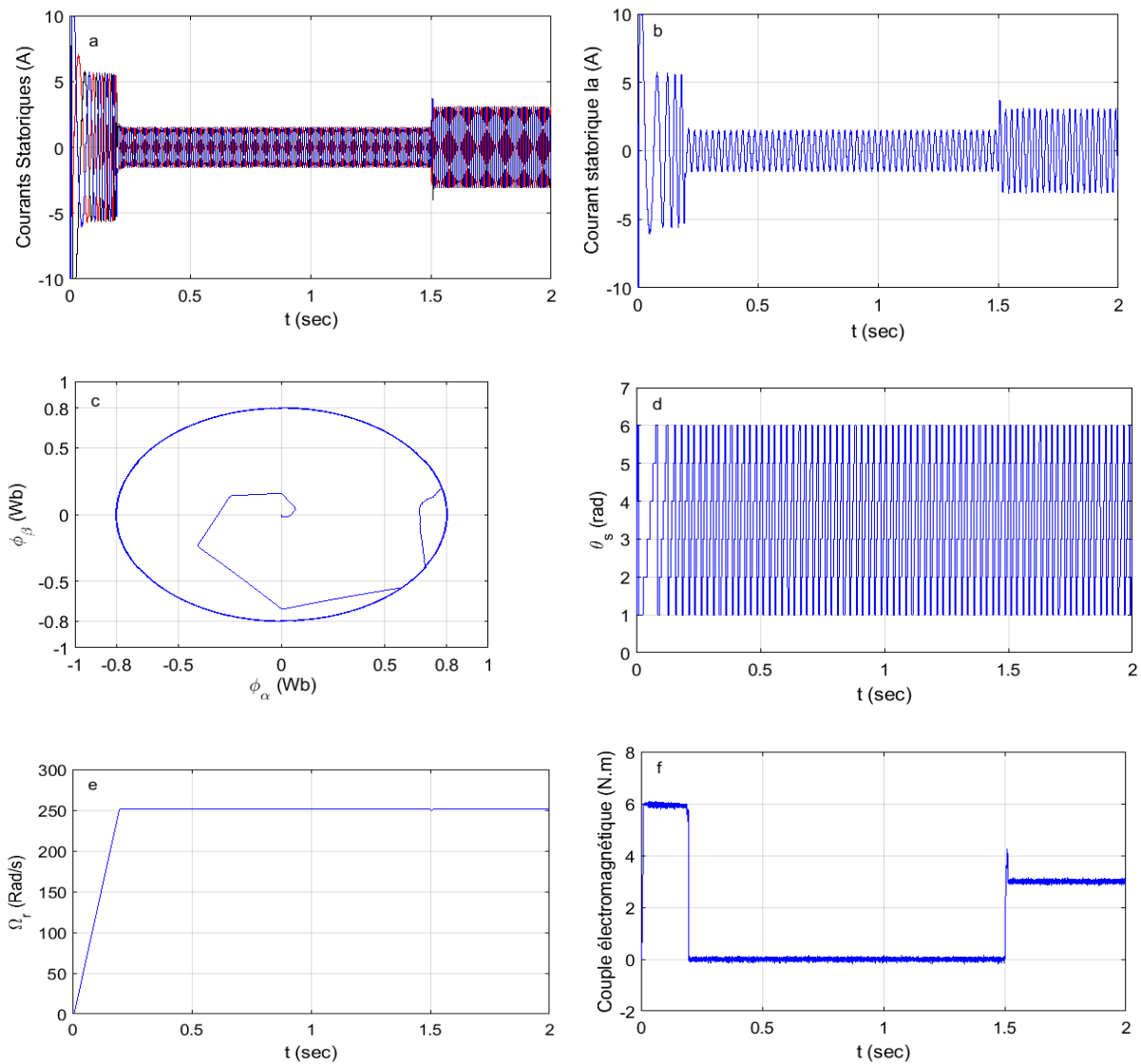


Figure 3.19. Résultats de simulation de la commande en boucle fermée (MG)
 a) Courants statoriques, b) Courant de la phase A, c) Flux dans le plan (α, β)
 d) L'angle entre ϕ_α et ϕ_β , e) Vitesse de rotation, f) Couple électromagnétique.

fractionnaire sont la définition de Grünwald-Letnikov (GL), la définition de Riemann-Liouville (RL) et la définition de Caputo.

La définition de l'ordre α par la dérivée de RL décrite comme suite :

$${}^1D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau) d\tau}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (3.53)$$

Pour $(n - 1 < \alpha < n)$ qui est supposé être un nombre réel qui satisfait à la restriction $(0 < \alpha \leq 1)$ et $\Gamma(\cdot)$ est la fonction Gamma.

Dans la définition ci-dessus, $\Gamma(m)$ est la fonction factorielle, définie pour le réel positif m , par l'expression suivante:

$$\Gamma(m) = \int_0^\infty y^{m-1} e^{-y} dy \quad (3.54)$$

Pour lequel, lorsque m est un entier, il retient que $\Gamma(m + 1) = m$

Pour les besoins de la simulation, l'algorithme d'approximation récursive d'Oustaloup (ORA) est utilisé.

La méthode est basée sur l'hypothèse d'ajustement de la plage de fréquences sous la forme (w_b, w_h) . La méthode est basée sur l'approximation d'une fonction de la forme [44]:

$$H(s) = s^\alpha, \alpha > 0 \quad (3.55)$$

Où la fonction rationnelle:

$$H(s) = K \prod_{n=-N}^N \frac{1 + s / w_{z,n}}{1 + s / w_{p,n}} \quad (3.56)$$

On utilise la synthèse des formules ci-dessous pour évaluer les zéros, les pôles et le gain:

$$w_{z,n} = w_b \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{n+N+\frac{1-\alpha}{2}}{2N+1}}, \quad w_{p,n} = w_b \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{n+N+\frac{1-\alpha}{2}}{2N+1}}, \quad K = \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{-0.5\alpha} \prod_{n=-N}^N \frac{w_{z,n}}{w_{p,n}}$$

Où (w_b, w_h) représentent la bande de fréquences de transition limite, ce sont respectivement les approximations de fréquence inférieure et supérieure.

L'équation différentielle du contrôleur PI-OF proposé est donnée par:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I D_t^{-\alpha} e(t) \quad (3.57)$$

Dans cette étude, considérons le contrôleur intégral proportionnel d'ordre fractionnaire dont la fonction de transfert est donnée comme ce qui suit:

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s^\alpha} \quad (3.58)$$

Le contrôleur PI-OF est basé sur les mêmes principes qu'un contrôleur PI classique, sauf que, dans ce cas, l'action de contrôle est calculée au moyen d'intégrales d'ordre fractionnaire, où α désigne l'ordre fractionnel, qui est un nombre réel $\alpha \in (0,1)$.

3.9.1 Spécification de conception

Supposant que la fréquence de croisement du gain soit donnée par ω_c et que la marge de phase soit spécifiée par ϕ_m . Pour assurer la stabilité et la robustesse du système, trois spécifications sont proposées comme suit [85], [86].

- (i) La spécification de la marge de phase,

$$\text{Arg}[G(j\omega_c)] = \text{Arg}[C(j\omega_c)P(j\omega_c)] = -\pi + \phi_m$$

- (ii) La spécification de fréquence de croisement de gain,

$$|G(j\omega_c)|_{dB} = |C(j\omega_c)P(j\omega_c)|_{dB} = 0$$

- (iii) La robustesse de la variation du gain de la plante nécessite que le dérivé de phase par rapport à la fréquence soit nul, c'est-à-dire que le tracé de phase de Bode soit plat à la fréquence de croisement de gain. cela signifie que le système est plus robuste pour obtenir des changements et que les dépassements de la réponse sont presque les mêmes,

$$\left(\frac{d(\text{Arg}(G(j\omega_c)))}{d\omega} \right)_{\omega=\omega_c} = 0$$

3.9.2 Conception du PI-OF pour le contrôle de la vitesse du moteur asynchrone

L'équation $G(s)$ est la fonction de transfert en boucle ouverte de la conception du contrôleur PI-OF pour le contrôle de la vitesse du moteur asynchrone, illustrée par le schéma fonctionnel de la Fig. 3.21, donnée par:

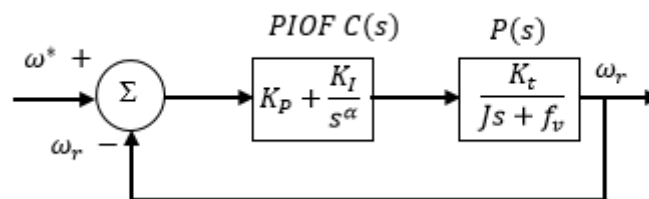


Figure 3.21. Schéma de principe du contrôle de vitesse.

$$G(s) = C(s)P(s) = \left(K_p + \frac{K_I}{s^\alpha}\right) \left(\frac{K_t}{Js + f_v}\right) \quad (3.59)$$

Où:

$$\begin{cases} P(s) = \left(\frac{K_t}{Js + f_v}\right) = \left(\frac{K}{T_m s + 1}\right) \\ C(s) = K_p + \frac{K_I}{s^\alpha} \end{cases} \quad (3.60)$$

Où:

$K = \frac{K_t}{f_v}$ et $T_m = \frac{J}{f_v}$ le constant de temps mécanique.

Selon la phase et le gain du contrôleur PI-OF, la réponse fréquentielle en boucle ouverte $G(j\omega)$ est la suivante:

$$G(j\omega) = C(j\omega)P(j\omega) \quad (3.61)$$

Avec la phase et le gain du $C(s)$ sont les suivants:

$$\begin{aligned} C(j\omega) &= K_p + K_I(j\omega)^{-\alpha} = K_p + K_I\omega^{-\alpha} \cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right) - jK_I\omega^{-\alpha} \sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right) \\ Arg[C(j\omega)] &= -\tan^{-1}\left(\frac{K_I\omega^{-\alpha} \sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)}{K_p + K_I\omega^{-\alpha} \cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)}\right) \end{aligned} \quad (3.62)$$

$$|C(j\omega)| = \sqrt{\left(K_p + K_I\omega^{-\alpha} \cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)\right)^2 + \left(K_I\omega^{-\alpha} \sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)\right)^2} \quad (3.63)$$

La phase et le gain du $P(s)$ sont les suivants:

$$P(j\omega) = \frac{K}{T_m(j\omega)^\alpha + 1} = \frac{K}{\left[1 + T_m\omega^\alpha \cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)\right] + jT_m\omega^\alpha \sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)}$$

$$Arg[P(j\omega)] = -\tan^{-1}\left(\frac{T_m\omega^\alpha \sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)}{1 + T_m\omega^\alpha \cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)}\right) \quad (3.64)$$

$$|P(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{\left(1 + T_m\omega^\alpha \cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)\right)^2 + \left(T_m\omega^\alpha \sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)\right)^2}} \quad (3.65)$$

Selon la spécification (i), la phase de $G(j\omega)$ de (3.61) peut-être exprimée comme suit:

$$Arg[G(j\omega_c)] = -\tan^{-1}\left(\frac{K_I\omega_c^{-\alpha} \sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)}{K_p + K_I\omega_c^{-\alpha} \cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{T_m\omega_c^{-\alpha} \sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)}{1 + T_m\omega_c^{-\alpha} \cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)}\right) = -\pi + \phi_m \quad (3.66)$$

À partir de (3.66), la relation entre K_I et α peut-être établi comme suit:

$$K_I = -\frac{D}{\omega_c^{-\alpha} \sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right) + \omega_c^{-\alpha} \cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)D} \quad (3.67)$$

$$\text{Où : } D = \tan \left[\tan^{-1} \left(\frac{T_m \omega_c^{-\alpha} \sin(\frac{\alpha \pi}{2})}{1 + T_m \omega_c^{-\alpha} \cos(\frac{\alpha \pi}{2})} \right) + \phi_m \right]$$

Selon la spécification (iii) sur la robustesse à obtenir une variation de la plante,

$$\left(\frac{d(\text{Arg}(G(j\omega_c)))}{d\omega} \right)_{\omega=\omega_c} = \left(\frac{K_I \alpha \omega_c^{\alpha-1} \sin(\frac{\alpha \pi}{2})}{\omega_c^{2\alpha} + 2K_I \omega_c^{\alpha} \cos(\frac{\alpha \pi}{2}) + K_I^2} \right) - E = 0 \quad (3.68)$$

Où:

$$E = \frac{T_m \alpha \omega_c^{\alpha-1} \left[\left(1 + T_m \omega_c^{-\alpha} \cos(\frac{\alpha \pi}{2}) \right) \sin(\frac{\alpha \pi}{2}) - \left(T_m \omega_c^{-\alpha} \sin(\frac{\alpha \pi}{2}) \right) \cos(\frac{\alpha \pi}{2}) \right]}{\left(1 + T_m \omega_c^{-\alpha} \cos(\frac{\alpha \pi}{2}) \right)^2 + \left(T_m \omega_c^{-\alpha} \sin(\frac{\alpha \pi}{2}) \right)^2}$$

À partir de (3.68), nous pouvons établir une équation à propos de K_I et α sous la forme suivante,

$$K_I = \frac{-F \pm \sqrt{F^2 - 4E^2 \omega_c^{-2\alpha}}}{2E \omega_c^{-2\alpha}} \quad (3.69)$$

Où:

$$F = E \omega_c^{-\alpha} \cos(\frac{\alpha \pi}{2}) - \alpha \omega_c^{-\alpha-1} \sin(\frac{\alpha \pi}{2})$$

Selon la spécification (ii), nous pouvons établir une équation à propos de K_P ,

$$|G(j\omega_c)|_{dB} = |C(j\omega_c)P(j\omega_c)|_{dB} = 1$$

$$|G(j\omega_c)|_{dB} = \frac{K_P \sqrt{\left(1 + K_I \omega_c^{-\alpha} \cos(\frac{\alpha \pi}{2}) \right)^2 + \left(K_I \omega_c^{-\alpha} \sin(\frac{\alpha \pi}{2}) \right)^2}}{\sqrt{\left(1 + T_m \omega_c^{\alpha} \cos(\frac{\alpha \pi}{2}) \right)^2 + \left(T_m \omega_c^{\alpha} \sin(\frac{\alpha \pi}{2}) \right)^2}} = 1 \quad (3.70)$$

Où le l'équation de K_P est déterminé comme suite:

$$K_P = \sqrt{\frac{\left(1 + T_m \omega_c^{\alpha} \cos(\frac{\alpha \pi}{2}) \right)^2 + \left(T_m \omega_c^{\alpha} \sin(\frac{\alpha \pi}{2}) \right)^2}{\left(1 + K_I \omega_c^{-\alpha} \cos(\frac{\alpha \pi}{2}) \right)^2 + \left(K_I \omega_c^{-\alpha} \sin(\frac{\alpha \pi}{2}) \right)^2}} \quad (3.71)$$

Il est clair que les équations (3.68), (3.69) et (3.71) permettent d'observer que α , K_I et K_P peuvent être obtenus conjointement.

En utilisant une méthode graphique [84], [86], [87], les procédures de conception du contrôleur PI d'ordre fractionnaire pour la détermination de α , K_I et K_P sont brièvement résumés :

- Soit $\omega_c = 30 \text{ rad/s}$ et $\phi_m = 90^\circ$
- D'après les équations (3.68) et (3.69), il est facile d'obtenir les valeurs de α et K_I .
- Après l'obtention de $\alpha = 0.8861$ et $K_I = 4.4614$, il est facile de calculer K_P à partir de (3.71) et qui donne $K_P = 0.0504$.

Ensuite, on peut obtenir le contrôleur PI fractionnaire conçu. La réponse fréquentielle en boucle ouverte peut être corrigée au moyen du contrôleur PI-OF proposé ci-dessous.

$$C(s) = \left(0.0504 + \frac{4.4614}{s^{0.8861}} \right) \quad (3.72)$$

On applique les mêmes conditions de fonctionnement que celles dans le cas de la commande en mode glissant. La commande PI-OF montre des bonnes performances qui apparaissent à travers des grandeurs sorties électriques et mécaniques Fig. 3.22.

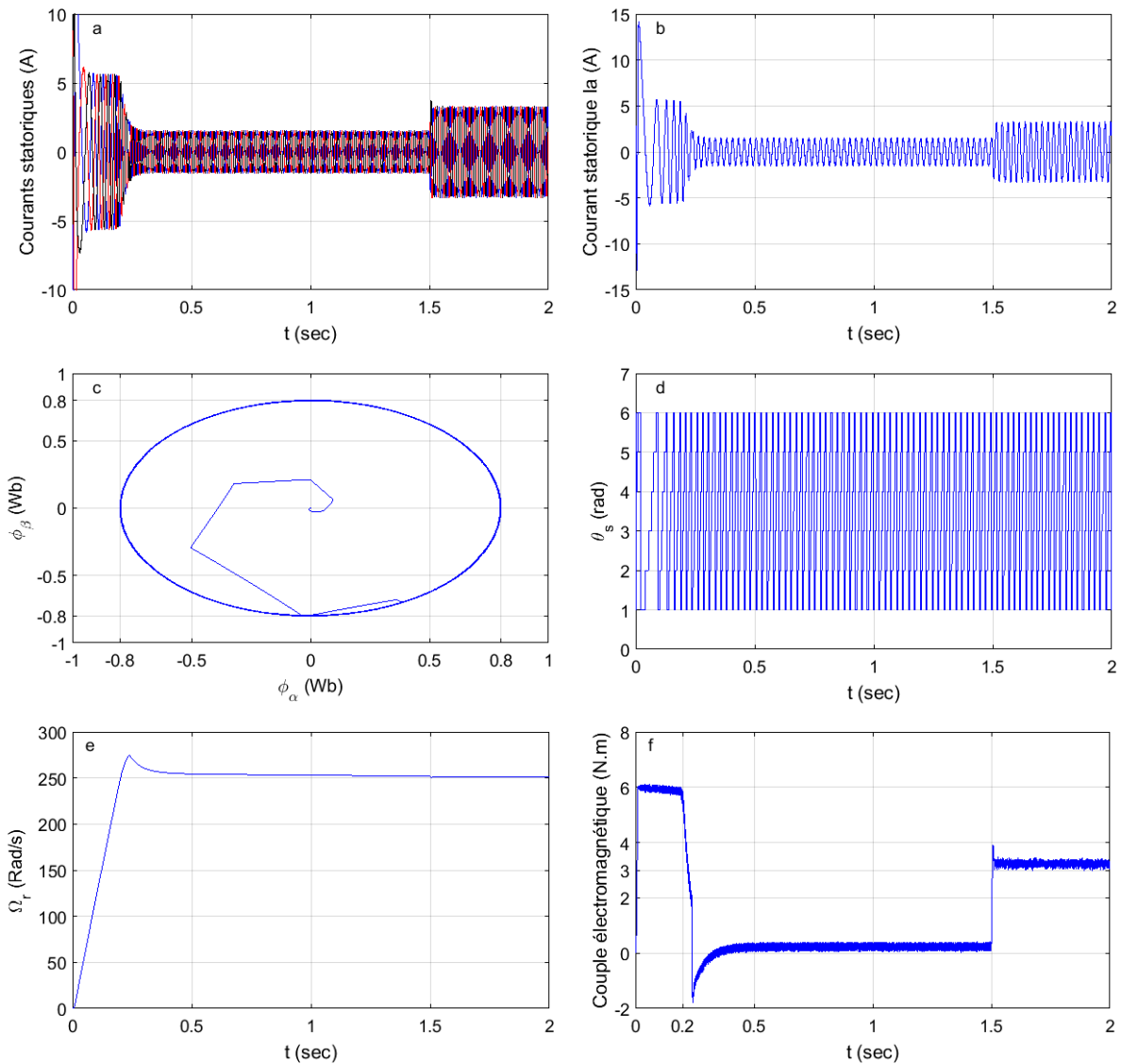


Figure 3.22. Résultats de simulation de la commande en boucle fermée (PI-OF)
 a) Courants statoriques, b) Courant de la phase A, c) Flux dans le plan (α, β)
 d) L'angle entre ϕ_α et ϕ_β , e) Vitesse de rotation, f) Couple électromagnétique.

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a mis en œuvre une stratégie de commande DTC basée sur le principe de découplage entre le couple et le flux. Dans la deuxième partie, deux approches de commande non linéaires par mode glissant, et linéaires PI-OF pour commander la machine asynchrone à vitesse variable ont été mis en œuvre. Ces deux approches ont permis de répondre principalement aux besoins les plus critiques des lois de commande de la machine asynchrone en matière de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine et assurent un bon fonctionnement sur toute la plage de vitesse. Finalement, on a présenté les résultats d'une étude d'exploration des performances de la commande DTC sans et avec boucle de vitesse, qui connut une large utilisation dans le domaine industriel aujourd'hui pour des applications à vitesse variable. Cependant, dans les entraînements en boucle fermée, la boucle de contrôle masque et compense l'effet d'un éventuel défaut survenu au niveau de la machine.

Bien que la commande DTC offre une réponse précise et rapide du couple électromagnétique et du flux statorique. Cependant, les inconvénients majeurs de cette commande sont liés à l'existence des ondulations importantes dans le couple, la variation de la fréquence de commutation due à l'utilisation des comparateurs à hystérésis et la compensation des effets des défauts qui peuvent être apparaissent sur les grandeurs physiques de la machine telle que les courants statoriques. L'objet du prochain chapitre est de mettre en œuvre des techniques basées l'analyse spectrale capable de détecter les défauts tels que les ruptures des barres et d'excentricités en boucle de vitesse.

**CHAPITRE IV : Diagnostic et Détection des Défauts Rotoriques
Survenues dans la Machine Asynchrone Triphasé à Cage en
Boucle Ouverte et en Boucle Fermée**

4.1 Introduction

Les défaillances des machines asynchrones comprennent les défaillances des roulements suscités l'excentricité d'entrefer, sont responsables de 40% à 50% de tous les défauts), les courts-circuits entre spires dans les enroulements du stator qui représentent 30% à 40% des défauts signalés, et les ruptures des barres rotoriques (qui représentent 5% à 10% des défauts) [88]. Dans ce chapitre, notre travail va consacrer à l'étude de diagnostic et détection des défauts de rupture des barres rotoriques et d'excentricité que ce soit statique, dynamique ou mixte, lorsque la machine fonctionne dans des applications à boucle fermée.

Plusieurs contributions dans la littérature traitant de l'analyse des performances des machines asynchrones dans des conditions de rupture des barres et/ou d'excentricité [89]–[93]. L'approche de la fonction d'enroulement [94], qui est détaillée dans le chapitre 2, est une technique très utile pour modéliser la machine dans ces conditions, qui prend en compte toutes les harmoniques de l'espace dans la machine. Ce modèle a donc trouvé une application dans l'analyse des conditions de défaut asymétriques dans les machines telles que les défaillances de rotor [95], les défauts d'enroulement de stator [57], [96] ou l'excentricité de l'entrefer [36], [97].

Les techniques de diagnostic et détection des défauts qui ont été développées pour servir les machines asynchrones alimentés directement par la ligne du réseau, et les entraînements à boucle ouverte, ne peuvent pas être utilisées directement lorsque la machine est incluse dans une application de commande plus complexe tel que la commande directe du couple [98], qui est détaillée dans le chapitre 3, ou la commande à flux orienté [99]. Pour les entraînements en boucle fermée, le système de contrôle masquent l'effet de défaut. Certaines tentatives peuvent être trouvées dans la littérature sur l'utilisation des composantes des axes (d , q) comme des indices de diagnostic [41], [100]. En général, en cas de défauts dans la machine, les harmoniques caractéristiques de défaut qui peuvent être apparais sur les courants statoriques risquent de devenir moins visibles en raison de l'action de compensation par le système de contrôle.

4.2 Défaut de rupture des barres rotoriques

La machine asynchrone à cage, comme toute autre machine électrique tournante, est soumise à une répartition des forces électromagnétiques et mécaniques symétriques. Par conséquent, tout défaut peut se manifester dans la répartition des forces symétriques. De nombreuses recherches ont été menées pour développer des méthodes d'analyse de l'état d'équilibre et du comportement dynamique capables d'introduire un défaut spécifique [101],

[102]. Parmi eux, les modèles dynamiques apportent des solutions sous forme de valeurs instantanées à partir desquelles les composantes du signal peuvent être calculées dans un état quasi permanent [3]. Dans le cas sain, seule la fréquence fondamentale f_s existe dans le spectre des courants statoriques. Quand il y a un défaut de rupture de barre est survenu dans le rotor, la symétrie du rotor de la machine est perdue, ce qui produit un champ magnétique à rotation inverse associé à une composante de séquence inverse à la fréquence $-gf_s$, où s est le glissement. Cette séquence inverse est reflétée du côté du stator, produisant la fréquence $(1 - 2g)f_s$. Ces composantes de fréquence génèrent des interactions électromagnétiques et mécaniques entre les parties stator et rotor. Par conséquence, des effets d'ondulation de couple et de vitesse sont générés à la fréquence $2gf_s$, qui modulent le flux magnétique tournant [103]. Cette modulation produit deux composantes en même temps, une composante supplémentaire du côté droite à $(1 + 2g)f_s$ et une composante gauche à $(1 - 2g)f_s$. Suite à cette processus d'interaction, le contenu en fréquence des courants statoriques montre une série de composantes de défaut aux fréquences, qui présenté sous la forme suivante:

$$f_b = ((1 \pm 2kg)f_s)_{k=1,2,3,\dots} \quad (4.1)$$

Où f_b est la composante caractéristique de défaut de rupture de barres.

Plus précisément, la location précise de ces composantes est lié au nombre de paires de pôles et à la valeur de glissement. L'interaction de ces harmoniques avec la tension d'alimentation purement sinusoïdale provoque des harmoniques faibles spécifiques dues aux ruptures des barres rotoriques dans le spectre de puissance et de couple, qui apparaissent aux fréquences de perturbation suivantes:

$$f_b = \pm 2kgf_s \quad (4.2)$$

Tant que l'impédance de contact entre les barres et le noyau de fer, constituant la cage du rotor, est faible et que les barres de cuivre sont directement insérées dans les fentes en fer laminé, la barre cassée n'est plus qu'une condition physique d'un circuit ouvert entre l'intersection des barres dont les courants transversaux ne peuvent pas circuler. En conséquence, ces courants transversaux entre les barres interagissent avec la densité de flux radiale du stator, générant des efforts axiaux. Ces faits conduisent principalement à l'apparition de deux composantes des harmoniques caractéristiques de défaut de barre autour de la fréquence fondamentale.

4.2.1 Méthodes dédiées au diagnostic de défaut de rupture des barres rotoriques

De nombreuses techniques classiques et intelligentes ont été développées pour la détection de défaut de rupture des barres rotoriques, en utilisant plusieurs signatures apparaissent sur les grandeurs de sortie physiques et mécaniques de la machine, telle que les courants statoriques, le flux statorique, le couple électromagnétique, la vitesse de rotation, les vibrations et la bruit acoustique [31], [32], [88].

4.2.1.1 Description de la méthode MCSA

L'une des signatures de défaut les plus courantes pour la détection de rupture des barres rotoriques dans un moteur asynchrone à cage est la technique de l'analyse des signatures des courants statoriques (MCSA), qui détecte les bandes latérales autour de la fréquence fondamentale [104], [105]. Cette technique a des avantages intrinsèques [106]:

- Il ne nécessite pas l'estimation des paramètres du moteur ;
- Il peut être implémenté à moindre coût en utilisant un transformateur de courant déjà en place dans un système d'entraînement motorisé, et le système n'a pas besoin de s'arrêter ;
- Le MCSA est ainsi devenu la technique standard en matière de diagnostic moteur en ligne ;

Dans le cas sain, les courants statoriques contiennent uniquement une composante de séquence positive. Dans ces conditions idéales, la représentation instantanée des courants statorique est formulée comme suite [107] :

$$\bar{i}_{s0}(t) = I_{s0}^+ \exp[j(\omega t - \varphi_s)] \quad (4.3)$$

Où, I_{s0}^+ est l'amplitude de la composante de séquence positive des courants statoriques dans le cas sain, et φ_s est l'angle de déphasage. L'occurrence d'un défaut de barre rotorique est caractérisée par l'apparition d'une composante de séquence négative et par l'introduction d'une quantité additionnelle dans la composante de séquence positive. Par conséquent, la formule (4.3) des courants statoriques est devenue comme suite :

$$\bar{i}_{sd}(t) = I_s^+ \exp[j(\omega t - \varphi_s)] + I_s^- \exp[j(-\omega t + \varphi_k)] \quad (4.4)$$

Où, φ_k est l'angle de déphasage dans le cas de défaut.

On conclut alors, selon la formule mentionnée ci-dessus, le spectre du courant statorique contient des fréquences additionnelles autour de la fréquence fondamentale à

$f_b = ((1 \pm 2kg)f_s)_{k=1,2,3,\dots}$. En effet, les séquences de $\pm 2kgf_s$ peuvent être identifiées dans le spectre du courant statorique. Cela conduit à la formule instantanée de spectre du courant statorique suivante :

$$\bar{i}_{sd}(t) = I_s^+ \exp[j(\omega t - \varphi_s)] + \sum_{k=1}^{\infty} [I_{sk}^- \exp[j(-k\omega t + \varphi_k)]] \quad (4.5)$$

4.2.1.2 Résultats de simulation

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil triphasé simulé est un moteur bipolaire de 3 kW, 50 Hz, 380 V, 48 encoches statoriques et à 28 barres rotoriques. Les résultats de simulation sont effectués en boucle fermée sous l'environnement MATLAB / Simulink en présence du défaut de rupture de barres rotoriques (Figs. 4.1). Le processus de diagnostic de la défaillance rotorique est vérifié, en utilisant la technique MCSA classique. Pour les systèmes d'entraînement en boucle fermée, on adopte le contrôle constant qui permet de régler la vitesse du moteur à une vitesse de référence donnée. La fréquence fondamentale correspond à la vitesse référence rotorique distinguée.

Des harmoniques se manifestes selon les spectres des Figs. 4.1(a) et (b) représentent les fréquences temporelles causées par la nature de l'alimentation qui alimente la machine. En effet, seulement les harmoniques ayant un ordre non multiple de trois peuvent surgir, car le couplage statorique adopté est étoile avec neutre libre [108]. Ces fréquences sont apparais alors à $(kf_s)_{k=1,5,7,11,\dots}$ pour le cas de la machine saine (Fig. 4.1(a)). La rupture d'une barre se manifeste selon le spectre de la Fig. 4.1(b) aux fréquences autour de la fondamentale égales à $f_{1b}^{\pm k} = ((1 \pm 2kg)f_s)_{k=1,2,3,\dots}$, et d'autres fréquences dans le deuxième rang fréquentielle égales à $f_{2b}^{\pm k} = [k((1 - g) \pm g)f_s]_{k=1,5,7,11,\dots}$. Une de ces composantes dans le deuxième rang fréquentielle correspondant à $k = 13$ coïncide avec le premier PSH, lorsque $f_{2b}^{13+} = f_{PSH1}^{13+} = 610.9$ Hz et $f_{2b}^{13-} = f_{PSH1}^{13-} = 607.6$ Hz. Alors que le deuxième PSH et les harmoniques relatives à $k = 15$ ne peuvent exister du fait que leur ordre est multiple de trois.

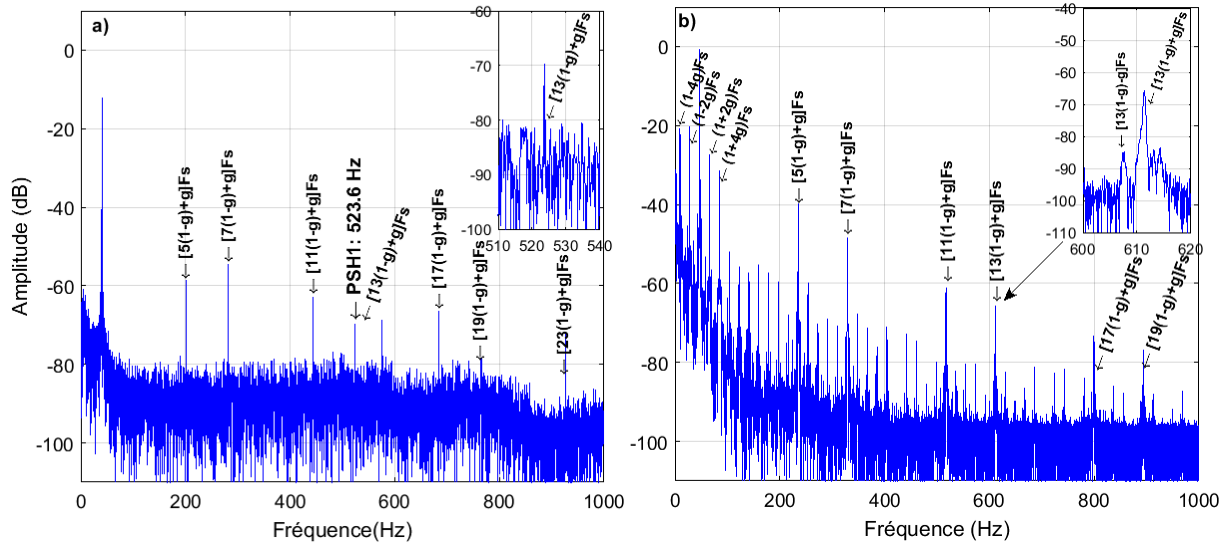


Figure 4.1. Spectre du courant de la phase A statorique avec un couple de charge de 50%.
 a) Cas sain,
 b) Cas de rupture d'une barre rotorique,

Les Figs. 4.2 montres les spectres qui sont obtenus par l'application de l'algorithme de transformée de Fourier rapide (FFT) dans une échelle linéaire en appliquant (Hamming Window). En effet, on a appliqué deux couples de charge déférents pour avoir l'influence de la charge sur l'amplitude des composantes fréquentielles reliées à la rupture des barres rotorique. Cette technique montre des bons résultats que ce soit dans la Fig. 4.2 (a) ou Fig. 4.2 (b). Les composantes des fréquences caractéristiques dues à la rupture d'une barre sont clairement apparais avec des amplitudes déférents. L'augmentation de la charge correspond à l'augmentation de l'amplitude des composantes fréquentielle relies à la rupture de barre.

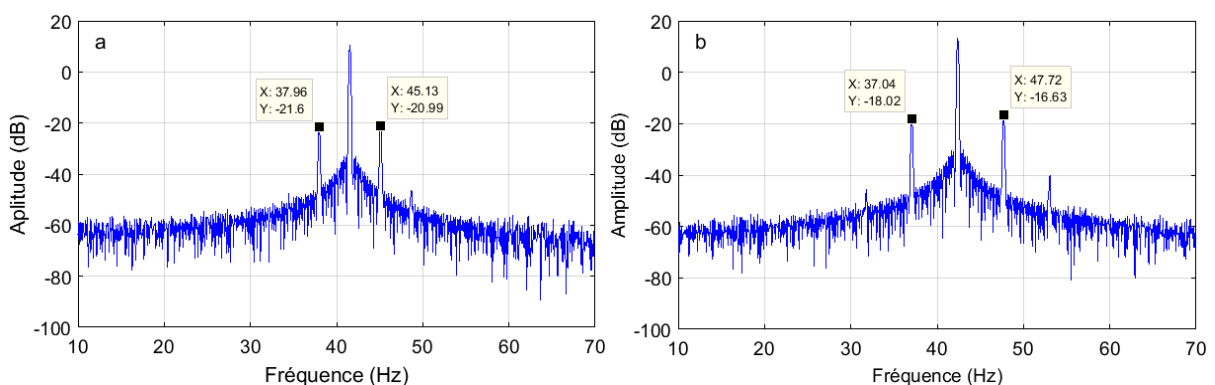


Figure 4.2. Spectre du courant de la phase A statorique avec un défaut d'une barre cassée.
 a) Couple de charge 50%,
 b) Couple de charge 75%,

Bien qu'il s'agisse de l'une des méthodes en ligne les plus puissantes pour le diagnostic des défauts moteurs, MCSA présente certains inconvénients susceptibles de dégrader les performances et la précision d'un système de diagnostic dans les machines. En particulier, il est très difficile de détecter la rupture des barres rotoriques lorsque la machine fonctionne à faible glissement ou à vide, en raison de la fuite de fréquence de transformée de Fourier rapide (FFT) et de la faible amplitude des composants des courants liés au défaut [106].

Figs.4.3 représentées ci-dessous montrent clairement que les composantes des fréquences caractéristiques dues au défaut de rupture de barre n'existent plus dans le cas où la machine est fonctionnée à vide (Fig.4.3 (b)).

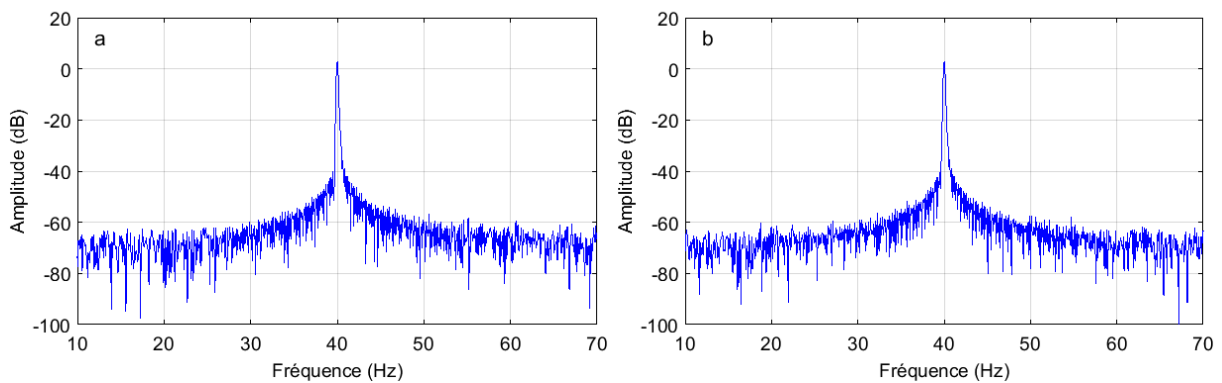


Figure 4.3. Spectre des courants de phases statoriques, fonctionnement à vide.

- a) Dans le cas sain,
- b) Défaut de rupture d'une barre rotorique,

En conclusion, selon les deux résultats illustrés dans les Figs. 4.3, la méthode MCSA classique est incapable de détecter le défaut de rupture de barre rotorique à vide ou même à faible charge. D'autre part, cette méthode est efficace pour détecter les asymétries du rotor à une charge élevée.

4.2.1.3 Description de la méthode transformée de Hilbert (HT)

La méthode HT est utilisée dans divers domaines scientifiques tels que la transmission de signaux, le traitement de données géophysiques, la détection de défauts et le diagnostic dans les moteurs asynchrones et autres [106]. L'un de ces domaines scientifiques est le diagnostic de défaut de rupture des barres dans la cage du rotor des moteurs asynchrones [109], [110]. La discussion et l'application de HT pour l'analyse des courants statoriques d'un moteur asynchrone entraîné dans une application en boucle fermée sont introduites comme suit :

$$Ht(i_{sa}(t)) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{i_{sa}(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (4.6)$$

Où $Ht(i_{sa}(t)) = \hat{i}_{sa}(t)$ est le signal imaginaire de $i_{sa}(t)$, la divergence $t - \tau$ est rendue possible en prenant la valeur principale de Cauchy de l'intégrale. En couplant le signal réel $i_{sa}(t)$ avec son imaginaire $\hat{i}_{sa}(t)$, le signal analytique est créé comme suite:

$$\bar{i}_{sa}(t) = i_{sa}(t) + j\hat{i}_{sa}(t) = a(t)e^{j\theta(t)} \quad (4.7)$$

Où,

$$a(t) = \sqrt{i_{sa}^2(t) + \hat{i}_{sa}^2(t)} \quad \text{et} \quad \theta(t) = \arctan\left(\frac{\hat{i}_{sa}(t)}{i_{sa}(t)}\right) \quad (4.8)$$

Où, $a(t)$ est la signature dite enveloppe ($\bar{i}_{sa}(t)$ amplitude instantanée), qui peut refléter l'énergie de $i_{sa}(t)$ varie avec le temps, et $\theta(t)$ est la phase instantanée de $\bar{i}_{sa}(t)$.

La procédure permettant d'obtenir l'enveloppe d'un courant statorique pour le cas de défaut de rupture des barres rotoriques aux objectifs de diagnostic et d'analyse peut être résumée comme suit:

- **La première étape** : consiste à calculer le HT du courant $i_{sa}(t)$, afin d'obtenir le signal imaginaire $\hat{i}_{sa}(t)$ expliquant ce qui précède (4.6). Le courant statorique est mesuré pour un moteur asynchrone entraîné par la stratégie DTC dans les cas sains et défaillant dans différentes conditions de charge.
- **La deuxième étape** : la modulation du courant complexe (4.8) est nécessaire pour obtenir ce qu'on appelle l'enveloppe comme illustré sur les Figs. 4.4. L'identification de l'enveloppe consiste à extraire uniquement le pic positif de chaque période du courant.
- **La troisième étape** : un filtre passe-bas est nécessaire pour éliminer la composante de haute fréquence due aux contrôleurs du système d'entraînement DTC tel que les bandes d'hystérésis et l'MLI d'espace vectoriel. En règle générale, la fréquence fondamentale du courant statorique varie de 0 à 50 Hz et la fréquence d'échantillonnage dans notre cas atteint 4 kHz, en raison des bandes d'hystérésis de flux et de couple. Cette haute fréquence d'échantillonnage est éliminée du signal d'enveloppe par un filtre passe-bas de second ordre. En conséquence, l'enveloppe est isolée du courant statorique sans aucune composante d'échantillonnage significatif.
- **La dernière étape** : la normalisation du signal d'enveloppe par l'élimination de la composante continue (4.9).

$$i_{env}(t) = a(t)^* - \langle a(t)^* \rangle \quad (4.9)$$

Où, $a(t)^*$ est le module du courant complexe filtré par un filtre passe-bas.

Par conséquent, l'enveloppe identifiée est utile en tant qu'indicateur pour détecter les défaillances rotoriques. Une transformée de Fourier rapide (FFT) est appliquée à l'enveloppe identifiée afin de détecter la défaillance de rupture de barre rotorique dans une bande de fréquences spécifiques, proche de la fréquence d'alimentation.

L'utilisation de HT du courant statorique ou son module, et son application à la détection du défaut d'asymétrie rotorique, en particulier à faible charge ou à vide, présente des avantages considérables par rapport à la méthode MCSA [109], [111]. Autrement, cette technique est dédiée au diagnostic des asymétries de rotor pour les entraînements à faible charge, et la résolution des difficultés liées aux entraînements à haute fréquence provoquée par la stratégie de commutation en boucle fermée [31], [57], [112].

4.2.1.4 Résultats de simulation

Pour démontrer la faisabilité de la méthode proposée, en particulier dans les cas à faible charge ou à vide. Dans cette section, on a répété les mêmes tests qu'on a faits avec la méthode MCSA par la méthode proposée sur le même moteur. Le courant statorique I_a et son enveloppe sont représentés dans la Fig.4.4.

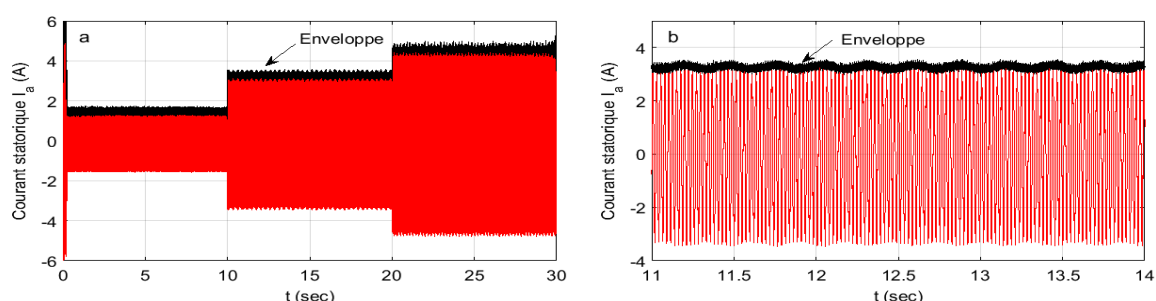


Figure 4.4. a) Courant statorique I_a et son enveloppe avec un défaut de rupture d'une barre rotorique et différentes conditions de charge, b) Zoom.

Les résultats présentés sous forme des spectres normalisés dans les Figs. 4.5 sont obtenus par l'application de l'algorithme de transformée de Fourier rapide (FFT) dans une échelle linéaire avec (Hamming Window). En effet, les Figs.4.5 présentent la FFT de l'enveloppe du courant de la phase A statorique.

La méthode proposée repose sur l'analyse des oscillations du courant statorique illustré par ses pics positifs (enveloppe). Figs.4.5 présentent les résultats d'analyse de l'enveloppe identifiée. Dans le cas sain, la Fig.4.5 (a) montre qu'il n'y a pas de fréquence spécifique associée à une

défaillance de rupture de barre rotorique. Autrement, les composantes caractéristiques de fréquence associées au défaut de rupture de barre sont clairement représentées, malgré très proche de la fréquence fondamentale et avec une amplitude plus ou moins faible où le moteur fonctionne à vide (Fig.4.5 (b)). Les composantes fréquentielles caractéristiques liées au défaut de rupture de barre deviennent clairement lisibles dans les conditions d'entraînements en charge qui sont respectivement représentées (50% de charge dans la Fig.4.5 (c) et 75% de charge dans la Fig.4.5 (d)).

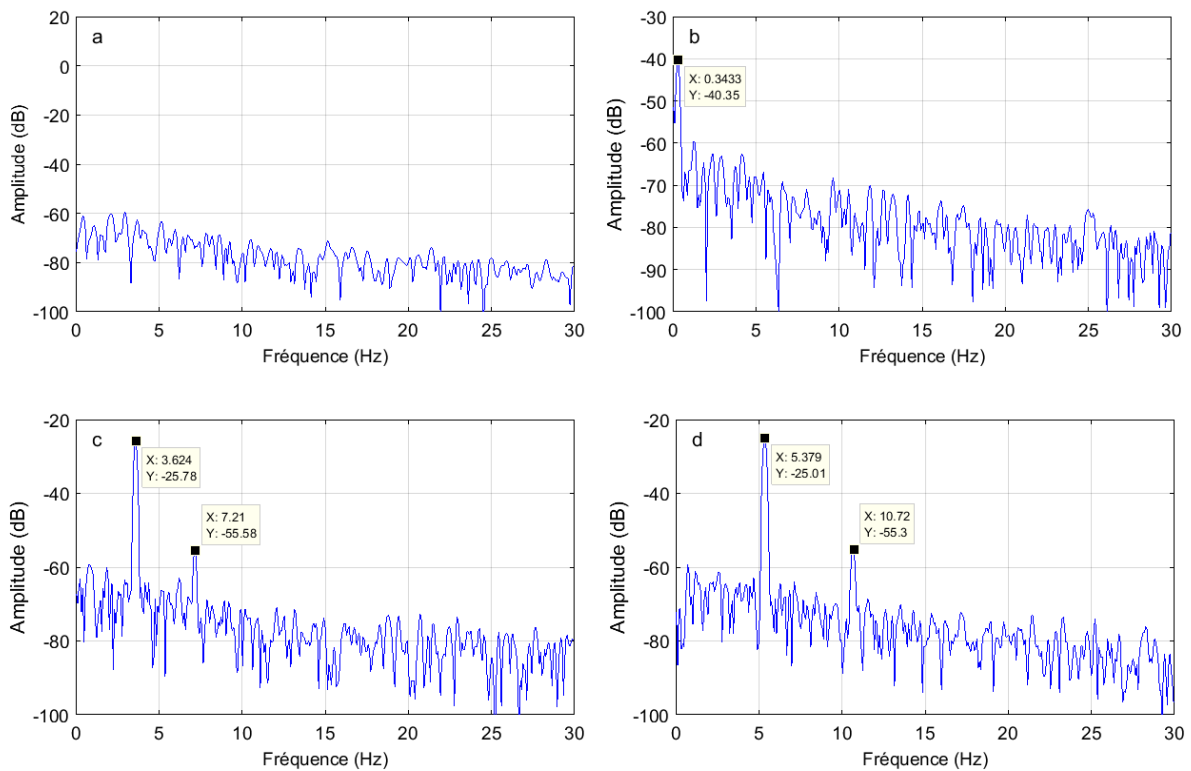


Figure 4.5. Spectres des enveloppes du courant statorique I_a sous la stratégie DTC.

- a) Cas sain à vide,
- b) Défaut de rupture d'une barre à vide,
- c) Défaut de rupture d'une barre avec 50% de charge,
- d) Défaut de rupture d'une barre avec 75% de charge,

Tableau 4.1 : Résultats comparatifs de deux méthodes précédentes

Resultats de deux méthodes			HT	MCSA
Moteur	Charge	glissement %	$2gfs$ (Hz)	$(1 \pm 2g)fs$ (Hz)
Cas sain	A vide	-	-	-
Défaut de rupture d'une barre	A vide	0.34	0.34	-
	50% de charge	3.62	3.62	37.96 45.13
	75% de charge	5.37	5.37	37.04 47.72

En conclusion, la technique HT proposé est capable de détecter la caractéristique de fréquence liée au défaut de rupture d'une barre rotorique dans n'importe quelle condition de charge, même dans la condition à vide.

4.2.1.5 Description de la méthode de la valeur instantanée de la puissance apparente statorique

Cette approche de diagnostic de rupture des barres rotoriques, sans estimation de glissement, basée sur l'enveloppe de la puissance apparente complexe instantanée du stator (SICAP). L'enveloppe est obtenue à partir de la modulation de SICAP, puis transférée à l'ordinateur afin de surveiller les composantes fréquentielles caractéristiques de de défaut de rupture des barres rotoriques et leurs amplitudes à l'aide de la transformée de Fourier rapide (FFT).

Dans le cas sain, le SICAPE déterminé à partir des valeurs efficaces des courants et des tensions doit être stables et ne contenait que la composante continue. Ces valeurs efficaces des courants et des tensions qui alimentent le moteur asynchrone sous la stratégie DTC sont considérées équilibrées et sinusoïdales [24]. La formule de SICAPE est donné par:

$$s = \|\bar{s}\| = \sqrt{p_r^2 + q_i^2} \quad (4.10)$$

Où, p_r et q_r sont respectivement la puissance active (partie réelle) et la puissance réactive (partie imaginaire).

$$\bar{s}(t) = \sqrt{3} \bar{v}_s \bar{i}_s^* = p_r + jq_r \quad (4.11)$$

Où,

$$\bar{v}_s = V_\alpha + jV_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (4.12)$$

$$\bar{i}_s^* = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dc} \left(S_a + S_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (4.13)$$

Cependant, lorsqu'un défaut de rupture de barre rotorique apparaît, une composante d'ondulation supplémentaire se manifeste sur l'enveloppe qui se répète de manière cyclique (Fig. 4.6) à un taux égal à deux fois la fréquence de glissement $f_b = 2gf_s$. La puissance apparente $\bar{s}(t)$ devient alors:

$$\bar{s}(t) = \bar{s}_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \bar{s}_k \cdot \cos(2\pi f_{dk} \cdot t \pm \alpha_{sk}) \quad (4.14)$$

Où \bar{s}_0 est la composante continue dans le cas sain, et le second terme de (4.14) est $\bar{s}_f(t)$, représente la composante d'ondulation supplémentaire à côté de la composante continue, qui présente le défaut de rupture de barres rotoriques à la fréquence de perturbation f_b [25].

$$\begin{cases} \bar{s}_f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \bar{s}_k \cdot \cos(2\pi f_{dk} \cdot t \pm \alpha_{sk}) \neq 0 \text{ for } k = 1 \\ \bar{s}_f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \bar{s}_k \cdot \cos(2\pi f_{dk} \cdot t \pm \alpha_{sk}) \approx 0 \text{ for } k \neq 1 \end{cases} \quad (4.15)$$

4.2.1.6 Résultats de simulation

Pour un moteur fonctionné dans le cas sain, le spectre du module (enveloppe) de la puissance apparente complexe ne contient qu'une composante continue (Fig. 4.6 (a)). Par conséquent, dans le cas d'un défaut de rupture de barre rotorique, le spectre enveloppe de la puissance apparente complexe contient, outre de la composante continue, une composante spectrale supplémentaire $\bar{s}_f(t)$ à la fréquence de perturbation f_b pour $k = 1$. Cette composante supplémentaire, qui est ensuite appelé composant caractéristique, fournit une meilleure information de diagnostic sur l'état de la machine (Fig. 4.6 (b)).

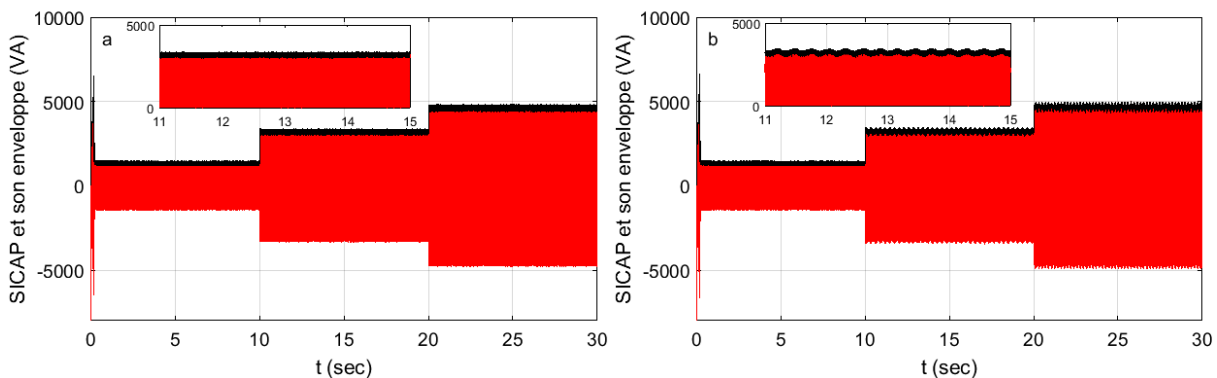


Figure 4.6. Puissance apparente statorique SICAP et son enveloppe sous différentes conditions de charge.

- a) Dans le cas sain,
- b) Défaut de rupture d'une barre rotorique,

L'identification de l'enveloppe consiste à extraire le pic positif de la puissance apparente statorique (Figs. 4.7). Ensuite, un filtre passe-bas pour éliminer la fréquence d'échantillonnage causée par la stratégie DTC qui alimente le moteur, et l'élimination de la valeur moyenne pour avoir un spectre d'enveloppe normalisé.

Figs. 4.7 montrent l'enveloppe et son spectre filtré dans le cas sain et le cas défaut répartis selon les conditions de charge. La simulation montre clairement que, dans le cas sain, l'enveloppe filtrée ne présente que la composante continue dans la condition de fonctionnement à vide (Fig. 4.7 (a)). Autrement, dans le cas de défaut, et dans la même condition (à vide), une ondulation

clairement apparaît sur l'amplitude de l'enveloppe induite par le défaut de rupture d'une barre rotorique (Fig. 4.7 (b)). L'augmentation de la charge provoque l'augmentation de l'amplitude des ondulations (Fig. 4.7 (c) et Fig. 4.7 (d)).

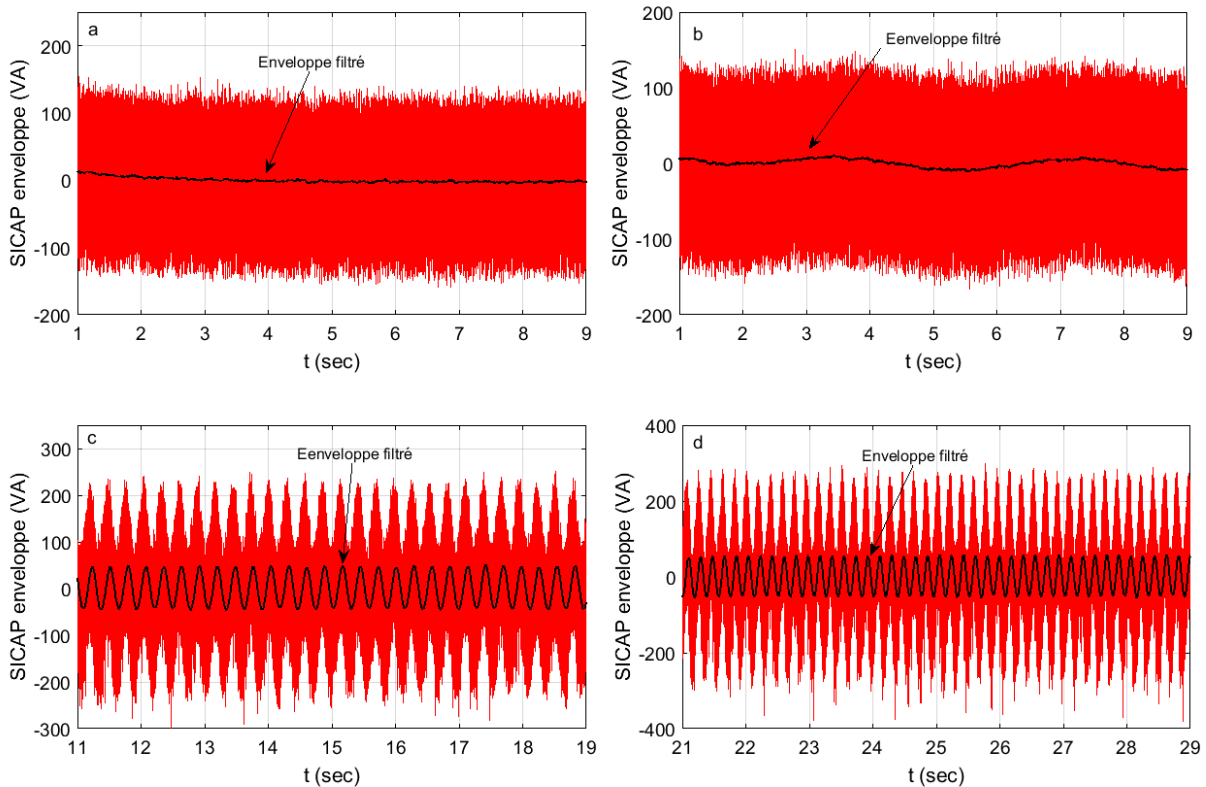


Figure 4.7. SICAPE et son spectre filtré dans le cas sain et en présence du défaut.

- a) Dans le cas sain à vide,
- b) Défaut de rupture d'une barre à vide,
- c) Défaut de rupture d'une barre avec 50% de charge,
- d) Défaut de rupture d'une barre avec 75% de charge,

La Fig. 4.8 présente l'FFT de spectre du SICAPE filtré. Dans le cas sain, la Fig. 4.8 (a) montre qu'il n'y a pas de composante de la fréquence caractéristique de rupture de barre f_b pour la condition de fonctionnement du moteur à vide. En revanche, la Fig. 4.8 (b) montre que l'FFT de spectre est clairement révélée à la fréquence caractéristique f_b avec une légère amplitude indiquant la présence de défaut, bien que le moteur fonctionne dans une condition à vide (glissement très faible). Les deux facteurs qui influent sur l'augmentation de l'amplitude de f_b sont, le nombre de barres rotoriques cassées et la valeur du couple de charge Fig. 4.8 (c) et Fig. 4.8.

L'investigation des composantes basses fréquences à $2kgf_s$ permet de décimer le taux d'échantillonnage du SICAPE filtré avant d'effectuer la FFT, ce qui réduit considérablement le

temps de calcul. Par conséquent, cette méthode a prouvé son efficacité et sa fiabilité en simplifiant la tâche de la détection précise des défauts de rupture des barres rotoriques dans différentes conditions de charge, même à vide. Au lieu de la méthode classique MCSA qui a démontré qu'elle n'a pas réussi à détecter les défauts de rupture des barres rotoriques dans le cas d'un glissement très faible, et dans le cas des applications en boucle fermée [39], [106].

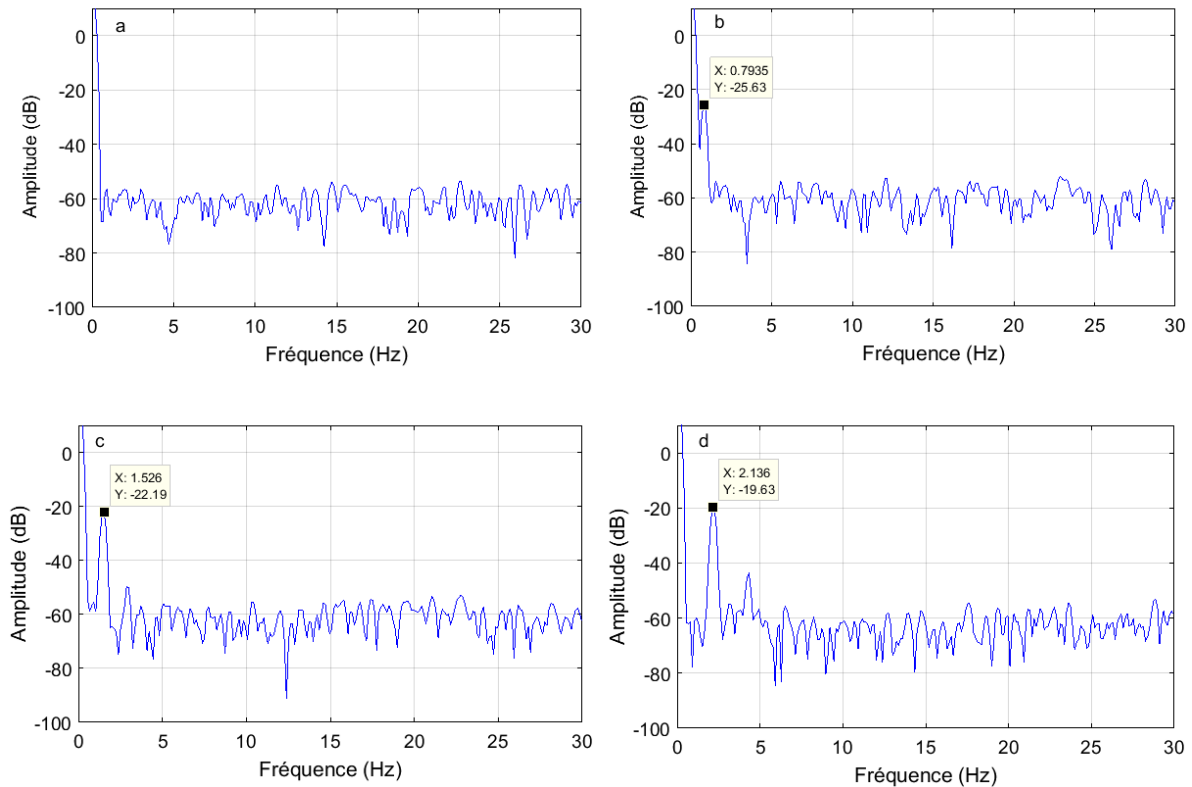


Figure 4.8. FFT de spectre SICAPE filtré.

- a) Dans le cas sain à vide,
- b) Défaut de rupture d'une barre à vide,
- c) Défaut de rupture d'une barre avec 50% de charge,
- d) Défaut de rupture d'une barre avec 75% de charge,

L'analyse de signature de SICAPE, est une nouvelle approche a été proposée pour diagnostiquer le défaut de rupture des barres rotoriques dans un moteur asynchrone alimenté par DTC. Des tests ont été mis en place pour différentes conditions de charge, ainsi que pour la condition à vide. Sur la base des résultats obtenus, on peut conclure les avantages suivants :

- L'entraînement en boucle fermée n'a aucune influence sur l'indicateur de défaut (SICAPE), malgré le filtrage des fluctuations sur les grandeurs de sortie assurées par l'effet de la commande DTC.

- La méthode proposée permet de générer des signatures de défaut rupture des barres rotoriques en utilisant l'FFT, évitant ainsi les méthodes numériques, qui nécessitent une technologie coûteuse.
- La composante analysée ne montre que les signatures de défaut de rupture d'une barre rotorique, ce qui permet d'éviter une imputation erronée aux autres défauts électriques ou mécaniques (défauts de stator ou d'excentricité).
- La méthode proposée est capable de détecter le défaut de rupture des barres rotoriques dans la condition de fonctionnement à vide et la fréquence caractéristique est clairement visible avec une faible amplitude.

4.3 Défauts d'excentricité dans la machine asynchrone

L'excentricité est l'un des défauts majeurs et courants survenant dans les machines électriques, y compris la machine asynchrone à cage d'écureuil, ce qui appelle à une attention particulière. Le diagnostic de ce type de défaut a donc suscité une grande attention, pour l'éliminer aux étapes initiales et éviter le risque de frottement rotor/stator, ce qui provoque la détérioration du moteur [40]. C'est ce qui a motivé de nombreuses recherches sur le diagnostic d'excentricité du moteur asynchrone au cours de ces dernières décennies [20], [113].

Compte tenu des résultats de recherches antérieures, théoriques ou expérimentales, plusieurs indices ont été présentés pour diagnostiquer l'excentricité dans la machine asynchrone dans différentes conditions [44]. Lorsque l'indicateur de défaut ne change pas de manière significative en changeant des facteurs autres que le degré de défaut, il peut être utilisé dans la technique de diagnostic de défaut conventionnelle pour indiquer la présence et le degré du défaut. Pour établir une technique de diagnostic de défaut conventionnel, on procède généralement comme suit:

- Choisir un indice de défaut approprié;
- Déterminer certaines valeurs de référence pour l'indice sélectionné;
- Déterminer la technique de mesure de l'indice;
- Mesurer l'indice et le comparer aux valeurs de référence, puis déduire l'occurrence de défaut.

Les indices les plus connus pour les défauts d'excentricité dans la machine asynchrone sont les amplitudes des harmoniques hautes et basses fréquences apparaissent sur le spectre du courant statorique. Les fréquences précises de ces harmoniques sont respectivement les suivantes [114]:

$$f_{re} = \left(\left(1 \pm k \frac{1-g}{p} \right) f_s \right)_{k=1,2,3,\dots} \quad (4.16)$$

Où f_{re} est la composante caractéristique de défaut d'excentricité rotorique.

En effet, l'emplacement réel de ces composants est-on fonction du nombre de paires de pôles et de glissements. L'interaction de ces harmoniques avec la tension d'alimentation, principalement sinusoïdale, provoque des harmoniques spécifiques à l'excentricité dans le spectre de puissance et de couple, qui apparaissent aux fréquences de perturbation suivantes [115]:

$$f_{re} = \left(\left(\frac{1-g}{p} \right) k f_s \right)_{k=1,2,3,\dots} \quad (4.17)$$

Certains facteurs, ainsi que le type et le degré d'excentricité, affectent les amplitudes des harmoniques d'indice [116]. Parmi les références [44], [115], [117], [118], qui ont été étudiées l'entraînement de la machine asynchrone par un onduleur et l'application des contrôleurs de vitesse, de courant, de couple et de flux dans la stratégie de contrôle en boucle fermée. [44] a étudié les effets de l'excitation de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur le spectre de courant et de couple d'une machine asynchrone excentrique en utilisant la méthode des éléments finis. Par des expérimentations sur une machine asynchrone, [115] a vérifié que la stratégie de contrôle direct de couple (DTC) pouvait modifier l'amplitude des harmoniques des courants statoriques à basse fréquence de différentes manières. D'autres études plus détaillées sur le sujet ont été abordées dans [40]. Dans l'application d'entraînement de la machine asynchrone en boucle fermée, la vérification des harmoniques des tensions statoriques devait être prise en compte, ainsi que les harmoniques des courants, afin de diagnostiquer correctement les défauts d'excentricité. Ensuite, une technique pour éliminer les effets d'oscillation de charge et la haute fréquence de commutation devrait être introduite avant l'application de la technique de diagnostic. D'après [118], il est recommandé de prendre en compte les harmoniques des tensions statoriques ainsi que les harmoniques des courants de ligne lors du diagnostic de défauts d'excentricité dans la machine asynchrone soumise à une stratégie de commande en boucle fermée.

Afin d'obtenir un signal contenant tous les harmoniques caractéristiques des défauts d'excentricité, la puissance instantanée et le module de la puissance apparente sont les signaux les plus appropriés pour le diagnostic et l'analyse permettant de détecter aisément ce type de défauts [92], [115]. Bien que ces composantes soient reconnues pour la machine asynchrone alimentée directement par le réseau, ils peuvent aussi constituer de bons indices lors de

l'alimentation de la machine par une stratégie de contrôle en boucle fermée, car ils sont déterminés à partir des tensions et des courants statoriques.

Le but principal est d'étudier les performances des composantes harmoniques du module de la puissance apparente complexe sous forme d'indices de défaut d'excentricité pour une machine asynchrone soumise à une stratégie de commande DTC en boucle fermée. Pour atteindre cet objectif, une simulation sous l'environnement Matlab/Simulink a été faite pour un modèle de la machine asynchrone basé sur l'approche multi enroulement dédiée à la détection des défauts d'excentricité que ce soit statique, dynamique ou mixte. Ensuite, les fréquences des composantes harmoniques produites dans le spectre de la puissance apparente complexe en raison de l'excentricité ont été déterminées théoriquement. Des composants harmoniques plus dominants ont été déterminés et leur performance en faisant fixer la vitesse de rotation à la vitesse de référence, et varier le niveau de la charge a été étudiée. A des fins de comparaison, des études similaires ont été menées sur le moteur asynchrone dans les conditions mentionnées précédemment en utilisant la technique de l'analyse des signatures des courants statorique (MCSA).

4.3.1 Résultats de simulations en utilisant la méthode (MCSA)

Des tests pour différents types et différents degrés d'excentricité sont effectués sur la machine asynchrone fonctionnée en boucle ouverte et en boucle fermée dans les conditions à vide et en charge. Les résultats de l'analyse fréquentielle des signatures du courant statorique pour le diagnostic et la détection des défauts sont présentés et comparés avec le cas de la condition saine.

4.3.1.1 Défaut d'excentricité statique

Les résultats de simulation sont illustrés dans les Figs. 4.9, présentent l'analyse spectrale du courant statorique (MCSA) par l'application de FFT, dans les cas où le rotor symétrique (cas sain), seule la fréquence fondamentale f_s et les PSHs existent dans le spectre en boucle ouverte (Fig. 4.9(a)). En boucle fermée, la Fig. 4.9(b) montre également les composantes fréquentielles à des fréquences égales $[(k(1-g)/p)f_s]_{k=1,2,3,4,\dots}$, et les composantes ayant un ordre multiple de trois dans le cas à vide.

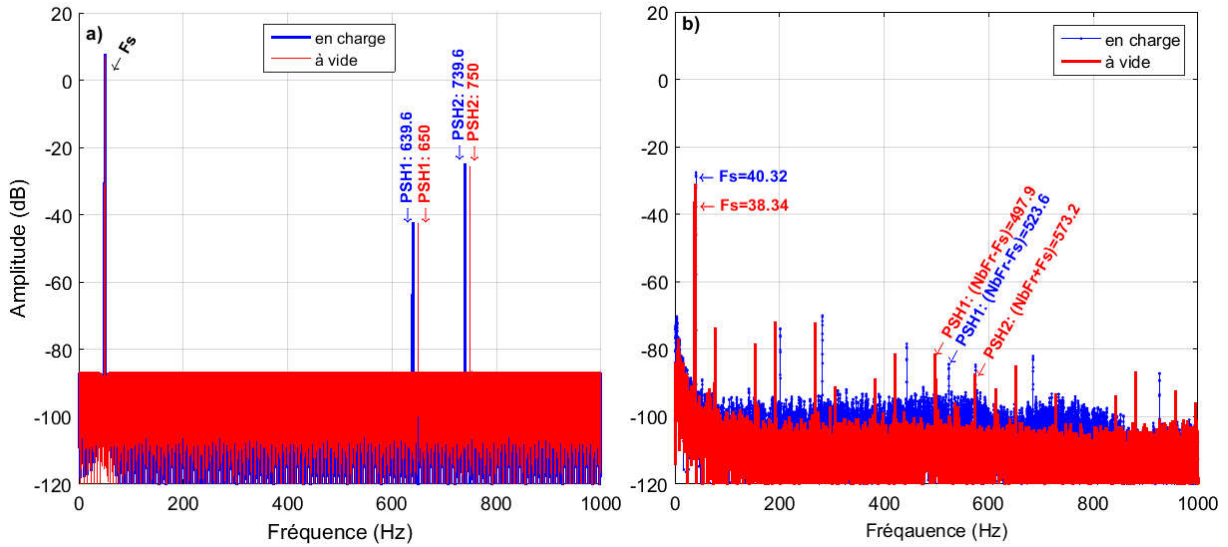
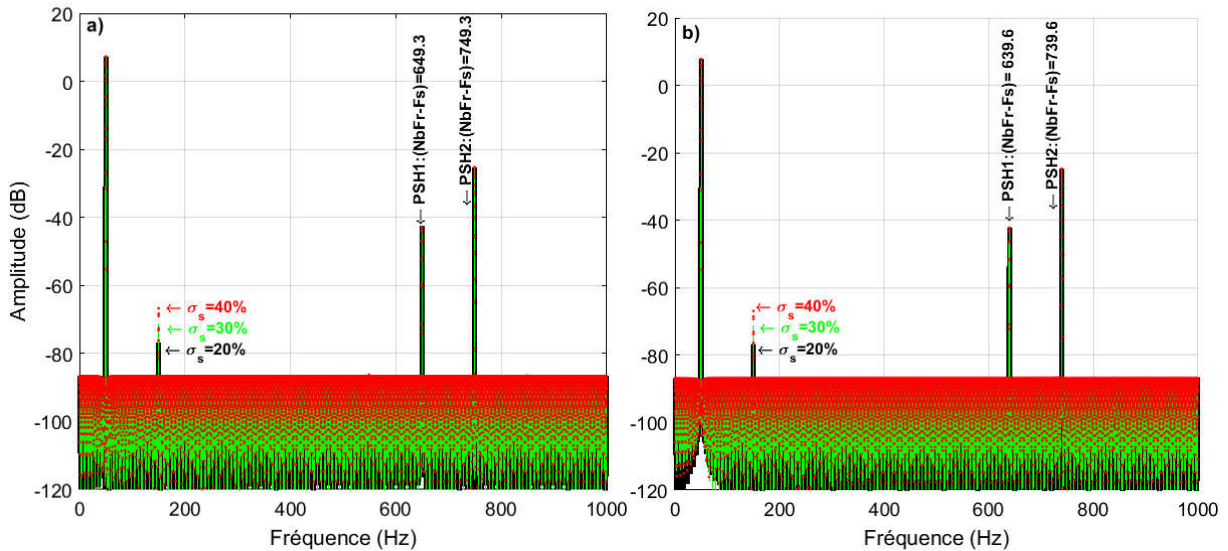


Figure 4.9. Spectre du courant de la phase A statorique, machine saine.
 a) en boucle ouverte,
 b) en boucle fermée,

La présence d'un défaut d'excentricité statique, le rotor devenu asymétrique, et excentriques de manière statique de 20%, 30% et 40%. En synthèse, les fréquences caractéristiques de l'excentricité statique données par l'équation (4.16) ne sont pas apparues dans les Figs. 4.10. On observe que dans le cas de la boucle ouverte (Figs. 4.10(a) et (b)), il n'existe que la fréquence fondamentale, les PSHs et la composante liée au défaut.



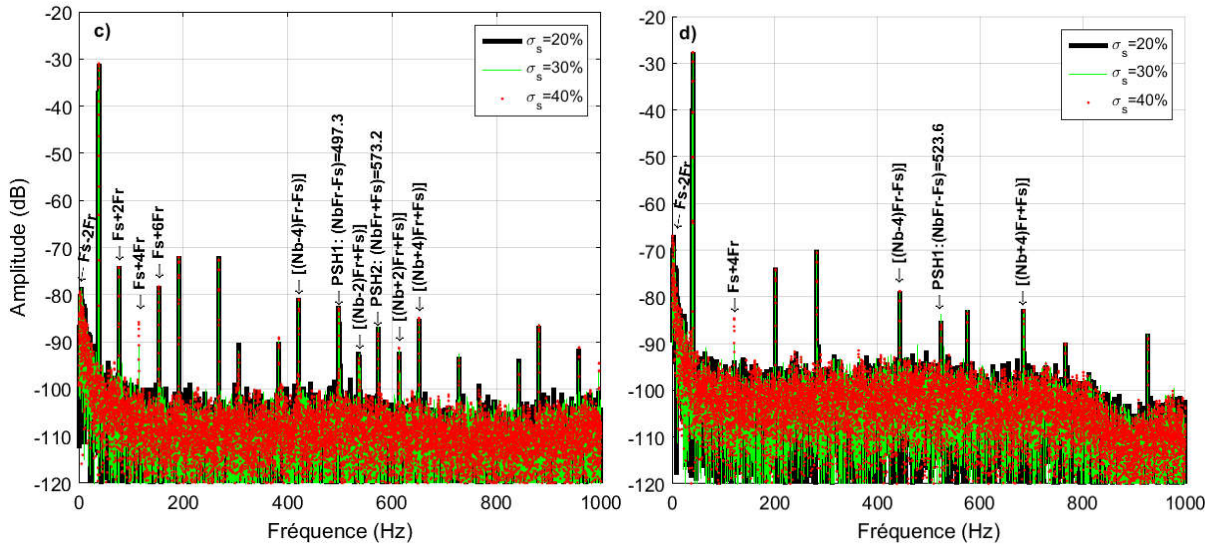


Figure 4.10. Spectre du courant de la phase A statorique dans le cas de défaut d'excentricité statique 20%, 30% et 40%.

- a) En boucle ouverte à vide,
- b) En boucle ouverte en charge de 50%,
- c) En boucle fermée à vide,
- d) En boucle fermée en charge de 50%,

Alors que l'effet du défaut d'excentricité statique est apparaît significativement dans le domaine fréquentiel par des harmoniques supplémentaires relative à k pair ($k = \{4\}$), où $(f_s \pm kf_r)_{k=2,4,6,\dots}$ dans une raie fréquentielle multiple de trois Figs. 4.10 [108], et on peut remarquer aussi, que l'amplitude de cette composante fréquentielle est relative au degré d'excentricité. D'autre part, la variation de niveau d'excentricité n'influe pas sur les amplitudes de la fréquence fondamentale les PSHs Figs. 4.10(a) et (b), y a compris les composantes fréquentielles non multiple de trois Figs. 4.10(d), ainsi que la Fig 4.10(c), mais, elle montre également les composantes fréquentielle multiple de trois en raison de légère perturbation dans la tension d'alimentation due au système de régulation dans le cas à vide. C'est pourquoi le deuxième PSH est apparait dans cette Fig. 4.10(c) malgré qu'il coïncide avec une des composantes multiple de trois correspondant à $k = 15$, où $[(k(1 - g) \pm g)f_s]_{k=1,2,3,4,\dots}$.

4.3.1.2 Défaut d'excentricité dynamique

Les résultats de simulation sont illustrés aux Figs. 4.11, présentes les spectres du courant statorique pour la machine asynchrone excentrique de manière dynamique pour une degré de 20%, 30% et 40%. Dans le cas de défaut d'excentricité dynamique, le rotor génère aussi dans les courants statorique des fréquences similaire que dans le cas de l'excentricité statique. Ces résultats sont tels que prévu dans [119] et sont décrits par (4.16).

En boucle ouverte, Figs. 4.11(a) et (b) représentent les composantes fréquentielles produites dans les raies où $(k = \{2, 4 \text{ et } 6\})$, où $\left[\left(1 \pm k \frac{1-g}{p}\right) f_s\right]_{k=2,4,6\dots}$. D'autre part, des composantes dues à l'excentricité dynamique sont également apparus autour des PSHs aux fréquences égales $[(kNb \pm nd)f_{re} \pm f_s]_{nd=2,4,6\dots}$ comparés au cas d'excentricité statique sous les mêmes conditions (Fig. 4.10 (a) et (b)). L'amplitude de ces composantes fréquentielles est augmentée lors de l'augmentation de degré de défaut, sauf que, la fréquence fondamentale et les PSHs ne sont pas affectés par la variation de degré du défaut et restent toujours identiques.

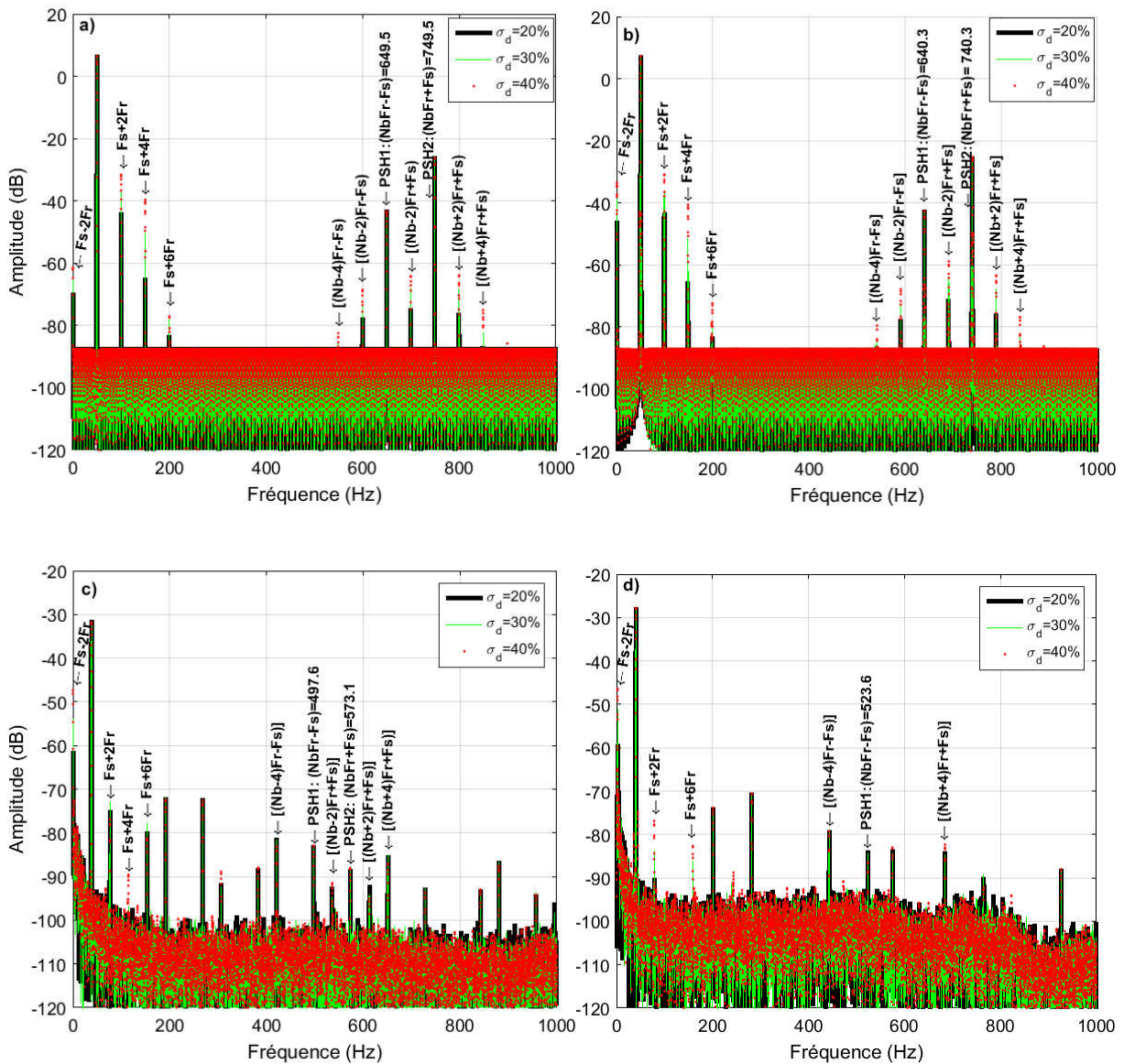


Figure 4.11. Spectre du courant de la phase A statorique dans le cas de défaut d'excentricité dynamique 20%, 30% et 40%.

- a) En boucle ouverte à vide,
- b) En boucle ouverte en charge de 50%,
- c) En boucle fermée à vide,
- d) En boucle fermée en charge de 50%,

Dans le cas des entraînements en boucle fermée (Fig. 4.11(c) et (d)), la technique de (MCSA) n'a pas réussi à détecter le défaut lorsque l'excentricité à un faible degré, alors que le défaut n'apparaît que pour un degré de 40% d'excentricité dynamique dans le cas à vide (Fig. 4.11(c)), et pour la condition en charge, le défaut n'apparaît que pour un degré d'excentricité de 30% (Fig. 4.11(d)). L'entraînement en charge élimine les composantes fréquentielles ayant un ordre multiple de trois, ainsi que le PSH2 tant qu'il coïncide avec une de ces composantes $k = 15$ (Fig. 4.11(d)) comparé à l'entraînement à vide (Fig. 4.11(c)).

4.3.1.3 Défaut d'excentricité mixte

Les résultats de simulation de diagnostic avec un défaut excentricité mixte sont réalisées à l'aide de la transformée de Fourier rapide (FFT) par l'analyse spectrale du courant statorique (MCSA). Pour les entraînements en boucle ouverte ou en boucle fermée à hautes performances, avec une boucle de régulation de vitesse, l'avantage de la présence des courants statoriques offre un bon signe pour la détection du défaut d'excentricité mixte (Figs. 4.12).

La présence de défauts d'excentricité de manière mixte avec un degré de 20%, 30% et 40% sont illustrés dans les Figs. 4.12. Ce type de défaut prévalant dans la machine électrique peut être détecté par l'apparition des composantes fréquentielles de la bande latérale inférieure, et bande latérale supérieure autour de la fréquence fondamentale dans le spectre du courant statorique aux fréquences égales à $\left[\left(1 \pm k \frac{1-g}{p} \right) f_s \right]_{k=1,2,3,\dots}$. La composante fréquentielle $f_s - 2f_{re}$ à une amplitude supérieure à la fréquence fondamentale, alors que la composante $f_s - f_{re}$ à une amplitude presque égale à la fréquence fondamentale, ces deux composantes ont des amplitudes énormes seulement dans la Fig 4.12(c) en boucle fermée et à vide.

Le défaut d'excentricité mixte peut également démontrer les composantes ayant un ordre multiple de trois sauf que dans le cas en boucle fermée en charge dans le deuxième rang fréquentielle, ces composantes sont disparues, ainsi que le deuxième PSH qui coïncide avec la composante à $k = 15$ (Fig 4.12(d)).

Pour le deuxième rang fréquentielle, les Figs. 4.12(a) et (b) montrent des composantes autour des PSHs aux fréquences égales à $[(kNb \pm nd)f_{re} \pm f_s]_{nd=1,2,3,\dots}$, alors que dans le cas en boucle fermée, des composantes autour des PSHs aux fréquences égales à $[(kNb \pm nd)f_{re} \pm f_s]_{nd=2,4,6,\dots}$ pour $nd = \{2,4\}$ Fig. 4.12(c) et $nd = \{4\}$ Fig. 4.12(d).

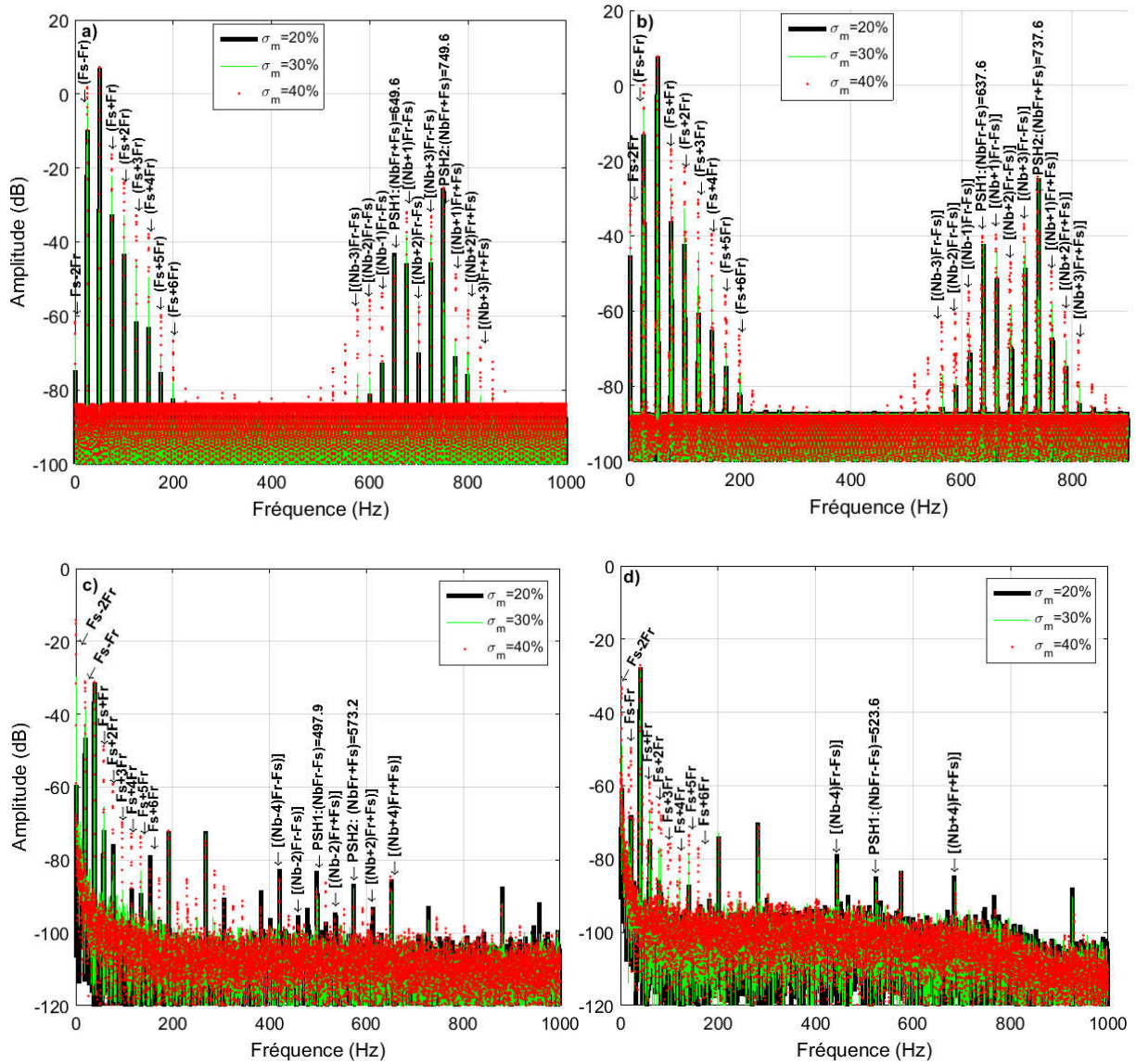


Figure 4.12. Spectre du courant de la phase A statorique dans le cas de défaut d'excentricité mixte 20%, 30% et 40%.

- a) En boucle ouverte à vide,
- b) En boucle ouverte en charge de 50%,
- c) En boucle fermée à vide,
- d) En boucle fermée en charge de 50%,

4.3.2 Résultats de simulations en utilisant la méthode (SICAPE)

En cette section, des tests de défaut d'excentricité dans une machine asynchrone à cage sont introduits et l'enveloppe de la puissance apparente instantanée est considérée comme un bon indicateur de diagnostic de défaut d'excentricité. Dans le cas sain, le spectre de l'enveloppe illustré dans la Fig. 4.13 (a) en boucle ouverte ne contient que la composante continue et la composante fréquentielle à la fréquence égale $(kf_s)_{k=12}$ dans le cas à vide, et dans le cas en charge, la composante se manifeste à la fréquence égale $(k(1-g)f_s)_{k=12}$. Autrement, la Fig.

4.13 (b) en boucle fermée, ne montre que la composante continue, les raies fréquentielles temporelles causés par les commutations des composants électroniques constituant l'onduleur. Ces composantes temporelles sont apparais dans les raies fréquentielles multiple de trois $(kf_s)_{k=3,6,9,\dots}$. Ce qui provoque l'apparence du PSH2 qui coïncide avec $k = 15$ pour la condition à vide, mais, en charge, les composantes temporelles sont apparais dans les raies fréquentielles multiple de six $(kf_s)_{k=6,12,18,\dots}$ et les PSHs sont disparus.

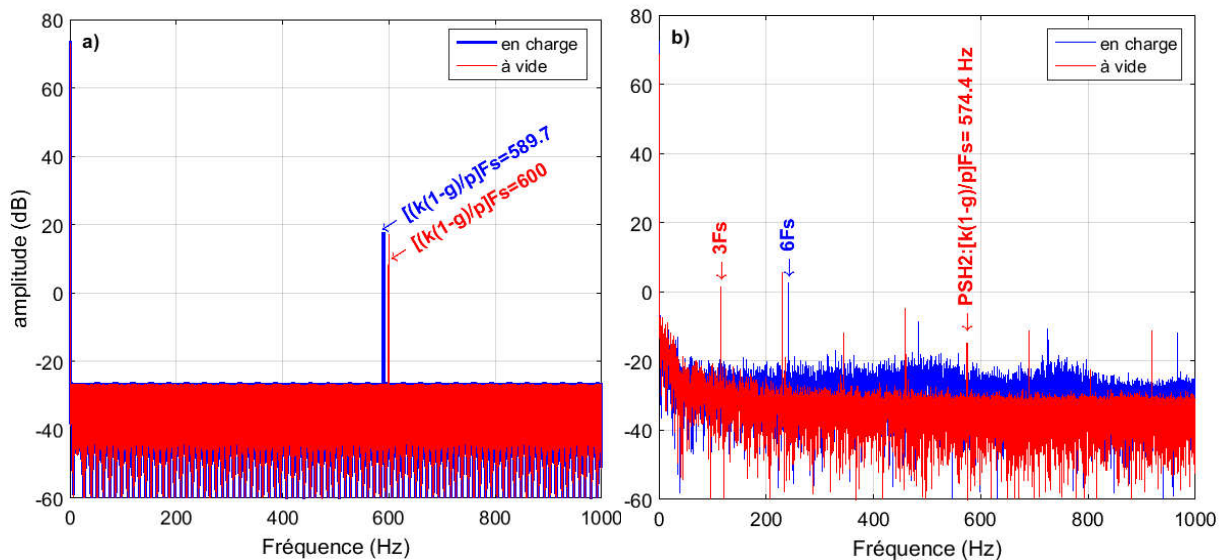


Figure 4.13. Spectre de la puissance apparente SICAPE, machine saine.

- a) En boucle ouverte,
- b) En boucle fermée,

En effet, la présence d'un défaut d'excentricité, des composantes supplémentaires présentées dans le spectre de la puissance apparente instantanée (enveloppe) appelées les composantes caractéristiques des défauts, fournis une information supplémentaire pour le diagnostic de l'état de la machine. Par conséquent, ces harmoniques peuvent être utilisés comme index de diagnostic de défaut d'excentricité statique, dynamique ou mixte lorsque la machine est alimentée en direct par le réseau (en boucle ouverte), ou par une stratégie de commande en boucle fermée. En effet, la méthode est décrite pour le cas de défaut de rupture de barre (voir section 4.2.1.5).

4.3.2.1 Défaut d'excentricité statique

L'analyse de la signature de puissance apparente est traitée pour la détection de défaut d'excentricité statique à un degré de 20%, 30% et 40% (Figs. 4.14). L'application de FFT est proposée afin d'extraire les composantes fréquentielles caractéristiques liées au défaut. Une

méthode d'extraire et filtrage d'enveloppe de la puissance apparente pour minimiser la fréquence de commutation.

Un défaut d'excentricité statique est survenue, fait apparaitre des fréquences caractéristiques à $f_s + 2f_{re}$, , d'où on peut remarquer que l'excentricité statique du rotor génère des fréquences au double de la fréquence d'alimentation dans le cas de fonctionnement à vide, et à plus ou moins la fréquence de glissement f_g dans le cas de fonctionnement en charge [120].

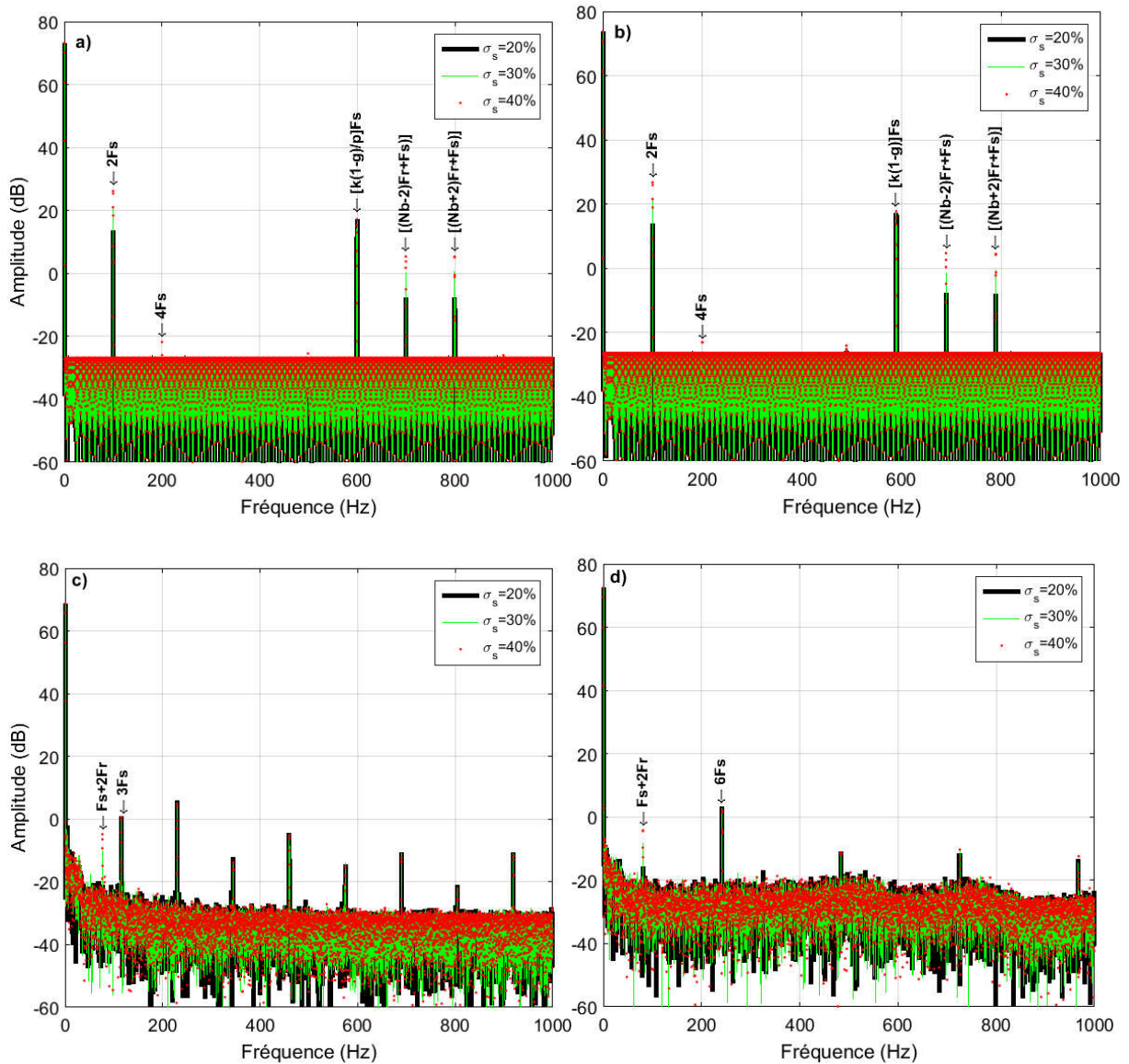


Figure 4.14. Spectre de la puissance apparente SICAPE dans le cas de défaut d'excentricité statique 20%, 30% et 40%.

- a) En boucle ouverte à vide,
- b) En boucle ouverte en charge de 50%,
- c) En boucle fermée à vide,
- d) En boucle fermée en charge de 50%,

Figs. 4.14(a) et (b) en boucle ouverte, montrent des composantes fréquentielles autour des PSHs à des fréquences égales à $[(kNb \pm nd)f_{re} \pm f_s]$ avec $nd = 2$ et (b). Par conséquent, les Figs. 4.14(c) et (d) en boucle fermée, ne montrent que la fréquence caractéristique au défaut $f_s + 2f_{re}$, et les composantes fréquentielles multiple de trois dans le cas à vide, et celles multiple de six dans le cas en charge.

L'augmentation de degré d'excentricité statique de 20% à 30% et à 40%, fait augmenter l'amplitude la composante caractéristique au défaut. Cette composante est illisible pour une excentricité statique faible (à un degré de 20%) dans le cas en boucle fermée à vide Fig. 4.14(c). D'une manière similaire à la technique de MCSA, qui révèle la composante caractéristique de défaut d'excentricité statique à $(1 + k \frac{1-g}{p})f_s = 3f_s$ pour un k pair ($k = \{4\}$) selon (4.16), cette technique a fait apparaître la composante caractéristique de défaut à $(\frac{1-g}{p})kf_s = 2f_s$ pour la même valeur de k qui est égale à ($k = \{4\}$) selon (4.17) (Figs. 4.14 en boucle ouverte et en boucle fermée). On constate selon les résultats obtenues, que la méthode de l'enveloppe de la puissance apparente s'est avérée efficace pour la détection de défaut d'excentricité statique en boucle fermée, avec un degré d'excentricité au-delà de 20% selon les Figs. 4.14(c) et (d) par rapport à la méthode de MCSA qui démontre le défaut avec un degré d'excentricité au-delà de 30% dans les mêmes conditions (Fig. 4.10(c)).

4.3.2.2 Défaut d'excentricité dynamique

Les Figs. 4.15 présentent l'analyse théorique de la signature de la puissance apparente de la machine asynchrone défaillante sous différents degrés d'excentricité dynamique tel que : 20%, 30% et 40%. On remarque que les composantes fréquentielles liées au défaut d'excentricité dynamique sont relativement petites par rapport aux autres composantes fréquentielles liées au défaut d'excentricité statique.

En boucle ouverte, les Fig. 4.15(a) et (b) montrent les composantes caractéristiques au défaut à des fréquences multiple de trois égales respectivement à $(kf_s)_{k=3,6,9...}$ à vide, $(k(1-g)f_s)_{k=3,6,9...}$ en charge, le deuxième PSH du fait qu'il coïncide avec $k = 15$, et une composante se manifeste autour du PSH à une fréquence $[(kNb \pm nd)f_{re} \pm f_s]$ avec $nd = 6$.

En boucle fermée, la Fig. 4.15(c) montre la composante caractéristique au défaut à la fréquence égale $(3f_s)$ qui coïncide avec une des composantes fréquentielles multiple de trois. Alors que la Fig. 4.15(d) montre les composantes fréquentielles multiple de six, sauf qu'une seule composante qui représente la fréquence caractéristique au défaut se manifeste à la fréquence

multiple de trois $(k(1 - g)f_s)_{k=3}$. Cette composante a une amplitude insignifiante pour un degré d'excentricité dynamique égale 20% par rapport au cas à vide.

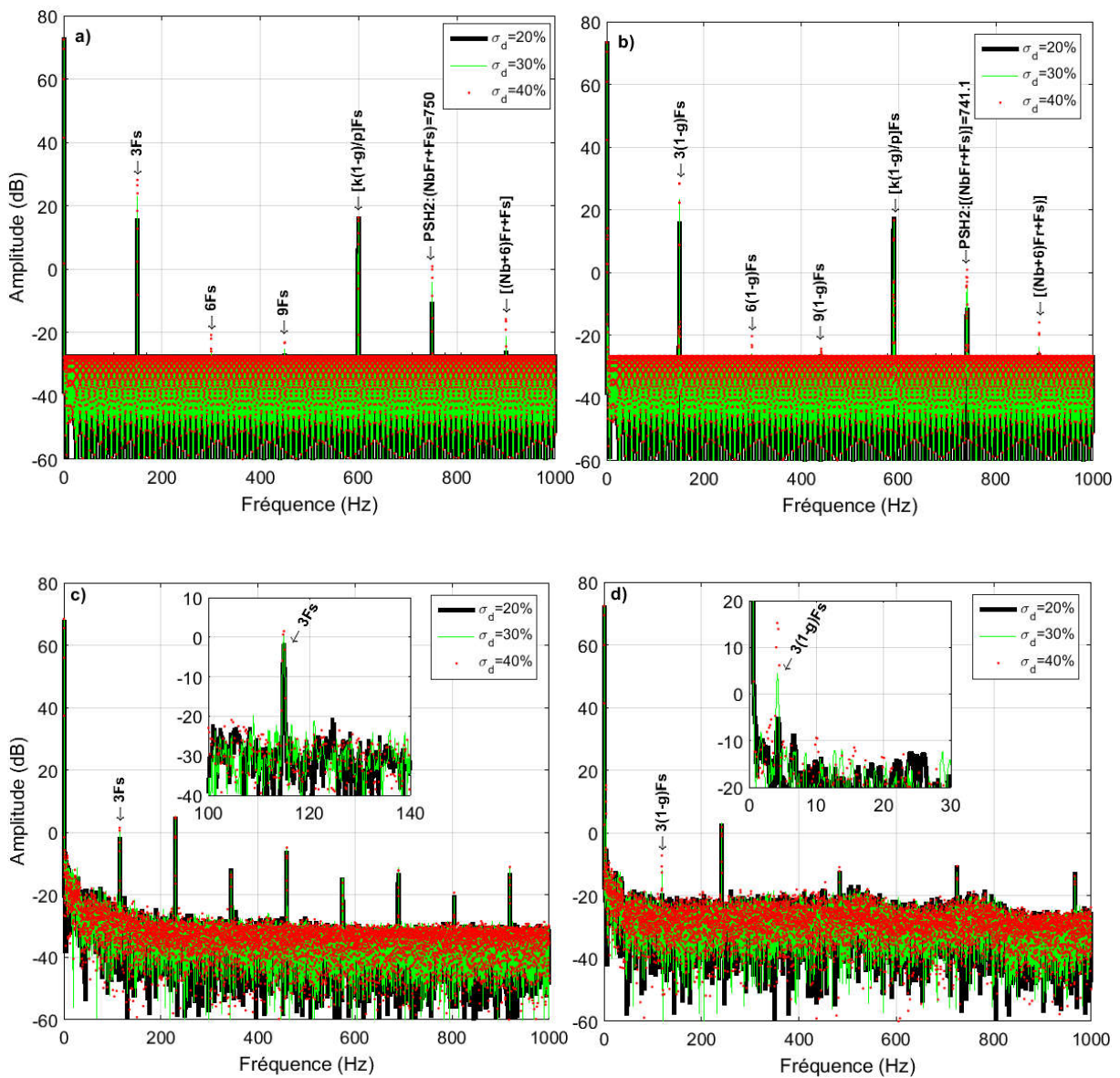


Figure 4.15. Spectre de la puissance apparente SICAPE dans le cas de défaut d'excentricité dynamique 20%, 30% et 40%.

- a) En boucle ouverte à vide,
- b) En boucle ouverte en charge de 50%,
- c) En boucle fermée à vide,
- d) En boucle fermée en charge de 50%,

4.3.2.3 Défaut d'excentricité mixte

La combinaison de défauts excentriques statiques et dynamiques aboutit à un défaut excentrique mixte. En effet, l'effet de défaut d'excentricité mixte est plus significatif sur le spectre de puissance apparente dans le domaine fréquentiel (Figs. 4.16) par rapport au défaut d'excentricité purement statique ou purement dynamique. En plus, des composantes

fréquentielles caractéristiques se manifestent aux raies $(kf_r)_{k=1,2,3,\dots}$, le défaut d'excentricité mixte se traduit par l'apparition des fréquences supplémentaires par rapport aux cas de défauts de type statique et dynamique.

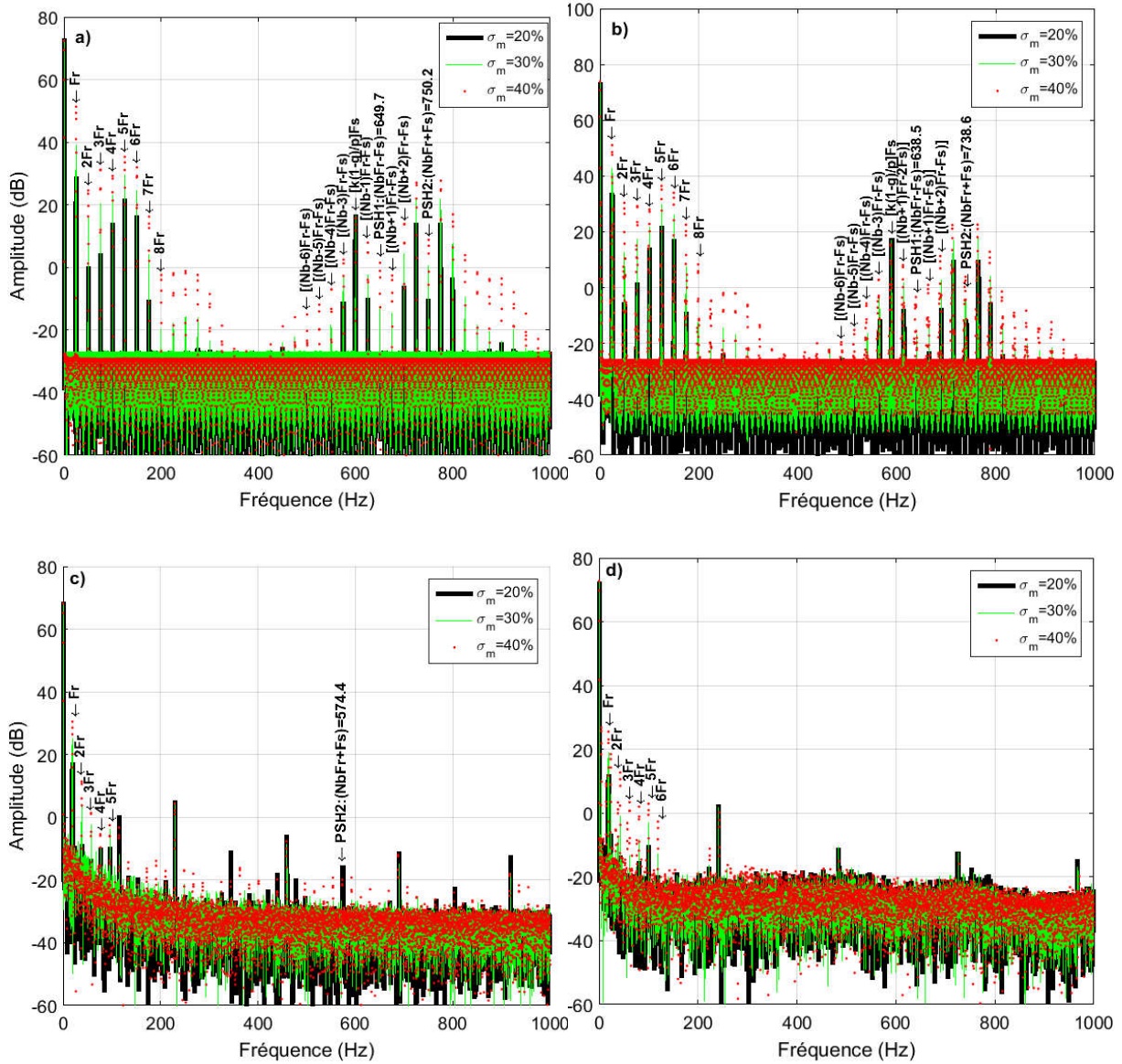


Figure 4.16. Spectre de la puissance apparente SICAPE dans le cas de défaut d'excentricité mixte 20%, 30% et 40%.

- a) En boucle ouverte à vide,
- b) En boucle ouverte en charge de 50%,
- c) En boucle fermée à vide,
- d) En boucle fermée en charge de 50%,

En boucle ouverte, plus les composantes qui manifestes aux fréquences égales à $(kf_r)_{k=1,2,3,\dots}$, les PSHs et des composantes fréquentielles autour des PSHs se manifestes aux fréquence égales à $[(kNb \pm nd)f_{re} \pm f_s]_{nd=1,2,3,4,\dots}$ Figs. 4.16(a) et (b).

En boucle fermée, Fig. 4.16(c) à vide, montre les composantes fréquentielles multiple de trois $(k(1 - g)f_s)_{k=3,6,9,\dots}$, et le deuxième PSH du fait qu'il coïncide avec la composante où $k = 15$. Par conséquent, Fig. 4.16(d) en charge, montre seulement les composantes fréquentielles multiple de six $(k(1 - g)f_s)_{k=6,12,18,\dots}$.

En comparaison, ces deux méthodes sont fournies des milliers indicateurs pour le diagnostic et la détection de défaut d'excentricité mixte, mais il y a un grand contraste entre eux dans le cas de défaut d'excentricité statique et dynamique, lorsque les composantes caractéristiques ont une amplitude très faible dans le cas d'entraînement en boucle fermée et à un degré d'excentricité de 20%, en raison des harmoniques de MLI dominantes sur les signaux physiques tel que, les courants et les tensions [115]. Les Figs. 4.17, ainsi que les Figs. 4.18 confirment que l'entraînement de la machine asynchrone dans une application en boucle fermée atténue fortement les modules des harmoniques caractéristiques et des PSHs, et sont également peu sensibles à la variation de la charge. Ces composantes présentent des modulations remarquables tant en cas où la machine fonctionne en boucle ouverte que dans le cas où la machine fonctionne en boucle fermée. D'autre part, les PSHs évoluent négativement avec l'augmentation du degré d'excentricité, contrairement, les modulations $f_{mix1} = (kf_{re})_{k=1}$ évoluent positivement avec l'augmentation du degré d'excentricité.

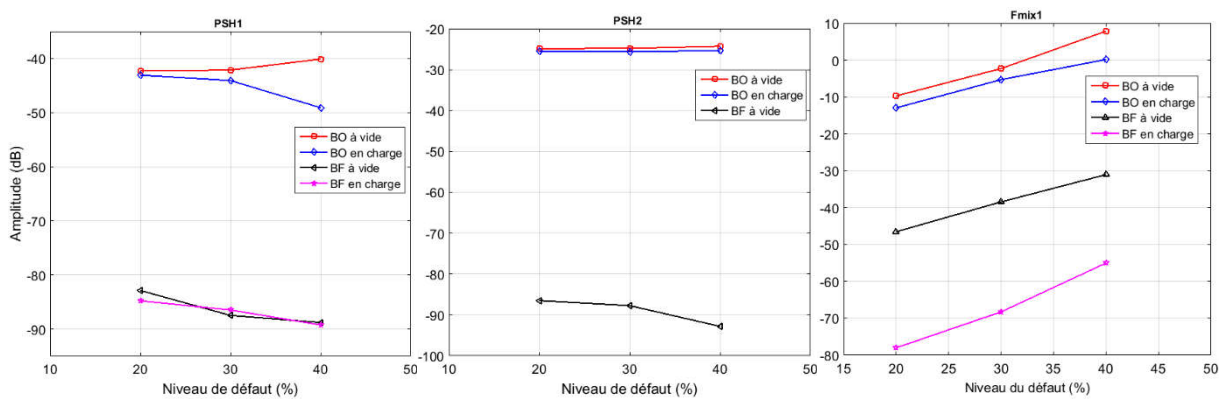


Figure 4.17 Evolution des raies caractéristiques en fonction de la charge et du degré d'excentricité mixte en boucle ouverte et en boucle fermée en utilisant la méthode MCSA.

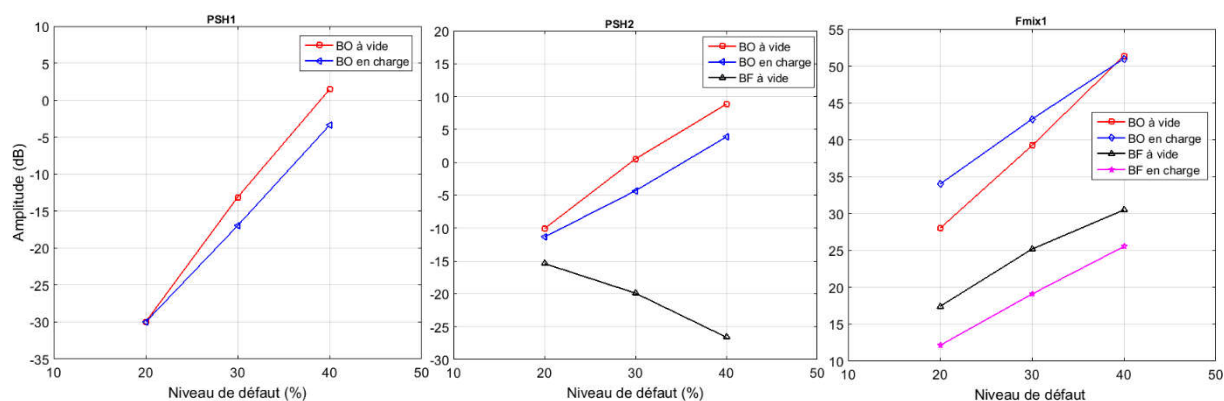


Figure 4.18 Evolution des raies caractéristiques en fonction de la charge et du degré d'excentricité mixte en boucle ouverte et en boucle fermée en utilisant la méthode (SICAPE).

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude de diagnostic et de détection des défauts mécaniques dans une machine asynchrone basée sur ses signaux physiques tels que les courants statoriques et la puissance apparente instantanée sont présentés. Il a été structuré en deux grandes parties : la première concernant le défaut de rupture des barres et la deuxième qui tient compte des cas des défauts d'excentricité.

Quant au défaut de rupture de barre, nous avons distingué entre deux scénarios d'étude : la première qui considère la détection de défaut de rupture des barres lorsque la machine fonctionne à vide, et puis la deuxième qui se fait lorsque la machine fonctionne en charge. Pour les deux cas d'étude de défauts, les indicateurs extraits et leurs transformées de Fourier ont été analysés pour démontrer l'efficacité et la fiabilité de chaque méthode de traitement, en particulier lorsque la machine fonctionne à vide, où les composantes fréquentielles caractéristiques au défaut de rupture des barres rotoriques sont extrêmement petites et difficile à détecter. D'autre part, l'application de la méthode de Hilbert sur les courants statoriques ou l'extraction de l'enveloppe de la puissance apparente instantanée sont deux indicateurs avérés leurs capacités de révéler le défaut de rupture de barre même lorsque la machine fonctionne à vide.

Dans la seconde partie de ce chapitre, on s'est intéressé aux différents types des défauts d'excentricité statique, dynamique et mixte. En analysant les impacts de ces défauts, on a remarqué que l'approche basée sur l'analyse de la signature du module de puissance apparente complexe est très efficace par rapport au MCSA, pour détecter l'occurrence d'excentricité de l'entrefer dans la machine asynchrone triphasée à cage fonctionne en boucle fermée.

D'autre part, on remarque la génération des composantes supplémentaires dues à la coexistence des deux défauts (statique, dynamique) et s'ajoutant à ceux dus à chacun d'eux.

Les résultats de simulation montrent qu'une excentricité statique, dynamique ou mixte, peut-être effectivement détectée par cette approche, dont la philosophie de fonctionnement repose sur le comportement de la composante spectrale à une fréquence de $f_{re} = f_s(1 - g)/p$. Même pour les faibles niveaux d'excentricité, ou lorsque la machine fonctionne à vide, les composantes fréquentielles caractéristiques sont clairement visibles. A travers l'étude de différentes méthodes d'analyse spectrale, on peut conclure que la composante continue dans le spectre du module de puissance apparente complexe, s'avère être un bon indicateur de l'état de la machine asynchrone, malgré la haute fréquence causée par l'alimentation MLI.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail mené dans cette thèse a été consacré à la commande et au diagnostic de défauts mécaniques (rupture de barres rotoriques, excentricité statique, dynamique et mixte) des machines asynchrones à cage par exploitation des grandeurs physiques tel que les courants et les tensions d'alimentation.

Dans un premier temps, on est intéressé à une modélisation analytique par la fonction d'enroulement de la machine asynchrone, dédiée au diagnostic des défauts mécaniques, exprimée dans le repère fixe triphasé lié au stator et tenant compte de ses différents aspects allant de la commande jusqu'à la génération des signaux indicateurs de défauts. L'intérêt majeur de ce modèle, est le fait qu'il permet de modifier les caractéristiques physiologiques et topologiques afin de simuler son comportement dans le cas sain et en présence des défauts de rupture de barres ou d'excentricité sous une stratégie de commande DTC, avec un temps de calcul relativement court. Le modèle analytique a été développé et mis en œuvre dans l'environnement Matlab/Simulink.

La modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des harmoniques spatiales liées à la distribution des bobines, ainsi que les effets définissent les défauts mécaniques à savoir : le défaut de rupture des barres rotoriques et les défauts d'excentricités. La modélisation qui tient compte de l'effet de défaut de rupture des barres rotoriques semble très simple, lorsqu'on augmente la résistance d'une telle ou plusieurs barres rotoriques, par rapport à la modélisation qui tient compte de l'effet de défaut d'excentricité. Tant disque, la modélisation qui tient compte des effets d'excentricités, nécessite le développement en série de Fourier des fonctions d'enroulement du stator, du rotor et d'entrefer, et d'obtenir les expressions analytiques des paramètres inductifs et leurs dérivés.

La mise en œuvre d'une stratégie de commande DTC basée sur deux types de contrôle, mode glissant et PI-OF, robustes vis-à-vis des variations paramétriques fiaient compliquées la détection des défauts pour deux principales raisons :

- La première est la compensation des effets des défauts par les régulateurs de commande.
- La deuxième est le bruit dû aux commutations et des harmoniques générés par l'onduleur.

Alors, l'entraînement d'une machine asynchrone dans une application en boucle fermée, nécessite des méthodes spécifiques pour avoir des indicateurs efficaces pour la détection des défauts.

Les indicateurs présélectionnés ont été utilisés comme des entrées, directes pour l'analyse spectrale par l'FFT tel que le courant statorique, ou par des méthodes de traitement de signal avant l'analyse spectrale par FFT tel que : la méthode de Hilbert et la méthode de calcul du module de la puissance apparente complexe instantané. Les performances de ces approches ont été finalement testées vis-à-vis des conditions de charge. Les résultats de simulation obtenus ont montré que l'application directe de FFT sur le signal du courant statorique a des difficultés de détecter les défauts pouvant survenir dans la machine et perd ses performances dans certaines conditions de fonctionnement. Autrement, les deux autres méthodes de diagnostic et de détection des défauts tel que: la méthode de Hilbert et la méthode du module de la puissance ont des performances distinguées pour diagnostiquer la machine asynchrone fonctionnant en boucle fermée.

Sur la base des résultats de simulations obtenues, on peut tirer les perspectives envisageables à ce travail :

- La boucle fermée n'a aucune influence sur les indicateurs de défaut (enveloppe du courant ou de puissance apparente), malgré l'élimination des ondulations sur les grandeurs de sortie assurée par l'effet de la commande DTC.
- Les méthodes proposées permettent de générer des signatures des défauts par l'application de FFT conventionnelle, évitant ainsi les méthodes numériques, qui nécessitent une technologie coûteuse.
- Les composantes analysées ne montrent que les signatures spécifiques relatives au défaut, ce qui permet d'éviter une attribution incorrecte aux autres défauts électriques ou mécaniques.
- Les méthodes proposées sont capables de détecter les défauts par l'apparition de leurs fréquences caractéristiques, quel que soit les conditions de charge.
- On peut définir le taux de sévérité des défauts à partir de l'amplitude de leurs composantes fréquentielles caractéristiques.

A.1. Paramètres de la machine utilisée dans les simulations

Symbole	Quantité	Paramètres
P_n	Puissance nominale	3 kW
f	Fréquence d'alimentation	50 Hz
V_n	Tension d'alimentation	220/380 V
Ω_n	Vitesse nominale	314 Rad/s
p	Nombre de paires de pôle	1
N_b	Nombre de barres rotoriques	27
N_s	Nombre de spires statorique	193
J	Moment de l'inertie	0.0045 kg .m ²
R_s	Résistance d'une phase statorique	4.1 Ω
R_b	Résistance d'une barre rotorique	74 · 10 ⁻⁶ Ω
R_e	Résistance d'une portion d'anneau	74 · 10 ⁻⁶ / N_b Ω
L_a	Inductance d'une portion d'anneau	0.0175 H
L_b	Inductance d'une barre rotorique	0.33 · 10 ⁻⁶ H
L_e	Inductance de fuite d'une portion d'anneau	0.33 · 10 ⁻⁶ / N_b H
l	Longueur de noyau magnétique	0.06 m
r	Rayon moyen de l'entrefer	0.0375 m
g_0	Epaisseur de l'entrefer	0.38 10 ⁻⁴ m

REFERENCES

Références

- [1] K. Kim and A. G. Parlos, "Model-based fault diagnosis of induction motors using non-stationary signal segmentation," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 16, no. 2–3, pp. 223–253, 2002.
- [2] "Fault diagnosis in induction machines using the generalized structured singular value," *Control Eng. Pract.*, vol. 10, no. 6, pp. 587–598, 2002.
- [3] P. Shi, Z. Chen, Y. Vagapov, and Z. Zouaoui, "A new diagnosis of broken rotor bar fault extent in three phase squirrel cage induction motor," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 42, no. 1–2, pp. 388–403, 2014.
- [4] M. E. K. Oumaamar, Y. Maouche, M. Boucherma, and A. Khezzar, "Static air-gap eccentricity fault diagnosis using rotor slot harmonics in line neutral voltage of three-phase squirrel cage induction motor," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 84, pp. 584–597, 2017.
- [5] N. Yassa, M. Rachek, and H. Houassine, "Motor current signature analysis for the air gap eccentricity detection in the squirrel cage induction machines," *Energy Procedia*, vol. 162, pp. 251–262, 2019.
- [6] A. Ammar, A. Benakcha, and A. Bourek, "Closed loop torque SVM-DTC based on robust super twisting speed controller for induction motor drive with efficiency optimization," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 28, pp. 17940–17952, 2017.
- [7] B. L. G. Costa, C. L. Graciola, B. A. Angélico, A. Goedel, M. F. Castoldi, and W. C. de A. Pereira, "A practical framework for tuning DTC-SVM drive of three-phase induction motors," *Control Eng. Pract.*, vol. 88, no. October 2018, pp. 119–127, 2019.
- [8] B. L. G. Costa, C. L. Graciola, B. A. Angélico, A. Goedel, and M. F. Castoldi, "Metaheuristics optimization applied to PI controllers tuning of a DTC-SVM drive for three-phase induction motors," *Appl. Soft Comput. J.*, vol. 62, pp. 776–788, 2018.
- [9] Y. Maouche, A. Boussaid, M. Boucherma, and A. Khezzar, "Modeling and simulation of stator turn faults. Detection based on stator circular current and neutral voltage," *Proc. - 2013 9th IEEE Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives, SDEMPED 2013*, pp. 263–268, 2013.
- [10] M. R. Mehrjou, N. Mariun, M. Hamiruce Marhaban, and N. Mison, "Rotor fault condition monitoring techniques for squirrel-cage induction machine - A review," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 25, no. 8, pp. 2827–2848, 2011.
- [11] A. Glowacz, W. Glowacz, Z. Glowacz, and J. Kozik, "Early fault diagnosis of bearing and stator faults of the single-phase induction motor using acoustic signals," *Meas. J.*

- Int. Meas. Confed.*, vol. 113, no. May 2017, pp. 1–9, 2018.
- [12] C. Di, X. Bao, H. Wang, Q. Lv, and Y. He, “Modeling and analysis of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with curved dynamic eccentricity,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 8, pp. 1–7, 2015.
- [13] N. Praveen Kumar and T. B. Isha, “Electromagnetic field analysis of 3-phase induction motor drive under broken rotor bar fault condition using FEM,” *IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. PEDES 2016*, vol. 2016–Janua, pp. 1–6, 2017.
- [14] T. Ishikawa, R. Ishigame, M. Matsunami, and N. Kurita, “Analysis and Failure Diagnosis of SquirrelCage Induction Motor with Broken Rotor,” *2012 15th Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 1–5.
- [15] I. Ishkova and O. Vitek, “Diagnosis of eccentricity and broken rotor bar related faults of induction motor by means of motor current signature analysis,” *Proc. 2015 16th Int. Sci. Conf. Electr. Power Eng. EPE 2015*, pp. 682–686, 2015.
- [16] W. Bradley, J. Victory, M. Ebrahimi, A. Wood, and C. Pestell, “Model-based diagnosis of induction motor failure modes,” *Proc. 15th IEEE Int. Conf. Emerg. Technol. Fact. Autom. ETFA 2010*, no. ii, pp. 1–4, 2010.
- [17] A. G. S. Megha Singh, “Broken Rotor Bar Fault Diagnosis of a Three-phase Induction Motor using Discrete Wavelet Transform,” *2019 IEEE PES GTD Gd. Int. Conf. Expo. Asia (GTD Asia)*, pp. 1–7, 2019.
- [18] M. D. Kumar, S. F. Kodad, and B. Sarvesh, “Simplified Fault Detection Algorithm for Voltage Source Fed Induction Motor,” *Mater. Today Proc.*, vol. 5, no. 1, pp. 1401–1410, 2018.
- [19] R. H. C. Palácios, I. N. Da Silva, A. Goedel, and W. F. Godoy, “A novel multi-agent approach to identify faults in line connected three-phase induction motors,” *Appl. Soft Comput. J.*, vol. 45, pp. 1–10, 2016.
- [20] V. F. Pires, M. Kadivonga, J. F. Martins, and A. J. Pires, “Motor square current signature analysis for induction motor rotor diagnosis,” *Meas. J. Int. Meas. Confed.*, vol. 46, no. 2, pp. 942–948, 2013.
- [21] H. Talhaoui, A. Menacer, A. Kessal, and R. Kechida, “Fast Fourier and discrete wavelet transforms applied to sensorless vector control induction motor for rotor bar faults diagnosis,” *ISA Trans.*, vol. 53, no. 5, pp. 1639–1649, 2014.
- [22] K. S. Gaeid, H. W. Ping, M. Khalid, and L. Salih, “Fault Diagnosis, Induction Motor, Unbalance Voltage, Broken Rotor Bar, MCSA, FFT, Vector Control; Fault Diagnosis, Induction Motor, Unbalance Voltage, Broken Rotor Bar, MCSA, FFT, Vector Control,”

- Electr. Electron. Eng.*, vol. 1, no. 2, pp. 85–92, 2011.
- [23] A. H. Bonnett and C. Yung, “Increased efficiency versus increased reliability,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, no. 1, pp. 29–36, 2008.
- [24] T. M. Wolbank and P. Macheiner, “Comparison of different methods to detect static air gap asymmetry in inverter fed induction machines,” *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, pp. 675–680, 2007.
- [25] R. S. Wieser, C. Kral, F. Pirker, and M. Schagginger, “Vienna induction machine monitoring method; On the impact of the field oriented control structure on real operational behavior of a faulty machine,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 3, pp. 1544–1549, 1998.
- [26] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, “Study of rotor faults in induction motors using external magnetic field analysis,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 5, pp. 2082–2093, 2012.
- [27] A. Yazidi, H. Henao, G. A. Capolino, M. Artioli, F. Filippetti, and D. Casadei, “Flux signature analysis: An alternative method for the fault diagnosis of induction machines,” *2005 IEEE Russ. Power Tech, PowerTech*, pp. 1–6, 2005.
- [28] C. Concari, G. Franceschini, and C. Tassoni, “Differential diagnosis based on multivariable monitoring to assess induction machine rotor conditions,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4156–4166, 2008.
- [29] R. F. Walliser and C. F. Landy, “Assessment of interbar currents in double-cage induction motors with broken bars,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 9, no. 1, pp. 159–164, 1994.
- [30] J. de J. Rangel-Magdaleno, R. de J. Romero-Troncoso, R. A. Osornio-Rios, E. Cabal-Yepez, and L. M. Contreras-Medina, “Novel methodology for online half-broken-bar detection on induction motors,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 5, pp. 1690–1698, 2009.
- [31] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, and Y. Azzoug, “Discrete wavelet transform and energy eigen value for rotor bars fault detection in variable speed field-oriented control of induction motor drive,” *ISA Trans.*, no. April, pp. 0–1, 2018.
- [32] K. N. Gyftakis, D. V. Spyropoulos, J. C. Kappatou, and E. D. Mitronikas, “A novel approach for broken bar fault diagnosis in induction motors through torque monitoring,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 2, pp. 267–277, 2013.
- [33] Z. L. Z. Liu, X. Z. X. Zhang, X. Y. X. Yin, and Z. Z. Z. Zhang, “On-line squirrel cage induction motors’ rotor mixed fault diagnosis approach based on spectrum analysis of

- instantaneous power,” *Fifth World Congr. Intell. Control Autom. (IEEE Cat. No.04EX788)*, vol. 5, no. 3, pp. 485–490, 2004.
- [34] T. Ilamparithi and S. Nandi, “Comparison of results for eccentric cage induction motor using finite element method and Modified Winding Function Approach,” *2010 Jt. Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. PEDES 2010 2010 Power India*, 2010.
- [35] H. A. Toliyat and T. A. Lip, “Transient Analysis of Cage Induction Machines Under Stator, Rotor Bar and End Ring Faults,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 10, no. 2, pp. 241–247, 1995.
- [36] H. A. Toliyat, M. S. Arefeen, and A. G. Parlos, “A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 4, pp. 910–918, 1996.
- [37] F. Karami, J. Poshtan, and M. Poshtan, “Broken bar fault detection in induction motors based on modified winding Function,” *2010 IEEE Int. Conf. Control Appl.*, pp. 1951–1956, 2010.
- [38] J. Milimonfared, H. M. Kelk, S. Nandi, A. Der Minassians, and H. A. Toliyat, “A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 5, pp. 1000–1006, 1999.
- [39] G. Singh, C. Anil Kumar, and V. N. A. Naikan, “Effectiveness of Current Envelope analysis to detect broken rotor bar and inter turn faults in an inverter fed induction motor drive,” *Proc. 2015 IEEE Int. Conf. Power Adv. Control Eng. ICPACE 2015*, pp. 191–194, 2015.
- [40] Y. Liu and A. M. Bazzi, “A review and comparison of fault detection and diagnosis methods for squirrel-cage induction motors: State of the art,” *ISA Trans.*, vol. 70, pp. 400–409, 2017.
- [41] L. Saidi, F. Fnaiech, H. Henao, G. A. Capolino, and G. Cirrincione, “Diagnosis of broken-bars fault in induction machines using higher order spectral analysis,” *ISA Trans.*, vol. 52, no. 1, pp. 140–148, 2013.
- [42] Z. Hou, J. Huang, H. Liu, M. Ye, Z. Liu, and J. Yang, “Diagnosis of broken rotor bar fault in open- and closed-loop controlled wye-connected induction motors using zero-sequence voltage,” vol. 11, pp. 1214–1223, 2017.
- [43] A. Polat, Y. D. Ertuğrul, and L. T. Ergene, “Static, dynamic and mixed eccentricity of induction motor,” *Proc. - SDEMPED 2015 IEEE 10th Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives*, pp. 284–288, 2015.
- [44] H. Talhaoui, A. Menacer, and R. Kechida, “Mixed eccentricity fault diagnosis in the

- sensorless field oriented control induction motor using DWT technique,” *Proc. - SDEMPED 2015 IEEE 10th Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives*, pp. 97–103, 2015.
- [45] R. L. Samaga, K. P. Vittal, and Vikas J, “Effect of unbalance in voltage supply on the detection of mixed air gap eccentricity in an induction motor by Motor Current Signature Analysis,” *2011 IEEE PES Int. Conf. Innov. Smart Grid Technol. ISGT India 2011*, pp. 108–113, 2011.
- [46] Y. Xie, P. Chen, F. Li, and H. Liu, “Electromagnetic forces signature and vibration characteristic for diagnosis broken bars in squirrel cage induction motors,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 123, no. 52, pp. 554–572, 2019.
- [47] X. Han and A. Palazzolo, “Unstable force analysis for induction motor eccentricity,” *J. Sound Vib.*, pp. 1–28, 2016.
- [48] D. G. Dorrell, W. T. Thomson, and S. Roach, “Analysis of air-gap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic air-gap eccentricity of 3-phase induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 24–34, 1997.
- [49] A. Sinervo, A. Laiho, and A. Arkkio, “Low-frequency oscillation in rotor vibration of a two-pole induction machine with extra four-pole stator winding,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 9, pp. 2292–2302, 2011.
- [50] P. Zhang, Y. Du, S. Member, T. G. Habetler, B. Lu, and S. Member, “A Survey of Condition Monitoring and Protection Methods for Medium-Voltage Induction Motors,” vol. 47, no. 1, pp. 34–46, 2011.
- [51] D. Guo, F. Chu, and D. Chen, “The unbalanced magnetic pull and its effects on vibration in a three-phase generator with eccentric rotor,” *J. Sound Vib.*, vol. 254, no. 2, pp. 297–312, 2003.
- [52] W. T. Thomson and M. Fenger, “Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, no. August, 2001.
- [53] M. Jannati *et al.*, “A review on Variable Speed Control techniques for efficient control of Single-Phase Induction Motors: Evolution, classification, comparison,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 75, no. April, pp. 1306–1319, 2017.
- [54] N. El Ouanjli, A. Derouich, A. El Ghzizal, A. Chebabhi, M. Taoussi, and B. Bossoufi, “Direct Torque Control Strategy Based on Fuzzy Logic Controller for a Doubly Fed Induction Motor,” *IOP Conf. Ser. Earth Environ. Sci.*, vol. 161, no. 1, pp. 0–8, 2018.
- [55] S. Karpe, S. A. Deokar, and A. M. Dixit, “Switching losses minimization by using direct

- torque control of induction motor,” *J. Electr. Syst. Inf. Technol.*, vol. 4, no. 1, pp. 225–242, 2016.
- [56] S. Lekhchine, T. Bahi, and Y. Soufi, “Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 57, pp. 206–211, 2014.
- [57] M. Drif and A. J. M. Cardoso, “Stator fault diagnostics in squirrel cage three-phase induction motor drives using the instantaneous active and reactive power signature analyses,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 1348–1360, 2014.
- [58] J. Hong, D. Hyun, S. Bin Lee, and C. Kral, “Offline monitoring of airgap eccentricity for inverter-fed induction motors based on the differential inductance,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 6, pp. 2533–2542, 2013.
- [59] S. K. Kim and J. K. Seok, “Online broken rotor bar detection of inverter-fed induction motors operating under arbitrary load conditions,” *2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc.*, pp. 2479–2484, 2010.
- [60] Z. Ye, A. Sadeghian, and B. Wu, “Mechanical fault diagnostics for induction motor with variable speed drives using Adaptive Neuro-fuzzy Inference System,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 76, no. 9–10, pp. 742–752, 2006.
- [61] T. Isao and O. Youichi, “High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, no. 2, pp. 257–264, 1989.
- [62] Y. Zhang, J. Zhu, Z. Zhao, W. Xu, and D. G. Dorrell, “An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1502–1513, 2012.
- [63] Y. Zhang, Z. Zhao, J. Zhu, W. Xu, and D. G. Dorrell, “Speed sensorless direct torque control of 3-level inverter-fed induction motor drive based on optimized switching table,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, no. 1, pp. 1316–1321, 2009.
- [64] N. Venkataramana Naik, A. Panda, and S. P. Singh, “A Three-Level Fuzzy-2 DTC of Induction Motor Drive Using SVPWM,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 3, pp. 1467–1479, 2016.
- [65] G. Krishnan and K. T. Ajmal, “A neoteric method based on PWM on PWM scheme with buck converter for torque ripple minimization in BLDC drive,” *2014 Annu. Int. Conf. Emerg. Res. Areas Magn. Mach. Drives, AICERA/iCMMD 2014 - Proc.*, no. 1, pp. 1–6, 2014.
- [66] F. Patkar, A. Jidin, E. Levi, and M. Jones, “Performance Comparison of Symmetrical and with Carrier-based PWM,” pp. 0–5, 2017.

- [67] K. Deepa, P. Ajay Kumar, V. Sai Krishna, P. N. Koteswara Rao, A. Mounika, and D. Medhini, "A study of comparative analysis of different PWM techniques," *Proc. 2017 Int. Conf. Smart Technol. Smart Nation, SmartTechCon 2017*, pp. 1144–1149, 2018.
- [68] M. H. Hedayati and V. John, "Filter Configuration and PWM Method for Single-Phase Inverters with Reduced Conducted EMI Noise," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3236–3243, 2015.
- [69] J. X. Shen, W. Sun, and X. Q. Huang, "A DC link switch-based common mode voltage reduction scheme in PWM inverter drives," *2015 Int. Conf. Sustain. Mobil. Appl. Renewables Technol. SMART 2015*, pp. 1–7, 2016.
- [70] K. Islam, M. Zaved, A. M. Siddiky, and K. A. Al Mamun, "A comparative analysis among PWM control Z-source inverter with conventional PWM inverter for induction motor drive," *2016 Int. Conf. Innov. Sci. Eng. Technol. ICISSET 2016*, pp. 1–6, 2017.
- [71] C. Lin, X. Zhang, and Q. Jiang, "Research on SVPWM inverter output control technology," *Proc. - 2013 5th Conf. Meas. Technol. Mechatronics Autom. ICMTMA 2013*, no. 1, pp. 927–929, 2013.
- [72] T. Lifang, "Study of the SVPWM converter based on TMS320F24X," *Proc. 2013 3rd Int. Conf. Intell. Syst. Des. Eng. Appl. ISDEA 2013*, pp. 1316–1319, 2013.
- [73] G. Q. Yu, Y. Zhang, and Y. W. Li, "Research of DSP-based SVPWM vector control system of asynchronous motor," *Proc. - 2012 Int. Conf. Comput. Sci. Electron. Eng. ICCSEE 2012*, vol. 1, pp. 151–155, 2012.
- [74] T. Laskody, B. Dobrucky, S. Kascak, and M. Prazenica, "2-phase direct torque controlled im drive using SVPWM with torque ripple reduction: Motoring and regenerating," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 698–702, 2014.
- [75] H. Prasad and T. Maity, "FPGA-based design and implementation of DTC and regenerative braking control of ZSI-Fed an induction motor drive," *2016 Int. Conf. Intell. Control. Power Instrumentation, ICICPI 2016*, pp. 184–188, 2017.
- [76] R. D. F. Campos, J. De Oliveira, L. C. D. S. Marques, A. Nied, and S. I. Seleme, "SVPWM-DTC strategy for single-phase induction motor control," *Proc. IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC 2007*, vol. 2, pp. 1220–1225, 2007.
- [77] S. Zhao, H. Yu, J. Yu, and B. Shan, "Induction motor DTC based on adaptive SMC and fuzzy control," *Proc. 2015 27th Chinese Control Decis. Conf. CCDC 2015*, pp. 4474–4479, 2015.
- [78] S. Inayah and A. Khedher, "DTC of Induction Motor Drives Fed By Two and Three-Level Inverter: Modeling and Simulation," *2019 19th Int. Conf. Sci. Tech. Autom.*

- Control Comput. Eng.*, no. Im, pp. 376–381, 2019.
- [79] D. Star, P. Magnet, S. Machine, S. Order, and S. Mode, “DIRECT TORQUE CONTROL USING SECOND ORDER SLIDING MODE OF A DOUBLE STAR PERMANENT,” vol. 80, 2018.
- [80] L. Ping and H. Lanying, “Vector control-based speed sensorless control of induction motors using sliding-mode controller,” *Proc. World Congr. Intell. Control Autom.*, vol. 1, no. 03, pp. 1942–1946, 2006.
- [81] J. Orr, B. Murray, and M. Comanescu, “Design of a second-order sliding mode MRAS speed estimator for the induction motor drive,” *2016 IEEE Power Energy Conf. Illinois, PECEI 2016*, pp. 1–5, 2016.
- [82] Z. Yin, Y. Zhang, X. Tong, and Y. Zhong, “Induction Motor Drives,” *2019 IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 2559–2563, 2019.
- [83] D. M. Kumar, H. K. Mudaliar, M. Cirrincione, U. Mehta, and M. Pucci, “Design of a Fractional Order PI (FOPI) for the Speed Control of a High-Performance Electrical Drive with an Induction Motor,” *ICEMS 2018 - 2018 21st Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 1198–1202, 2018.
- [84] H. Li, Y. Luo, and Y. Chen, “A fractional order proportional and derivative (FOPD) motion controller: Tuning rule and experiments,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 18, no. 2, pp. 516–520, 2010.
- [85] W. Chunyang, F. U. Weicheng, and S. H. I. Yaowu, “Tuning Fractional Order Proportional Integral Differentiation Controller for Fractional Order System,” *Control Conf. (CCC), 2013 32nd Chinese*, vol. 2, pp. 552–555, 2013.
- [86] Y. Luo, Y. Q. Chen, C. Y. Wang, and Y. G. Pi, “Tuning fractional order proportional integral controllers for fractional order systems,” *J. Process Control*, vol. 20, no. 7, pp. 823–831, 2010.
- [87] A. A. Kilbas, H. M. Srivastava, and J. J. Trujillo, *Theory and applications of fractional differential equations*, Elsevier S., no. 204. NEW YORK, 2006.
- [88] S. Nandi, H. A. Toliyat, and X. Li, “Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-A review,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, 2005.
- [89] S. A. Taher, M. Malekpour, and M. Farshadnia, “Diagnosis of broken rotor bars in induction motors based on harmonic analysis of fault components using modified adaptive notch filter and discrete wavelet transform,” *Simul. Model. Pract. Theory*, vol. 44, pp. 26–41, 2014.

- [90] B. M. Ebrahimi, J. Faiz, S. Lotfi-Fard, and P. Pillay, "Novel indices for broken rotor bars fault diagnosis in induction motors using wavelet transform," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 30, pp. 131–145, 2012.
- [91] S. Guedidi, S. E. Zouzou, W. Laala, K. Yahia, and M. Sahraoui, "Induction motors broken rotor bars detection using MCSA and neural network: Experimental research," *Int. J. Syst. Assur. Eng. Manag.*, vol. 4, no. 2, pp. 173–181, 2013.
- [92] M. Drif and J. M. Cardoso, "Airgap Eccentricity Fault Diagnosis, in Three-Phase Induction Motors, by the Complex Apparent Power Signature Analysis," vol. 55, no. 3, pp. 18–22, 2006.
- [93] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, and H. A. Toliyat, "Mixed eccentricity in three phase induction machines: analysis, simulation and experiments," no. 3, pp. 1525–1532, 2003.
- [94] P. Shi, Z. Chen, Y. Vagapov, and Z. Zouaoui, "Winding function approach for induction machine fault detection," *Proc. - 2013 9th IEEE Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives, SDEMPED 2013*, no. 4, pp. 323–328, 2013.
- [95] C. C. M. Cunha and B. J. C. Filho, "Detection of Rotor Faults in Squirrel-Cage Induction Motors using Adjustable Speed Drives," *Conf. Rec. 2006 IEEE Ind. Appl. Conf. Forty-First IAS Annu. Meet.*, vol. 5, no. c, 2006.
- [96] G. H. Bazan, P. R. Scalassara, W. Endo, A. Goedel, W. F. Godoy, and R. H. C. Palácios, "Stator fault analysis of three-phase induction motors using information measures and artificial neural networks," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 143, pp. 347–356, 2017.
- [97] V. T. Tran, F. AlThobiani, A. Ball, and B. K. Choi, "An application to transient current signal based induction motor fault diagnosis of Fourier-Bessel expansion and simplified fuzzy ARTMAP," *Expert Syst. Appl.*, vol. 40, no. 13, pp. 5372–5384, 2013.
- [98] T. Goktas, "Discerning broken rotor bar failure from low-frequency load torque oscillation in DTC induction motor drives," 2016.
- [99] A. Esna, E. Ashari, R. Nikoukhah, and S. L. Campbell, "Active Robust Fault Detection in Closed-Loop Systems : Quadratic Optimization Approach," vol. 57, no. 10, pp. 2532–2544, 2012.
- [100] A. Bellini, C. Concari, G. Franceschini, and C. Tassoni, "Different procedures for the diagnosis of rotor fault in closed loop induction motors drives," *Proc. IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC 2007*, vol. 2, pp. 1427–1433, 2007.
- [101] R. F. Walliser and C. F. Landy, "Determination of interbar current effects in the detection of broken rotor bars in squirrel cage induction motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 9, no. 1, pp. 152–158, 1994.

- [102] F. Filippetti, M. Martelli, G. Franceschini, and C. Tassoni, "Development of expert system knowledge base to on-line diagnosis of rotor electrical faults of induction motors," *Conf. Rec. 1992 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, 1992.
- [103] S. M. A. Cruz, A. Stefani, F. Filippetti, and A. J. M. Cardoso, "A new model-based technique for the diagnosis of rotor faults in RFOC induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4218–4228, 2008.
- [104] J. de J. Rangel-Magdaleno, H. Peregrina-Barreto, J. M. Ramirez-Cortes, P. Gomez-Gil, and R. Morales-Caporal, "FPGA-based broken bars detection on induction motors under different load using motor current signature analysis and mathematical morphology," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 63, no. 5, pp. 1032–1040, 2014.
- [105] N. Hamad, K. F. Brethee, F. Gu, and A. D. Ball, "An investigation of electrical motor parameters in a sensorless variable speed drive for machine fault diagnosis," *2016 22nd Int. Conf. Autom. Comput. ICAC 2016 Tackling New Challenges Autom. Comput.*, no. September, pp. 329–335, 2016.
- [106] R. Puche-Panadero, M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, E. Hurtado-Perez, and J. Perez-Cruz, "Improved resolution of the MCSA method via Hilbert transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 52–59, 2009.
- [107] S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, and S. Member, "Multiple Reference Frames Theory : A New Method for the Diagnosis of Stator Faults in Three-Phase Induction Motors," vol. 20, no. 3, pp. 611–619, 2005.
- [108] Ghoggal adel, "Contribution à la Modélisation de la Machine Asynchrone Triphasée Dédinée au Diagnostic," Thèse-Doctorat en Science- Université Biskra, 2010.
- [109] B. Xu, L. Sun, L. Xu, and G. Xu, "Improvement of the Hilbert method via esprit for detecting rotor fault in induction motors at low slip," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 1, pp. 225–233, 2013.
- [110] B. Bessam, A. Menacer, M. Boumehraz, and H. Cherif, "Detection of broken rotor bar faults in induction motor at low load using neural network," *ISA Trans.*, vol. 64, pp. 241–246, 2015.
- [111] M. Abd-el-Malek, A. K. Abdelsalam, and O. E. Hassan, "Induction motor broken rotor bar fault location detection through envelope analysis of start-up current using Hilbert transform," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 93, pp. 332–350, 2017.
- [112] A. M. da Silva, R. J. Povinelli, and N. A. O. Demerdash, "Induction machine broken bar and stator short-circuit fault diagnostics based on three-phase stator current envelopes,"

- IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1310–1318, 2008.
- [113] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, and G. Rostaing, “Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1813–1822, 2008.
- [114] S. Hamdani, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel, M. Hassan, and S. Gadoue, “Induction machine modelling with dynamic eccentricity fault using FMM and permeance approach,” *J. Electr. Eng.*, vol. 14, no. 2, pp. 323–330, 2014.
- [115] J. Faiz and M. Ojaghi, “Instantaneous-power harmonics as indexes for mixed eccentricity fault in mains-fed and open/closed-loop drive-connected squirrel-cage induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4718–4726, 2009.
- [116] J. Faiz and M. Ojaghi, “Different indexes for eccentricity faults diagnosis in three-phase squirrel-cage induction motors: A review,” *Mechatronics*, vol. 19, no. 1, pp. 2–13, 2009.
- [117] X. Huang and T. G. Habetler, “Detection of mixed air gap eccentricity in closed-loop drive-connected induction motors,” *IEEE Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives, SDEMPED 2003 - Proc.*, pp. 312–316, 2003.
- [118] X. Huang, T. G. Habetler, and R. G. Harley, “Analysis, simulation, and experiments of rotor eccentricity in closed-loop drive-connected induction motors,” *SDEMPED 2005 - Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives*, no. September, pp. 1–6, 2005.
- [119] M. El and K. Oumaamar, “Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques et mécaniques de la machine asynchrone avec alimentation équilibrée ou déséquilibrée Mohamed El Kamel Oumaamar To cite this version : HAL Id : tel-01749160 soutenance et mis à disposition de l’ensemble d,” Thèse-Univ- Lorraine, 2018.
- [120] “Practical Machinery Vibration Analysis and Predictive Maintenance - 1st Edition.” [Online]. Available: <https://www.elsevier.com/books/practical-machinery-vibration-analysis-and-predictive-maintenance/scheffer/978-0-7506-6275-8>. [Accessed: 07-Feb-2019].