

Université Mohamed Khider – Biskra

Faculté des Sciences et de la technologie

Département : Génie Electrique

Ref:.....



جامعة محمد خيضر بسكرة

كلية العلوم و التكنولوجيا

قسم: الهندسة الكهربائية

المرجع:.....

Mémoire présenté en vue de l'obtention  
du diplôme de

**Magister en : Electrotechnique**

**Option : Commande Électrique**

Préparée au laboratoire de Génie Électrique de Biskra LGEB

## **Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut**

Présenté par :

**Yasmina SAKER**

Soutenu publiquement le : .....19/11/2012.....

### **Proposition du jury:**

Dr. Rachid ABDESSAMED

Dr. Arezki MENACER

Dr. Salah-Eddine ZOUZOU

Dr. Sourî Mohamed MIMOUNE

Dr. Abdelhamid BEN AKCHA

Professeur

Maitre de Conférences A

Professeur

Professeur

Maitre de Conférences A

Président

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

Université de Batna

Université de Biskra

Université de Biskra

Université de Biskra

Université de Biskra

# *Dédicace*

*Je dédie ce travail :*

*A ma Mère*

*A la mémoire de mon père,*

*A mon mari*

*A mes enfants : Hana , Baha Eddine diab*

*Alderrahmane , Fatima zohra et Meriem*

*A mes Sœurs ,et mes Frères*

*A mes Proches.*

**SAKER Yasmina**

## *Remerciements*

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du laboratoire **LGEB** de Biskra

Je remercie mon encadreur le Dr. **MENACER Arezki**, Maître de Conférences à l'Université de Biskra, pour avoir dirigé ce travail, pour son aide immense, pour sa simplicité et ses valeurs uniques qui m'ont toujours soutenue dans les moments les plus difficiles, il m'a toujours reçu avec sympathie et il a mis son temps et ses connaissances à ma disposition, il a suivi et encouragé les nombreuses corrections jusqu'à l'achèvement de ce travail veuillez trouver ici l'expression de ma reconnaissance.

J'adresse mes sincères remerciements aux membres du jury qui ont bien voulu évaluer mon travail, ils m'ont témoigné un grand intérêt et m'ont dispensé leurs connaissances riches d'expérience:

- Dr. Rachid ABDESSAMED, Professeur à l'Université de Batna,
- Dr. Salah-Eddine ZOUZOU, Professeur à l'Université de Biskra,
- Dr. Abdelhamid BENAKCHA, Maître de conférence à l'Université de Biskra,
- Dr. Sourî Mohamed MIMOUNE, Professeur à l'Université de Biskra,

pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie mes enseignants à l'institut d'Electrotechnique de Biskra de poste de graduation .Je tiens également à remercier Professeur ZOUZOU Salah -Eddine pour la documentations et tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

Sans oublier Les enseignants : OUAFI Abdelkrim, TERKI Nadjiba, à l'Université de Biskra, et AIDOUDI Nabil à l'Université Le Creusot France, tous les professeurs (membres du laboratoire LGEB).

Enfin, ce travail n'aurait pas été mené à termes sans la concession et les encouragements de mon marie a qui je dis merci beaucoup.

**Résumé:** Ce travail s'inscrit dans la thématique de la modélisation, la commande, la surveillance et du diagnostic des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil en présence de défaut de rupture des barres rotorique. La thématique de diagnostic du défaut se base sur l'application de deux méthodes de traitement de signal qui est une solution efficace pour le problème de diagnostic de défaut: une à base d'analyses spectrale du courant statorique (FFT) et la second, par utilisation des ondelettes pour extraire les informations nécessaires, possédant une analyse très fine des signaux unidimensionnels et bidimensionnels à travers une décomposition en familles ondelettes (approximées et détails).

Le diagnostic de défaut rotorique s'effectue en considérant que la machine fonctionne en boucle fermée à travers l'utilisation de la commande vectorielle utilisant des régulateurs de type PI. Pour assurer la qualité de diagnostic une minimisation des harmoniques de la tension d'alimentation de la machine côté convertisseur de tension est réalisé: Deux types de commande de l'onnduleur sont présentées l'une à MLI sinusoidale et l'autre à MLI vectorielle.

**Mots clés :** Machine asynchrone, commande vectorielle, MLI sinusoidale, .MLI vectorielle, SVM, défauts, cassure de barres rotorique, diagnostic, analyse spectrale ; ondelettes.

**Abstract :** This work fits into the theme of modeling, control, monitoring and fault diagnosis of the three phase squirrel cage induction machine in the presence of broken rotor bars faults. The thematic of the fault diagnosis is based on the application of two signals processing methods which considered an effective solution to the problem of fault diagnosis: such as one is based on the stator current spectrum (FFT) and the second use the wavelets in order to extract the necessary information, possessing a very detailed analysis of one-dimensional and two-dimensional signals through wavelet decomposition families (approximated and details).

The fault diagnosis is carried out in rotor whereas the machine is operating in closed loop, through using the indirect vector control based for the PI controller. In order to ensure the quality of diagnosis, the minimization of harmonics of power supply voltage of the machine is side power converter is realized: Two types of converter control are presented, one use the sinusoidal pulse modulation (PWM) and the other use the PWM vector (SVM).

**Keywords:** Asynchronous Machine, vector control, PWM,.SVM, faults, broken rotr bars, diagnosis, spectral analysis, wavelets.

**ملخص:** هذا العمل يندرج موضوع التشخيص النمذجة، الرصد والمراقبة وخطأ من آلة القفص السنجاب غير المتزامن في وجود خطأ الدوار. موضوع تشخيص الأخطاء يعتمد على تطبيق طريقتين لمعالجة الإشارات هو حل فعال لمشكلة تشخيص الأخطاء: تحليل الطيف استنادا إلى الجزء الثابت الحالي (FFT) والثانية من استخدام الموجات لاستخراج المعلومات اللازمة، وحياسة تحليل مفصل جدا للإشارات ذات بعد واحد وثنائية الأبعاد من خلال التحلل الموجات. ويتم تشخيص الأخطاء في الدوار في حين أن الجهاز يعمل في حلقة مغلقة من خلال استخدام مكافحة ناقلات باستخدام وحدة تحكم PI. لضمان جودة التشخيص من خلال التقليل من التوافقيات من الطاقة امدادات التيار الكهربائي لتحويل الطاقة ، يتم عرض نوعين من السيطرة على كل onnduleur PWM الجيبية وناقلات أخرى.

**كلمات البحث:** آلة التحكم غير متزامن ناقلات PWM ، SVM ، أخطاء، الدوار الحانات انقطاع، والتشخيص، والتحليل الطيفي، الموجات.

# Sommaire

<i>Introduction générale</i>	1
------------------------------	---

## *Chapitre I:*

### *Méthodes de diagnostic et de détection de défauts*

<b>I.1. Introduction</b> .....	3
<b>I.2. Défauts considérés et analyse harmonique</b> .....	3
I.2.1. Défauts au niveau du stator.....	5
I.2.2. Ruptures de barres rotorique.....	5
I.2.3. Défaut d'excentricité.....	5
I.2.4. Défauts de roulements.....	6
<b>I.3. Méthodes de détection des défauts dans les machines asynchrones à cage</b>	6
<b>I.3.1. Méthode de diagnostic sans modèle</b> .....	6
I.3.1.1. Méthode par traitement de signal .....	7
I.3.1.2. Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques.....	9
I.3.1.3. Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite.....	9
I.3.1.4. Analyse du couple électromagnétique.....	9
I.3.1.5. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée.....	9
I.3.1.6. Analyse des courants statoriques.....	10
I.3.1.7. analyse des défauts à partir du vecteur de Park.....	10
I.3.1.8. Techniques d'intelligence artificielle (AI).....	11
<b>I.3.2. Méthodes de diagnostic avec modèle</b> .....	11
I.3.2.1. Techniques d'estimation d'état.....	12
I.3.2.2. Technique de génération de résidus.....	12
I.3.2.3. Techniques d'identification.....	13
<b>I.4. Conclusion</b> .....	14

## *Chapitre II:*

### *Modèle de la machine Asynchrone dédié à la simulation des défauts rotorique*

<b>II.1. Introduction</b> .....	15
<b>II.2. Modèle multi enroulements de la machine asynchrone</b> .....	16
<b>II.3. Calcul des inductances</b> .....	17
II.3.1. Inductances statoriques.....	17

II.3.2. Inductances rotoriques.....	18
II.3.3. Inductance mutuelle stator-rotor:.....	19
<b>II.4 – Mise en équations.....</b>	<b>21</b>
II.4.1 -Equations de tensions au stator.....	21
II.4.2 -Equations de tensions au rotor.....	23
II.4.3. Modèle équivalent de la machine de taille réduit.....	26
II.4.4-Résultats de simulation.....	30
II.4.4.1-Machine saine.....	30
II.4.4.2. Machine avec défaut rotorique.....	32
a-Machine avec deux barres cassées adjacentes.....	32
b). Machine avec deux barres cassées de type éloignées.....	33
<b>II.5. Machine alimentée à travers un convertisseur.....</b>	<b>34</b>
II.5.1. Modélisation de l'onduleur de tension.....	34
II.5.2. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus triangle)....	36
II.5.3 -Résultats de simulation.....	37
II.5.3.1. machine à l'état sain .....	37
II.5.3.2. Machine avec défaut rotorique.....	38
a)-Machine avec deux barres adjacentes.....	39
b)-Machine avec deux barres éloignées.....	40
II.5.4-Commande de l'onduleur par MLI vectorielle (SVM: space vector modulation).....	41
II.5.4.1- Résultats de simulation.....	45
II.5.4.1.1. machine saine.....	45
II.5.4.1.2. Machine avec défaut rotorique.....	46
a). Machine avec deux barres adjacentes .....	46
b)-Machine avec deux barres éloignées.....	48
<b>II.6-Conclusion.....</b>	<b>49</b>

### ***Chapitre III:***

#### ***Analyse du défaut rotorique par traitement de signal***

<b>III.1- Introduction.....</b>	<b>50</b>
<b>III.2. Analyse du défaut rotorique par FFT classique.....</b>	<b>50</b>
III.2.1. Machine alimentée directement par le réseau triphasé.....	51
III.2.2. Machine alimentée par un onduleur à MLI sinusoïdale.....	52
III.2.3. Machine alimentée par un onduleur à MLI vectorielle.....	53

<b>III.3. Analyse du défaut rotorique par la technique des ondelettes.....</b>	<b>55</b>
Cas d'une machine alimentée directement à travers le réseau.....	57
Cas d'une machine alimentée directement à travers un onduleur à MLI Sinusoïdale.....	59
Cas d'une machine alimentée directement à travers un onduleur à MLI Vectorielle.....	61
<b>III.4. Conclusion .....</b>	<b>63</b>

### *Chapitre IV:*

#### *Commande Vectorielle de la machine asynchrone à cage avec défaut rotorique*

<b>IV- Introduction.....</b>	<b>64</b>
<b>IV.1-Modèle de la machine dédié à la commande.....</b>	<b>64</b>
<b>IV.2-Principe de la commande vectorielle par orientation du flux.....</b>	<b>66</b>
<b>IV.3-Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique..</b>	<b>67</b>
<b>IV.4-Stratégie de commande.....</b>	<b>68</b>
IV.4.1-Commande vectorielle directe.....	68
IV.4.2-Commande vectorielle indirecte.....	68
<b>IV.5-Structure de la commande vectorielle indirecte.....</b>	<b>96</b>
<b>IV.6-Bloc de dé fluxage.....</b>	<b>71</b>
<b>IV.7-Organisation fonctionnelle de la commande indirecte... ..</b>	<b>71</b>
<b>IV.8- Simulation et résultats .....</b>	<b>72</b>
IV.8.1- Test en fonctionnement sain de la machine à vide et en charge.....	72
IV.8.2- Test d'inversion de la vitesse .....	74
IV.8.3- Test de variation de vitesse.....	75
IV.8.4- Test en défaut de la machine .....	76
IV.8.4.1- Cas d'une cassure d'une barre rotorique.....	76
IV.8.4.2- Cas d'une cassure de deux barres rotorique type adjacentes.....	77
IV.8.4.3- Cas d'une cassure de deux barres rotorique type éloignées.....	78
<b>IV.9- Analyse du défaut rotorique par ondelette.....</b>	<b>80</b>
<b>IV.10- Conclusion:.....</b>	<b>82</b>
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>83</b>
<b>Annexe.....</b>	<b>85</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>86</b>

# *Liste des figures*

## *Chapitre I*

<b>Figure 1.1:</b> ... Sources de défaut de la machine asynchrone a cage.....	3
<b>Figure 1.2:</b> ... Principaux défauts de la machine asynchrone et leurs causes .....	4
<b>Figure 1.3 :</b> ... Boîtes temps-fréquence.....	8
<b>Figure 1.4 :</b> ... Principe de l'estimation d'état.....	12
<b>Figure 1.5 :</b> ... Génération des résidus.....	13
<b>Figure 1.6 :</b> ... Principe des techniques d'identification.....	13

## *Chapitre II*

<b>Figure 2.1:</b> .... Structure du rotor de la machine asynchrone à cage .....	16
<b>Figure 2.2:</b> .... Induction magnétique produite par une maille rotorique .....	18
<b>Figure 2.3:</b> .... Schéma électrique équivalent d'une maille rotorique.....	23
<b>Figure 2.4:</b> ... Grandeurs électriques et mécanique de la machine à l'état sain.....	31
<b>Figure 2.5:</b> .... Grandeurs électriques et mécanique de la machine en défaut de deux barres cassées adjacentes.....	33
<b>Figure 2.6:</b> ....Grandeurs électriques et mécaniques de la machine en défaut de deux barres cassées éloignées .....	34
<b>Figure 2.7:</b> ....Structure de l'onduleur.....	35
<b>Figure 2.8:</b> .... Vecteur de tension crée par l'onduleur de tension.....	36
<b>Figure 2. 9:</b> ...Modulation sinus-triangulaire pour une phase.....	37
<b>Figure 2.10:</b> ..Grandeurs électriques et mécanique de la machine saine alimentée par un onduleur à MLI sinusoïdale.....	38
<b>Figure 2.11:</b> ..Grandeurs électriques et mécanique de la machine avec deux barres cassées adjacentes .....	39
<b>Figure 2.12:</b> ..Grandeurs électriques et mécanique de la machine avec deux barres cassées éloignées.....	40
<b>Figure 2.13:</b> ..Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur dans le repère stationnaire.....	42
<b>Figure 2.14:</b> ..Projection du vecteur de référence (secteur1).....	42
<b>Figure 2.15:</b> ..Algorithme de détection des secteurs.....	45
<b>Figure 2.16:</b> ...Grandeur électriques et mécaniques de la machine saine alimentée par onduleur à SVM.....	46
<b>Figure 2.17:</b> ..Grandeurs électriques et mécanique de la machine avec deux cassures de barres	



Adjascentes.....	47
<b>Figure 2.18:...</b> Grandeur électriques et mécaniques de la machine avec deux cassures de barres éloignées .....	48

### ***Chapitre III***

<b>Figure 3.1:...</b> Spectre du courant statorique pour une machine alimentée directement par le réseau .....	51
<b>Figure 3.2:....</b> Spectre du courant statorique pour une machine alimentée par onduleur à MLI sinusoïdale.....	52
<b>Figure 3.3:...</b> Spectre du courant statorique pour une machine alimentée par onduleur à MLI vectorielle .....	53
<b>Figure 3.4:....</b> DWT du courant statorique pour une machine liée directement au réseau .....	58
<b>Figure 3.5:...</b> DWT du courant statorique pour une machine alimentée par onduleur à MLI sinusoïdale .....	60
<b>Figure 3.6:...</b> DWT du courant statorique pour une machine alimentée par onduleur à MLI vectorielle.....	62

### ***Chapitre IV***

<b>Figure 4.1:....</b> Orientation du flux (rotorique, statorique, d'enterfer).....	66
<b>Figure 4.2:....</b> Analogie entre la commande d'une machine a courant continu et la machine Induction.....	67
<b>Figure 4.3:.....</b> Reconstitution des tentions $V_{sd}$ et $V_{sq}$ .....	70
<b>Figure 4.4:....</b> Principe de la commande vectorielle.....	70
<b>Figure 4.5:....</b> Bloc de défluxage.....	71
<b>Figure 4.6:....</b> Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension.....	71
<b>Figure 4.7:....</b> Résultats de simulation pour un fonctionnement sain de la machine.....	73
<b>Figure 4.8:....</b> Résultats de simulation cas d'inversion de vitesse.....	74
<b>Figure 4.9:....</b> Résultats de simulation de variation de vitesse.....	75
<b>Figure 4.10:...</b> Résultats de simulation, cas deux cassures de barre .....	77
<b>Figure 4.11:...</b> Résultats de simulation dans le cas d'un défaut de deux cassures de barre adjacentes .....	78
<b>Figure 4.12:...</b> Résultats de simulation dans le cas d'un défaut de deux cassures de barre éloignées .....	79
<b>Figure 4.13:...</b> DWT du courant statorique pour une machine commandée vectoriellement.....	81

# *Liste des Tableaux*

## *Chapitre II*

<b>Tableau 2.1:</b> ....Inductances de la machine asynchrone à cage .....	<b>20</b>
<b>Tableau 2.2:</b> ....Calcul des vecteurs de tensions.....	<b>41</b>
<b>Tableau 2.3:</b> ....Les durées d'application des vecteurs adjacent.....	<b>43</b>
<b>Tableau 2.4:</b> ....Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.....	<b>44</b>

## *Chapitre III*

<b>Tableau 3.1:</b> ... Fréquences calculées et déduites, cas de deux barres adjacentes (liée au réseau) .....	<b>54</b>
<b>Tableau 3.2:</b> ... Fréquences calculées et déduites, cas de deux barres éloignées (machine liée au réseau) .....	<b>54</b>
<b>Tableau 3.3:</b> .... Fréquences calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres adjacentes (machine liée à un onduleur à MLI sinusoïdale) .....	<b>54</b>
<b>Tableau 3.4:</b> .... Fréquences calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres éloignées (machine liée à un onduleur à MLI sinusoïdale).....	<b>54</b>
<b>Tableau 3.5:</b> .... Fréquences calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres adjacentes (machine liée à un onduleur à MLI vectorielle) .....	<b>55</b>
<b>Tableau 3.6 :</b> .... Fréquences calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres éloignées (machine liée à un onduleur à MLI vectorielle).....;	<b>55</b>
<b>Tableau 3.7:</b> .... Bandes des fréquences associées aux détails et approximées.....	<b>57</b>

# Notation et symboles

$\theta$	Angle décrivant une position particulière dans l'espace, mesuré par rapport à une référence fixée par rapport au stator
$a$	Angle électrique entre deux mailles rotorique [rd]
$k_0$	Coefficient de frottement
$C_e$	Couple électromagnétique [N.m]
$I_e$	Courant dans l'anneau de court-circuit [A]
$I_{ek}$	Courant d'une portion d'anneau [A]
$I_{bk}$	Courant de barre [A]
$I_{rk}$	Courant de maille rotorique k [A]
$I_{as}, I_{bs}, I_{cs}$	Courant des phases statorique [A]
$\Phi_s$	Flux magnétique par pole crée par un courant statorique [Wb]
$\Phi_{abcs}$	Flux des phases statorique [Wb]
$\Phi_{rk}$	Flux magnétique crée par une maille rotorique k [Wb]
$g$	Glissement
$L_b$	Inductance d'une barre rotorique [H]
$L_{rc}$	Inductance cyclique rotorique [H]
$L_{sc}$	Inductance cyclique statorique [H]
$L_{sf}$	Inductance de fuite rotorique [H]
$L_{sp}$	Inductance propre statorique [H]
$L_e$	Inductance total de l'anneau de court-circuit [H]
$B_s$	Induction magnétique crée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
$L$	Longueur active du circuit magnétique [m]
$J$	Moment d'inertie [Kg.m <sup>2</sup> ]
$M_{sr}$	Mutuelle cyclique entre le sator et le rotor [H]
$M_s$	Mutuelle entre phase statorique [H]
$p$	Nombre de pairs de pôles
P	Opérateur de Laplace
$\mu_0$	Perméabilité magnétique de l'air

$\theta_r$	Position du rotor [rd]
$R$	Rayant moyen de l'entrefer
$a, b$	Référentielle fixe lié au stator
$R_r$	Résistance de l'enroulement rotorique [ $\Omega$ ]
$R_s$	Résistance de l'enroulement statorique [ $\Omega$ ]
$R_e$	Résistance totale de l'anneau de court-circuit [ $\Omega$ ]
$t$	Temps[s]
$V_{abc}$	Tensions des phases statorique [V]
$X$	Vecteur d'état
$u$	Vecteur de commande
$\Omega_r$	Vitesse de rotation mécanique
$\omega_r$	Pulsation rotorique

# Introduction générale

# *Introduction générale*

La plupart des processus industriels font appel à des moteurs pour assurer l'entraînement, en fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès directe et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées [1].

Les objectifs des différentes structures industrielles sont toujours liés à l'augmentation de la qualité, la productivité et la rentabilité. La machine asynchrone à cage d'écurieil était réservée aux entraînements électriques à vitesse constante à cause de la difficulté de sa commande et de la difficulté du suivi de ses paramètres rotoriques, cependant, cette machine présente également de nombreux avantages, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple [2]. En général, la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes.

- Commande de faible coût et faible performance (commande scalaire).
- Commande à haute performance comme le contrôle direct du couple (DTC), la commande vectorielle par orientation de flux rotorique qui assurent une dynamique élevée.

Ces méthodes sont à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines outils, la traction électrique... etc.

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire présente la commande vectorielle à base d'une MLI vectorielle de la machine asynchrone présentant un défaut rotorique de type cassure de barres rotorique. Les outils d'analyse et diagnostic de défaut sont à base de l'utilisation du spectre par le biais de la transformée de Fourier et de l'ondelette.

Ce mémoire est scindé en quatre chapitres dans le premier chapitre, on rappelle les différentes méthodes de diagnostic et de détection de défauts, et traite aussi les divers défauts qui peuvent apparaître dans les machines asynchrone. Le deuxième chapitre est réservé à la modélisation de la machine asynchrone à rotor à cage d'écurieil dédié à la simulation de défaut rotorique, un modèle réduit utilisant une transformation généralisée est présente, ainsi que l'alimentation de la

machine à travers un onduleur de tension commandée par deux techniques à MLI sinusoïdale et MLI vectorielle. Des résultats de simulations sont présentées à l'état sain et avec défaut. L'utilisation de la MLI vectorielle montre à travers la minimisation du taux d'harmonique.

Le troisième chapitre, est consacré à l'application de l'analyse par FFT et ondelette du courant statorique de la machine seule alimentée directement par le réseau et alimentée par onduleur de tension à MLI classique et MLI vectorielle dans le cas sain et avec défaut. Les résultats de simulation montrent les performances des deux techniques d'analyse du défaut et cela par l'apparition des raies dans le spectre du courant sur FFT et l'apparition d'oscillation sur les courbes des détails à hautes niveau sur les ondelette qui propose une analyse très fine des signaux et permet de détecter la non-stationnarité dans les signaux où cette particularité est non disponible dans les techniques classiques comme l'FFT. Les résultats obtenus sont en bonne concordance avec celles trouvées dans la pluparts des travaux de recherche [3-7, 17, 21-30].

Ce quatrième chapitre, est consacré à l'application d'une technique de commande de type vectorielle indirecte en présence d'un défaut et associée avec onduleur de tension utilisant des régulateurs classiques de type PI où leurs choix dépendent fortement des paramètres de la machine ainsi du mode de fonctionnement à l'état sain. Des testes de robustesse vis-à-vis l'inversion de vitesse, la variation de vitesse et de la charge sont présentées. Il est à signaler qu'un test de défaut de cassure de barre est introduit au sein de la commande avec une analyse par ondelette. On termine par une conclusion générale où on donnera une synthèse des résultats ainsi obtenus et les perspectives future pour l'amélioration du modeste travail .

# *Chapitre I*

Méthodes de diagnostic et de détection  
de défauts dans les entraînements  
électriques



## I.1. Introduction

Bien que la machine asynchrone soit robuste, elle peut présenter comme toute autre machine électrique, des défaillances. Ainsi, en raison des conséquences importantes et coûteuses que peut engendrer l'apparition d'un défaut sur les processus industriels, le diagnostic des défauts fait l'objet d'un intérêt grandissant depuis les deux dernières décennies, en raison qu'il fait partie de la surveillance qui est un moyen de garantir le bon fonctionnement des systèmes, la continuité de service et la protection du matériel et des personnels [8].

Dans ce chapitre, on décrit les principaux défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone à cage ainsi que les diverses méthodes et techniques les plus couramment utilisées pour le diagnostic et le pronostique des défauts.

## I.2. Défauts considérés et analyse harmonique

Les principaux défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone peuvent être classés par catégorie dans deux types: mécanique et électrique. Les sources des défauts de la machine peuvent être internes ou externes comme illustré d'après les organigrammes de la figure 1.1 et figure 1.2 [2].

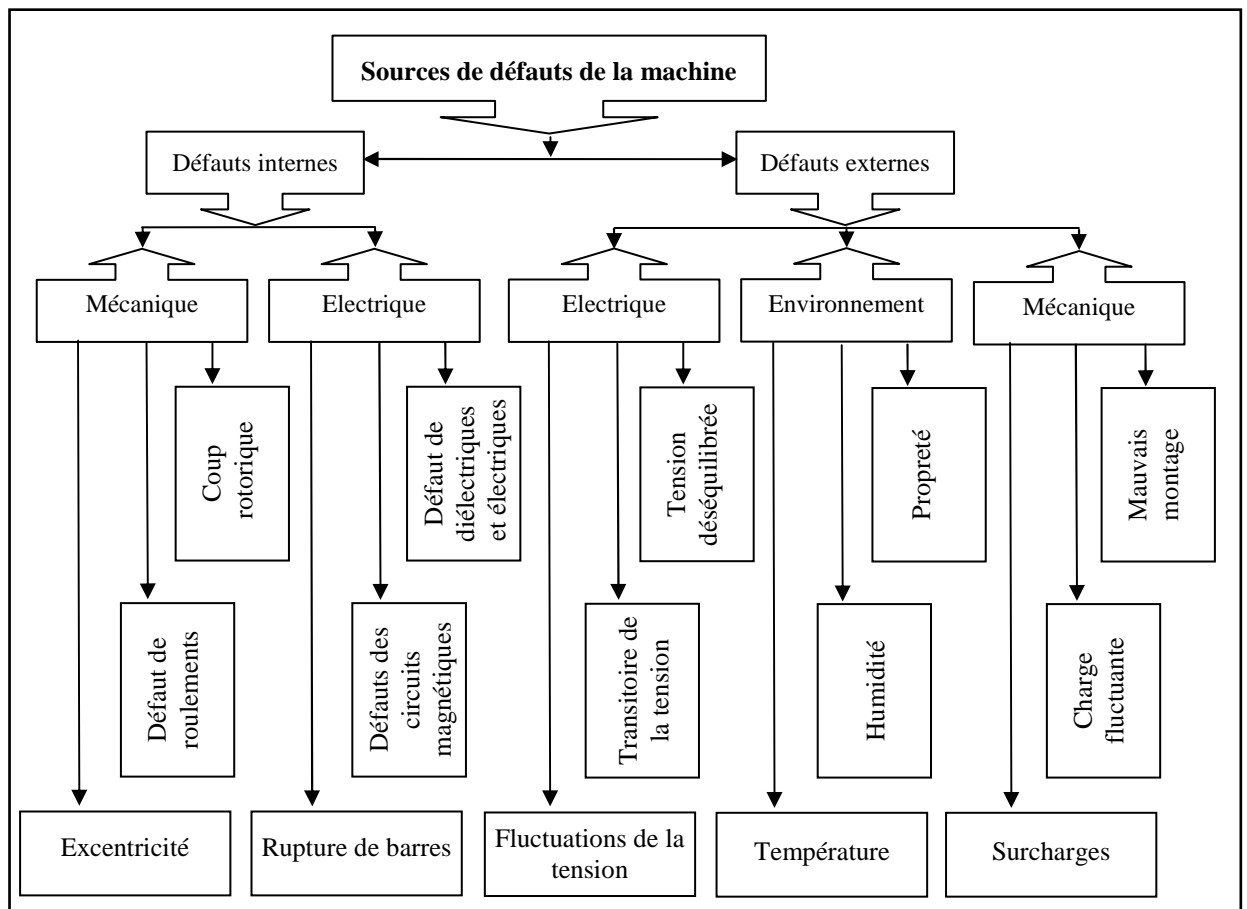


Figure 1.1 : Sources de défaut de la machine asynchrone à cage

On peut même les représenter selon leur emplacement au rotor et/ou stator. L'arbre de défaut de la machine asynchrone où les défauts sont classifiés comme indiqués sur la figure 1.2 :

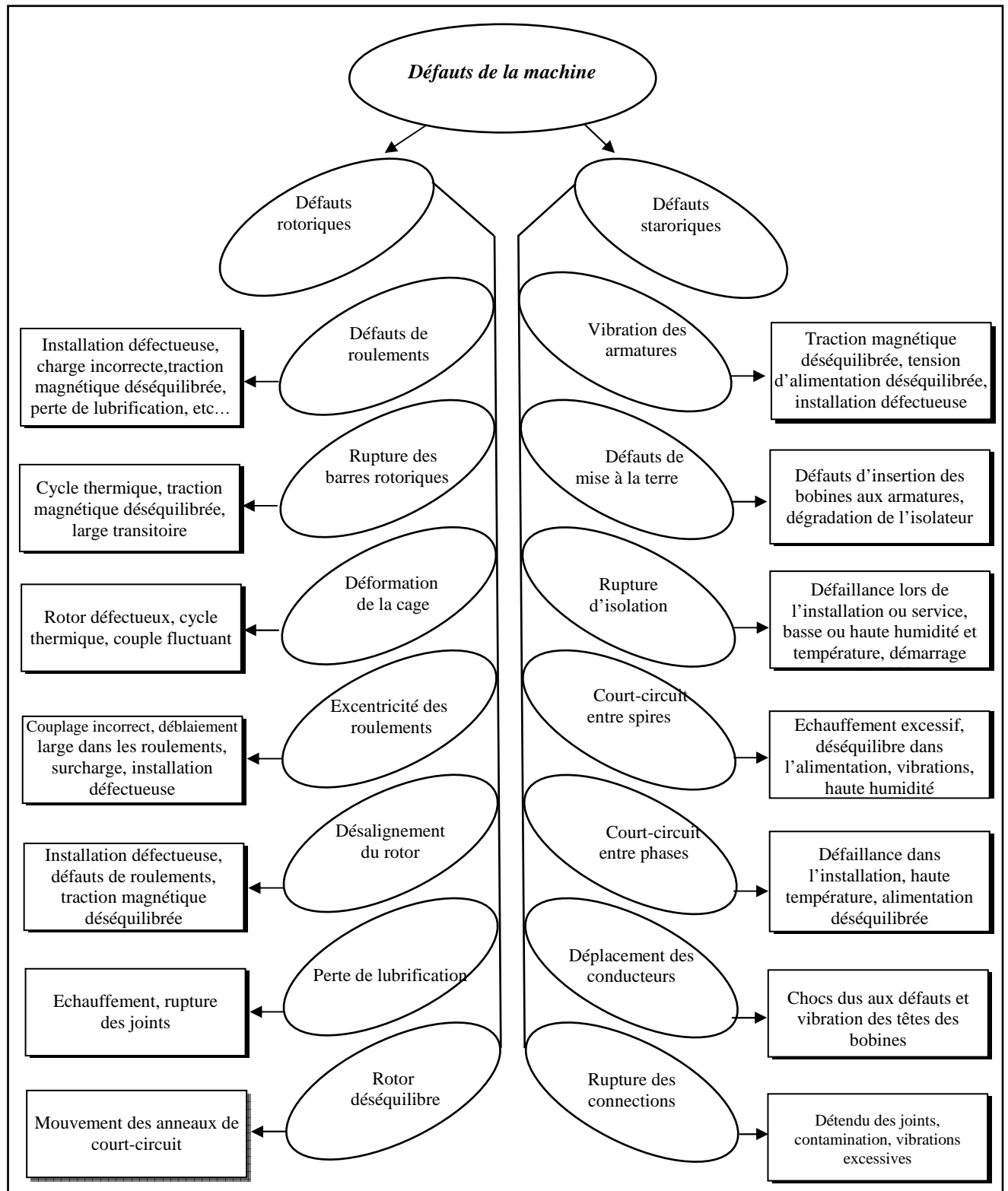


Figure 1.2: Principaux défauts de la machine asynchrone et leurs causes

### I.2.1. Défauts au niveau du stator

Le stator de la machine est soumis à des contraintes électriques et mécaniques. Il présente essentiellement comme défaut, la mise en court-circuit d'une ou plusieurs spires de son bobinage, le déséquilibre ou l'ouverture d'une des phases d'alimentation. On présente ces deux types de défauts ainsi que leurs conséquences dans le spectre du courant par la fréquence  $f_{cs}$  donnée comme suit [9]:

$$f_{cs} = \left[ \frac{n}{p} \cdot (1 - g) \pm k \right] \cdot f_s \quad \text{avec: } n = 1, 2, 3, \dots \text{ et } k = 1, 3, \dots \quad (1.1)$$

### I.2.2. Ruptures de barres rotorique

La rupture de barres rotorique d'une machine asynchrone est un des défauts les plus couramment étudiés, en raison de sa simplicité de réalisation. Ce défaut induit des modifications dans les courants du stator et entraîne donc l'apparition d'harmoniques caractéristiques dans le spectre de ce signal. En effet, lors de l'apparition d'une rupture de barre, des harmoniques de flux sont produits et induisent des harmoniques de courant dans l'enroulement statorique aux fréquences autour de la fréquence fondamentales  $f_s$  telles que [10]:

$$f_{brc} = f_s \cdot (1 \pm 2 \cdot k \cdot g) \quad \text{avec: } k = 1, 2, 3. \quad (1.2)$$

$g$ : le glissement,  $f_s$ : fréquence d'alimentation statorique.

### I.2.3. Défaut d'excentricité

L'excentricité de la machine est le résultat de non uniformité d'entrefer. Ce défaut peut être la cause d'une flexion de l'arbre, d'un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, de l'usure du roulement ou encore d'un déplacement du noyau statorique. Il existe deux types d'excentricité [11]:

- Statique: déformation du corps du stator, positionnement incorrecte du rotor,
- Dynamique: le centre du rotor n'est plus confondu avec le centre de rotation.

La présence de l'excentricité se manifeste donc par l'apparition d'harmoniques dans le spectre du courant présentées par la présence d'une fréquence  $f_{exc}$ :

$$f_{exc} = f_s \cdot \left[ 1 \pm k \cdot \frac{(1 - g)}{p} \right] \quad \text{avec } k = 1, 2, 3, \dots \quad (1.3)$$

$p$ : nombre de paire de pôles.

### I.2.4. Défauts de roulements

Dans l'étude statistique, on remarque que [12] présente un pourcentage élevé plus de 50% de défauts affecte les roulements, Les roulements se composent généralement de deux bagues, une intérieure et une autre extérieure entre lesquelles existe un ensemble de billes ou de rouleaux tournants. En fonctionnement normal, la défaillance due à la fatigue commence par de petites fissures situées au-dessous des surfaces du chemin de roulement et de l'élément roulant, qui se propage graduellement sur la surface. Tout changement de l'uniformité du roulement produit des vibrations détectables et augmente le niveau du bruit. Les variations de l'entrefer qu'engendre ce type de défaut génèrent dans le courant statorique des raies spectrales dont la fréquence  $f_{roul}$  [13]:

$$f_{roul} = |f_s \pm k \cdot f_v| \quad \text{ou} \quad k = 1, 2, \dots \quad (1.4)$$

où  $k$  est un entier et  $f_v$  est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations.

### I.3. Méthodes de détection des défauts dans les machines asynchrones à cage

Pour effectuer le diagnostic d'une installation, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de symptômes, tels que le bruit, la température, les vibrations...etc. En s'appuyant sur leur expériences, ces derniers sont dues à des modifications des caractéristiques temporelles et fréquentielles d'un certain nombre de grandeurs mesurables ou non [13]. Pour effectuer un diagnostic, il est nécessaire de procéder à une ou des analyses afin d'interpréter les signaux issus des capteurs tant sur le plan fréquentiel que temporel. Parmi tous les signaux permettant d'établir un diagnostic, ceux-ci peuvent provenir de la mesure du courant absorbé par le moteur électrique, le carré de ce courant, la puissance instantanée, le vecteur de Park, les vibrations axiales ou radiales.....

Il est important de savoir que les différentes méthodes de diagnostic sont classées selon les approches auxquelles elles appartiennent. En effet, il existe deux approches [14]:

- Approche sans modèle,
- Approche avec modèle

#### I.3.1. Méthodes de diagnostic sans modèle

Ces méthodes ne nécessitent pas forcément de modèle analytique précis du système mais reposent plutôt sur une reconnaissance de signatures. Les signatures de défauts, obtenues par une modélisation ou par mesure sur maquette, sont généralement classées dans une base de données.

L'analyse est réalisée par une interprétation du type signal ou par système expert. Parmi ces méthodes on trouve:

### I.3.1.1. Méthode par traitement de signal

A ce jour, c'est l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables qui est la plus utilisée pour le diagnostic de défaut, car la plupart des défauts connus peuvent être détectés avec ce type d'approche. Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine. En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux [15 - 28], peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de la machine. Elles font toute partie de la famille des méthodes d'estimation spectrale non-paramétriques. Les méthodes courantes d'analyse des signaux de diagnostic en régime transitoire et en régime permanent sont le spectrogramme, l'analyse temporelle et la distribution de Wigner-Ville, l'analyse spectrale par FFT et les ondelettes.

La transformation de Fourier fait ressortir le contenu fréquentiel de  $f$  mais ne permet pas de localiser temporellement les événements (saut, changement de fréquence, etc.). Pour résoudre ce problème, GABOR (1964) a introduit la transformée de Fourier à court terme. Cette dernière se base sur le fenêtrage (Windowing). Il s'agit de segmenter en tranche de temps fixes le signal à analyser et d'appliquer par la suite la Transformée de Fourier (TF) à chaque tranche. La suite logique pour la résolution de ce problème a été l'élaboration d'un puissant outil localisé en temps et en fréquences dénommé la transformée en ondelettes (wavelets transform). Cette dernière technique qui sera notre objectif d'étude n'est qu'une dilatation (dilater est ici à prendre dans le sens étirer et comprimer et une translation d'une ondelette initiale que l'on nomme ondelette mère. Suivant ce que l'on désire réaliser avec le signal on utilise différents types d'ondelette mère: chapeau mexicain, Morlet.....

Les ondelettes sont donc des fonctions:

$$\psi_{s,t} = \frac{1}{\sqrt{s}} \Psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) \quad (1.5)$$

où  $\psi$  est l'ondelette mère.

L'analyse par ondelette est similaire à celle de Fourier s'écrit:

$$\lambda(s, \tau) = \int f(t) \Psi_{s,\tau}^*(t) dt \quad (1.6)$$

La transformée prend les deux arguments  $s$  et  $\tau$  qui sont respectivement des coefficients des translations et dilatation. En faisant varier ces arguments, on peut couvrir complètement le plan temps – fréquence, on obtient ainsi une représentation complète et redondante du signal à analyser, le fait que la transformée utilise des fonctions bien localisées le plan temps fréquence lui donne beaucoup d'avantages:

La résolution en fréquence de la transformée dépend du facteur de dilatation ou facteur d'échelle  $s$  d'où on peut donc choisir arbitrairement celle-ci suivant ce que l'on désire analyser.

Pour des signaux physiques présentent des variations très rapides, des sauts des discontinuités l'analyse en ondelette est adaptée car elle va détecter ces singularités et analyser celle-ci. Cette particularité rend l'analyse en ondelettes complémentaire à l'analyse de Fourier en effet avec cette dernière, les discontinuités d'un signal ne sont pas facilement analysables car les coefficients des fréquences correspondantes sont étalés dans toute la transformée.

On peut donc représenter complètement et efficacement un signal quelconque en peu de coefficients.

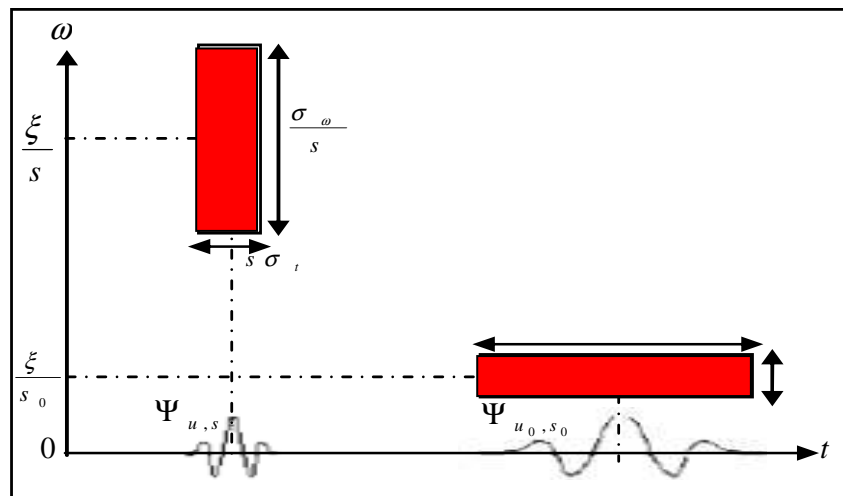


Figure 1.3 : Boîtes Temps-fréquence

L'observation de l'évolution d'un signal peut nous renseigner sur son début et sa fin, la durée de ses éléments caractéristiques, ses discontinuités, ses changements de rythme, etc. En revanche, une représentation temporelle renseigne peu sur les périodicités présentes dans le signal. L'objectif de cette section n'est pas de fournir une description détaillée de l'analyse de Fourier et de ses fondements, description que l'on pourra trouver dans la littérature. Il s'agit plutôt de présenter cette méthode d'analyse afin de pouvoir situer l'intérêt de l'analyse en ondelettes dans ce mémoire suivant les travaux [2-7, 29-31]

Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être [32 - 37]:

- courants absorbés,
- flux de dispersion,
- tension d'alimentation,
- couple électromagnétique,
- vitesse de rotation mécanique,
- vibrations.

### **I.3.1.2. Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques**

Le diagnostic des défauts par mesure des vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine. Ces vibrations peuvent être captées par des accéléromètres. Les spectres des signaux de vibrations, issus de la machine en défaut, sont comparés avec ceux enregistrés lorsque la machine est en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor.

### **I.3.1.3. Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite**

La conversion électromécanique de l'énergie est localisée dans l'entrefer. Cette conversion est donc affectée par tout déséquilibre magnétique, mécanique, électrique ou électromagnétique au rotor ou au stator. Le flux d'entrefer et par-là même l'induction magnétique dans cet entrefer, le flux embrassé dans les enroulements statoriques ou encore le flux de fuite dans l'axe du rotor sont des paramètres qui, à cause de leur sensibilité à tout déséquilibre de la machine, méritent d'être analysés. Ces grandeurs sont difficilement mesurables mais des études ont été menées pour extraire des signatures spécifiques à certains défauts. Le flux axial est toujours présent dans les machines électriques à cause des dissymétries inhérentes à leur fabrication. L'étude des variations de flux peut donc être une solution pour détecter et localiser un défaut à travers de l'utilisation de bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, perpendiculairement à l'axe du rotor.

### **I.3.1.4. Analyse du couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique développé dans la machines, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique. L'analyse spectrale du signal du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'état de santé de la machine.

### **I.3.1.5. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée**

L'utilisation de la puissance instantanée pour la détection des défauts dans la machine, a fait l'objet des nombreux travaux de recherche. La puissance instantanée est la somme du produit des

courants et des tensions dans les trois phases statoriques. Donc, le niveau d'informations apportées par cette grandeur, est plus grand que celui apportées par le courant d'une seule phase. Ceci présente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres.

### I.3.1.6. Analyse des courants statoriques

Les signaux évoqués précédemment permettent de détecter un grand nombre de défauts sur la machine. Cependant, ces signaux nécessitent la mise en place d'un grand nombre de capteurs (flux, couple mètre, accéléromètres,...) souvent onéreux, sensibles et délicats à placer dans des environnements contraignants. Pour ces inconvénients et pour extraire de manière précise les informations relatives aux défauts les recherches ont été particulièrement dirigées vers le spectre des courants statoriques pour les raisons que les courants sont faciles à mesurer, ils fournissent des informations sur de nombreux défauts. Les défauts de la machine asynchrone se traduisent dans le spectre du courant statorique soit par l'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoche rotorique et nombre de paires de pôles). La modification de l'amplitude des raies spectrales, présentés dans le spectre du courant. Cette approche de surveillance a été largement utilisée depuis ces dernières années elle est connue sous le nom de MCSA (Motor Current Signature Analysis). L'avantage, comparé aux signaux précédents, est que les capteurs de courants sont désormais présents dans tous les systèmes de commande des entraînements électriques et offrent donc, un accès aisé à la mesure sans une implémentation (de capteur) supplémentaire.

### I.3.1.7. analyse des défauts à partir du vecteur de Park

On peut remarquer que la représentation en deux dimensions peut être utilisée, pour décrire le phénomène des harmoniques à travers le spectre. Une des plus connues et des plus appropriées et celle qu'utilise le vecteur de Park à partir du calcul des courants statoriques. En fonction des courants de phase  $i_{sa}(t)$ ,  $i_{sb}(t)$ , et  $i_{sc}(t)$  courants de Park  $I_d(t)$ ,  $I_q(t)$  peuvent être calculer comme suit

$$\begin{cases} I_d(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sc}(t) \\ I_q(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sc}(t) \end{cases} \quad (1.7)$$

A partir de ces deux courants, il sera aisé de tracer les figures  $I_d(t)$  en fonction de  $I_q(t)$  pour un fonctionnement sain ou le vecteur courant décrit un cercle et pour un fonctionnement défectueux le vecteur décrit un éclipse.



Dans des conditions idéales, lorsque les courants d'alimentation ne contiennent seulement ceux d'ordre positif le vecteur de Park aura les composantes suivantes:

$$\begin{cases} I_d(t) = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot I \sin(\omega t) \\ I_q(t) = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot I \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (1.8)$$

tel que: I représente la valeur maximale du courant direct et  $\omega$  la pulsation angulaire de l'alimentation.

Dans des conditions de déséquilibre, les équations (1.7) et (1.8) ne sont plus vérifiées car le courant d'alimentation contient d'autres composants tel que la composante inverse. Le module du vecteur du courant de Park subit des changements qui sont directement reliés au défaut que subi la machine.

Cependant, il est important de noter que l'intérêt porté au vecteur de Park n'est plus l'étude du défaut de court-circuit à partir de la variation des formes mais son utilisation pour aboutir au spectre où apparaissent les composantes directes et inverses indépendamment les unes des autres. Le courant statorique peut également être utilisé pour visualiser les différentes signatures au niveau du spectre du courant.

### **I.3.1.8. Techniques d'intelligence artificielle (AI)**

Les techniques d'intelligence artificielle sont de plus en plus utilisées dans le domaine du diagnostic, des chercheurs [38 - 41] et les industriels ont de plus en plus recours à ce genre de technique pour augmenter l'efficacité du système. En fait le terme "intelligence Artificielle" comprend diverses techniques telles que les systèmes experts, les réseaux de neurones, la logique floue, qui peuvent être utilisés de manière indépendante ou combinés pour améliorer leur efficacités.

### **I.3.2. Méthodes de diagnostic avec modèle**

Ces méthodes de détection reposent sur des connaissances a priori du système [42, 43]. Elles supposent sur la connaissance des modèles et des paramètres représentant le processus physique à étudier. La comparaison des signaux expérimentaux représentant le fonctionnement du système et des signaux générés par les modèles (ou des paramètres estimés) permet la détection ainsi que l'identification de la défaillance susceptible de se produire. Ces techniques supposent la

connaissance de la plage de variation de ces modèles et de ces paramètres selon les conditions de fonctionnement du système. Ces techniques peuvent être classées en trois catégories:

### I.3.2.1. Techniques d'estimation d'état

Les modèles analytiques font intervenir un nombre  $n_i$  de variables internes, appelés aussi variables d'état. Ces variables sont généralement non mesurables pour des raisons d'inaccessibilité, elles peuvent être dépourvues de sens physique où le coût d'installation de capteurs est trop élevé. Comme l'évolution temporelle du système est caractérisé par l'évolution de ces variables, on a souvent recours à des techniques d'estimation (capteurs logiciels) pour suivre l'évolution de leurs valeurs. La figure 1.4 représente le schéma de principe de l'estimation d'état à partir des grandeurs mesurées (les signaux d'entrée et les signaux de sortie du système).

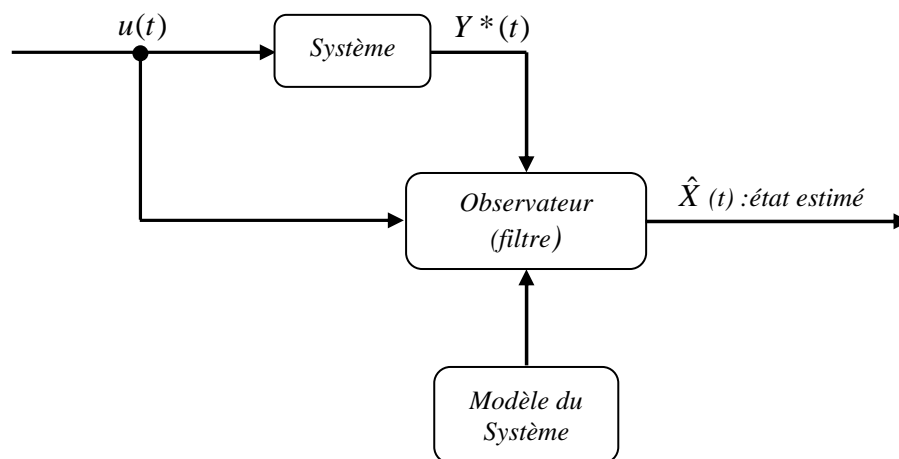


Figure 1.4 : Principe de l'estimation d'état

Les travaux fondamentaux proposent deux manières différentes pour la reconstruction de l'état du système en connaissant son modèle mathématique. Les techniques qui découlent de ces deux concepts sont le filtre de Kalman et l'observateur de Luenberger. Des techniques qui se basent sur une représentation linéaire autour d'un point de fonctionnement du système, ont permis d'adapter ces techniques aux modèles non linéaires. On peut citer comme exemple le filtre de Kalman étendu et l'observateur de Luenberger étendu.

### I.3.2.2. Technique de génération de résidus

Les résidus sont des signaux qui représentent l'écart entre un modèle et le système à surveiller, comme indiqué par la figure 1.5:

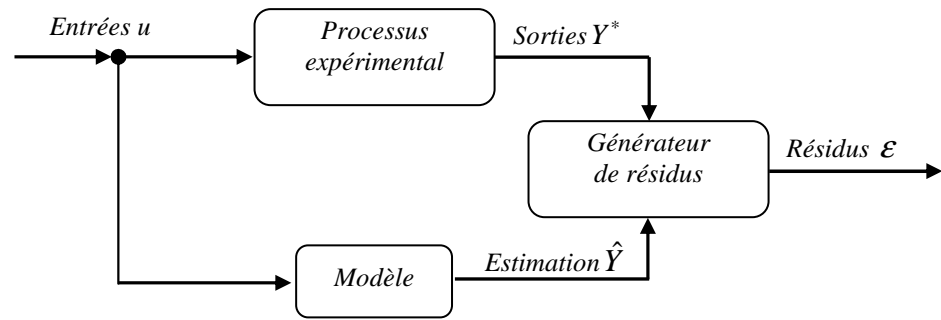


Figure 1.5 : Génération des résidus

Ces résidus dépendent de la technique avec laquelle ils ont été générés. Ces techniques d'extraction des résidus visent à fournir des signaux significatifs et exploitables pour détecter la présence d'une défaillance spécifique. En mode sain, ces résidus doivent s'approcher de zéro et refléter la présence d'un défaut en prenant des valeurs significatives.

### I.3.2.3. Techniques d'identification

Les techniques d'identification ont pour objectif de déterminer un modèle dynamique du système à surveiller à partir de mesures expérimentales, d'entrée et de sortie. L'idée fondamentale est que les paramètres caractérisant ce modèle identifié vont être sensibles aux défauts affectant la machine, et vont donc permettre par leurs variations de caractériser ces défauts; on trouvera dans une formalisation de ce principe. L'estimation des paramètres du modèle est assurée par un algorithme de minimisation de l'erreur entre la sortie du modèle de la machine et le processus expérimental, la figure 1.6 traduit cette procédure, appelée aussi méthode du modèle.

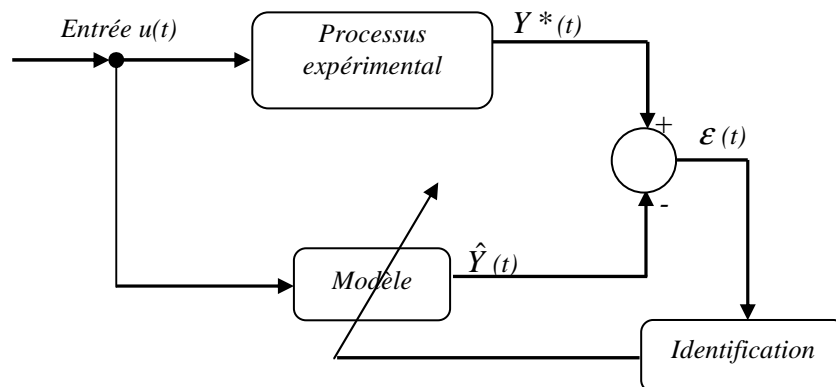


Figure 1.6 : Principe des techniques d'identification

Ces méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance du comportement dynamique de la machine à l'aide d'un modèle de connaissance.

#### **I.4. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présentés des notions importantes sur le diagnostic, tels que les défauts qui peuvent affecter la machine (excentricité, court-circuit, rupture des barres....). Leurs causes et leurs conséquences, ainsi que les méthodes utilisées en diagnostic. On a essayé de présenter un aperçu des méthodes et des techniques de surveillance et de diagnostic de machines électriques. On a rappelé quelques techniques de diagnostic de défaut de la machine asynchrone à cage d'écureuil, on a vu que la détection d'un défaut, qu'il soit mécanique ou électrique, s'effectue majoritairement par la surveillance de l'amplitude des composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable.

La technique de détection de défaut, de type cassures de barres rotorique qui seront étudiés à base du modèle sera considérée dans le prochain chapitre.

# *Chapitre II*

Modèle dédié à la simulation des défauts  
rotorique de la machine asynchrone

## II.1. Introduction

La machine asynchrone ou à induction, est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandue dans l'industrie particulièrement en fonctionnement moteur. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et à fréquence constantes, tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme; il peut être utilisé aussi pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesses constantes. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesses variables, donc sa place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Par ailleurs, le moteur asynchrone, malgré ses qualités, peut présenter des défauts structurels. Dans ce chapitre, on porte notre attention sur les défauts de type rupture de barres rotoriques. Pour ce faire, il convient de développer un modèle mathématique qui tient compte de la structure du rotor.

En effet, les Principaux méthodes de modélisation de la machine asynchrone en vue de son diagnostic font appels soient:

- à la théorie du champs électromagnétique, qui utilise la méthode des éléments finis associée avec les modèles d'espace d'état, elle est basée sur l'établissement des équations de Maxwell qui tient compte des propriétés géométriques de la machine et magnétiques des matériaux. Cette méthode possède l'avantage de modéliser la saturation magnétique avec une grande précision qui est généralement négligée dans les autres modèles,
- à la théorie des circuits électriques, utilisant l'approche multi-circuits couplés magnétiquement est basée sur les lois de Kirchhoff, cette technique de représentation détaillée de la machine permet de considérer dans le modèle les défauts soit au stator et/ou au rotor,
- au modèle triphasé/triphasé de la machine dédié à la détection de type statorique. De très nombreux travaux ont donc été effectués dans ce domaine de diagnostic [2, 8, 15, 34, 41, 42, 46, 51].

La modélisation de la machine est donc une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande.

Dans ce chapitre, on considère la modélisation de la machine par des circuits électriques multiples couplés magnétiquement avec deux types d'alimentation de la machine, soit directement lié au réseau soit à travers un convertisseur commandée par deux techniques : à MLI sinusoïdale et à MLI vectorielle dans le but d'étudier l'effet de l'alimentation et du défaut rotorique sur les divers caractéristiques électriques et mécaniques de la machine.

On va dans ce chapitre mettre l'accent sur la modulation vectorielle et montrer sa supériorité vis-à-vis de la MLI intersectée généralement utilisée. L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties.

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

Pour pouvoir se concentrer sur l'étude de la simulation des défauts de types ruptures de barres, on établit un modèle du rotor sous forme des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement, où une maille est constituée de deux barres et les deux portions d'anneaux qui les relient [46] (figure 2.2). Chaque barre et segment d'anneau sont caractérisés par une résistance et une inductance.

Il est indispensable pour la mise en équation du modèle étudié de considérer quelques hypothèses simplificatrices et qui sont:

- perméabilité relative du fer très grande;
- entrefer lisse et constant (effet d'excentricité négligeable, champ est radial);
- distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice statorique;
- effet pelliculaire nul, courants de Foucault négligeables.
- machine symétrique

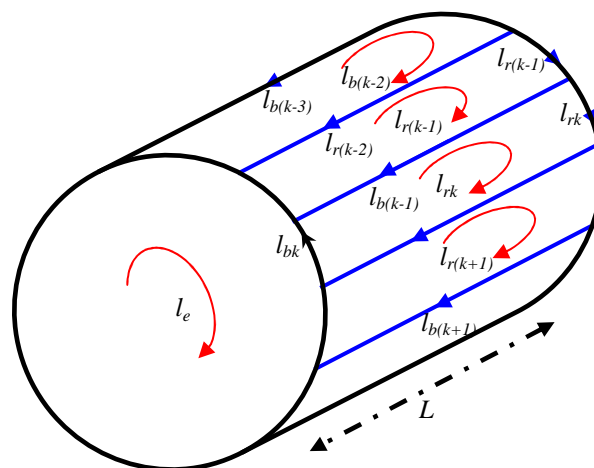


Figure 2.1: Structure du rotor de la machine asynchrone à cage

### II.3. Calcul des inductances:

Le stator de la machine étudiée est un stator triphasé. Une phase statorique est composée de plusieurs bobines logées dans les encoches du stator. Ces bobines sont placées de sorte à obtenir une distribution de la force magnétomotrice la plus sinusoïdale possible le long de l'entrefer [12].

#### II.3.1. Inductances statoriques:

En premier temps on suppose que l'induction résultante puisse être supposée sinusoïdale. Dans ce cas l'expression de la FMM de la première phase statorique "a" sera [12], [46]:

$$F_m(\theta) = \frac{2 \cdot N_s \cdot i_{sa}}{p \cdot \pi} \cdot \cos p \cdot \theta \quad (2.1)$$

avec

$\theta$  : angle électrique décrivant une position dans l'espace

La décomposition de l'induction en série de Fourier fournit le fondamental:

$$B_s(\theta) = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N_s \cdot i_{sa}}{e \cdot p \cdot \pi} \cdot \cos p \cdot \theta \quad (2.2)$$

Le flux magnétique dans l'entrefer, par pôles, est obtenu par intégration de l'expression (2.2)

$$\phi_s = \iint_s B_s dS = \int_0^1 dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s \cdot R \cdot l \cdot d\theta \quad (2.3)$$

on obtient:

$$\phi_s = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot N_s \cdot R \cdot l}{\pi \cdot e \cdot p^2} \cdot i_{sa} \quad (2.4)$$

Le flux magnétique total traversant l'enroulement de la phase "a" dû au courant  $i_{sa}$ :

$$\Psi_{saT} = N_s \cdot \phi_s = N_s \cdot i_{sa} \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N_s \cdot R \cdot l}{e \cdot p^2 \cdot \pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos \theta \cdot d\theta = L_{sp} \cdot i_{sa} \quad (2.5)$$

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

$$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot N_s^2 \cdot R \cdot l}{e \cdot \pi \cdot p^2} \quad (2.6)$$

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



$$L_{as} = L_{sp} + L_{sf} \quad (2.7)$$

Puisque les enroulements statoriques sont considérés symétriques, les inductances propres des trois phases sont donc égales :

$$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s \quad (2.8)$$

L'inductance mutuelle entre les phases statoriques est définie par:

$$M_s = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (2.9)$$

### II.3.2. Inductances rotoriques:

Le rotor est décomposé en circuits élémentaires (mailles) constitués de deux barres et de deux portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité [46]. En définissant les flux rotoriques qui entrent en jeux, et en faisant référence à la représentation équivalente du rotor, il sera possible de donner l'expression des différentes inductances. La figure (2.3) représente en fonction de  $\theta$  dans un repère lié au rotor, l'allure de l'induction magnétique dans l'entrefer supposé radiale, produite par une maille rotorique "k".

En admettant que les barres rotoriques sont identiques régulièrement décalées et séparées l'une de l'autre par un angle:  $a = \frac{2 \cdot \pi}{N_r}$  (rad).

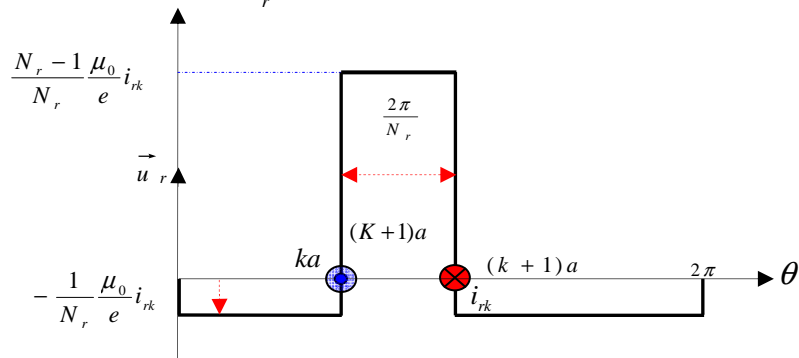


Figure 2.2: Induction magnétique produite par une maille rotorique

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

$$\phi_{rk} = \int_0^l dz \int_{ka}^{(k+1)a} \left( \frac{N_r - 1}{N_r} \cdot \frac{\mu_0}{e} \cdot R \cdot i_{rk} \right) d\theta = \frac{(N_r - 1)}{N_r^2} \cdot \mu_0 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot R \cdot l}{e} \cdot i_{rk} \quad (2.10)$$

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

$$L_{rp} = \frac{(N_r - 1)}{N_r^2} \cdot \mu_0 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{e} \cdot R \cdot l \quad (2.11)$$

L'inductance totale de la k<sup>ème</sup> maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux portions d'anneaux de court circuit fermant la maille "k". Donc l'expression est donnée par [51]:

$$L_{rr} = L_{rp} + 2L_b + 2L_e \quad (2.12)$$

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

$$\phi_{jrk} = \int_0^l dz \int_{ja}^{(j+1)a} \left( -\frac{1}{N_r} \cdot \frac{\mu_0}{e} \cdot R \cdot i_{rk} \right) \cdot d\theta \quad (2.13)$$

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

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot \mu_0}{e} \cdot R \cdot l \quad (2.14)$$

L'inductance mutuelle entre la k<sup>ème</sup> maille et adjacentes est donnée par:

$$M_{rk(k-1)} = M_{rk(k+1)} = M_{rr} - L_b \quad (2.15)$$

### II.3.3. Inductance mutuelle stator-rotor:

L'induction produite par une bobine de la phase "n" dans la k<sup>ème</sup> maille rotorique est donnée par:

$$B_s(\theta) = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N_s \cdot i_{sa}}{e \cdot p \cdot \pi} \cdot \cos \left[ \left( p \cdot \theta - n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (2.16)$$

avec :

$$n = \{0, 1, 2\}$$

Le flux traversant la maille k, produit par le courant  $i_{sa}$ , est donné par:

$$\phi_{rk sa} = \int_0^l dz \int_{ka}^{(k+1)a} B_s(\theta) \cdot R \cdot l \cdot d\theta \quad \dots \quad (2.17)$$

L'intégrale de l'équation (2.16) conduit à:

$$\phi_{rk sa} = -\frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N_s \cdot R \cdot l}{\pi \cdot e \cdot p^2} \cdot i_{sa} \left[ \sin \left( p \cdot \theta - n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right]_{ka}^{a(k+1)} \quad (2.18)$$

L'inductance mutuelle entre la maille "k" et la phase "a" est donnée donc par:

$$M_{rk sa} = -M_{sr} \cos \left( p \theta - n \frac{2 \pi}{3} + ka \right) \quad (2.19)$$

avec:

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

et

$$a = p \frac{2\pi}{N_r}$$

$a$  : angle électrique entre deux mailles rotoriques.

De même, les inductances mutuelles entre la  $k^{\text{ème}}$  maille et les phases "b" et "c", sont exprimées par:

$$\begin{cases} M_{rk_{sb}} = M_{sr} \cos\left(\omega_r t + ka - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{rk_{sc}} = M_{sr} \cos\left(\omega_r t + ka - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.20)$$

Le tableau 2.1, résume les expressions de toutes les inductances de la machine asynchrone à cage.

INDUCTANCES	EXPRESSIONS
Inductance principale d'une phase statorique.	$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4\mu_0 N_s^2 R \cdot l}{e \pi p^2}$
Inductance mutuelle entre phases statoriques	$M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$
Inductance totale d'une phase statorique.	$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s = L_{sp} + L_{sf}$
Inductance principale d'une maille rotorique.	$L_{rp} = \frac{(N_r - 1)}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi R l}{e}$
Inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes.	$M_{rr} = -\frac{\mu_0}{N_r^2} \frac{2\pi \mu_0}{e} R l$
Inductance mutuelle entre mailles rotoriques adjacentes.	$M_{rk(k-1)} = M_{rk(k+1)} = M_{rr} - L_b$
Inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique "a"	$M_{rk_{sa}} = M_{sr} \cos(p\omega_r t + ka)$ avec: $M_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R l}{e p^2 \pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right)$

**Tableau 2.1:** Inductances de la machine asynchrone à cage.

## II.4. Mise en équations

Dans le but de réaliser une simulation numérique du modèle de la machine asynchrone tenant compte des diverses inductances de la cage. Les équations devront donc être simples que possible mais doivent prendre en compte les défauts sans que cela ne nécessite de reformuler systématiquement toute la mise en équation de la machine et de son environnement. En étudiant la topologie du circuit électrique, on recherche alors l'ensemble des équations différentielles indépendantes régissant l'évolution des courants, et cela nous conduit à la forme classique [41]:

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1} \cdot [R] \cdot [I] + [L]^{-1} [V] \quad (2.21)$$

En utilisant les transformations de Clarke pour passer des grandeurs triphasées statoriques (a, b, c) aux grandeurs diphasées ( $\alpha, \beta$ ). On peut effectuer la simulation avec deux repères distincts pour le stator et le rotor. Pour alléger le temps de calcul, on élimine l'angle  $\theta$  de la matrice de couplage en choisissant le repère le plus adéquat dans notre cas qui est celui du rotor.

Dans ce repère, toutes les grandeurs ont une pulsation  $g.\omega_s$  en régime permanent. Cette caractéristique peut être utilisée pour l'analyse des défauts de type rupture de barres rotoriques dans la machine par l'observation du courant  $I_{as}$  [46].

On recherche donc, l'ensemble des équations différentielles indépendantes définissant le modèle de la machine.

### II.4.1. Equations de tensions au stator

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques et sous forme matricielle les équations des tensions et des flux:

$$[v_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (2.22)$$

et:

$$[\phi_{sabc}] = [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rk}] \quad (2.23)$$

avec :

$[v_{sabc}] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$  : vecteur des tensions statoriques.

$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$  : vecteur des courants statoriques.

$[i_{rk}] = [i_{r0} \ i_{r1} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)}]^T$  : vecteur des courants dans les mailles rotoriques.

$[\phi_{sabc}] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$  : vecteur des flux statoriques

On écrit donc :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

La matrice des inductances statoriques  $[L_s]$  s'écrit:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_{as} & M_s & M_s \\ M_s & L_{bs} & M_s \\ M_s & M_s & L_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Ainsi que la matrice mutuelle stator rotor:

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr} \cos(\theta_r + ka) & \dots \\ \dots & -M_{sr} \cos(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}) & \dots \\ \dots & -M_{sr} \cos(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}) & \dots \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

avec:

$$k = 0, 1, 2, \dots, N_r$$

Le passage aux composantes diphasées des composantes statoriques s'effectue en utilisant la matrice de transformation de Park, sachant que la composante homopolaire est nulle:

Donc

$$[X_{s\alpha\beta}] = [P(\theta)] [X_{sdq}] \quad (2.27)$$

avec:

$P(\theta_s)$  : est la rotation de Park définie comme suit:

$$p(\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$$

et

$$\theta_s = \theta_r \quad (\text{Orientation vers le repère rotorique})$$

Donc:

$$\phi_{\alpha\beta s} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} [I_{\alpha\beta s}] - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots \cos(\theta_r + k.a) \dots \\ \dots \sin(\theta_r + k.a) \dots \end{bmatrix} [I_{rk}] \quad (2.28)$$

avec:

$$L_{sc} = L_{sp} - M_s + L_{sf}$$

où :

$L_{sp}$  : l'inductance principale

$M_s$  :la mutuelle entre deux enroulements statorique

$L_{sf}$  :l'inductance de fuite

Donc le flux statorique dans le repère (d, q), s'écrit:

$$\phi_{dqs} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \cdot [I_{dqs}] - M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \dots \cos(k.a) \dots \\ \dots \sin(k.a) \dots \end{bmatrix} [I_{rk}] \quad (2.29)$$

Ainsi que le vecteur tension dans le repère (d, q):

$$V_{dqs} = R_s \cdot I_{dqs} + \omega_r \cdot p \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \phi_{dqs} + \frac{d}{dt} \phi_{dqs} \quad (2.30)$$

Après transformation et rotation, les équations électriques dans le repère rotorique s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Finalement l'équation électrique du stator dans le repère rotorique s'écrit sous forme matricielle

$$[V_{dqs}] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_{sc} & \dots & \dots & \omega_r M_{sr} \sin k.a & \dots \\ \omega_r L_{sc} & R_s & \dots & \dots & -\omega_r M_{sr} \cos k.a & \dots \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dqs} \\ \dots \\ I_{rk} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \dots & -M_{sr} \cos k.a & \dots \\ 0 & L_{sc} & \dots & -M_{sr} \sin k.a & \dots \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dqs} \\ \dots \\ I_{rk} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

### II.4.2. Equations des tensions au rotor

La figure (2.3) représente le circuit électrique équivalent d'une maille de la cage rotorique, là où les barres rotoriques et les portions d'anneaux de court-circuit sont représentées par leurs résistances et inductances de fuite correspondantes.

Sachant que:

$$\begin{cases} I_{ek} = I_{rk} - I_e \\ I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k+1)} \end{cases} \quad (2.33)$$

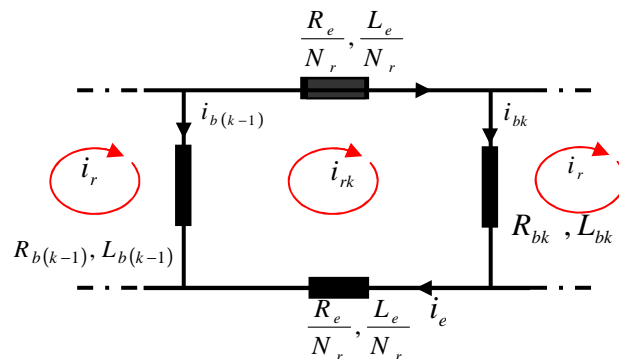


Figure 2.3 Schéma électrique équivalent d'une maille rotorique.

L'équation de tension pour une maille "k" de la cage rotorique est donnée par:

$$-R_{b(k-1)} I_{r(k-1)} + R_{bk} \cdot I_{bk} + \frac{R_e}{N_r} I_{ek} + \frac{R_e}{N_r} \cdot I_{rk} + \frac{d}{dt} \phi_{rk} = 0 \quad (2.34)$$

avec :

$$\begin{cases} I_{ek} = I_{rk} - I_e \\ I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k-1)} \end{cases}$$

Le flux totale  $\Phi_{rk}$  pour un circuit élémentaire d'indice k est composé de la somme des termes suivants:

- flux principal:  $L_{rp} \cdot I_{rk}$
- flux mutuel avec les autres circuits du rotor:  $M_{rr} \cdot \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj}$
- flux mutuel avec le stator, donné après transformation:

$$-\frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos k \cdot a & \vdots & \sin k \cdot a \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \cdot [I_{dqs}] \quad (2.35)$$

Le flux induit dans la maille rotorique est donné par:

$$\begin{aligned} \phi_{rk} = & (L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r}) I_{rk} - M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - L_b (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{L_e}{N_r} I_e \\ & - L_{sr} \left[ \cos(\theta_r + ka) : \cos(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}) : \cos(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}) \right] \cdot [I_{sabc}] \end{aligned} \quad (2.36)$$

$I_{rk}$ : courant de maille k,

$I_{bk}$ : courant de la barre k.

- Pour le nœud N°1:

$$I_{bk} = I_{rk} = I_{r(k+1)}$$

- Pour le nœud N°2:

$$I_{bk} = I_{r(k-1)} - I_{rk}$$

L'équation électrique relative à la maille k est:

$$0 = \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} [I_{r(k-1)} - I_{rk}] + \frac{R_e}{N_r} [I_{rk} - I_e] + R_{bk} [I_{rk} - I_{r(k+1)}] + \frac{d\phi_{rk}}{dt} \quad (2.37)$$

Le flux induit dans la maille rotorique est donné par:

$$\begin{aligned} \phi_{rk} &= (L_{rp} + 2L_b + \frac{2L_e}{N_r})I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} I_{rj} - L_b (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) \\ &- \frac{3}{2} M_{sr} (i_{ds} \cos ka . i_{qs} \sin ka - \frac{L_e}{N_r} i_e) \end{aligned} \quad (2.38)$$

avec:

$$k \in [0, N_r - 1], k \in N.$$

Il faut enfin compléter le système d'équations des circuits du rotor par celle de l'anneau de court circuit. On a alors:

$$\frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} - r_e I_e - L_e \frac{dI_e}{dt} = 0 \quad (2.39)$$

Le système complet devient donc:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = [L] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} + [R] \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sr} & 0 & \dots & \dots & -M_{sr} \cos ka & \dots & \dots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \dots & \dots & -M_{sr} \sin ka & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & -\frac{L_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & \vdots \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cos ka & -\frac{3}{2} M_{sr} \sin ka & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & -\frac{L_e}{N_r} \\ 0 & 0 & \underbrace{\dots}_{[L_r]} & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{N_r} & L_e \end{bmatrix}$$



$$[L] = \begin{bmatrix}
 R_s & -\omega_r L_{sc} & \dots & \dots & -M_{sr} \omega_r \cos k\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 \omega_r L_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} \omega_r \sin k\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 \hline
 0 & 0 & L_{b0} + R_{b(N_r-1)} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{b0} & 0 & \dots & -R_{b(k_r-1)} & -\frac{R_e}{N_r} \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & R_{bk} & \ddots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & 0 & -R_{b(k_r-1)} & R_{bk} + R_{b(k-1)} + 2\frac{R_e}{N_r} & \ddots & 0 & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\
 0 & 0 & -R_{b(N_r-1)} & 0 & \dots & -R_{b(N_r-2)} & R_{b(nr-1)} + R_{b(nr-2)} + 2\frac{R_e}{N_r} & -\frac{R_e}{N_r} \\
 \hline
 0 & 0 & -\frac{R_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & -\frac{R_e}{N_r} & R_e
 \end{bmatrix}$$

[R<sub>r</sub>]

Le couple électromagnétique est obtenu par dérivation de la co-énergie:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [I_{sdq}]^t \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} \dots -M_{sr} \cos(\theta + k\alpha) \dots \\ \dots -M_{sr} \cos(\theta + k\alpha) \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

L'équation du couple électromagnétique a pour expression donc:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P M_{sr} \left\{ I_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \sin k\alpha - I_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \cos k\alpha \right\} \quad (2.42)$$

A ces équations, on ajoute les équations électromagnétiques:

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{j} (C_{em} - C_r - k_0 \Omega_r) \quad (2.43)$$

$\theta_r$  est la position du rotor mesurée par rapport à une référence de phase fixe par rapport au stator.

### II.4.3. Modèle équivalent de la machine de taille réduit

La représentation d'état fait apparaître un système d'ordre très élevé, car il est constitué du nombre de phases statoriques, du nombre de phases rotoriques et des équations électromécaniques. Le rang du système est donc  $N_r+3$ . Il est donc nécessaire de réduire la taille des matrices dans le but de réduire le temps de simulation [10]. Pour ce faire, on utilise la matrice de Clarke généralisée étendue au système rotorique. Ce qui permet de passer d'une modélisation à n-phases "multi enroulement" à une modélisation diphasée équivalente écrite de la façon suivante :

$$[T_{3n}(\theta_R)] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \cdots & \cdots & \cdots & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_R) & \cdots & \cos\left(\theta_R - kp \frac{2\pi}{n}\right) & \cdots & \cos\left(\theta_R - (n-1)p \frac{2\pi}{n}\right) \\ -\sin(\theta_R) & \cdots & -\sin\left(\theta_R - kp \frac{2\pi}{n}\right) & \cdots & -\sin\left(\theta_R - (n-1)p \frac{2\pi}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

La matrice inverse est donnée par:

$$[T_{3n}(\theta_R)]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_R) & -\sin(\theta_R) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \cos\left(\theta_R - kp \frac{2\pi}{n}\right) & -\sin\left(\theta_R - kp \frac{2\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\theta_R - p(n-1) \frac{2\pi}{n}\right) & -\sin\left(\theta_R - p(n-1) \frac{2\pi}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

avec

$$k \in [0 \cdots (n-1)], k \in N$$

On peut définir un vecteur d'état  $[X]$  qui, après l'application de cette matrice de transformation, donnera :

$$\begin{aligned} [X_{odqs}] &= [T(\theta_s)] \cdot [X_{abcs}] \Rightarrow [X_{abcs}] = [T(\theta_s)]^{-1} [X_{odqs}] \\ [X_{odqr}] &= [T_{3Nr}(\theta_s)] \cdot [X_{ek}] \Rightarrow [X_{rk}] = [T_{3Nr}(\theta_s)]^{-1} [X_{odqr}] \end{aligned} \quad (2.46)$$

- pour la partie des tensions statorique suivante:

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] \cdot [I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [I_{rk}] \} \quad (2.47)$$

L'application de la transformation généralisée à l'équation 2.47 donne:

$$\begin{aligned} [V_{odqs}] &= \{ [T(\theta_s)] \cdot [R_s] \cdot [T(\theta_s)]^{-1} \} [I_{odqs}] + \{ [T(\theta_s)] \cdot [L_s] \cdot [T(\theta_s)]^{-1} \} \cdot \frac{d}{dt} [I_{odqs}] \\ &+ \left\{ [T(\theta_s)] \cdot [L_s] \cdot \frac{d}{dt} [T(\theta_s)]^{-1} \right\} \cdot [I_{odqs}] + \{ [T(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [T_{3Nr}(\theta_s)]^{-1} \} \cdot \frac{d}{dt} [I_{odqr}] \\ &+ \left\{ [T(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot [T_{3Nr}(\theta_s)]^{-1} \right\} \cdot [I_{odqr}] \end{aligned} \quad (2.48)$$

- Pour la partie rotorique:

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_{rk}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] \cdot [I_{rk}] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] \cdot [I_s] \} \quad (2.49)$$

On obtient de la même manière:

$$\begin{aligned}
[V_{odqr}] = & \{ [T(\theta_R)] \cdot [R_r] \cdot [T(\theta_R)]^{-1} \} \cdot [I_{odqr}] + \{ [T(\theta_R)] \cdot [L_r] \cdot [T(\theta_R)]^{-1} \} \cdot \frac{d}{dt} [I_{odqr}] \\
& + \left\{ [T(\theta_R)] \cdot [M_{sr}] \cdot \frac{d}{dt} [T(\theta_R)]^{-1} \right\} \cdot \frac{d}{dt} [I_{odqr}] + \\
& + \left\{ [T(\theta_R)] \cdot \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot [T(\theta_R)]^{-1} \right\} \cdot \frac{d}{dt} [I_{odqs}]
\end{aligned} \tag{2.50}$$

En choisissant un référentiel lié au rotor tel que  $\theta_s = \theta_r$  et  $\theta_R = 0$ . Ce changement de repère permet d'obtenir après simplifications un modèle de taille réduit de la machine asynchrone [20]:

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dsr} \\ I_{qsr} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -L_{sc}\omega & 0 & \frac{N_r}{2} M_{sr}\omega & 0 \\ L_{sc}\omega & R_s & -\frac{N_r}{2} M_{sr}\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} \tag{2.51}$$

avec:

$$\begin{cases} L_{rc} = L_{rq} - M_{rr} + \frac{2 \cdot L_e}{N_r} + 2 \cdot L_e (1 - \cos a) \\ R_r = 2 \frac{R_e}{N_r} + 2 \cdot R_b (1 - \cos a) \end{cases}$$

Après l'établissement du modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil tenant compte la structure du rotor sans défaut, on procède maintenant à la modélisation de la machine tenant compte du défaut rotorique de type cassure des barres.

La modélisation de ce type de défaillance peut être faite en utilisant deux méthodes différentes dans le but d'annuler le courant qui traverse la barre en défaut. Une première méthode de modélisation consiste à reconstituer totalement le circuit électrique rotorique. Dans ce type d'approche, la barre rotorique défaillante est enlevée du circuit électrique, ce qui oblige à recalculer les matrices résistances  $[R_r]$  et inductances  $[L_r]$  de la machine. En effet, la suppression d'une barre de la cage nous donne une matrice  $[R_r]$  et  $[L_r]$  de rang inférieur à celle développée pour la machine saine. La modification de l'ordre des matrices rotoriques oblige à recalculer les lois électriques et magnétiques de la boucle "k" [10, 41].

La seconde approche envisageable, consiste à augmenter artificiellement la valeur de la résistance de la barre en défaut d'un facteur suffisant pour que le courant qui la traverse soit le plus proche possible de zéro en régime permanent. Par comparaison avec la première méthode,

la structure du circuit électrique rotorique n'est pas modifiée car nous considérons, dans ce type de modélisation, qu'une rupture de barre n'altère pas les inductances propres et mutuelles de la cage rotorique. Par conséquent la modélisation de rupture partielle des barres est possible dans cette dernière approche, pour cela la matrice  $[R_r]$  doit être modifiée. La matrice de défaut rotorique s'écrit donc comme :

$$[R_{rf}] = [R_r] + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ & \dots & & & & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & & \dots \\ & \dots & & & & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & R_{bk} & -R_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & -R_{bk} & R_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

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

$$[R_{rfdq}] = [T(\theta_R)] \cdot [R_{rf}] \cdot [T(\theta_R)]^{-1} = [T(\theta_R)] \cdot \{[R_r] + [R_r]\} \cdot [T(\theta_R)]^{-1} \quad (2.53)$$

La matrice résistance dans le repère (d, q) est :

$$[R_{rfdq}] = \begin{bmatrix} R_{rdd} & R_{rdq} \\ R_{rqd} & R_{rqq} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Les quatre termes de cette matrice sont :

$$\begin{cases} R_{rdd} = 2.R_b(1 - \cos a) + \frac{Re}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos a) \sum_k R_{bfk} (1 - \cos(2k-1).a) \\ R_{rdq} = -\frac{2}{N_r}(1 - \cos a) \sum_k R_{bfk} \sin(2k-1).a \\ R_{rqd} = -\frac{2}{N_r}(1 - \cos a) \sum_k R_{bfk} \sin(2k-1).a \\ R_{rqq} = 2.R_b(1 - \cos a) + 2\frac{Re}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos a) \sum_k R_{bfk} [1 + \cos(2k-1).a] \end{cases} \quad (2.55)$$

L'indice "k" caractérise la barre cassée.

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

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot \frac{N_r}{2} \cdot M_{sr} (I_{ds} \cdot I_{qr} - I_{qs} \cdot I_{dr}) \quad (2.56)$$

Le modèle de la machine est maintenant réduit, nous avons donc un modèle de taille cinq. La matrice des inductances peut s'écrire sous la forme:

$$[L]=\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -N_r \frac{M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -N_r \frac{M_{sr}}{2} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Sous la forme canonique le système peut se mettre en posant:

$$[B]=[L]^{-1}$$

La matrice d'état A du système peut s'écrire sous la forme:

$$A = A_{01} + \omega_r \times A_{02} \quad (2.58)$$

avec:

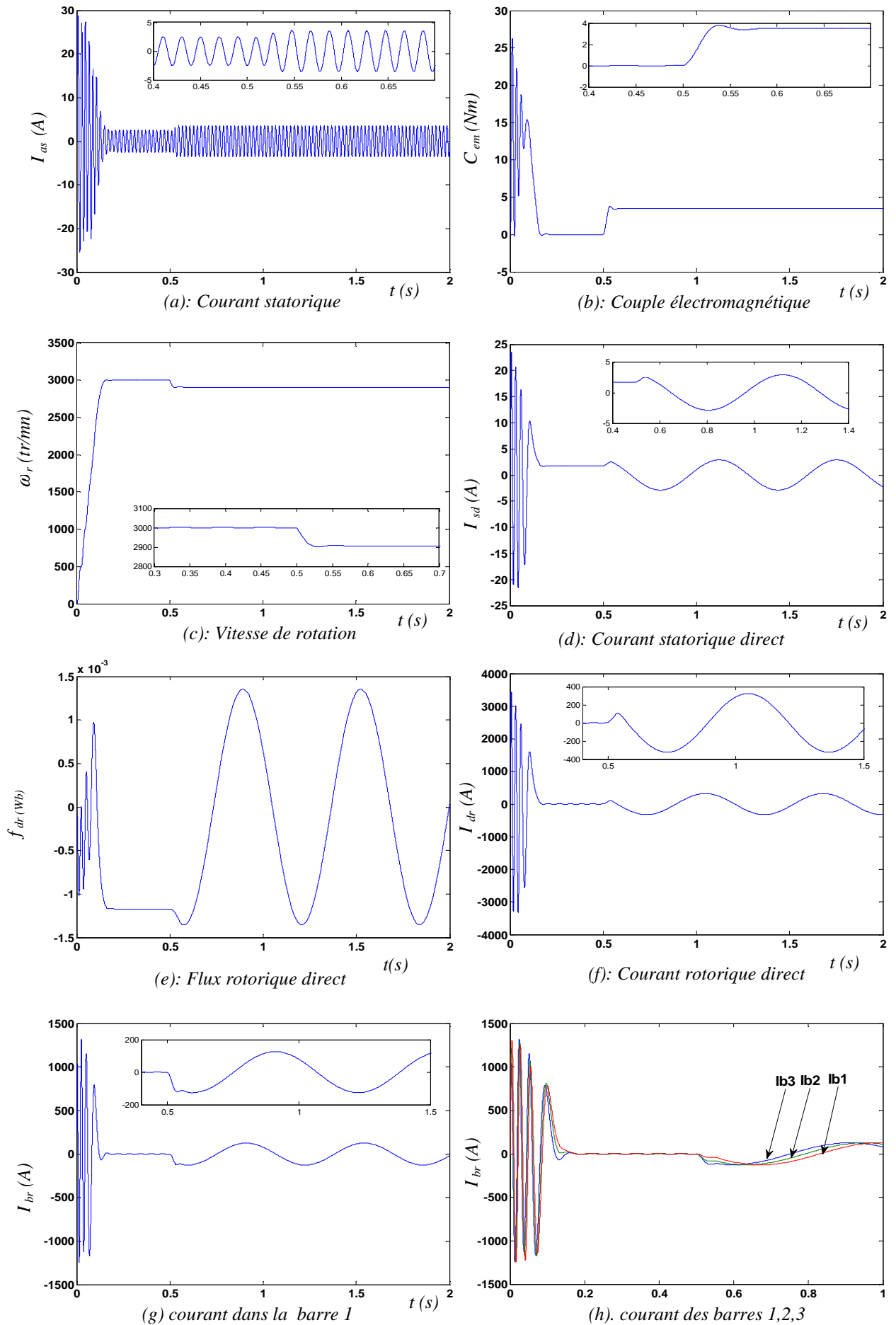
$$[A_{01}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rdd} & R_{rdq} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rqd} & R_{rqq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } [A_{02}] = \begin{bmatrix} 0 & -L_{sc} & 0 & Nr \frac{M_{sr}}{2} & 0 \\ L_{sc} & 0 & Nr \frac{M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

#### II.4.4. Résultats de simulation

Une fois le modèle de la machine à cage est établi. On peut aborder l'aspect lié à la simulation sous l'environnement *Matlab / Simulink*, ce qui offre la possibilité d'observer et d'interpréter en temps réel les phénomènes et les grandeurs visualisés. On présentera le moteur asynchrone sous différentes états, saine et défectueuse. Les résultats issus de la simulation dans ces cas sont les suivantes:

##### II.4.4.1. Machine saine

Dans ce cas le moteur asynchrone est considéré à l'état sain, alimenté directement par le réseau triphasé équilibré, on applique à  $t=0.5s$  un couple de charge de 3.5 N.m afin de vérifier l'effet du glissement sur les caractéristiques des allures des grandeurs électromécaniques. Les résultats pour ce mode sont illustrés par la (figure 2.4).



Figures 2.4: Grandeurs électriques et mécanique de la machine à l'état sain

On constate qu'en régime transitoire l'allure du courant statorique de la phase "a" (figures 2.4 a), présente des oscillations d'amplitude maximale d'ou un fort appelle de courant environ 28A au régime transitoire et qui se stabilise au bout d'un temps de 0.15s à une valeur de 2.5A, à  $t=0.5s$  on applique un couple de charge  $C_r=3.5$  N.m où on remarque une augmentation de la valeur maximale du courant statorique qui se stabilise en régime permanent à 3.1A. Le couple électromagnétique figure (2.4 b) présente au début une série d'oscillation d'amplitude élevée, atteint une valeur maximale de 26Nm et qui s'amortissent au cours de l'accélération du moteur et se stabilise à une valeur nulle (fonctionnement à vide), à l'instant d'application du couple on remarque que le couple électromagnétique vient équilibrer le couple résistant ce qui entraîne une diminution de la vitesse (figure 2.4 c), cette dernière subit en régime transitoire un accroissement presque linéaire puis tend vers un régime établi où la vitesse est presque égale à la vitesse de synchronisme 3000tr/min. A l'instant d'application de la charge à  $t=0.5s$  la vitesse chute à la valeur de 2907tr/min. Les courants dans les barres (1, 2, 3) sont très importants figure (2.4 d), ils peuvent atteindre jusqu'à 1300A (nature des barres en court circuit) en régime transitoire et la valeur maximale est 124A en régime permanent, ces courants de barres sont de même amplitudes équilibrés déphasés d'un même angle (figure 2.4 h).

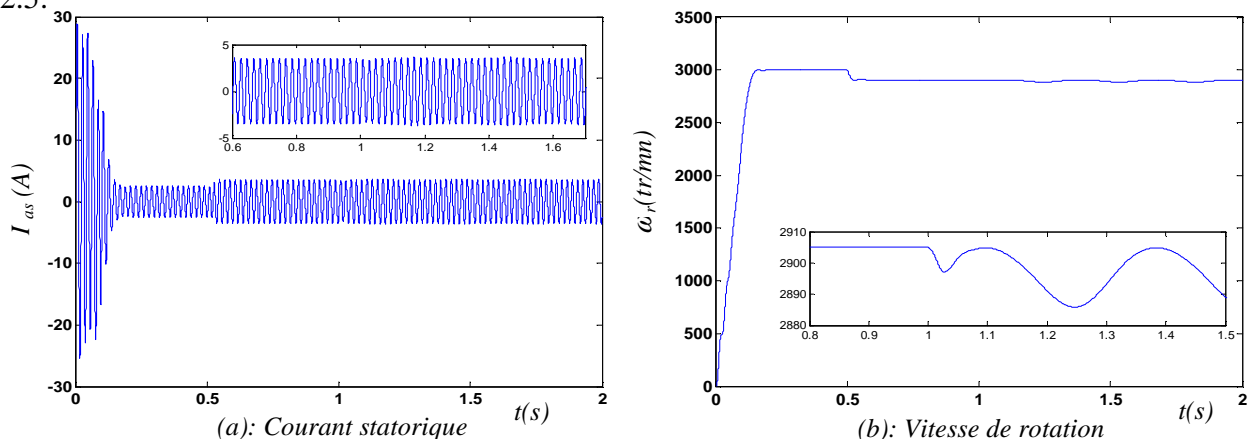
#### II.4.4.2. Machine avec défaut rotorique

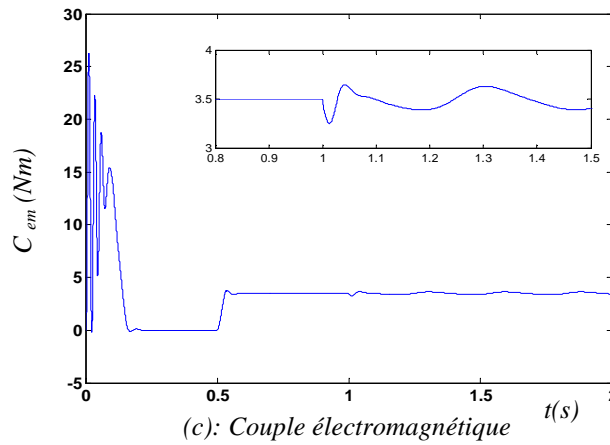
Dans ce cas, la simulation est réalisée en alimentant à vide la machine directement à travers le réseau, en suite on applique une charge de  $C_r=3.5$ N.m à  $t=0.5s$  puis on introduit dans un premier lieu un défaut à  $t=1s$  de type deux cassures de barres adjacentes en même temps et en second lieu un défaut de deux barres éloignées dans le but d'analyser l'effet de la position des cassures de barres rotorique.

##### a). Machine avec deux barres cassées de type adjacentes

Les résultats de simulation correspondant en fonctionnement de la machine avec défaut de deux barres de type adjacentes sont illustrées sur les divers caractéristiques données par la figure

2.5:



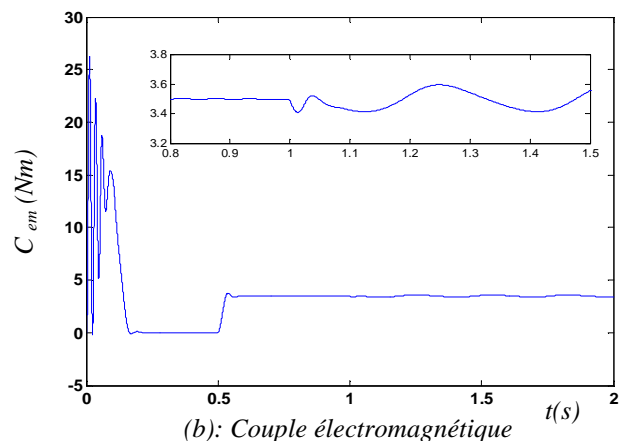
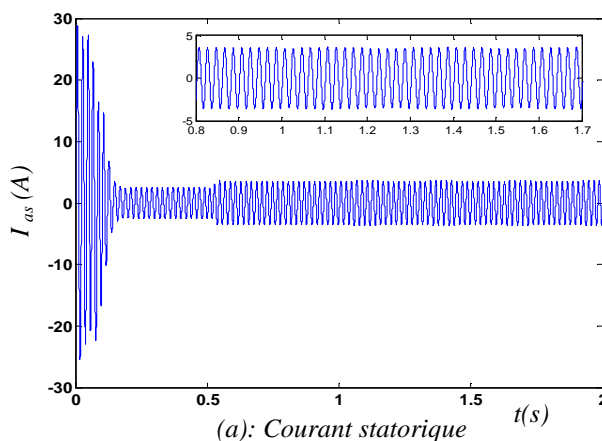


Figures 2.5: Grandeurs électriques et mécanique de la machine en défaut de deux barres cassées adjacentes

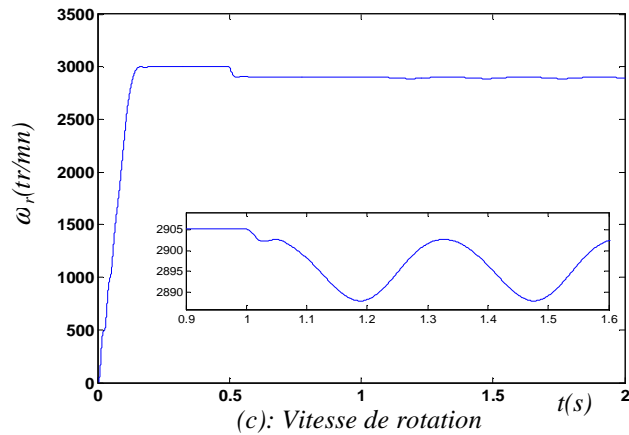
La figure 2.5 montre que le démarrage de la machine s'effectue en fonctionnement à vide, après l'établissement du régime permanent à  $t=0.5s$ , on charge la machine d'un couple résistant de  $3.5N.m$ , la vitesse diminue à la valeur de  $2905tr/min$  et un nouvel équilibre s'établit. A  $t=1s$  on provoque un défaut de deux barres adjacentes ( $k=1,2$ ). Les résultats montrent clairement l'apparition des ondulations au niveau des allures du vitesse figure (2.5 b), du couple figure (2.5 c) et une modulation de l'enveloppe du courant statorique figure (2.5a). En régime permanent le défaut se manifeste en plus de la création d'un champ rotorique direct qui tourne à  $g\omega_s$  par rapport au rotor un champ rotorique inverse qui tourne à  $-g\omega_s$  dans le même repère. L'interaction de ces deux champs avec celui issu du bobinage statorique donne naissance à un couple électromagnétique qui est la somme d'une composante directe constante et d'une composante inverse sinusoïdale de pulsation  $2g\omega_s$ . Cette dernière sera la cause de l'oscillation et même la modulation de l'enveloppe du courant.

**b). Machine avec deux barres cassées de type éloignées**

Maintenant, on va introduire un défaut de deux cassures de barres mais cette fois ci éloignées entre la barre (1) et (7). L'étude de l'effet du défaut sera illustrée sur les diverses caractéristiques (figure 2.6).







Figures 2.6: Grandeurs électriques et mécanique de la machine en défaut de deux barres cassées éloignées

On remarque que lorsque la machine présente un défaut de type deux cassures de barres éloignées, l'apparition des faibles ondulations sur les allures du couple (figure 2.6b), de la vitesse (figures 2.6 c) et sur l'enveloppe l'enveloppe du courant de phase statorique (figure 2.6a).

## II.5. Machine alimentée à travers un convertisseur

Le contrôle de vitesse de la machines nécessite des grandeurs d'alimentation variables (tension et fréquence), donc cette machine doit être alimentées par des sources adéquates, elle mêmes pilotée de façon judicieuse, il y a donc une étape fondamentale qui est la commande des convertisseurs statiques qui est dans ce cas l'onduleur de tension. Les systèmes à courants alternatifs triphasés posent des problèmes spécifiques quand les applications exigent des performances dynamiques élevées, donc des stratégies de modulation en particuliers la stratégie à MLI classique ou vectorielle [51].

### II.5.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Deux différentes stratégies de commande de l'onduleur de tension: à MLI sinusoïdale et à MLI vectorielle seront considérées à fin d'illustrer les performances des deux structures de commande et leur impact sur le diagnostic des défauts rotorique.

Pour un onduleur triphasé (figure 2.8), les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes à roue libre assurent la protection des transistors.

Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne:

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

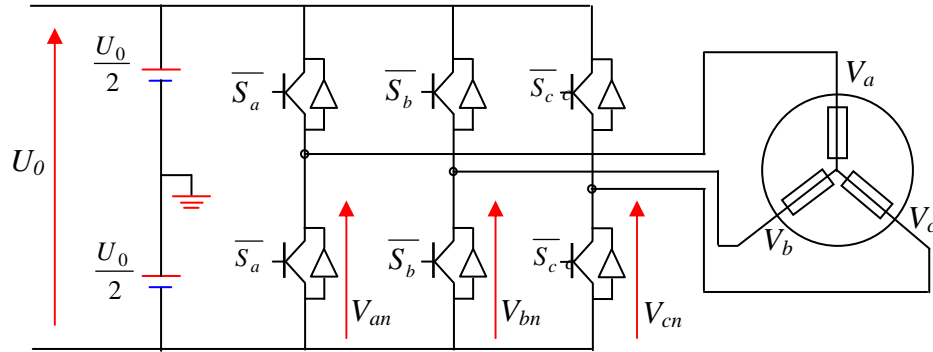


Figure 2.7: Structure de l'onduleur

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- la commutation des interrupteurs est instantanée,
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- la charge triphasée, est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions simples on a:

$$\begin{cases} V_{an} = S_a U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{bn} = S_b U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{cn} = S_c U_0 - \frac{U_0}{2} \end{cases} \quad (2.59)$$

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

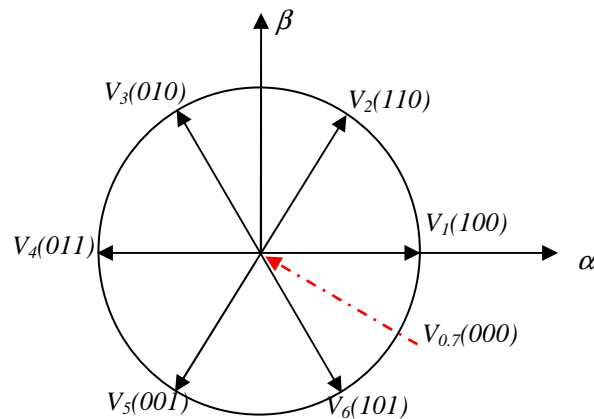
$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.60)$$

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

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_0}{3} (-S_a - 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b - 2S_c) \end{cases} \quad (2.61)$$

Les combinaisons  $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$  et  $(0, 0, 0)$  correspondent au vecteur nul.

La figure (2.9) montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créé par un onduleur triphasé.



**Figure 2.8:** Vecteur de tension crée par l'onduleur de tension

Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples, le choix d'une d'entre elle dépend du type de commande que l'on applique, de la fréquence de modulation de l'ondulation de l'onduleur et des contraintes harmoniques fixées par l'utilisateur.

Les techniques de commande de l'onduleur les plus utilisées sont: la naturelle, la régulière, l'optimisée (élimination d'harmoniques non désirés), la vectorielle (SVM), et la modulation à bande à hystérésis. Dans notre étude, on considère deux parmi les techniques de modulation précitées à savoir:

- MLI naturelle.
- MLI vectorielle.

### II.5.2. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus triangle)

Une nouvelle technique dénommée modulation de largeur d'impulsion MLI (ou PWM: pulse width modulation) où son principe repose sur l'intersection de deux ondes:

- la première est appelée signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence;
- la seconde est appelée signal de la porteuse qui définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence [52].

Les résultats de comparaison de ces deux signaux où les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante qui sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance figure(2.10). La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

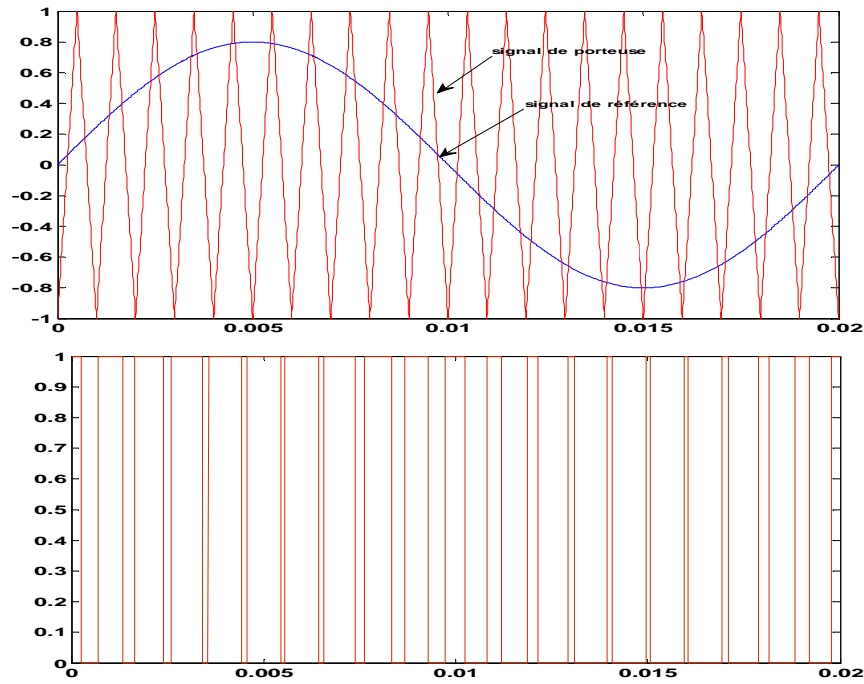


Figure 2.9: Modulation sinus-triangulaire pour une phase

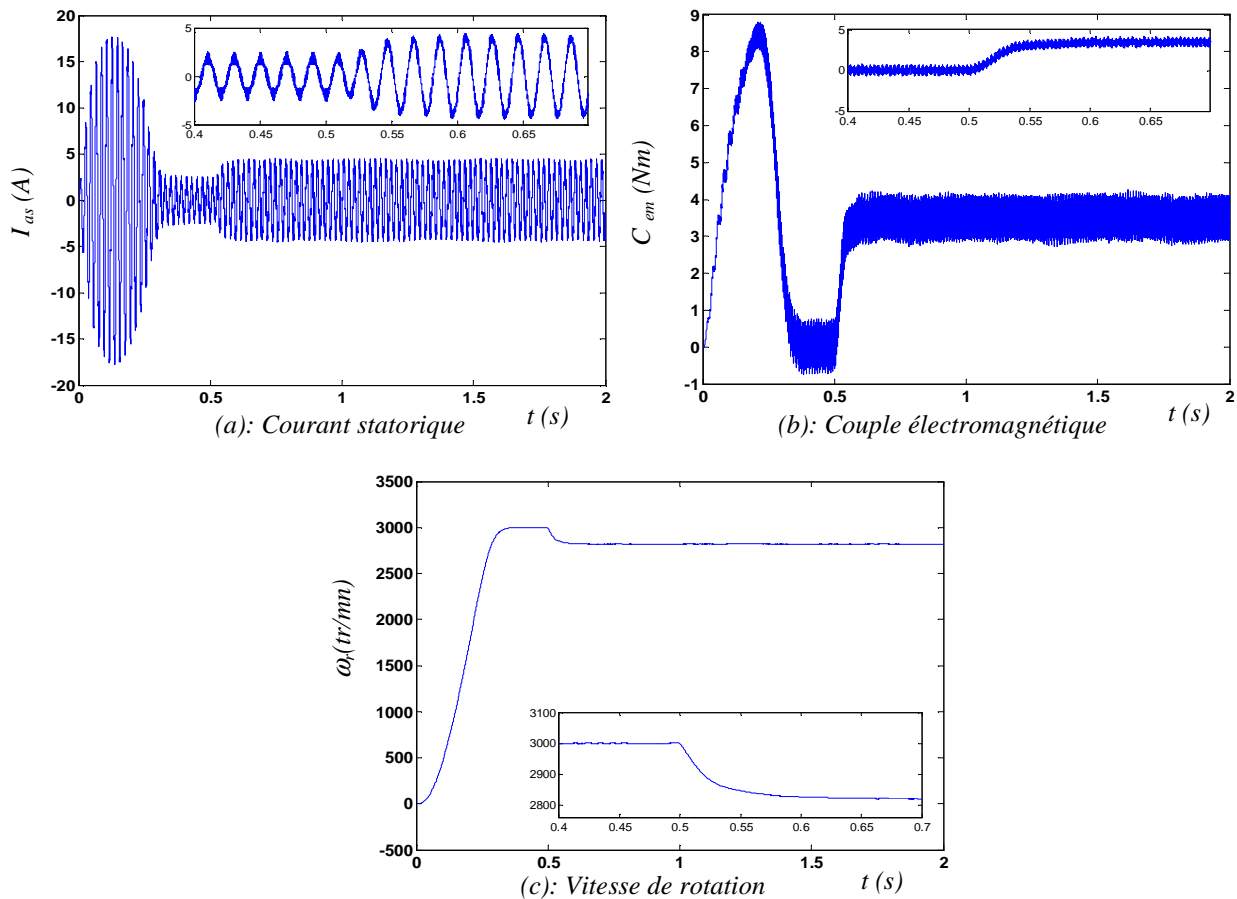
L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangulaire naturelle est de réduire les harmoniques non désirées ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc l'amélioration du rendement.

### II.5.3. Résultats de simulation

Une fois le modèle de la machine à cage est établi. On peut aborder l'aspect lié à la simulation en utilisant le logiciel Matlab/ Simulink car l'utilisation d'un logiciel de simulation offre la possibilité d'observer et d'interpréter en temps réel les phénomènes et les grandeurs visualisés. On présentera le moteur asynchrone sous différentes états, saine et défectueuse. Les résultats issus de la simulation dans ces cas sont les suivantes:

#### II.5.3.1. machine à l'état sain

Dans ce cas la machine est considérée saine et alimentée par un onduleur de tension utilisant la stratégie de commande de type MLI sinusoïdale. La fréquence choisie de la porteuse est  $f_p=2\text{KHz}$ . Le démarrage de la machine s'effectue à vide puis à l'instant  $t=0.5\text{s}$ , on applique une charge nominale correspondant à un couple de charge  $C_r=3.5\text{N.m}$ .



**Figure 2.10 :** Grandeurs électriques et mécanique de la machine saine alimentée par un onduleur à MLI sinusoidale

La figure (2.10) représente les allures des grandeurs électriques et mécanique de la machine alimentée par un onduleur à MLI sinusoidale à l'état sain. L'analyse de la figure montre:

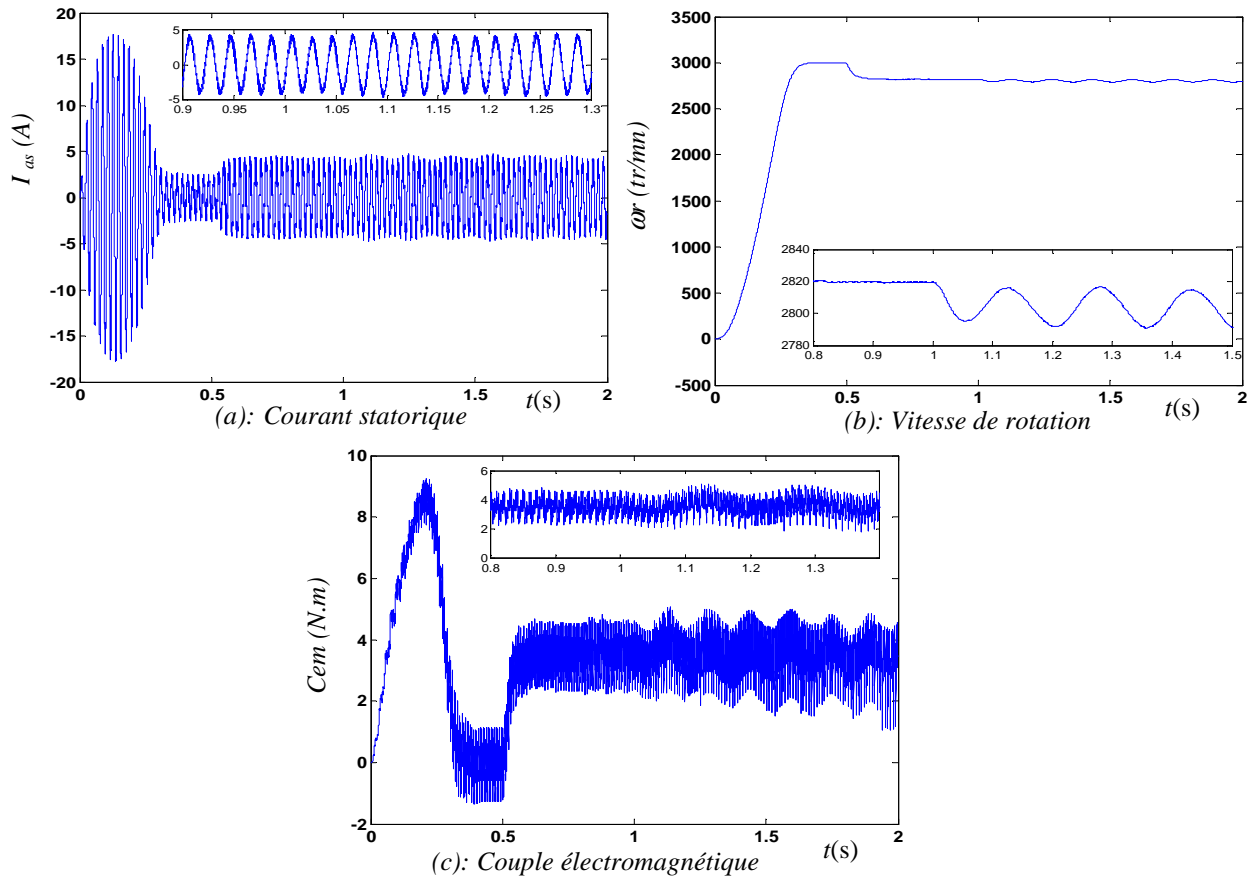
- la présence des ondulations provoquées par l'onduleur sur les affectant ainsi les réponses du courant statorique figure (2.10 a), le couple électromagnétique figure (2.10b) et la vitesse de rotation figure (2.10 c),
- au régime permanent, les ondulations sont en relation de la fréquence de découpage de la MLI (fréquence de la porteuse  $f_p$ ),
- en régime transitoire le couple électromagnétique figure (2.10 b) présente moins d'oscillation mais avec un temps de réponse un peu considérable, ordre de 0.23s, tandis qu'il est de 0.17s dans le cas où la machine est alimentée directement par le réseau.

### II.5.3.2. Machine avec défaut rotorique

Dans ce cas on effectue un démarrage de la machine à vide, ensuite on applique une charge de  $C_r=3.5\text{N.m}$  à l'instant  $t=0.5\text{s}$ . Le défaut rotorique de type cassure de barres adjacentes et éloignées est introduit à l'instant  $t=1\text{s}$ .

### a). Machine avec deux barres cassées adjacentes

La machine asynchrone est alimentée par un onduleur à MLI sinusoidale. Après que la machine est chargée et le régime permanent est atteint ( $t=1s$ ), on introduit un défaut de cassure de deux barres adjacentes.



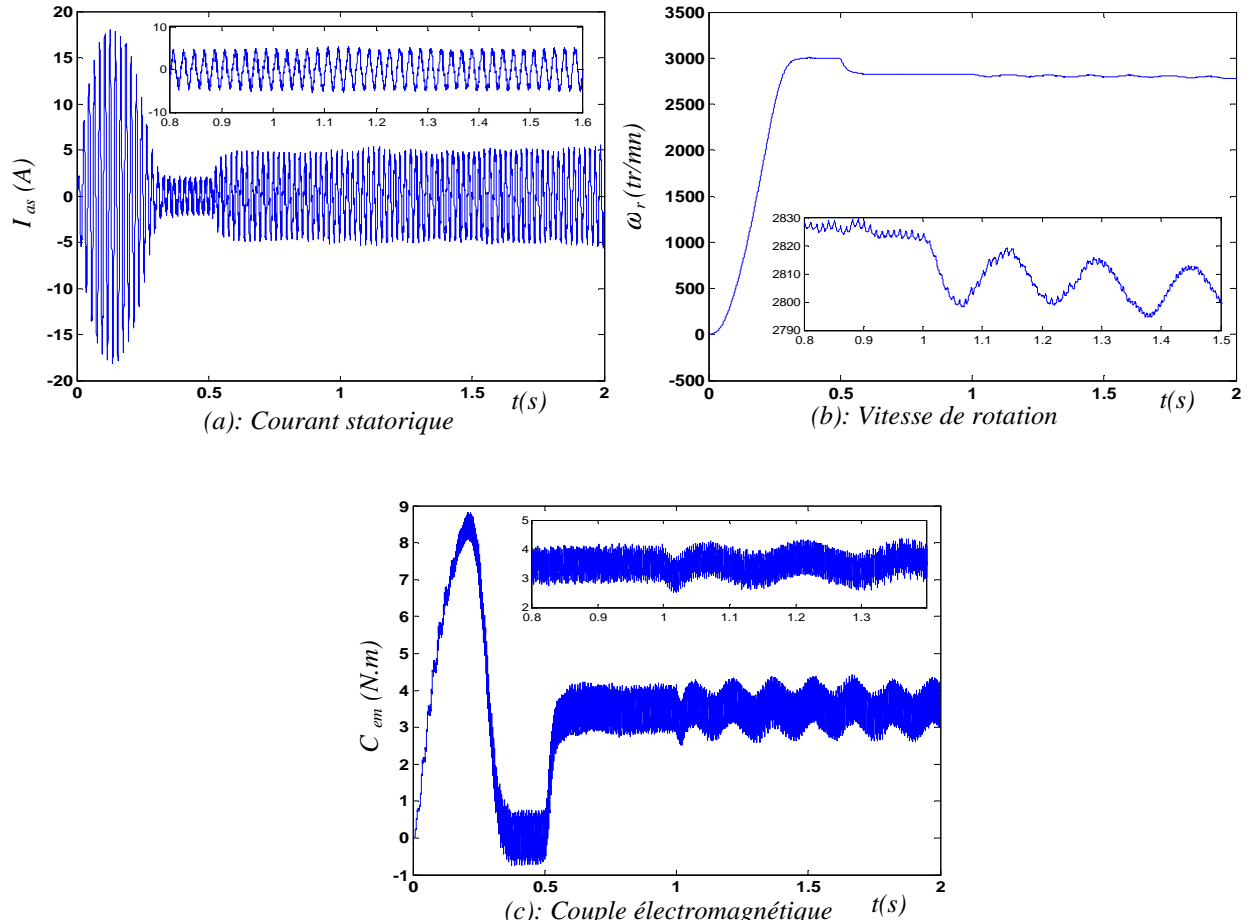
**Figures 2.11:** Grandeurs électriques et mécanique de la machine avec deux barres cassées adjacentes

On remarque, lorsque la machine présente un défaut de type cassure de deux barres adjacentes:

- des oscillations qui apparaissent sur la courbe de vitesse (figure 2.11 b) et du couple (figure 2.11c) qui se traduisent par des vibrations dans la rotation de la machine,
- pour le courant statorique  $I_{as}$  (figure 2.11 a), l'amplitude des oscillations n'est plus constante ce qui se traduit par la présence des harmoniques dans le spectre du courant,
- l'utilisation de l'onduleur de tension, augmente considérablement les ondulations des courants, de la vitesse et le couple surtout lorsque la machine est en défaut.

### b) Machine avec deux barres cassées éloignées:

Dans ce cas, pour étudier l'effet de la position ou l'emplacement des barres cassées, on considère un défaut de deux barres éloignées, les résultats de simulation sont les suivant:



Figures 2.12: Grandeurs électriques et mécanique de la machine avec deux barres cassées éloignées

D'après ces résultats, on remarque que lorsque la machine présente un défaut de type cassure de deux barres:

- Les oscillations qui apparaissent sur la courbe de vitesse figure (2.12 b) et du couple figure (2.12 c) qui se traduisent par des vibrations dans la rotation de la machine, elle sont moins importante comparativement à ceux dans le cas de défaut de deux barres adjacentes,
- Pour le courant statorique  $I_{as}$  figure (2.12 a), l'amplitude des oscillations n'est plus constante ce qui se traduit par la présence des harmoniques dans le spectre du courant et qui sont importantes dans le cas de défaut de deux barres adjacentes,
- la présence de l'onduleur de tension, amplifie les ondulations des caractéristiques électrique et mécanique.

### II.5.4. Commande de l'onduleur par MLI vectorielle (SVM: space vector modulation)

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion, qui se base sur la représentation vectorielle des tensions triphasées, dans un plan diphasé. Elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années, en particulier pour les applications d'entraînement à base de la machine asynchrone. Pour des utilisations à vitesse variable. On va mettre l'accent sur la modulation vectorielle et montrer sa supériorité vis-à-vis de la MLI intersectée généralement utilisée.

Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension  $\vec{V}_{ref}$  à partir de huit vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé [35, 52, 55].

Un vecteur tension de référence  $\vec{V}_{ref}$  est calculé globalement et approximé sur une période de modulation  $T$  par un vecteur tension moyen  $V_{moy}$ . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$ . Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à  $T_0$  [57]. Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension  $\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix}$ . Nous pouvons donc dresser un tableau (2.2) des différents états du l'onduleur donné comme suit:

$S_A$	$S_B$	$S_C$	$V_{A_{no}}$	$V_{B_{no}}$	$V_{C_{no}}$	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	Vecteur $\vec{V}_i$
0	0	0	$2E/3$	$2E/3$	$2E/3$	0	0	$\vec{V}_0 = 0$
1	0	0	$E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\vec{V}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}E$
1	1	0	$-E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\vec{V}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\vec{V}_3 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\vec{V}_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}}E$
0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\vec{V}_5 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\vec{V}_6 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7 = 0$

Tableau 2.2: Calcul des vecteurs de tensions



Les huit vecteurs tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan  $(\alpha, \beta)$  par la (figure 2.8):

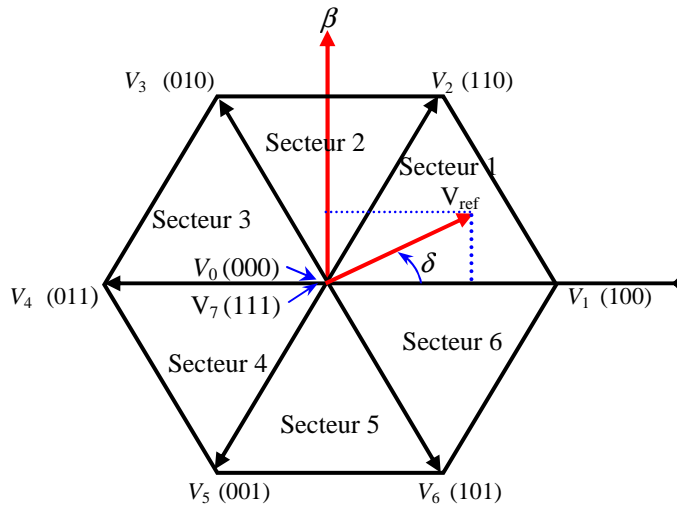


Figure 2.13: Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur dans le repère stationnaire

Le tableau (2.2) montre les huit états que peuvent prendre les interrupteurs du pont triphasé à six interrupteurs.

Ce tableau indique pour chacun de ces huit états, les vecteurs des tensions  $\vec{V}_a, \vec{V}_b$  et  $\vec{V}_c$ , la valeur de leur composantes de Concordia  $(\vec{V}_{s\alpha}, \vec{V}_{s\beta})$  ainsi que le vecteur de référence  $\vec{V}_s$  représentatif de ces états. Deux de ces vecteurs  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à  $E \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$  avec  $E = U_{dc}$ .

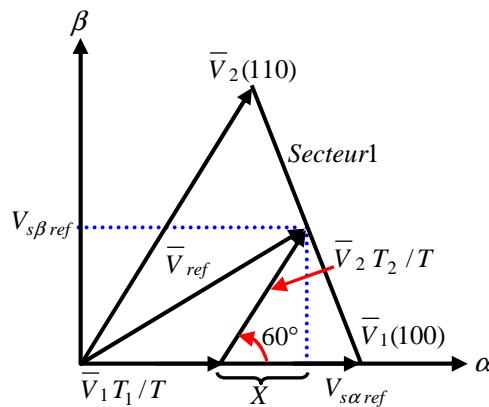


Figure 2.14: Projection du vecteur de référence (secteur 1)

La figure (2.10) représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1. Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit [35, 52, 53]:

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ \vec{V}_{ref} = \frac{T_1}{T} \cdot \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T} \cdot \vec{V}_2 \end{cases} \quad (2.62)$$

La détermination des périodes  $T_1$  et  $T_2$  est donnée par une simple projection (figure 2.16):

$$\begin{cases} \vec{V}_{s\beta ref} = \frac{T_2}{T} \cdot \vec{V}_2 \cdot \cos(30^\circ) \\ \vec{V}_{s\alpha ref} = \frac{T_1}{T} \cdot \vec{V}_1 + X \\ X = \frac{\vec{V}_{s\beta ref}}{\text{tg}(60^\circ)} \end{cases} \quad (2.63)$$

Finalement, d'après le tableau 2.2, les périodes d'application de chaque vecteur adjacent est donnée par:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2.E} (\sqrt{6} \cdot \vec{V}_{s\alpha ref} - \sqrt{2} \cdot \vec{V}_{s\beta ref}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T}{E} \cdot \vec{V}_{s\beta ref} \\ T_0 = \frac{T - T_1 - T_2}{4} \end{cases} \quad (2.64)$$

Pour le reste de la période, en appliquant le vecteur nul et en effectuant le même calcul pour chaque secteur, le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables suivants:

$$\begin{cases} X = \frac{T}{E} \cdot \sqrt{2} \cdot \vec{V}_{s\beta ref} \\ Y = \frac{T}{E} \left( \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \vec{V}_{s\beta ref} + \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot \vec{V}_{s\alpha ref} \right) \\ Z = \frac{T}{E} \left( \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \vec{V}_{s\beta ref} - \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot \vec{V}_{s\alpha ref} \right) \end{cases} \quad (2.65)$$

Dans l'exemple précédent pour le secteur 1,  $T_1 = -Z$  et  $T_2 = X$ , la détermination du secteur (i) est basée sur l'argument de la tension de référence tel que:

$$\delta = \arg \left( \frac{\vec{V}_{s\alpha ref}}{\vec{V}_{s\beta ref}} \right) ; \quad (i-1) \cdot \frac{\pi}{3} \leq \delta \leq i \cdot \frac{\pi}{3} \quad (2.66)$$

Les durées d'application des vecteurs adjacents en fonction du secteur sont données par le tableau 2.3:

Secteur $i$		1	2	3	4	5	6
Les durées	$T_i$	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
	$T_{i+1}$	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Tableau 2.3: Les durées d'application des vecteurs adjacents

Si le vecteur de référence dépasse les limites de l'hexagone, la somme des durées d'applications des vecteurs adjacents sont supérieures à la période de modulation qui produira des erreurs. Pour éviter ceci, il est nécessaire de limiter le vecteur de référence à l'intérieur de l'hexagone par l'algorithme ci-dessous (saturation) [55]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } T_i + T_{i+1} \geq T \\ \text{alors} \\ T_i = T_{isat} = \frac{T_i}{T_i + T_{i+1}} \cdot T \\ T_{i+1} = T_{(i+1)sat} = \frac{T_{i+1}}{T_i + T_{i+1}} \cdot T \\ \text{sin on} \\ T_i = T_i \\ T_{i+1} = T_{i+1} \\ \text{fin} \end{array} \right. \quad (2.67)$$

Les trois rapports cycliques nécessaires sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{aon} = \frac{T - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_i \\ T_{con} = T_{bon} + T_{i+1} \end{array} \right. \quad (2.68)$$

La détermination des signaux de commande ( $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$ ) en fonction de  $T_{xon}$  est donnée par le tableau (2.4) suivant:

<b>Secteur</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>
<b>Phase</b>						
<b>S<sub>a</sub></b>	T <sub>b on</sub>	T <sub>a on</sub>	T <sub>a on</sub>	T <sub>c on</sub>	T <sub>b on</sub>	T <sub>c on</sub>
<b>S<sub>b</sub></b>	T <sub>a on</sub>	T <sub>c on</sub>	T <sub>b on</sub>	T <sub>b on</sub>	T <sub>c on</sub>	T <sub>a on</sub>
<b>S<sub>c</sub></b>	T <sub>c on</sub>	T <sub>b on</sub>	T <sub>c on</sub>	T <sub>a on</sub>	T <sub>a on</sub>	T <sub>b on</sub>

**Tableau2.4:** Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur

Le vecteur  $\vec{V}_s$  est un vecteur d'amplitude égale à  $\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{U_{dc}}{2}$  tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation  $\omega$  des tensions désirées. A chaque instant, le vecteur  $\vec{V}_s$  peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  ( $i=1.....6$ ) qui lui sont adjacents. De ce fait une approximation de  $\vec{V}_s$  peut être générée en utilisant une combinaison dans un temps très bref de deux des états des

interrupteurs correspondants aux vecteurs  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$ . Pour déterminer le secteur "i" on applique l'algorithme suivant:

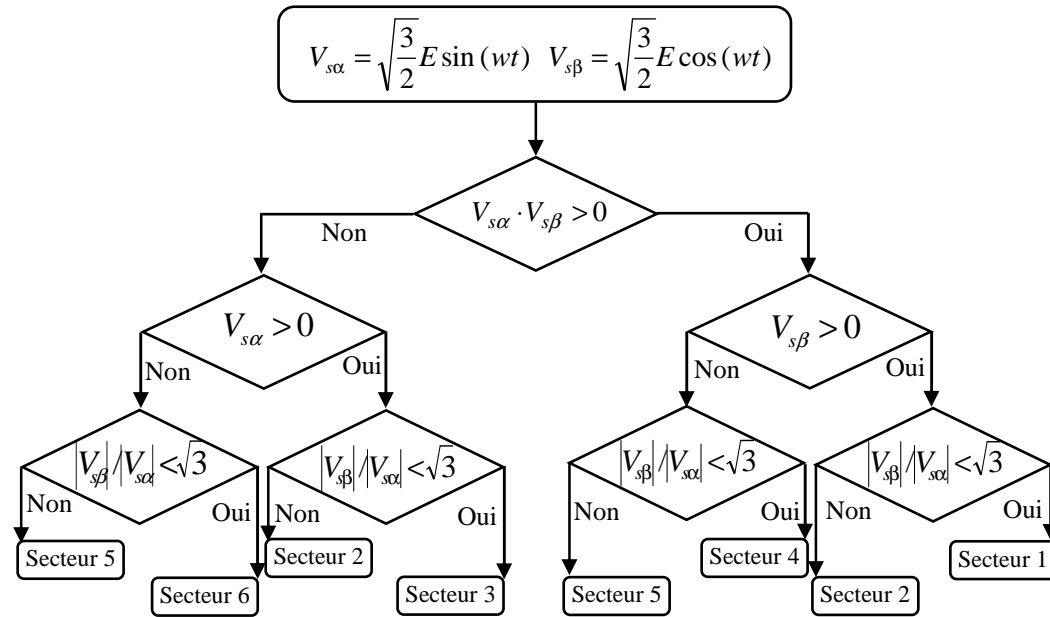


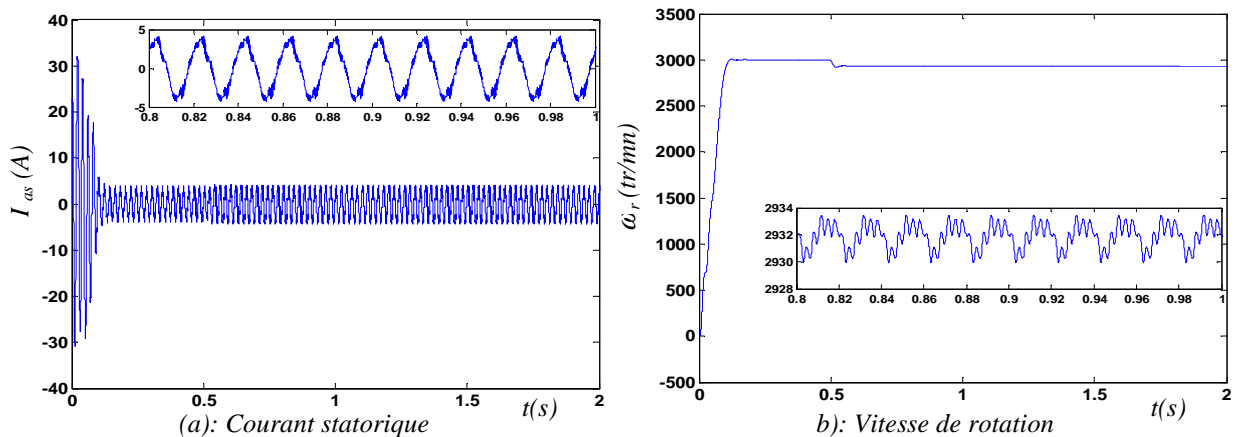
Figure 2.15: Algorithme de détection des secteurs

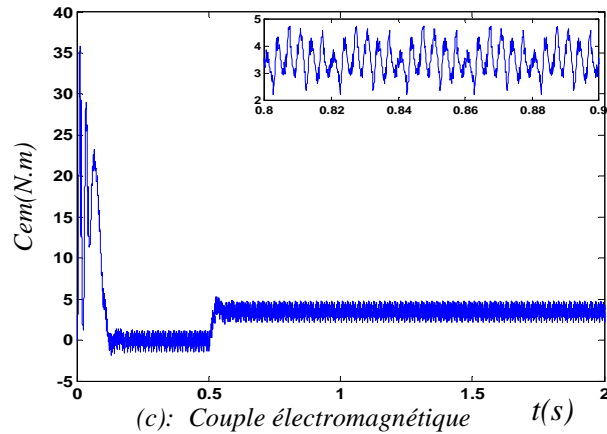
### II.5.4.1. Résultats de simulation

Dans ce cas la machine est en état sain alimentée par un onduleur commandé par une MLI vectorielle la fréquence commutation des interrupteurs est de 2KHz les résultats de simulations obtenues sont les suivants:

#### II.5.4.1.1. machine saine

Dans ce cas la machine est considérée saine et alimentée en boucle ouverte par un onduleur commandé par MLI vectorielle. La machine est démarrée à vide, à t=0.5s, on applique une charge de 3.5N.m. Les résultats de simulation sont illustrés comme suit:





**Figure 2.16:** Grandeurs électriques et mécanique de la machine saine alimentée par onduleur à SVM

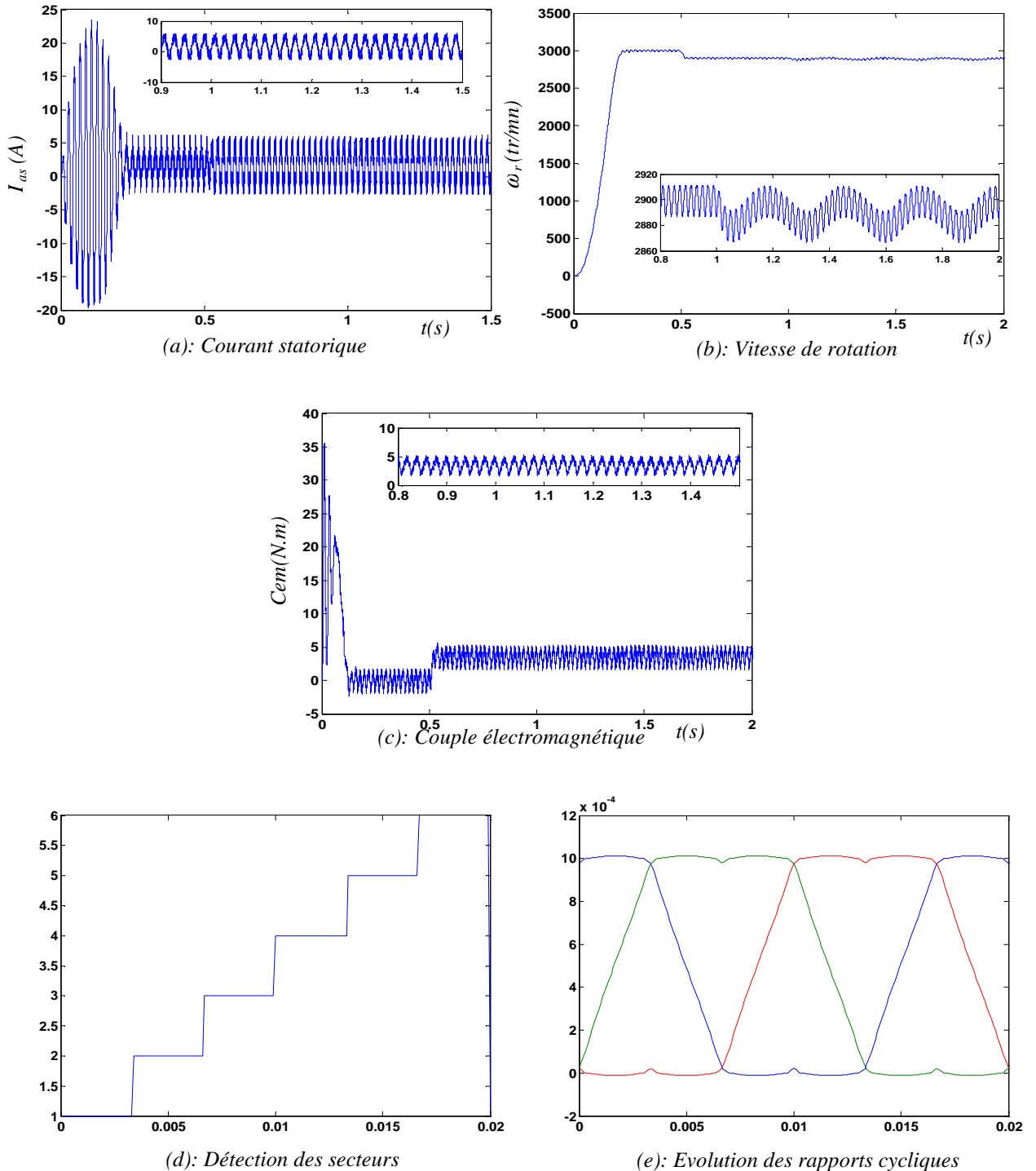
La figure (2.16) représente les résultats de simulation du moteur asynchrone à l'état sain alimenté par un onduleur de tension à MLI vectorielle. On remarque que le courant d'une phase statorique (figure 2.16 a) présente des oscillations de hautes fréquences dues à la présence du convertisseur, ces oscillations donnent lieu à des pulsations au niveau du couple électromagnétique surtout en charge (figure 2.16 c), mais d'amplitude plus faible que celle dans le cas de la machine alimentée par onduleur à MLI sinusoïdale, ce qui implique l'amélioration des performances portée par la svm.

#### II.5.4.1.2. Machine avec défaut rotorique

Dans ce cas on simule la machine à vide, on applique une charge  $C_r=3.5\text{N.m}$  à  $t=0.5\text{s}$  puis à  $t=1\text{s}$ , on introduit un défaut de type deux cassures de barres adjacentes et éloignées, les résultats obtenus sont comme suit:

##### a). Machine avec deux barres adjacentes

Les cassures de barre introduit dans ce cas sont de types adjacentes, à  $t=0.5\text{s}$  on impose un couple de charge de  $3.5\text{N.m}$  et à  $t=1\text{s}$  on introduit le défaut de cassure de deux barres de type adjacentes, les résultats de simulations sont donnés par la figure 2.17.



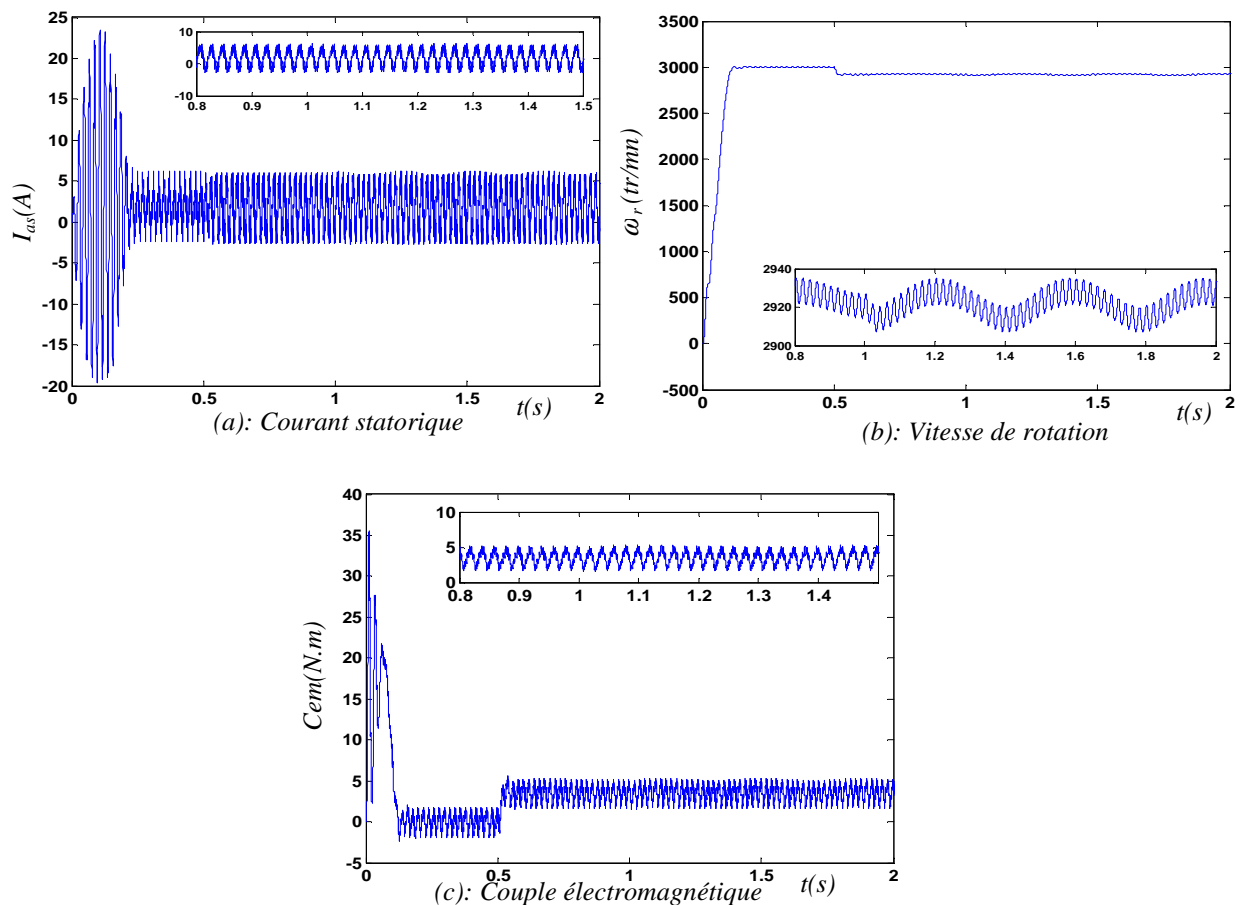
**Figure 2.17:** Grandeurs électriques et mécanique de la machine avec deux cassures de barres adjacentes

La figure (2.17), représente les résultats de simulation du moteur asynchrone à l'état défectueux alimenté par un onduleur de tension à MLI vectorielle. On remarque que l'introduction du défaut de deux cassures de barres adjacentes (1 et 2) à  $t=1s$  fait apparaître des oscillations de hautes fréquences dans le courant de phase statorique (figure 2.17 a) dues à la présence du convertisseur et même l'enveloppe du courant est modulé à cause de la présence de la dissymétrie créée par la cassure de barres, ces oscillations donnent lieu à des pulsations au niveau du couple électromagnétique considérables en charge (figure 2.17 c), et au niveau de la

vitesse (figure 2.17 b) mais d'amplitude plus faible que celle dans le cas de la machine alimentée par onduleur à MLI sinusoidale, ce qui implique l'amélioration des performances portée par la svm .(La figure 2.17 d) présente la variation du secteur, (la figure 2.17 e) représente les signaux modulants  $T_{xon}$  afin de générer des séries d'impulsions qui serviront par la suite à réaliser les signaux de commande entrant dans le modèle de l'onduleur.

### b). Machine avec deux barres éloignées

On introduit dans ce cas in défaut de deux barres cassées mais de type éloigné. Les résultats de simulation sont représentés par la figure 2.18.



**Figure 2.18:** Grandeurs électriques et mécanique de la machine avec deux cassures de barres éloignées

D'après ces résultats obtenus, on remarque que lorsque la machine présente un défaut de type cassure de deux éloignées:

- des oscillations qui apparaissent sur la courbe de vitesse et de couple qui se traduisent par des vibrations dans la rotation de la machine d'autant faible que dans le cas avec deux cassures de barres adjacentes,
- le courant statorique  $I_{as}$  présente des oscillations d'amplitude n'on constante faible que le cas précédent, ce qui se traduit par la présence des harmoniques dans le spectre du courant,

- l'utilisation de l'onduleur à MLI, ainsi que le type de défaut éloigné réduisent les oscillations et les ondulations.

## II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons considéré la modélisation de la machine asynchrone qui tient compte de la structure type circuit du rotor. En basant sur des hypothèses simplificatrices, un modèle mathématique a été établi, dont la complexité a été réduite. Nous avons constaté que le modèle de la machine asynchrone est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps, la transformation de Park nous a permis de simplifier ce modèle. Deux types d'alimentation de la machine sont considérés, la première est parfaitement sinusoïdale à partir du réseau et dans la seconde à travers un onduleur de tension utilisant deux techniques de commande à MLI sinusoïdale classique et vectorielle, ce qui nous a permis de constater que:

- la MLI vectorielle offre comme principal avantage la minimisation des harmoniques de tension et l'augmentation du rendement 15% de l'onduleur par rapport à la MLI sinusoïdale.
- l'amplitude de la tension composée peut atteindre la valeur  $V_{dc}$ . Donc, une utilisation maximale de la tension d'entrée est possible dans la zone de fonctionnement linéaire.
- seulement un vecteur tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.
- comme le vecteur tension de référence est une quantité à deux dimensions ( $V_\alpha$  et  $V_\beta$ ), il est faisable d'utiliser la MLI vectorielle avec les techniques de commande vectorielle avancées.
- le comportement de la machine alimenté par onduleur reste presque identique à celui de la machine alimenté par une tension parfaitement sinusoïdale.
- L'effet du défaut de cassure de barre se manifeste par des ondulations dans les caractéristiques électriques et mécanique, il est d'autant important que les cassures sont de type adjacentes.

Le diagnostic direct du défaut à travers les caractéristiques électriques et mécaniques est délicat surtout en présence de l'onduleur, suite aux présences des harmoniques, l'analyse par des outils à base de l'analyse spectrale et ondelette paraît nécessaire ce qui fera l'objet du troisième chapitre.



# *Chapitre III*

Analyse du défaut rotorique par  
traitement de signal

### III.1. Introduction

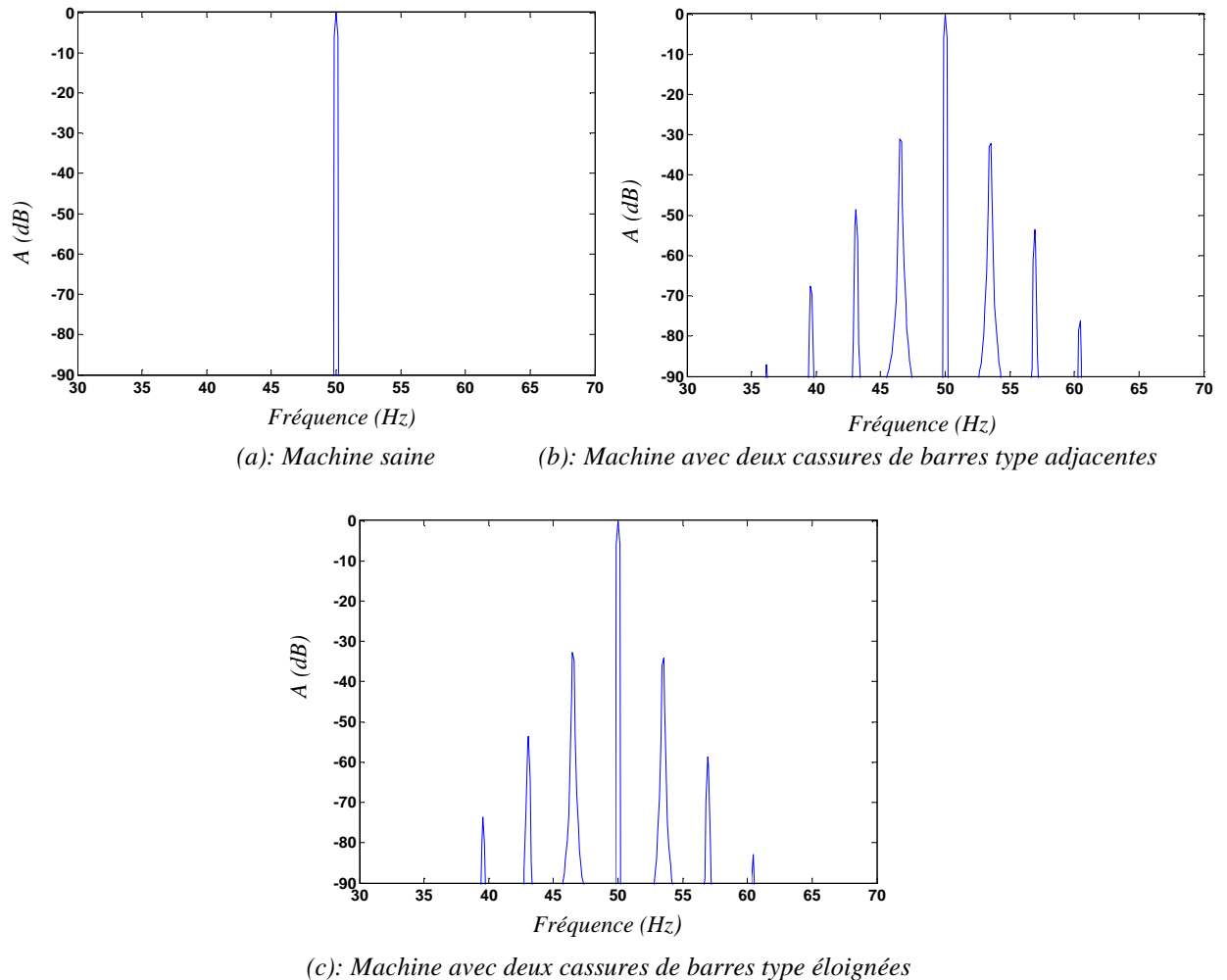
L'analyse directe des modulations (ou des oscillations) perturbantes des grandeurs temporels mesurables de la machine, ne permet pas la visualisation de l'effet provoqué par un défaut au niveau de la machine, plus particulièrement lorsqu'il s'agit d'un défaut de type rupture de barres rotorique. La détection et la localisation du défaut d'une manière précoce paraît donc délicate. Pour pouvoir discerner avec facilité la modulation de l'amplitude qui est la signature du défaut de rupture de barres, une analyse de ces signaux dans le domaine fréquentiel devient une nécessité, c'est là où l'analyse spectrale du courant statorique est la plus employée depuis de nombreuses années pour détecter les défaillances dans les machines électriques, par l'utilisation de la transformée de Fourier rapide (FFT) qui est un outil de traitement du signal, utilisé par des nombreux appareils dans la vie courante. Elle permet de décomposer un signal en sinus et en cosinus qui correspondent chacun à une fréquence donnée. On peut ainsi analyser le contenu fréquentiel de ce signal où on détermine le contenu fréquentiel du courant statorique par exemple, et par la suite on retrouve les raies et les bandes latérales associées aux défauts rotorique [2]. Un second moyen d'analyse se base sur l'utilisation des ondelettes qui sont, avant tout, un puissant outil d'analyse mathématique. La véritable révolution due aux ondelettes s'est opérée dans le très vaste domaine du traitement du signal et qui permettent d'extraire des informations pertinentes des signaux analysés. L'analyse par ondelette découle tout naturellement de l'analyse de Fourier. Il est donc naturel de commencer par celle-ci afin de saisir les bases de cette nouvelle technique [18]. Dans ce chapitre, on essaye d'exploiter les résultats issus du modèle mathématique de la machine sans et avec défaut rotorique avec divers types d'alimentation (alimentation par le réseau, alimentation par onduleur à MLI sinusoïdal et à MLI vectorielle) pour l'analyse et le pronostic du défaut en utilisant l'analyse fréquentielle la FFT et l'ondelette

### III.2. Analyse du défaut rotorique par FFT classique

L'apparition du défaut dans la machine asynchrone à cage se manifeste dans le courant statorique par la modulation de son amplitude à la fréquence  $2gf_s$ . Donc il devrait apparaître sur le signal une oscillation rapide à la fréquence du fondamental  $f_s$ , modulée par un phénomène périodique à la fréquence  $2gf_s$ , pour cela une simulation du modèle de la machine à l'état saine et avec défaut de cassure de barre pour différentes types de sources d'alimentations : soit liée directement au réseau ou à travers un onduleur commandé par la technique MLI sinusoïdale et MLI vectorielle.

### III.2.1. Machine alimentée directement par le réseau triphasé

Dans ce cas on considère que la machine est alimentée directement à travers un réseau triphasé pour le cas d'une machine saine et avec défaut de cassure de deux barres adjacentes et éloignées, l'acquisition s'est effectuée à une période d'échantillonnage de  $10^{-4}$  s sur une durée totale de 10s.



**Figure 3.1:** Spectre du courant statorique pour une machine alimentée directement par le réseau

où A (dB): représente l'amplitude des raies spectrales en (dB) du courant statorique.

La figure 3.1 représente le spectre du courant statorique au alentour de 50 Hz en régime sain et avec défaut rotorique.

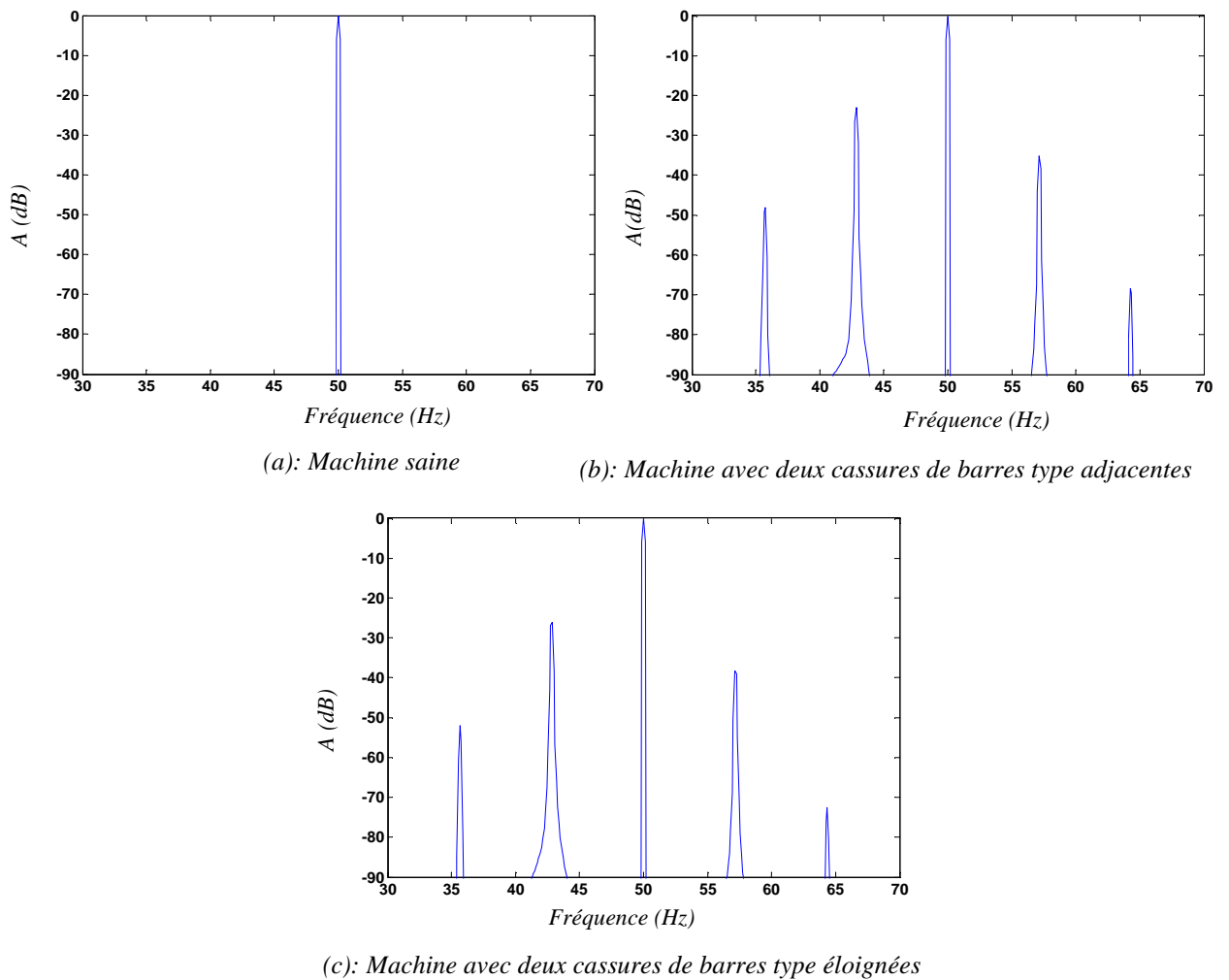
Lors de la simulation du modèle de la machine en cas d'un fonctionnement sain, on n'observe aucune raie latérale autour de la fondamentale à 50 Hz (figure 3.1a), qui représente le contenu spectral du courant statorique en régime permanent.

Lorsque la machine présente un défaut de deux cassure de barres de type adjacentes, le spectre du courant statorique (figure 3.1b) fait apparaître des informations qui n'étaient pas décelables sur l'analyse temporelle, les harmoniques caractéristiques peuvent être identifier qui

oscillent à des fréquences dépendantes du glissement. Ces fréquences ont pour expression  $(1 \pm 2kg) f_s$ . Elles sont d'autant plus importantes en amplitude que dans le cas d'un défaut de cassure de deux barres adjacentes (figure 3.1c).

### III.2.2. Machine alimentée par un onduleur à MLI sinusoïdale

Dans ce cas, on considère que la machine est alimentée par le biais d'un onduleur de tension à MLI sinusoïdale dans la fréquence de la porteuse est choisie à 2kHz et le facteur de réglage  $r=0.89$ .



**Figure 3.2:** Spectre du courant statorique pour une machine alimentée par onduleur à MLI sinusoïdale

La figure 3.2 représente le spectre du courant statorique dans le cas où la machine est alimentée par le biais de l'onduleur de tension utilisant la technique MLI sinusoïdale.

En fonctionnement sain de la machine (figure 3.2 a), on n'observe aucune raie latérale autour de la fondamentale.

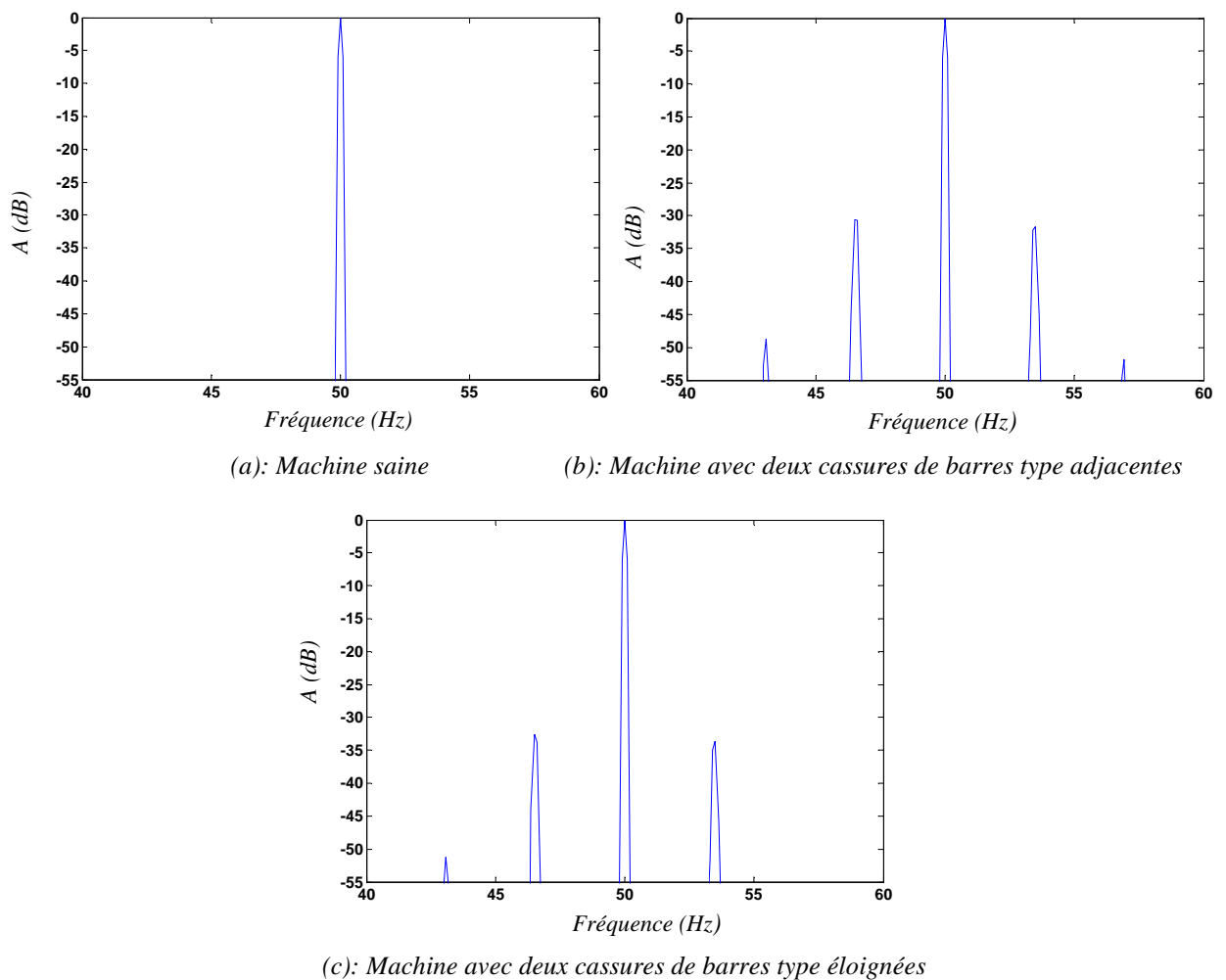
En fonctionnement avec défaut de deux cassures de barres adjacentes (figure 3.2 b) et éloignées (figure 3.2 c), on remarque l'apparition des raies latérales au voisinage du

fondamentale correspondant approximativement aux raies de défaut qui sont très nettes et importante en cas d'un défaut de cassure de barre type adjacent (tableau 3.1, 3.2 et 3.3).

L'effet de l'onduleur de tension se traduit par les harmoniques supplémentaire (tension n'est pas parfaitement sinusoïdale).

### III.2.3. Machine alimentée par un onduleur à MLI vectorielle

Dans ce cas, on considère que la machine est alimentée par le biais d'un onduleur de tension à MLI vectorielle à fréquence de période 2kHz. Les simulations sont effectuées pour un fonctionnement sain et avec défaut rotorique.



**Figure 3.3:** Spectre du courant statorique pour une machine alimentée par onduleur à MLI vectorielle

La figure 3.3 représente le spectre du courant statorique dans le cas où la machine est alimentée par le biais de l'onduleur de tension utilisant la technique MLI vectorielle.

Pour un fonctionnement sain de la machine, on n'observe aucune raie latérale autour du fondamental (figure 3.3a).

Lorsque la machine un défaut de deux barres adjacente (figure 3.3b) ou éloignée (figure 3.3 c), on remarque aussi l'apparition des raies latérales au voisinage du fondamentale correspondant approximativement aux raies de défaut.

On remarque aussi que l'utilisation de la technique MLI vectorielle améliore la qualité du signal, les harmonique d'alimentation dans ce cas sont faible.

$g = 0.0345$ $f_s = 50 \text{ Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	43.0981	46.5491	53.4509	56.9019
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	43.0390	46.6044	53.5654	56.9610
Amplitude (dB)	-50.0334	-31.3043	-32.9097	-55.9197

**Tableau 3.1 :** Fréquences calculées et déduites, cas de deux barres adjacentes (liée au réseau)

$g = 0.0346$ $f_s = 50 \text{ Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	43.0796	46.5398	53.4602	56.9204
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	43.1324	46.5789	53.4720	57.0374
Amplitude (dB)	-53.6120	-33.9465	-33.9465	-59.2308

**Tableau 3.2 :** Fréquences calculées et déduites, cas de deux barres éloignées (machine liée au réseau)

$g = 0.0712$ $f_s = 50 \text{ Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	35.7589	42.8795	57.1205	64.2411
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	35.7385	42.8693	57.1307	64.3294
Amplitude (dB)	-48.3110	-23.3278	-35.9699	-69.0803

**Tableau 3.3 :** Fréquences calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres adjacentes (machine liée à un onduleur à MLI sinusoïdale)

$g = 0.0714$ $f_s = 50 \text{ Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	35.7202	42.8601	57.1399	64.2798
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	35.6706	42.8014	57.1986	64.3973
Amplitude (dB)	-52.5251	-26.6388	-38.6789	-73.2943

**Tableau 3.4 :** Fréquences calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres éloignées (machine liée à un onduleur à MLI sinusoïdale)

$g = 0.0345$ $f_s = 50 \text{ Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	43.1069	46.5535	53.4465	56.8931
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	43.0390	46.6044	53.5654	56.9610
Amplitude (dB)	-50.0000	-31.0631	-32.1317	-53.1348

**Tableau 3.5 :** Fréquences calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres adjacentes (machine liée à un onduleur à MLI vectorielle)

$g = 0.0346$ $f_s = 50 \text{ Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	43.0841	46.5420	53.4580	56.9159
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	43.1197	46.5153	53.4762	56.7912
Amplitude(dB)	-51.2539	-32.6332	-33.9498	-60.6312

**Tableau 3.6 :** Fréquences calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres éloignées (machine liée à un onduleur à MLI vectorielle)

Les tableaux (3.1-3.6) mettent en évidence l'influence de la position des barres sur le spectre du courant statorique. Pour les valeurs de fréquence  $f_{1,2}$ , les raies sont presque les mêmes pour les différents types de cassures, mais pour les fréquences  $f_{3,4}$  il y a une petite différence parfois sont inexistante. L'amplitude des raies est d'autant importante si les barres sont adjacentes.

### III.3. Analyse du défaut rotorique par la technique des ondelettes

La transformé par la technique ondelette est introduite dans le but de surmonter les difficultés mentionnées précédemment. Une technique de fenêtrage avec une taille variable est utilisée pour améliorer l'analyse du signal du courant statorique en régime transitoire ou permanent. L'analyse par les ondelettes permet l'utilisation de longs intervalles de temps dont on veut plus de précision dans les basses fréquences, et de courtes régions pour les hautes fréquences.

Les ondelettes permettent de décomposer un signal on une petite onde (ou vague) qui a un début et une fin et représente une fonction (ou un signal) comme des dilatations (dilater est ici à prendre dans le sens étirer et comprimer et des translations d'une ondelette initiale que l'on nomme ondelette mère). L'ondelette Daubechies44 (db44) est utilisée souvent comme une ondelette mère car cette fonction d'échelle réduira au minimum le recouvrement entre les bandes de fréquence qui ne peuvent pas être évitées [2-7].

Le diagnostic des pannes (barres cassées) dans les machines asynchrones, sur la base d'analyse du courant statorique à l'aide de la transformée en ondelettes (DWT), dépendent de:

- l'extraction des informations des signaux transitoires ou permanents,
- du type de l'ondelette,
- de l'ordre de l'ondelette
- le niveau de décomposition.

On se propose d'une étude de l'ondelette de haut niveau résultant de l'analyse. Le nombre approprié de niveaux de la décomposition dépend de la fréquence d'échantillonnage  $f_s$  du signal à analyser. Pour chacune des approches de diagnostic basées sur la décomposition en ondelettes, le nombre de niveau doit être choisi judicieusement afin de permettre aux signaux à niveau élevé (approximation et détails) de couvrir toute la gamme des fréquences le long desquelles le composant dû aux défauts change pendant tous les régimes de fonctionnement.

À partir de la relation suivante, on peut calculer le nombre minimum de niveaux de décomposition nécessaire pour obtenir un signal d'approximation et les détails [2-6]. En effet, le niveau de décomposition du signal d'approximation qui inclut les harmoniques autour du fondamental, est le nombre entier exprimé par la relation :

$$N_{ls} = \text{int} \left( \frac{\log \left( \frac{f_e}{f} \right)}{\log(2)} \right) + 2 \quad (3.1)$$

Donc pour une fréquence d'échantillonnage de  $f_e=10$  kHz, la fréquence d'alimentation  $f=50$ Hz le nombre de décomposition est:

$$N_{ls} = \text{int} \left( \frac{\log \left( \frac{10^4}{50} \right)}{\log(2)} \right) + 2 = 9 \text{ niveaux} \quad (3.2)$$

Si on prend un nombre  $N_{ls}$  supérieur ou égal à 9, cela nous permet d'avoir une bonne interprétation de ce phénomène, puisque la variation de ces signaux reflète clairement l'évolution de l'harmonique associé aux barres du rotor cassée pendant le régime transitoire. La théorie des ondelettes a été prouvé d'être un outil puissant pour l'analyse des processus transitoires [2-7], où on décompose le signal courant en un ensemble de signaux, chacun de ces signaux contient les informations du signal original dans une certaine bande de fréquence, pour les détails contient les hautes fréquences du signal original incluses dans l'intervalle  $[2^{-(j+1)}.f_e \quad 2^{-j}.f_e]$ , pour les



approximées qui contient les basses fréquences du signal original est incluse dans l'intervalle  $[0 \quad 2^{-(j+1)}.f_e]$ .

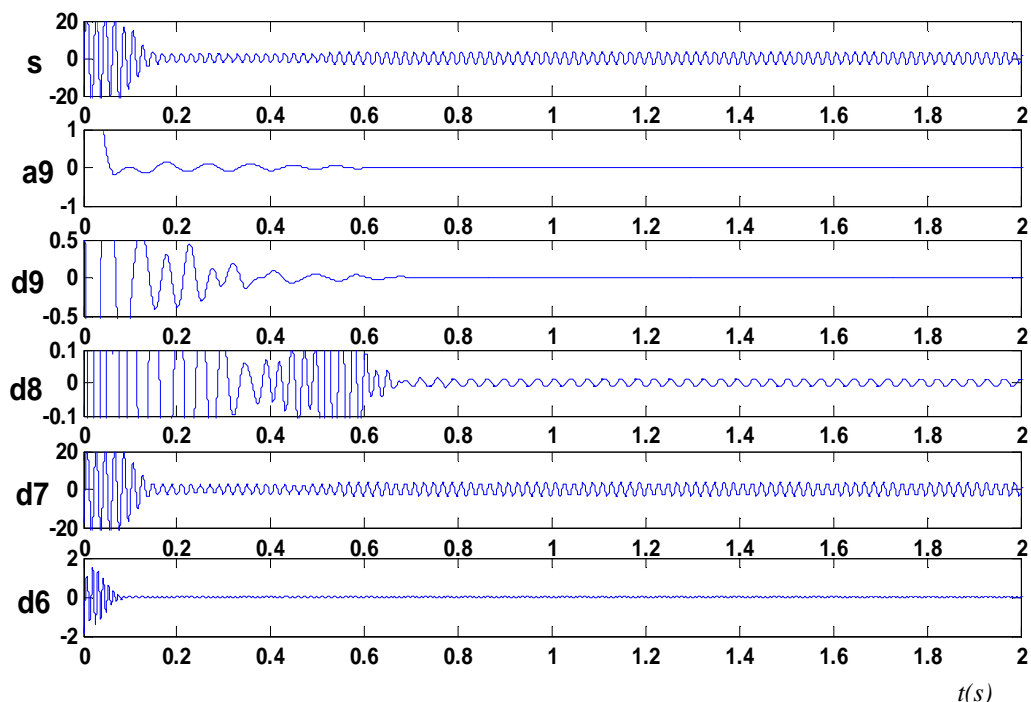
Quand une barre cassée est présente sur la machine, une caractéristique harmonique avec une fréquence particulière apparaît durant le processus de démarrage, l'évolution de cette harmonique se reflète clairement dans les basses fréquences du signaux en ondelettes résultant de l'analyse, un fait qui permet la détection de ce type de défaillance dans la machine, puisque cette variation particulière n'apparaît pas pour les mêmes fonctionnement de la machine soit dans des conditions saines ou avec défaut. Les résultats de simulation sont illustrés aux (figures (3.4), (3.5), (3.6)), où la fréquence d'échantillonnage est de  $10^4$  d'où les fréquences de chaque niveau sont illustrées sur le tableau 3.7:

Niveau de l'ondelette	Bande de fréquence
Approximée 9	[0      9.765]Hz
Détail 9	[9.765    19.531]Hz
Détail 8	[19.531   39.062]Hz
Détail 7	[39.062   78.125]Hz
Détail 6	[78.125   156.25]Hz

Tableau 3.7 Bandes des fréquences associées aux détails et approximées

- **Cas d'une machine alimentée directement à travers le réseau**

Les résultats d'analyse par ondelette pour un fonctionnement a vide est en charge sain et avec défaut de deux cassures de barres adjacentes sont illustrés sur la figure (3.4).



(a): DWT en fonctionnement sain

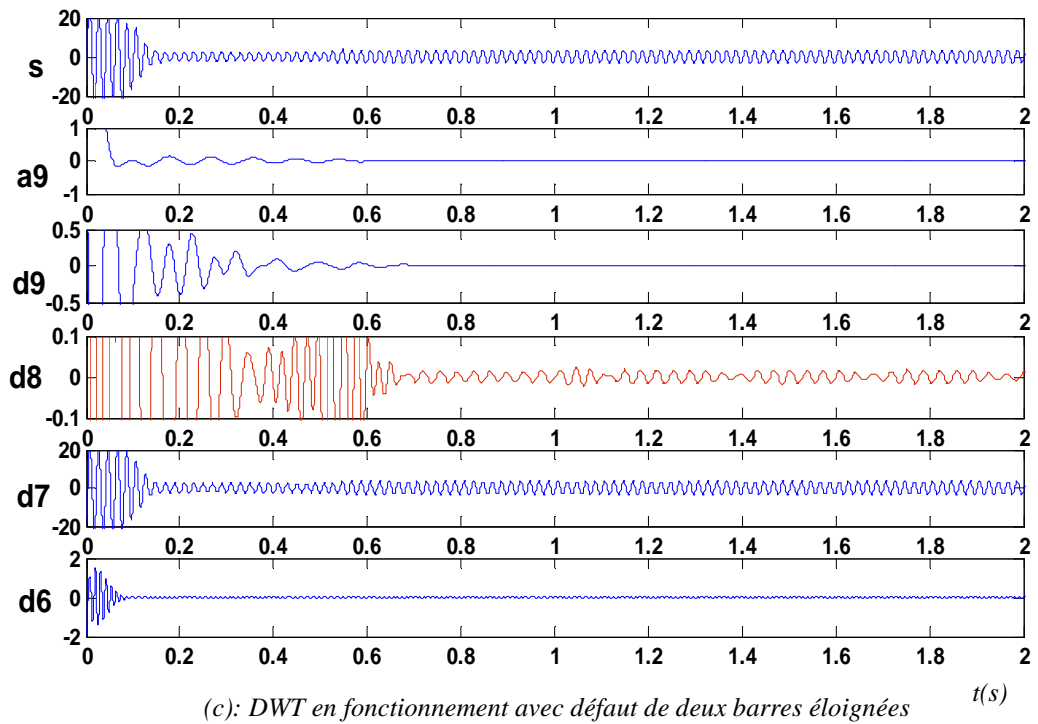
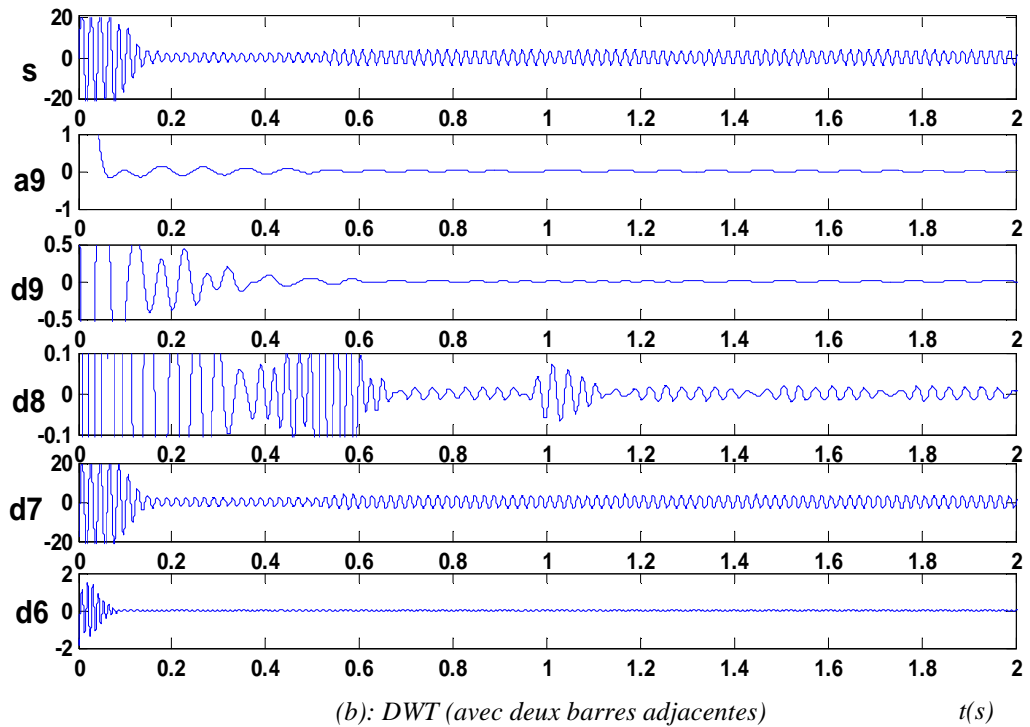


Figure 3.4 : DWT du courant statorique pour une machine liée directement au réseau

L'approche d'analyse est concentrée sur les signaux à niveau élevé de détail et d'approximation résultant de la décomposition en ondelettes. Le choix du niveau à 9 dans le but

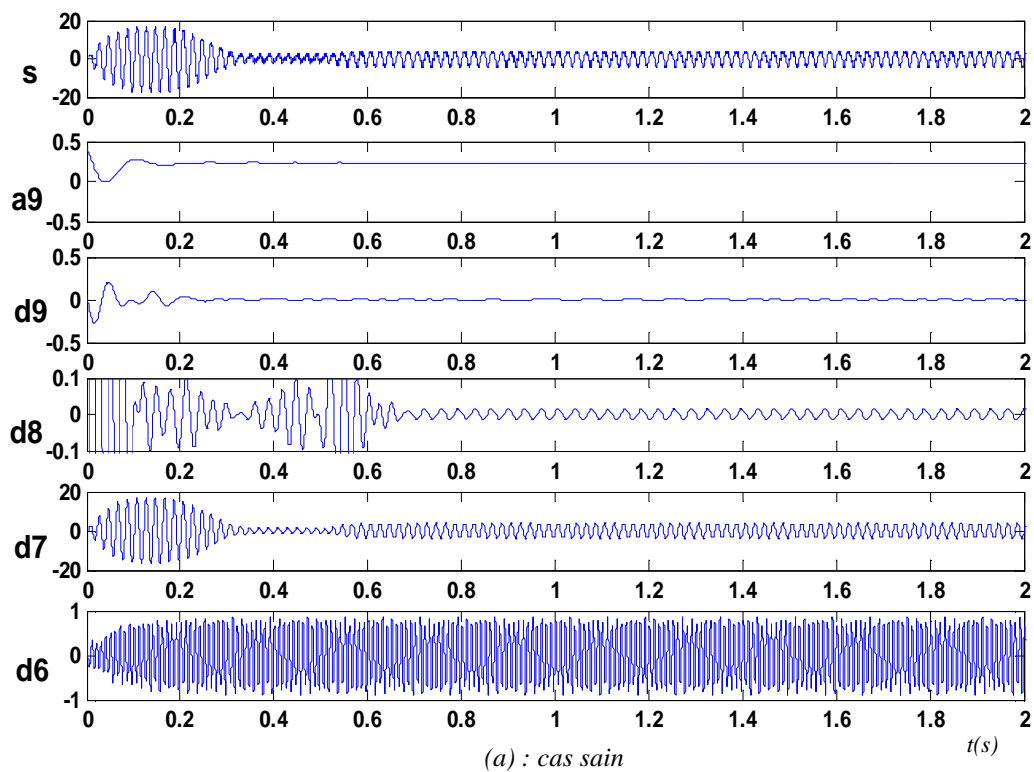
d'avoir une analyse fine est adéquate où les bandes de fréquences associées sont bien définies au tableau 3.5.

La figure (3.4) compare le TO (transformée en ondelette) du courant statorique lors du démarrage à vide et la machine est considérée à l'état sain (figure 3.4a) et en charge ( $t=0.6s$ ), L'information de cette perturbation se manifeste sous forme d'oscillation aux détail 8 (figure 3.4a).

Si la machine présente un défaut de deux cassures de barres adjacentes (figure3.4b), on remarque que les signaux à niveau élevé d8 varient avec l'évolution de la fréquence en cas d'un défaut où il y a encore l'apparition d'oscillations au d8 même dans le cas de deux barres éloignées, mais avec faible oscillations.

- **Cas d'une machine alimentée directement à travers un onduleur à MLI sinusoïdale**

L'analyse par ondelette du courant statorique est effectuée pour une machine saine et avec défaut de deux barres adjacentes alimentée à travers un onduleur de tension utilisant la technique MLI sinusoïdale.



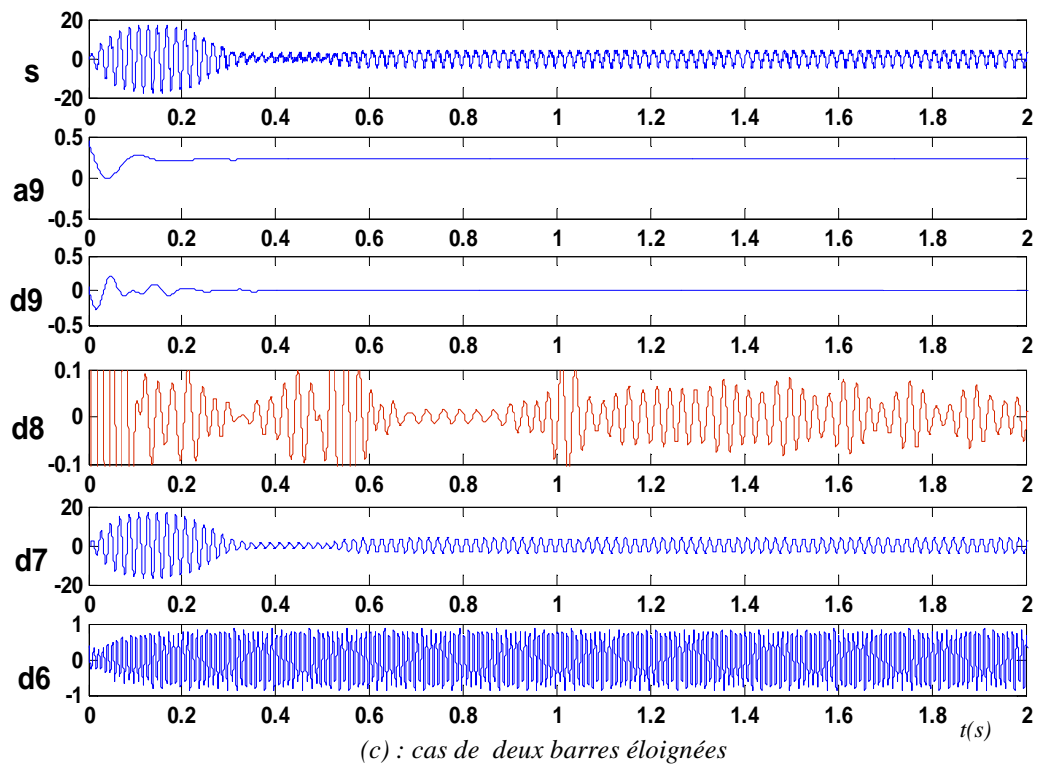
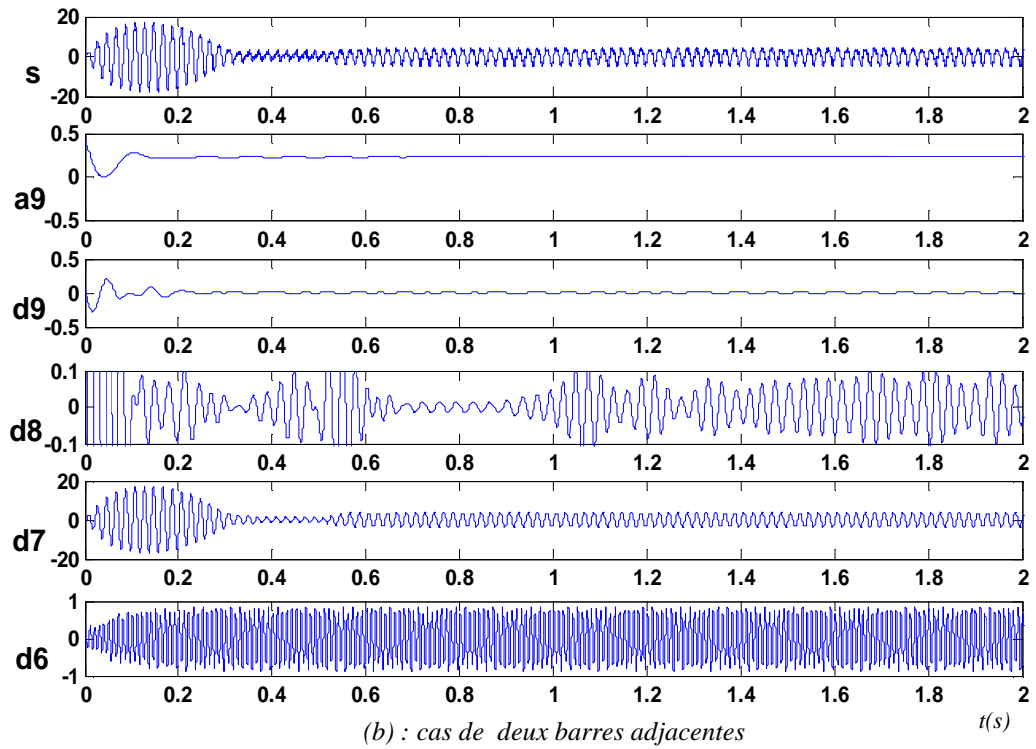
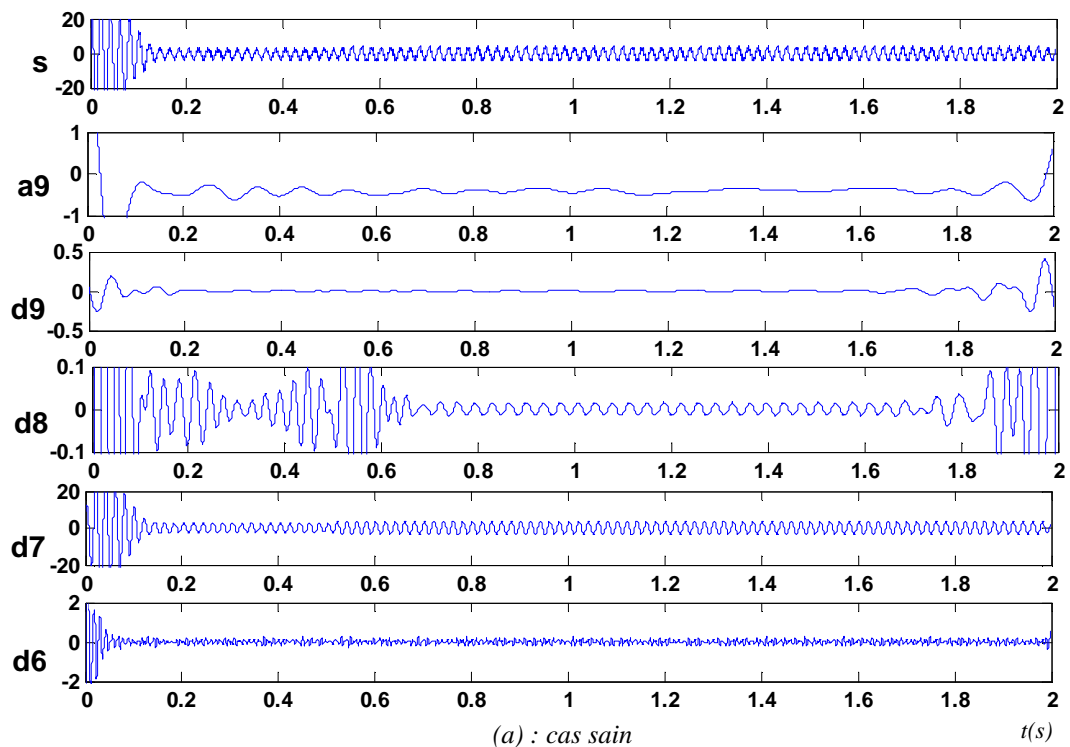


Figure 3.5 : DWT du courant statorique pour une machine alimentée par onduleur à MLI sinusoïdale

On remarque d'après la figure (3.5), l'apparition des oscillations au niveau 6 figure (3.5a,b,c) à cause des harmoniques injectées par l'introduction de l'onduleur à MLI sinusoidale dans le signal de courant statorique ainsi par le défaut neissant. L'effet de l'application du défaut se manifeste sur l'information spécifique au d8 mais elle est plus faible dans le cas de deux cassures de barres éloignées que celles adjacentes.(figure 3.5b,c).

- **Cas d'une machine alimentée directement à travers un onduleur à MLI vectorielle**

L'analyse par ondelette du courant statorique est effectuée pour une machine saine et avec défaut de deux barres adjacentes alimentée à travers un onduleur de tension utilisant la technique MLI vectorielle.



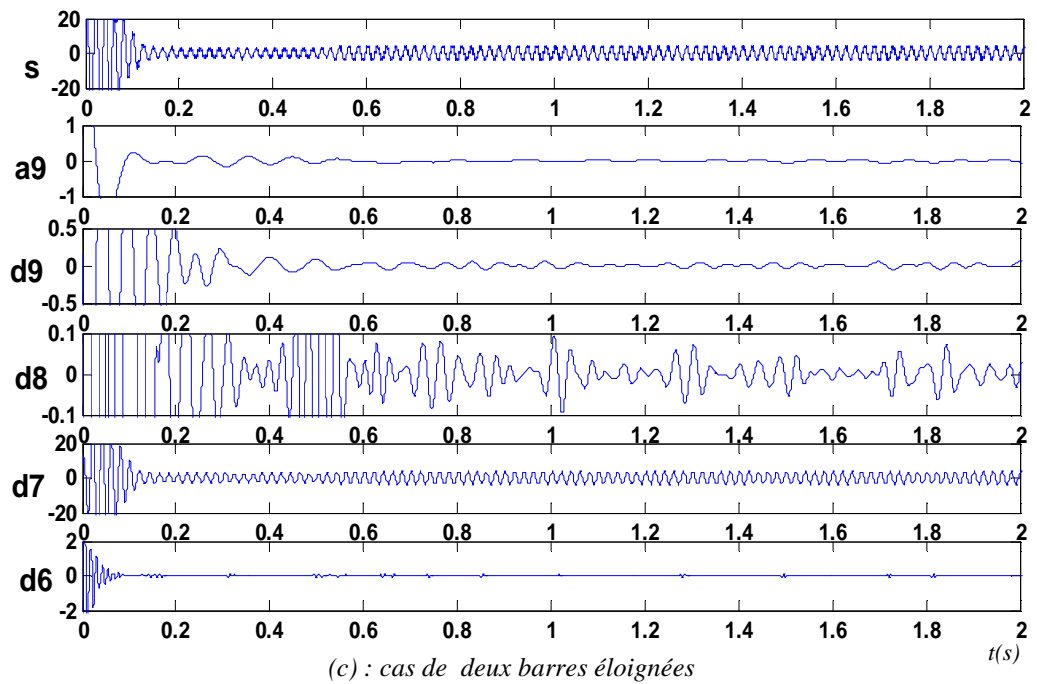
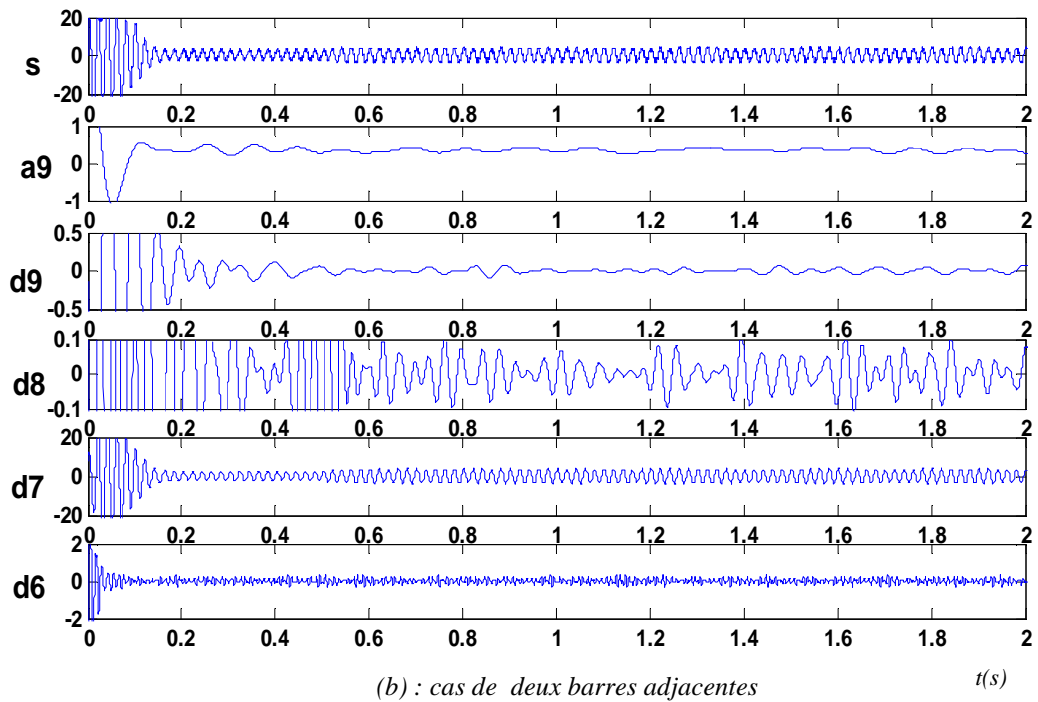


Figure 3.6 : DWT du courant statorique pour une machine alimentée par onduleur à MLI vectorielle

On remarque, que l'effet des harmoniques d'alimentation est faible dans le cas d'utilisation d'un onduleur à MLI vectorielle (figure 3.6), L'effet du défaut est très claire sur d8 (figure 3.6 b, c), mais elle est plus faible dans le cas de deux cassures de barres éloignées que celles adjacentes

### **III.4. Conclusion**

L'analyse des grandeurs temporelles en particuliers ceux des courants des phases statoriques ne permet pas de visualiser avec facilité l'effet de défaut, vue l'ordre des modulations qui est relativement faible.

L'analyse fréquentielle est plus riche en informations et plus simple à interpréter. L'analyse spectrale du courant statorique après introduction de la transformation de Fourier rapide, nous a permis de déterminer la composition fréquentielle de ce signal et par la suite retrouver les raies latérales associées aux défauts. Il s'est avéré que la surveillance de l'amplitude des composantes aux fréquences  $(1 \pm 2g)f_s$  permet la détection de défauts rotoriques.

L'utilisation de la technique des ondelettes nous a permis une analyse meilleur entre les perturbations et le défaut de la machine surtout lorsque l'alimentation n'est pas parfaitement sinusoïdale, L'introduction de l'onduleur à MLI vectorielle a amélioré le spectre, ce qui rend le diagnostic meilleur ainsi une bonne analyse. Comme en générale la machine est utilisée dans des applications à vitesse variables contrôlée en boucle fermée, la technique de diagnostic à base des ondelettes diagnostic est utilisée donc en fonctionnement en boucle fermée ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

# *Chapitre IV*

Commande vectorielle de la machine  
asynchrone à cage avec défaut rotorique



### IV.1. Introduction

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone à cage réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre [10]. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu la lumière grâce à BLACSHKE et HASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine. L'objectif de la commande par orientation du flux introduite par Blaschke est d'avoir le couple électromagnétique proportionnel à la composante  $I_{sq}$  du courant statorique à flux constant [51].

Dans cette partie du chapitre sera consacré à l'étude et le diagnostic de défaut rotorique de la machine asynchrone à cage commandée vectoriellement (par orientation du flux rotorique) en utilisant des régulateurs classiques de type PI, la technique de commande de l'onduleur est à MLI vectorielle. La méthodologie consiste donc, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine en présence du défaut sous forme d'état puis une introduction de la commande à orientation du flux rotorique au modèle de la machine

Des tests de simulation seront présentés à la fin du chapitre avec une analyse du défaut en utilisant la technique d'analyse par ondelette

### IV.2. Modèle de la machine dédié à la commande

Les grandeurs électriques du modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil et de la commande sont toutes exprimées dans un repère lié au champ tournant. On désigne par  $\theta_s$  l'angle du repère (d, q). On a donc trois orientations possibles du repère et qui dépendent de l'objectif de l'application envisagée:

- repère lié au stator  $\omega_s = 0$  et  $\omega_{sl} = -\omega_r$ , ce repère est utilisé pour l'estimation des flux et pour les techniques de commande non linéaire,
- repère lié au rotor  $\omega_s = \omega_r$  et  $\omega_{sl} = 0$ , ce repère est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques,
- repère lié au champ tournant  $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$ , les grandeurs sont constantes en régime permanent.

Pour la mise en équation, nous considérons les mêmes hypothèses que dans le chapitre 2. Les flux dans le référentiel de Park sont donnés par la relation (4.1):

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_{sc} \cdot I_{ds} - \frac{N_r}{2} \cdot M_{sr} \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_{sc} \cdot I_{qs} - \frac{N_r}{2} \cdot M_{sr} \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_{rc} \cdot I_{dr} - \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_{rc} \cdot I_{qr} - \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot I_{qs} \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Dans le repère lié au champ tournant, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \omega_s \cdot \phi_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \cdot \phi_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} - \omega_r \cdot \phi_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \omega_r \cdot \phi_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} \end{array} \right. \quad (4.2)$$

On peut, à partir de ces équations, les réécrire pour avoir un vecteur d'état différent. C'est-à-dire qu'au lieu d'avoir les flux, on peut l'écrire en courants, il suffit juste d'opérer des substitutions dans les équations (4.2) [41].

- *Modèle d'état tout flux:*

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$$

- *Modèle d'état tout courant:*

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

- *Modèle d'état mixte:*

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}$$

### IV.3. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse). L'expression du couple de la machine asynchrone est donnée par la relation:

$$C_{em} = \frac{\partial W_e}{\partial \theta} = p \cdot [I_{abc}]^T \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} \dots - M_{sr} \cdot \cos(\theta + k \cdot a) \dots \\ \dots - M_{sr} \cdot \cos(\theta + k \cdot a) \dots \\ \dots - M_{sr} \cdot \cos(\theta + k \cdot a) \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Après la transformation en biphasé de l'expression (4.3) s'écrit:

$$C_{em} = \frac{3 \cdot p \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}} \cdot \frac{N_r}{2} (I_{ds} \cdot \phi_{qr} - I_{qs} \cdot \phi_{dr}) \quad (4.4)$$

La relation (4.4) présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. il y a donc un fort couplage entre les grandeurs

La commande vectorielle permet d'assurer un découplage entre la grandeur commandant le flux et celle liée au couple. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. L'orientation du flux rotorique est sur l'axe d, les deux composantes du courant statorique  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  vont être les variables d'entrées d'une commande découplée du flux et du couple comme indiquée sur la figure (4.1).

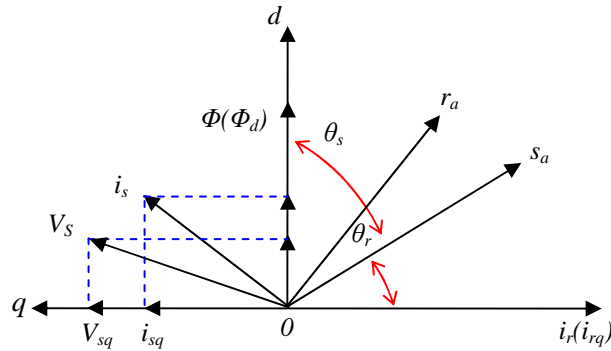


Figure 4.1: Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

L'orientation du flux ( $\phi$ ) peut être soit:

- flux rotorique:  $\phi_{rd} = \phi_r$ ;  $\phi_{rq} = 0$ .
- flux statorique:  $\phi_{sd} = \phi_s$ ;  $\phi_{sq} = 0$ .
- flux d'entrefer:  $\phi_{rg} = \phi_g$ ;  $\phi_{gq} = 0$ .

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature. Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

### IV.3. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe (d, q) que l'on oriente de manière à ce que l'axe  $d$  soit en phase avec le flux, c'est-à-dire:

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle donne de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [52].

En imposant  $\phi_{qr} = 0$ ,  $\phi_{dr} = \phi_r$ , l'expression (4.4) du couple de la machine devient:

$$C_{em} = \frac{3 \cdot p \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}} \cdot \frac{N_r}{2} \cdot I_{qs} \cdot \phi_r \quad (4.6)$$

L'équation mécanique est donnée par:

$$J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - f \cdot \Omega_m - C_r \quad (4.7)$$

avec:

$J$ : moment d'inertie du rotor ;

$f$ : coefficient de frottements visqueux.

$C_r$ : couple de charge.

L'expression (4.6) est donc analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (4.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

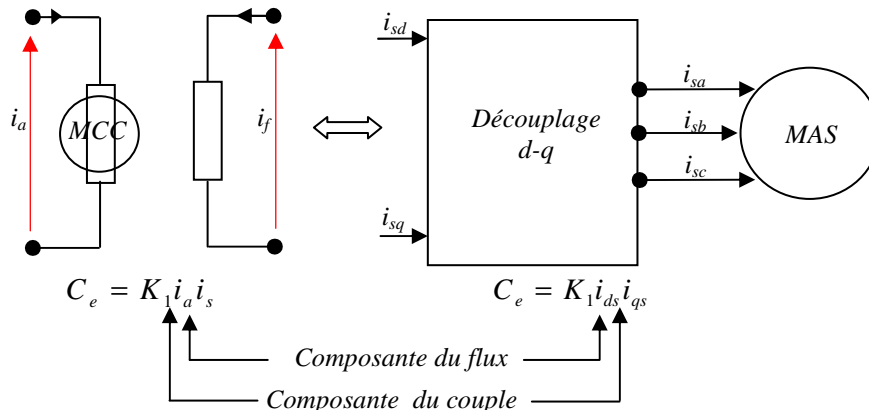


Figure 4.2: Analogie entre la commande d'une machine a courant continu et la machine asynchrone

#### IV.4. Stratégie de commande

Pour le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (flux rotorique par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator [54]. La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux.

Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux, donc tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes: la première directe qui a été développée par F. Blaschke, la seconde indirecte développée par k. Hasse. Dans la commande indirecte, l'angle de Park  $\theta_s$  est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique  $\omega_r$ . En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs

##### IV.4.1. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système pour permettre la connaissance exactement de la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement. Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- non fiabilité de la mesure du flux,
- problème de filtrage du signal mesuré,
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation,
- coût de production élevé (capteurs + filtre).

##### IV.4.2. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Dans ce type de commande, l'angle  $\theta_s$  utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int \left( p \cdot \Omega + \frac{I_{qs}^*}{T_r \cdot I_{ds}^*} \right) dt \quad (4.8)$$

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte par orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension.

#### IV.5. Structure de la commande vectorielle indirecte

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe  $d$  du repère lié au champ tournant ( $\Phi_{rd} = \Phi_r$  et  $\Phi_{rq} = 0$ ), les équations de la machine deviennent ainsi:

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\phi_r}{dt} & \Rightarrow \frac{d\phi_r}{dt} = -R_r \cdot I_{dr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \omega_r \cdot \phi_r & \Rightarrow \omega_r = -\frac{R_r \cdot I_{qr}}{\phi_r} \end{cases} \quad (4.9)$$

avec:

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_{rc}} \left( \phi_{dr} + \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot I_{ds} \right) \\ I_{qr} = \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (4.10)$$

On a alors :

$$\Phi_r + T_r \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} = -\frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot i_{sd} \quad (4.11)$$

et

$$\omega_g = -\frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr} \cdot R_r \cdot i_{sq}}{L_{rc} \cdot \Phi_r^*} \quad (4.12)$$

avec:

$$T_r = \frac{L_{rc}}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

Pour une machine à cage alimentée en tension,  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  représentent les variables de commande, ce qui permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma \cdot L_{sc} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} - \left( \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot i_{sq} - \frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}^2} \cdot R_r \cdot \phi_r \right) \\ V_{sq} = \sigma \cdot L_{sc} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} - \frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}} \cdot \omega_s \cdot \phi_r + \frac{3 \cdot N_r \cdot M_{sr}^2}{4 \cdot L_{rc} \cdot T_r} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (4.13)$$

avec :

$$\sigma = 1 - \frac{3 \cdot N_r \cdot M_{sr}^2}{4 \cdot L_{sc} \cdot L_{rc}} : \text{coefficient de fuite totale et } T_s = \frac{L_{sc}}{R_s} : \text{constante de temps statorique.}$$

Le bloc de découplage entre les tensions ( $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$ ) permet de contrôler de manière indépendante le couple par la composante ( $I_{sq}$ ) et le flux rotorique par la composante ( $I_{sd}$ ).

A partir de l'équation (4.6), on a:

$$\begin{cases} V_{sd} = U_{sd} - E_d \\ V_{sq} = U_{sq} - E_q \end{cases}, \quad (4.14)$$

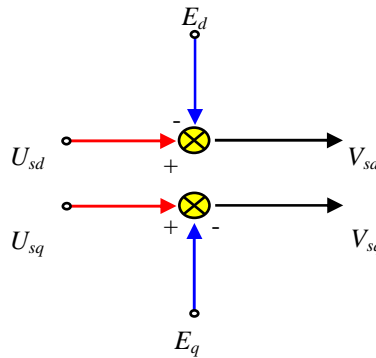


Figure 4.3: Reconstitution des tentions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

A partir du système d'équations (4.7), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés comme des perturbations [51]:

$$\begin{cases} E_d = \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot i_{sq} - \frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}^2} \cdot R_r \cdot \Phi_r \\ E_q = -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot i_{sd} + \frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}} \cdot \omega_s \cdot \Phi_r \end{cases} \quad (4.15)$$

Le couple est maximal à tout instant car le courant d'induit  $i_{qs}$  et le courant inducteur  $i_{ds}$  sont toujours perpendiculaires (figure 4.4) et peuvent être commander indépendamment, on déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone sera similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée

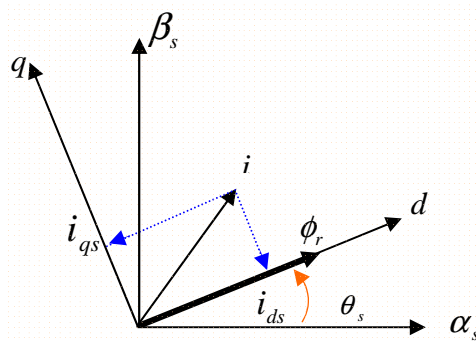


Figure: 4.4: Principe de la commande vectorielle





La figure (4.6) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique. Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ , le bloc de calcul de  $\theta_s$  et les transformations directe et inverse. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  ou le courant de référence  $I_{qs}^*$ ,  $I_{qs}^*$  est comparé à la valeur  $I_{qs}$  issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence  $V_{qs}^*$ .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de  $I_{ds}$ . Le courant  $I_{ds}$  de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au delà de cette zone, on procède au "défluxage" de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase démarrage et d'un couple plus faible ( qui ne sert à lutter que contre les frottements ) pendant la marche normale [41]. La sortie du régulateur de  $I_{ds}$  donne la tension de référence  $V_{ds}^*$ . Les deux tensions de référence  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  sont alors transformées en grandeurs statoriques triphasées  $V_{as}^*$ ,  $V_{bs}^*$  et  $V_{cs}^*$  à l'aide d'une transformation de Park inverse. En parallèle, la "pulsation statorique" puis l'angle  $\theta_s$  sont calculés à partir d'une mesure de vitesse mécanique et du calcul de la "pulsation de glissement". C'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directe et inverse [41], [56].

#### IV.8. Simulation et résultats

La simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone à cage en tension est effectuée au premier lieu en considérant que la machine est à l'état sain démarre à vide puis l'application du couple de charge à l'instant  $t=0.5s$ .

##### IV.8.1. Test en fonctionnement sain de la machine à vide et en charge

On considère que la machine est saine, démarre à vide, l'application de la charge de 3.5N.m à l'instant  $t = 0.5s$ . Les divers tests de performance de la commande sont, variation de charge, inversion de vitesse et variation de vitesse.

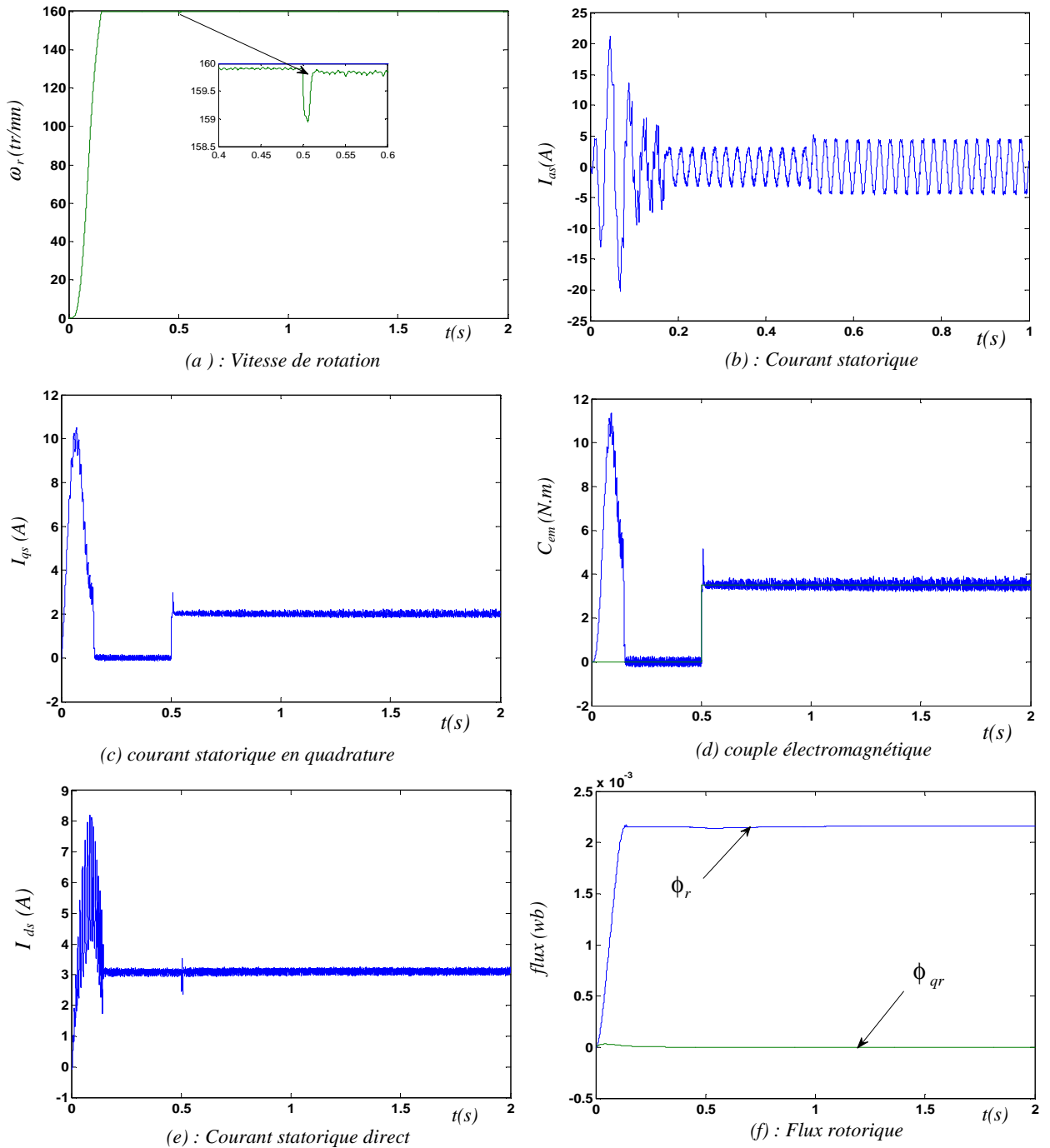


Figure 4.7: Résultats de simulation pour un fonctionnement sain de la machine

La figure (4.7) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la machine à l'état sain. On remarque qu'avant l'application de la charge, la vitesse suit sa référence après un certain régime transitoire qui dure 0.15s puis se stabilise à la valeur 160 rd/s imposée par le référence avec des petites oscillation. Après l'application de la charge ( $C_r = 3.5Nm$  à  $t = 0.5$  s), l'allure de la vitesse subit une petite perturbation puis rejoint sa référence (figure 4.7a), les résultats montrent aussi le découplage entre le couple électromagnétique (figure 4.7 d) où l'allure montre après un régime transitoire avec moins d'oscillations prend la valeur nulle, puis à l'instant d'application de la charge le couple électromagnétique prend la nouvelle valeur imposée , tandis

que le courant statorique  $I_{ds}$  reste constant ce qui garantit à ce que le flux rotorique (figure 4.7 f) reste constant indépendant de couple. La condition imposée pour le flux en quadrature est toujours vérifiée.

#### IV.8.2. Test d'inversion de la vitesse

Dans ce cas les tests de simulation sont obtenus en mode de fonctionnement défluxé (figure 4.8), pour une vitesse de référence de  $\Omega_{ref} = 245 \text{rd/s}$  puis une inversion du sens de la vitesse de rotation à l'instant  $t=0.7\text{s}$  pour une vitesse  $\Omega_{ref} = -245 \text{rd/s}$ . Les résultats de simulations obtenues sont les suivants:

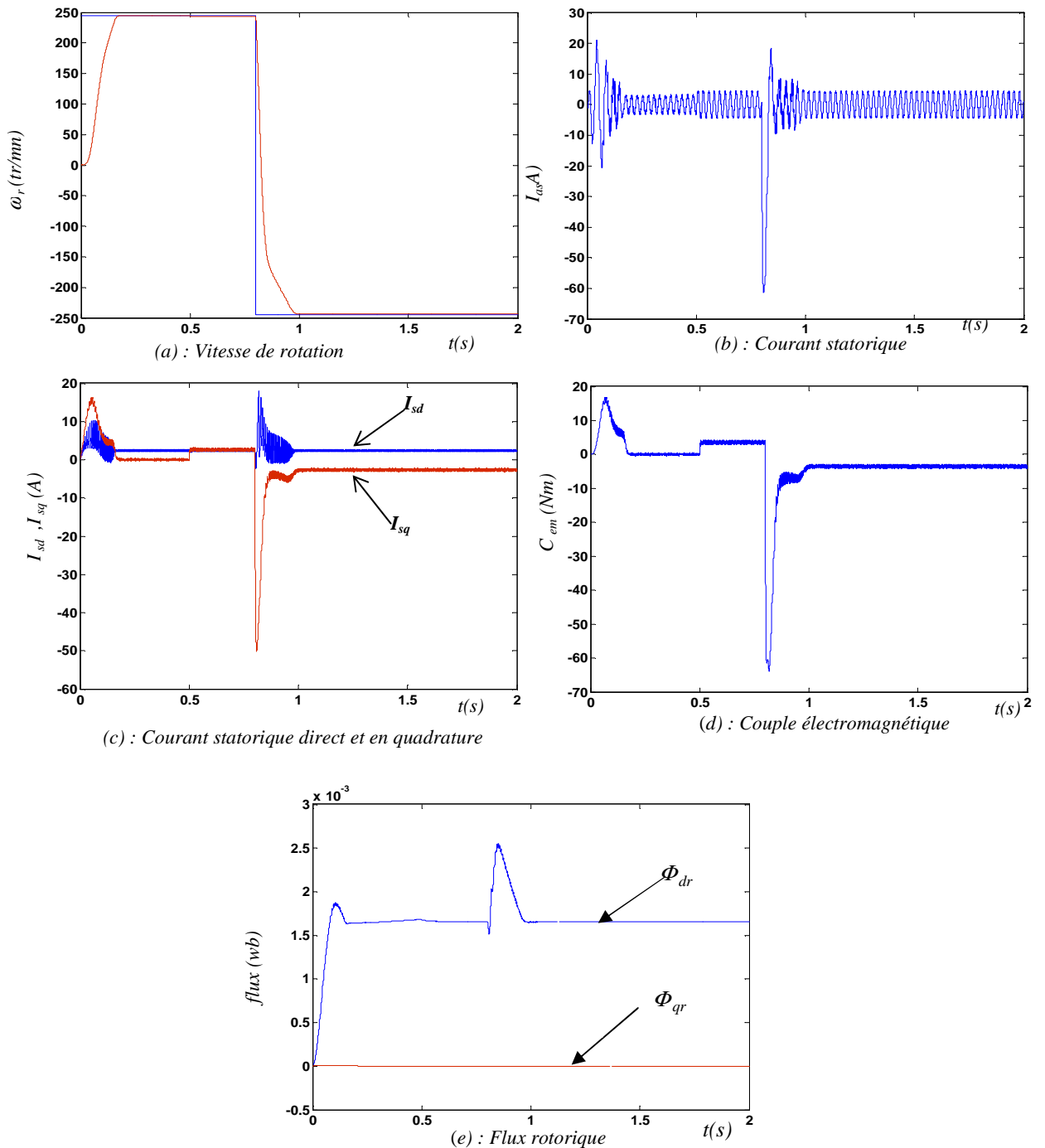
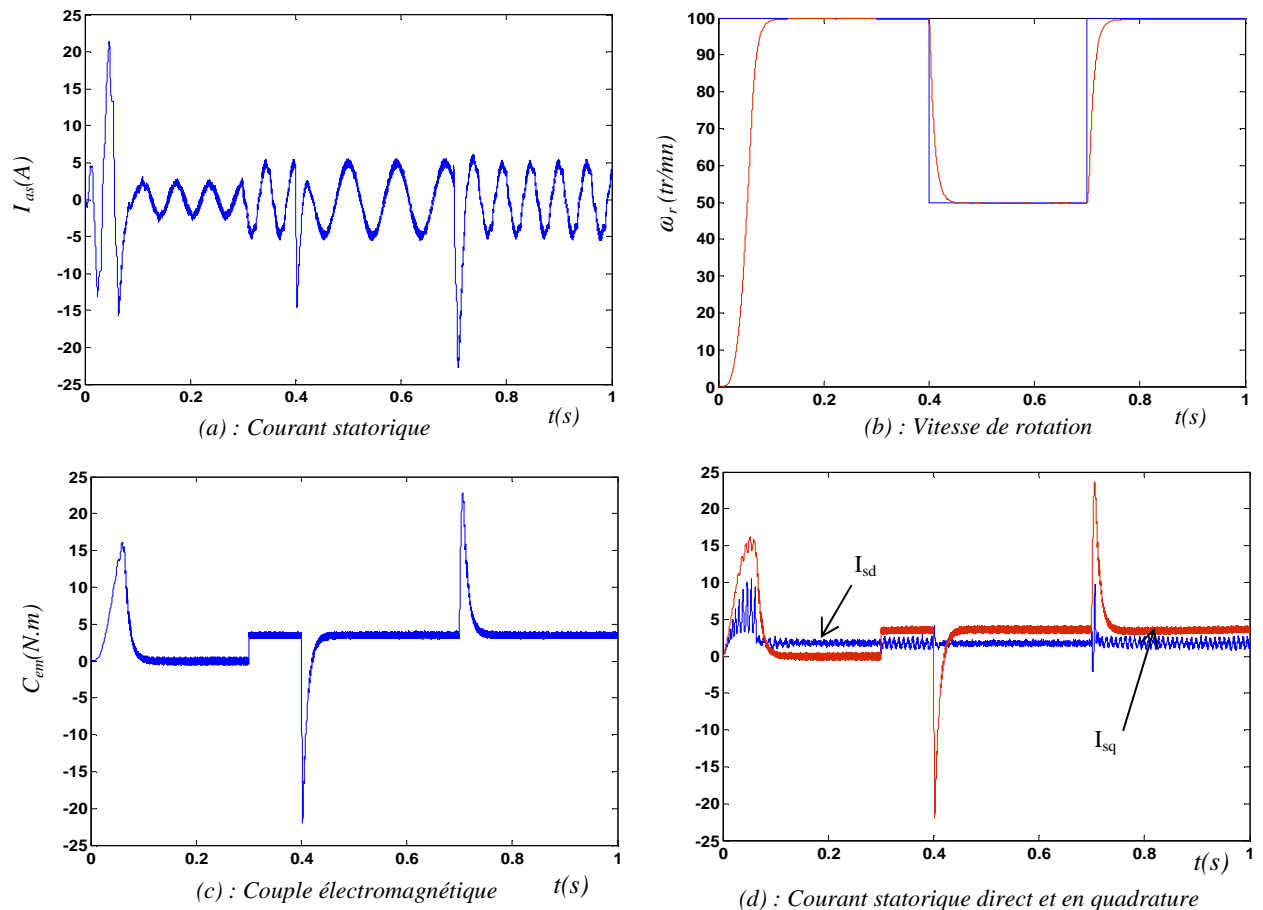


Figure 4.8: Résultats de simulation pour une inversion de vitesse

Les allures de la figure (4.8) montrent que la réponse de la vitesse suit parfaitement la consigne sans dépassement (figure 4.8a), ce qui montre que La bonne régulation assurée par le biais des régulateurs type PI. Le couple électromagnétique (figure 4.8d) et le courant  $I_{sq}$  (figure 4.8c) ont la même allure avec une constante près, la condition ( $\phi_{qr} = 0$ ) est vérifiée, le flux direct est constant dès que l'inversion de la vitesse où il a subit une variation puis garde sa valeur précédente ce qui justifie que le découplage est parfaitement réalisé. Les résultats de simulation montrent aussi que le transitoire provoqué lors de l'inversion de la vitesse est relativement important en particulier au niveau du courant statorique (figure 4.8b) qui présente un régime transitoire avec des pics importants.

#### IV.8.3 Test de variation de vitesse

Dans cet essaie on essaye de crier un saut de vitesse, l'application de la charge de 3.5Nm à l'instant  $t=0.3s$ , la variation de la vitesse est effectuée aux instant  $t=0.4s$  et à  $t=0.7s$ , les allures obtenues sont comme suis:



**Figure 4.9:** Résultats de simulation de variation de vitesse

La figure (4.9) représente les résultats de simulation pour une variation de vitesse introduite de 100rd/s à 50rd/s. Ces figures montrent qu'avant l'application de la charge, la vitesse suit parfaitement sa référence de 100rd/s et à  $t=0.4s$  on démunie la vitesse à 50 rd/s, après un certain

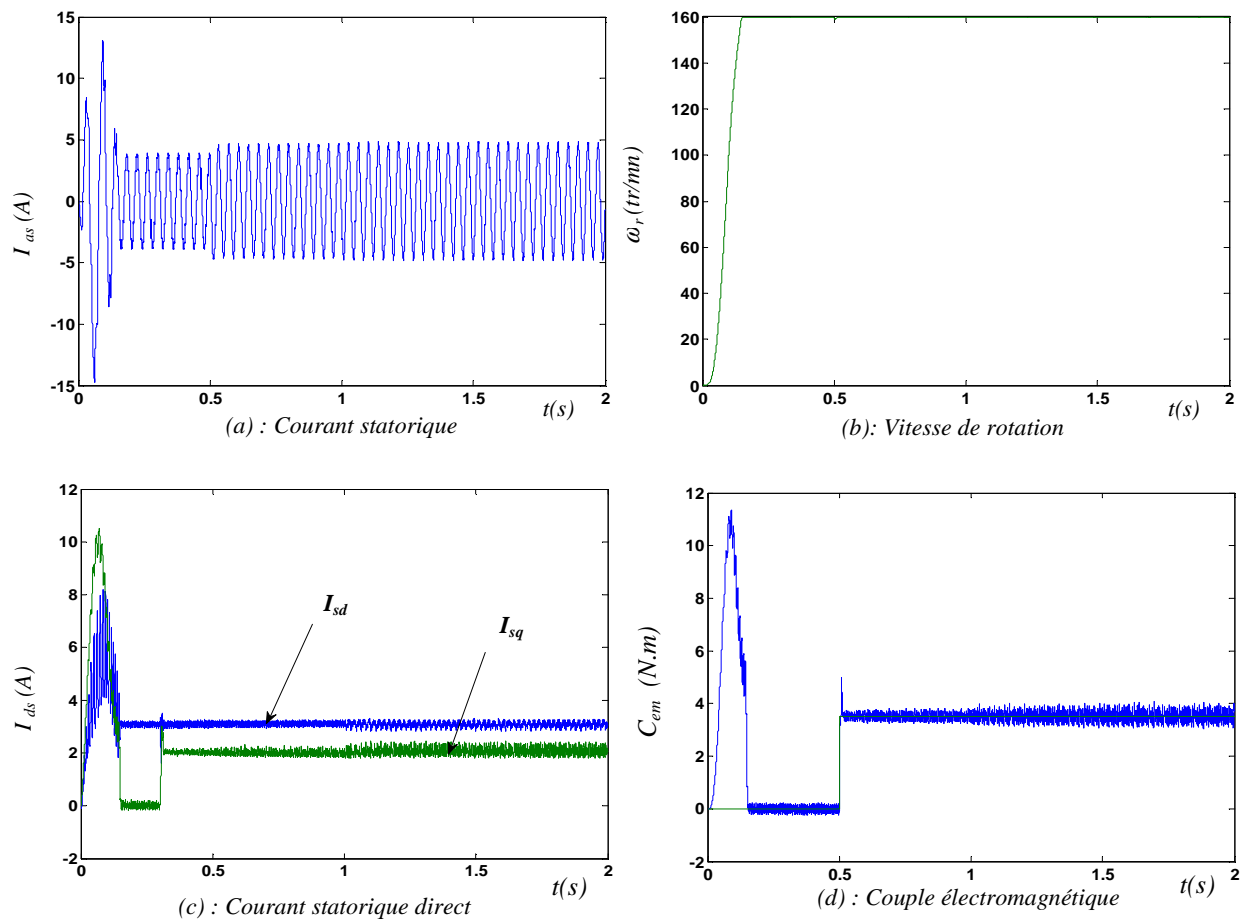
régime transitoire, la vitesse se stabilise à cette nouvelle valeur, une deuxième variation à  $t=0.7s$ , l'allure de la vitesse subit une petite perturbation puis rejoint sa référence sans dépassement (figure 4.9b), même avec le changement de vitesse on pu obtenir des résultats qui montrent aussi le bon découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ .

#### IV.8.4. Tests en défaut de la machine

On considère dans ce cas que la machine présente un défaut rotorique de type cassure de barre rotorique, on effectue les simulations dans le but d'étudier l'effet de défaut sur la commande de la machine.

##### IV.8.4.1 Cas d'une cassure d'une barre rotorique

On considère que la machine présente un défaut d'une cassure de barre à l'instant  $t=1s$  et la machine fonctionne en charge, les résultats de simulation sont illustrées par les figures suivantes:



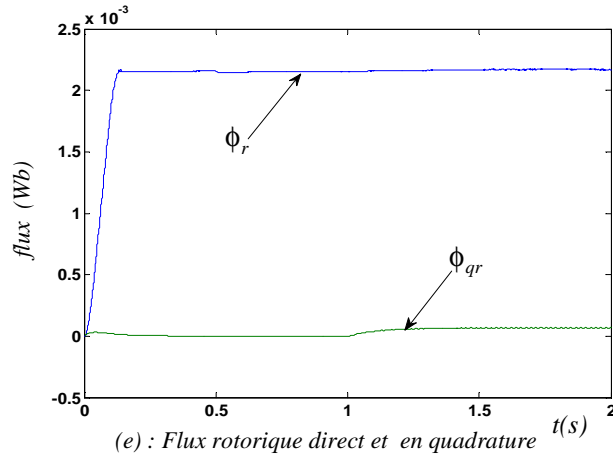
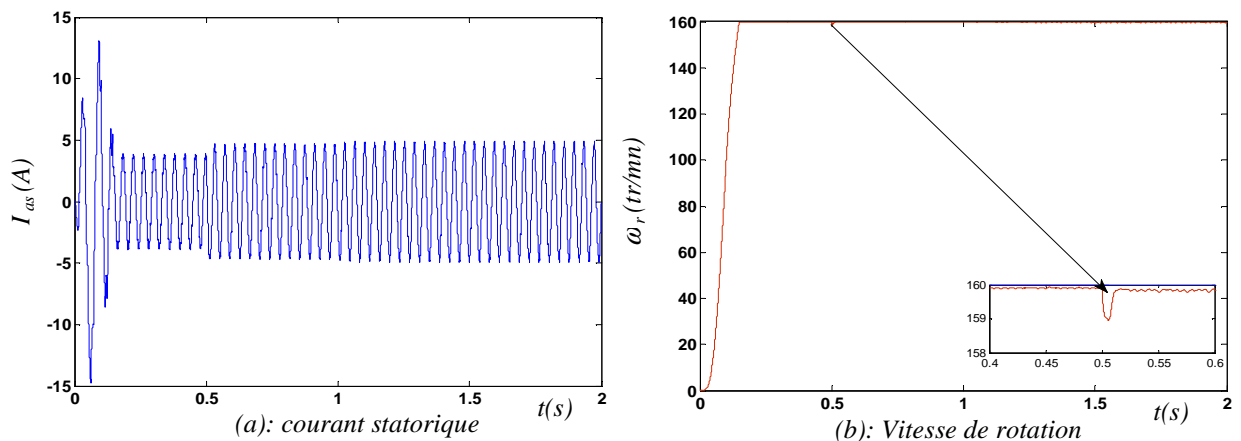


Figure 4.10: Résultats de simulation dans le cas d'un défaut d'une cassure de barre

La figure (4.10) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle de la machine avec un défaut de rupture d'une barre. Ces figures montrent qu'avant l'application de la charge, la vitesse suit sa référence après un certain régime transitoire de 0.16s puis se stabilise à la valeur 160 rd/s imposé par la référence. Après l'application de la charge ( $C_r = 3.5\text{Nm}$  à  $t = 0.5$  s), l'allure de la vitesse subit une petite perturbation puis rejoint sa référence (figure 4.10b), à l'instant d'application du défaut, on constate une augmentation des oscillations au niveau des allures du courant statorique direct ainsi ceux du couple, les résultats montrent que le découplage est maintenu entre le couple électromagnétique (figure 4.10f) et le flux rotorique (figure 4.10c), ainsi l'apparition d'une faible valeur de flux rotorique en quadrature justifie la sensibilité de la commande vectorielle indirecte aux variation paramétriques produite par la variation de la résistance rotorique.

#### IV.8.4.2. Cas d'une cassure de deux barres rotorique type adjacentes

On considère que la machine présente un défaut de cassure de deux barres adjacentes à l'instant  $t=1\text{s}$  et que la machine est en charge, les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes:



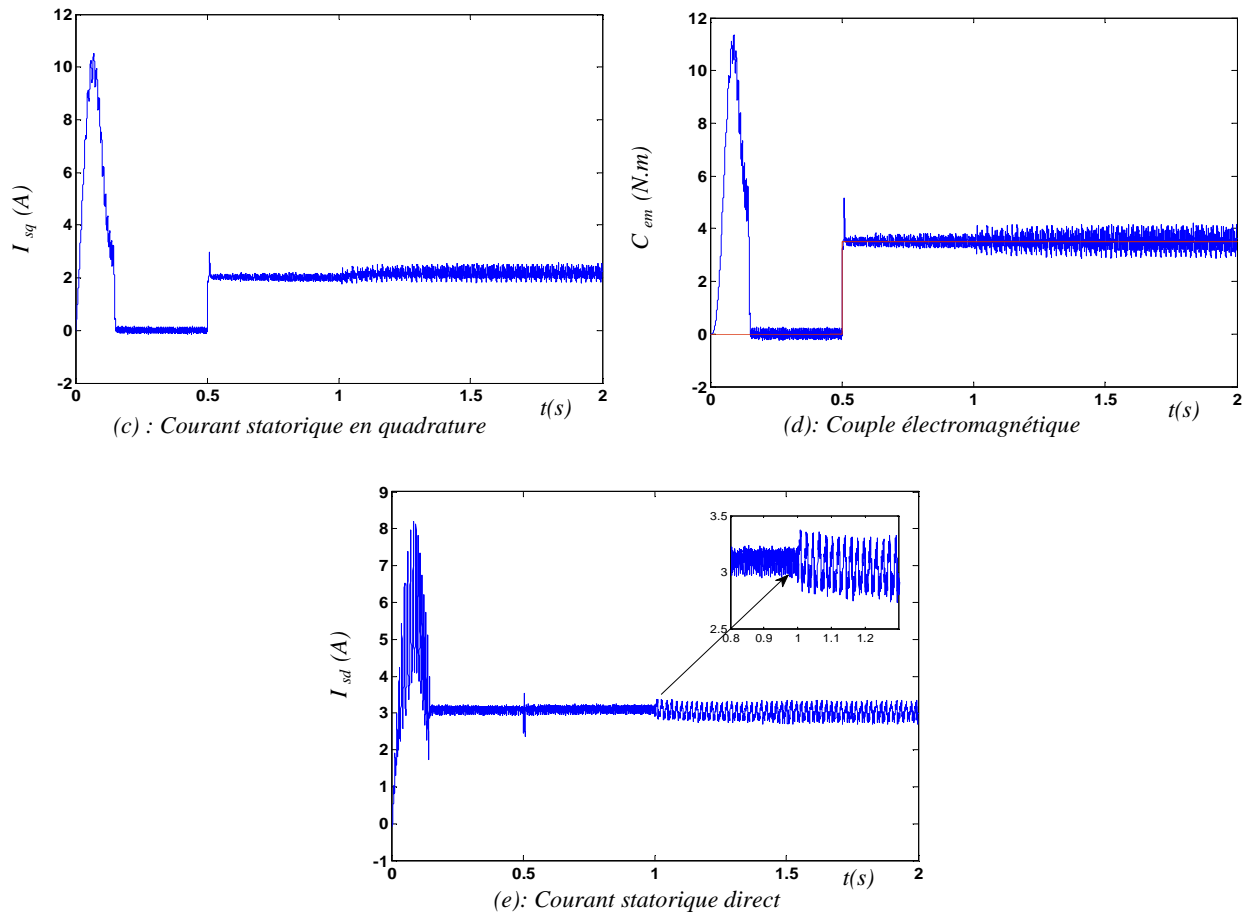
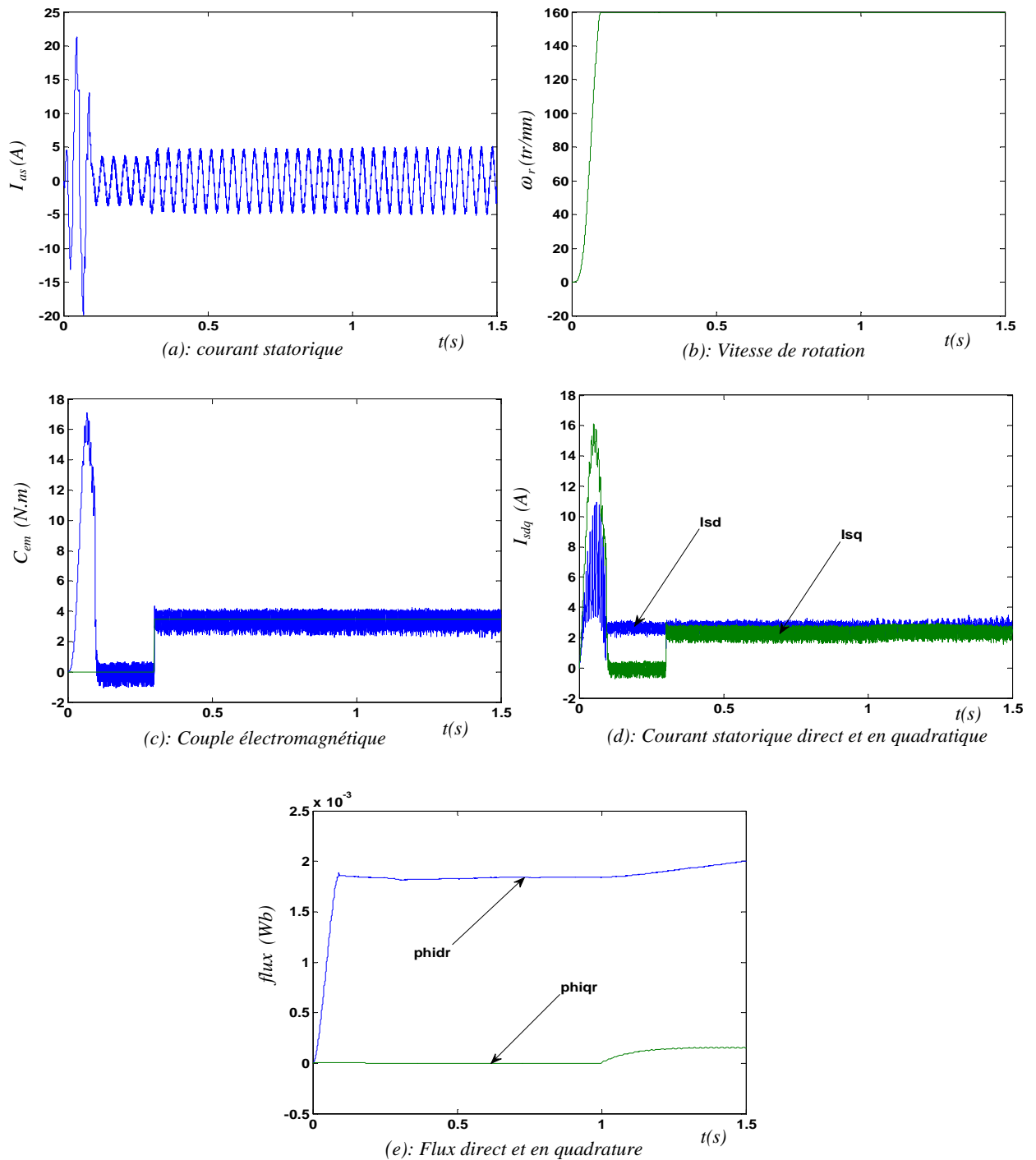


Figure 4.11: Résultats de simulation dans le cas d'un défaut de deux cassures de barre adjacentes

La figure (4.11) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle de la machine avec un défaut de rupture de deux barres adjacentes. Avant l'application de la charge, la vitesse suit parfaitement sa référence mais après un certain régime transitoire de 0.16s puis se stabilise à la valeur 160 rd/s imposée par la référence. Après l'application de la charge ( $C_r = 3.5\text{Nm}$  à  $t = 0.5\text{s}$ ), l'allure de la vitesse subit une petite perturbation puis rejoint sa référence (figure 4.11b), à l'instant d'application du défaut à  $t = 1\text{s}$ , on remarque une augmentation considérable des oscillations au niveau des allures du courant statorique direct et le couple les résultats montrent aussi le bon découplage entre le couple électromagnétique (figure 4.11f) et le flux rotorique (figure 4.11c).

#### IV.8.4.3. Cas d'une cassure de deux barres rotorique type éloignées

On considère que la machine présente un défaut de cassure de deux barres éloignées à l'instant  $t = 1\text{s}$  et que la machine est en charge, les résultats de simulation de la machine commandée vectoriellement sont illustrés par les figures suivantes:



**Figure 4.12:** Résultats de simulation dans le cas d'un défaut de deux cassures de barre éloignées

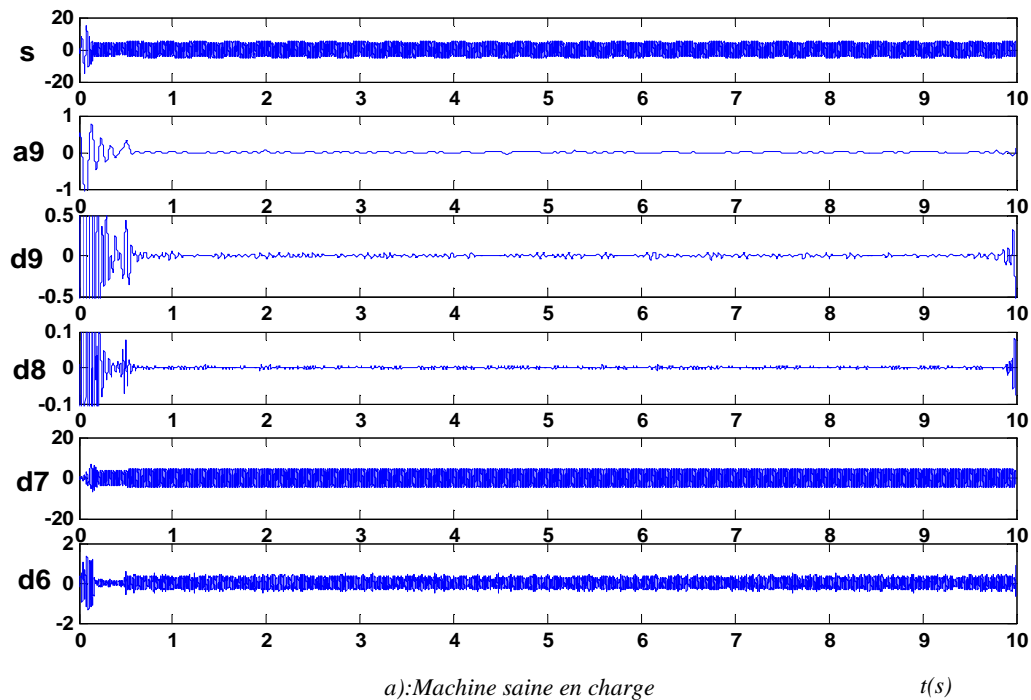
La figure (4.12) représente les résultats de simulation de la machine en défaut de deux barres éloignées. Ces figures montrent qu'avant l'application de la charge, la vitesse suit sa référence après un certain régime transitoire de 0.16s puis se stabilise à la valeur 160 rd/s imposée par le référence. Après l'application de la charge ( $C_r = 3.5\text{Nm}$  à  $t = 0.3\text{s}$ ), l'allure de la vitesse subit une petite perturbation puis rejoint sa référence (figure 4.12b), à l'instant d'application du défaut à  $t = 1\text{s}$ , on remarque des oscillations moins faible que le cas précédent au niveau des allures du couple (figure 4.12c), du courant statorique direct et en quadrature (figure 3.12d). Les résultats



montrent aussi que l'allure du courant en quadrature suit parfaitement celle du couple électromagnétique (figure 4.12c) et l'allure du courant direct suit celle du flux rotorique direct (figure 4.11e) et la condition de découplage  $\Phi_{qr} = 0$  est toujours maintenue donc le découplage est réalisé jusqu'à l'application du défaut, où on perd légèrement cette condition et cela revient au sensibilité de la commande vectorielle indirecte vis aux variations paramétriques.

#### IV.9. Analyse du défaut rotorique par ondelette

Pour bien mettre en évidence l'effet du défaut, de la position des cassures des barres et pour permettre la détection précoce en fonctionnement de la machine en commande, on essaye d'effectuer l'analyse par ondelette du courant statorique pour les différents défauts: la machine présente un défaut de type deux cassures de barres adjacentes et éloignée. Le niveau de décompositions approprié dans ce cas est de 9 niveaux.



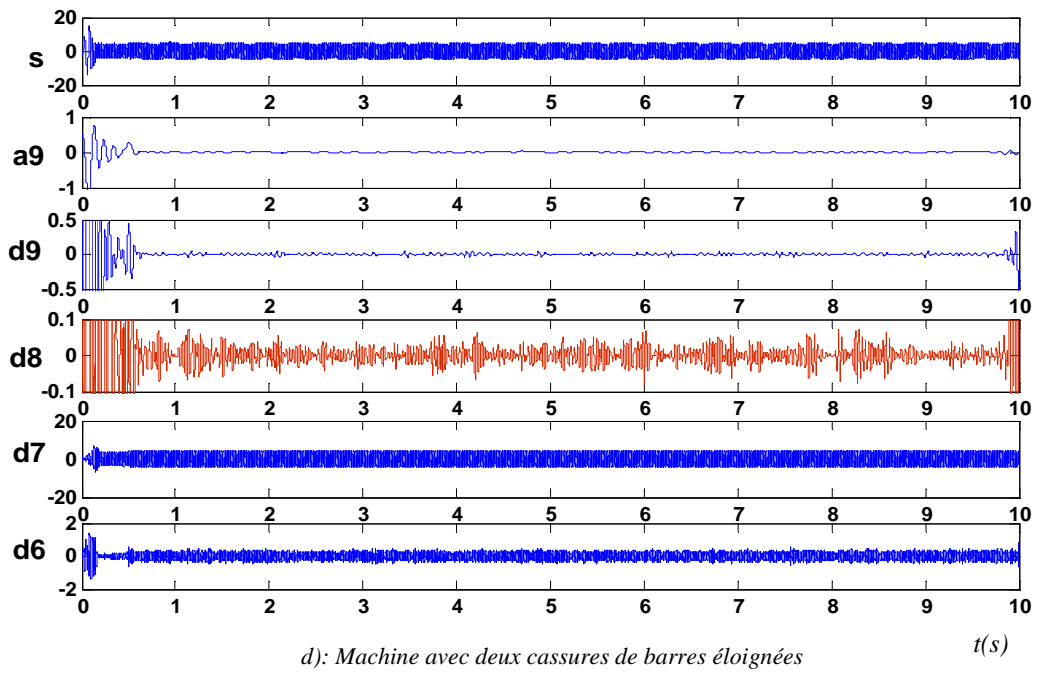
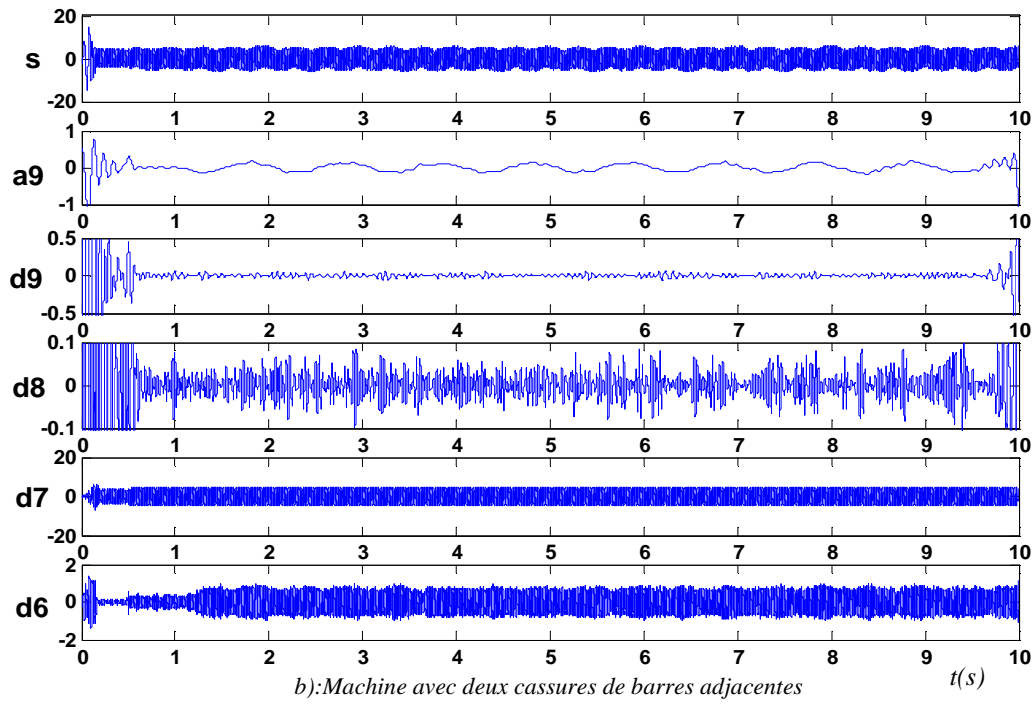


Figure 4.13: DWT du courant statorique pour une machine commandée vectoriellement

La figure 4.13 présente l'application de l'ondelette pour différents modes de fonctionnement de la machine asynchrone à cage, (figure 4.13 a) présente la machine dans un fonctionnement sain les différents niveaux de l'ondelette ne présente aucune variation, tandis que au (figure 4.13b) la machine est saine démarre à vide puis on applique une charge de 3.5Nm à  $t=0.5s$ , on applique un défaut de type cassure de barres adjacentes on observe des oscillations aux d8, (figure 4.13c) qui présente la machine avec deux cassures de barres éloignées à  $t=1s$  l'oscillation apparait seulement aux d8 mais l'amplitude de ces oscillation est faible par rapport au cas deux cassures de barres adjacentes.

#### **IV.10. Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation de la machine asynchrone en commande. La technique de commande utilisée est la commande vectorielle indirecte. La technique de commande de l'onduleur est à MLI vectorielle dans le but d'améliorer la qualité du signal de la tension d'alimentation et permettre de réduire les harmoniques et de faciliter la détection du défaut en utilisant la technique d'analyse par ondelette. L'effet du défaut se traduit par des oscillations moins faibles dans le cas d'une cassure éloignée.

## *Conclusion Générale*

---

## Conclusion Générale

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance des entraînements électriques justifie les efforts déployés pour le diagnostic des machines asynchrones. Mais la complexité des systèmes mis en jeu et le besoin d'une maintenance préventive nécessitent aujourd'hui un travail préalable. La machine asynchrone et les défaillances les plus fréquentes auxquelles elle peut être soumise, les ruptures des barres ont été plus spécifiquement l'objet de notre étude.

Puis, on a présenté les différentes approches classiquement faites pour la modélisation des machines électriques, en insistant sur les contraintes propres aux objectifs de la simulation pour le diagnostic de défaut. Le développement d'un modèle d-q de faible dimension a permis aussi l'étude de la machine asynchrone présentant un défaut rotorique comme la rupture de barre.

Un premier modèle a été utilisé qui prend en considération la structure de la cage d'écureuil. Il permet d'une transformation de Park généralisée de réduire l'ordre du système à quatre pour la partie électrique. Ce modèle, simple, conduit à un gain notable en termes de temps de calcul tout en introduisant le comportement de la machine des défaillances de types cassures de barres rotoriques. En partant d'un système d'ordre élevé, lié au nombre de barres rotoriques, on a présenté l'apparition d'un défaut par un changement significatif des résistances de la sous-matrice liée au rotor. Le modèle obtenu permet de simuler efficacement les défauts de cassure de barres et de suivre aussi l'évolution des grandeurs externes (couple, courant,...).

On a essayé, à travers une étude théorique de la rupture de barre, d'expliquer à partir de la physique les observations sur les grandeurs électriques et mécaniques caractérisant ce défaut par production d'une composante de couple (et par suite de vitesse) oscillatoire, modulation du courant statorique et la génération des raies à  $(1 \pm 2k) \cdot f_s$  autour de la fréquence fondamentale. Il s'est avéré que la détection est plus aisée sur le courant statorique que sur la vitesse ou sur le couple. Cette constatation s'explique en partie par le fait que, le courant statorique est plus accessible et mesurable extérieurement au moteur. On a donc restreint notre étude sur l'analyse spectrale du courant statorique. Nous avons utilisé la méthode basée sur la transformation de Fourier Classique. Le contenu spectral obtenu a permis de restituer les phénomènes prévus par la théorie (la présence des composantes à  $(1 \pm 2k) \cdot f_s$  après la naissance du défaut).

L'étude de la commande de la machine asynchrone, par la méthode commande vectorielle indirecte avec un réglage classique, nous a permis de simuler le comportement du système global, avec et sans défauts rotoriques. Les résultats obtenus ont montré l'influence des ruptures de barres sur le couple électromagnétique, la vitesse de rotation et le courant statorique, qui se

traduit par des ondulations et déformations des allures, puisque la localisation des raies dépend de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

On a testé les résultats obtenus par la commande vectorielle indirecte par l'application de l'ondelette.

Aussi on a appliqué dans ce travail, une autre application basée sur la transformée en ondelettes discrète pour le diagnostic des défauts de rupture des barres rotoriques, lors de fonctionnement dans la machine asynchrone à cage d'écureuil sont présentées. Le diagnostic est basé sur l'analyse des signaux à niveau élevé obtenus à partir de la décomposition en ondelettes du signal du courant statorique. L'étude est basée sur l'interprétation des signaux d'approximation et des détails résultants de la décomposition en multi-niveau qui contiennent les informations des défauts. Ces signaux permettent la détection de l'évolution des harmoniques caractéristiques liées à la rupture pendant le fonctionnement en charge.

Ces signaux montrent également l'évolution, dans les amplitudes des harmoniques liés au défaut pendant le fonctionnement. la présence de la rupture dans une machine asynchrone à cage, même dans certains cas où l'application de l'approche classique, basée sur la transformée de Fourier du courant en régime permanent, ne peut pas être appliquée ou peut mener à la confusion ou à un diagnostic faux. En outre, l'application de la transformée en ondelettes discrète concernant le choix de certains paramètres tels que la fréquence d'échantillonnage, le type de l'ondelette mère, l'ordre de l'ondelette mère ou le nombre de niveaux de décomposition. Une particularité de la technique des ondelettes, la détection de la non-stationnarité dans un signal est exploitée à travers une décomposition du courant statorique lors du défaut. Les résultats montrent l'efficacité de la technique dans ce type de défauts et peut être plusieurs défauts similaires tels que les régimes transitoires, fluctuations de la charge et les défauts de réseaux d'alimentation qui peuvent être extraits à partir d'une simple décomposition du signal du courant. Concernant la commande vectorielle de la machine asynchrone moyennant un réglage classique (régulateur PI de la vitesse), nous remarquons également que le réglage classique contrôle d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la machine lors de variation des grandes variations des amplitudes (changement de consigne, application de couple résistant).

Enfin, dans le cadre plus général du diagnostic complet de la machine, il faudrait tester la capacité de nos méthodes dans le cas où l'on serait confronté à d'autres types de défaillances. Il serait également intéressant de réfléchir à des méthodes de surveillance les combinant efficacement. Ceci permettrait l'étude des différents symptômes observés avec différentes méthodes avant la prise de décision (y a-t-il panne ou pas ?) et donc de réduire l'incertitude sur la décision finale.

# *Bibliographie*

- [1] **A. Meroufel**, "Contrôle de la machine asynchrone Simulation avec le logiciel Matlab/Simulink", Université Djillali Liabès Sidi Bel Abbès, 2008/2009.
- [2] **A. Bouzida**, "Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par la technique des ondelettes", Mémoire magistère, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 20 Janvier 2008.
- [3] **M. Riera Guasp, Jose A. Antonino daviu, R. Puche-Panadero, et J. Peres-Crus**, "A general approach for the transient detection of slip dependent fault components based on the discrete wavelet transform", IEEE Transactions On Industrial Electronics. Vol.55, N° 12 December 2008.
- [4] **Alejandro Ordaz Moreno, Rene de Jesus Romero Troncoso, Jose Alberto Vite frias, Jesus Rooney Rivera-Gillen, and Arturo Garcia Peres**, "Automatic online diagnosis algorithm for broken bar detection on induction motors based on discrete wavelet transform for FPGA implementation", IEEE Transaction On Industrial Electronics, Vol.55 N° 5, May 2008.
- [5] **Joan Pons. L. linares, Vicente climente Alarcon, Rubén Puche Panadero and Jose A. Antonino Daviu**, "Bar breakage detection on squirrel cage induction motors via transient motor current signal analysis based on the wavelet transform: A review", Departamento de Ingenieria Eléctrica Universidad Politécnica de Valencia 46022, Espania.
- [6] **J. A. Antonino, M. Riera, J. Roger Folch, M. P.Mokina**, "Validation of a new method for the diagnosis of rotor bar failures via wavelet transformation in industrial induction machines", IEEE Conference, Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2005. SDEMPED 2005. 5th IEEE International Symposium on, 7-9 September 2005.
- [7] **A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel and A. Rezzoug**, "Fault diagnosis in industrial induction machines through discrete wavelet transform", Journal, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Septembre 2011.
- [8] **Medoued Ammar**, "Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques: Application aux moteurs asynchrone", Thèse doctorat, Université du 20 Août 1955, Skikda 08 / 03 / 2012.
- [9] **A. Khatir**, "Etude comparative des modèles des machines asynchrones utilisé en diagnostic des défauts" thèse magister université de Ferhat Abbas-Sétif- 2009.
- [10] **A. Abed**, "Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone", Thèse de doctorat Université Henri, Nancy. 28 mars 2002.
- [11] **A. Menacer**, "Contribution à l'identification des paramètres et des états d'une machine à induction pour diagnostic et développement de commande robuste: robustesse vis-à-vis de défauts", Thèse de doctorat, Université de Batna, Décembre 2007.

- [12] **M. Sahraoui**, "Contribution aux diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage", Mémoire magistère, Université Mohamed Khider Biskra, 10 /2003.
- [13] **Fatima Babaa**, "Modélisation et diagnostic des machines asynchrone: Application à la détection de défaut", Université Mentourie Constantine.
- [14] **Casimir R**, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [15] **D. Gaëtan**, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Université Henri Poincaré, 29-10-2004.
- [16] **C. J. Verucchi, G. Acosta, and F. A. Benger**, "A review on fault diagnosis of induction machines", Latin American Applied Research, 38:113-121, 2008.
- [17] **G. Didier, E. Ternisien, O. Caspary, H. Razik**, "A new approach to detect broken rotor bars in induction machines by current spectrum analysis", Elsevier; Mechanical Systems and Signal Processing 21, pp 1127–1142, 2007
- [18] **Demaeyer Jonathan, Bebronne Michael et Forthomme Sébastien**, "Les ondelettes: l'analyse de Fourier", Département de Physique, Faculté des Sciences, printemps des sciences 2003.
- [19] **M. Sahroui**, "Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones.", Thèse doctorat, Université Mohamed khider Biskra, 2010.
- [20] **B. Trajin**, "Détection automatique et diagnostic des défauts de roulements dans une machine asynchrone par analyse spectrale des courants statoriques", JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.
- [21] **G. B. Kliman and J. Stein**, "Methods of motor current signature analysis", Electric Machines and Power Systems, Vol. 20, N° 3, pp. 463-474, September 1992
- [22] **H. Razik**, "Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art.", Revue 3EI N°29, pp 48-52, Juin2002
- [23] **A. Menacer, M.S. Nait Said, A. Benakcha, S.Drid**, "Stator current analysis of incipient fault into asynchronous motor rotor bars using Fourier fast transform", Journal of Electrical Engineering, Slovakia, Vol. 5-6, pp. 122-130, 2004.
- [24] **A. Menacer, M.S.Nait Said, A. Benakcha, S. Drid**, "Détection d'une cassure de barre rotorique d'une moteur asynchrone par analyse Spectrale du courant statorique", CNGE'2004, Première Conférence Nationale sur le Génie Electrique, pp. 261-265, Université Ibn khaldoun Tiaret- Algérie.
- [25] **H. Razik, A. Abed, A. Rezzoug**, "Un modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la simulation et au diagnostic", RS-RIGE. Vol. 6, N°3-4, pp 325-350, 2003
- [26] **M. H. Benbousid**, "A review of induction motors signatures analysis as a medium for faults detection", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 47, N°5, pp 984-993, 5, October 2000.



- [27] **A. Menacer, S. Moreau, G. Champenois, A. Benakcha, M.S. Nait Said**, "Experimental detection of rotor failures of induction machines by stator current spectrum analysis in function of the broken rotor bars position and the load", The International Conference On Computer as a Tool, EUROCON, 2007.
- [28] **M. Sahraoui, S. E. Zouzou, A. Menacer, A. Aboubou et A. Derghal**, "Diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage, partie II: Méthodes dédiées à la détection des cassures de barres dans les moteurs asynchrones triphasés à cage", *Courier du savoir* N°5, pp.57-61, Juin 2004
- [29] **A. Menacer, R.Kechida, G. Champenois and S. Tnani**, "Application of the Fourier and the wavelet transform for the fault detection in induction motors at the startup electromagnetic torque", *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED)*, IEEE International Symposium on, Italy, 5-8-2011.
- [30] **Antonio-Daviu, M.Riera-Guasp, J.Roger-Folch, F.Martinez-giménez, A. Peris**, "Application and optimization of the discrete wavelet transform for the detection of broken rotor bars in induction machines.", Vol 21, Issue 2, pp 268–279, Elsevier, September 2006
- [31] **Jawed Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Asaie, R. Rajabioun and H. A. Toliyat**, "A criterion function for broken bar fault diagnosis in induction motor under load variation using wavelet transform", *Proceeding of International Conference On Electrical Machines and Systems*, Seoul, Korea. Oct, 8-11, 2007,
- [32] **Rafic Merad**, "Outils de diagnostic appliqués à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil", *Mémoire Magistère*, 2006.
- [33] **J. R. Cameron and al**, "Vibration and current monitoring for detecting air-gap eccentricity in large induction motors", *IEE Proceedings*, Vol. 133, Pt. B, No. 3, pp. 155-163, May 1986.
- [34] **Ali Ibrahim**, "Contribution au diagnostic de machines électromécaniques: Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée", *Thèse de doctorat*, 10 Mars 2009.
- [35] **BİLAL AKIN**, "State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors", *Thesis*, School of Natural and Applied Sciences of the Middle East Technical University, August, 2003
- [36] **M. Sahraoui, A. Ghoggal, S. Zouzou, M. Benbouzid**, "Dynamic eccentricity in squirrel cage induction motor: simulation and analytical study of its spectral signature on stator currents", *ELSEVIER Simulation Modeling Practice and Theory*, vol. 16, pp 1503-1513, 2008.
- [37] **Ayan Mahamoud, Alain Glumineau, Ibrahim Souleiman**, "On a new strategy for induction motors fault detection and isolation", *8th IEEE International Conference on Control and Automation Xiamen, China*, June 9-11, 2010.
- [38] **Hayri Arabaci Osman Bilgin**, "The detection of broken rotor bars in squirrel cage induction motors based on neural network approach", *Electrical-Electronics Engineering Department Engineering-Architecture, Faculty Selçuk University*, 42035, Selçuklu, Konya.

- [39] **Juggrapong Treetrong**, "Electric motor fault diagnosis based on parameter estimation approach using genetic algorithm", Proceeding of the International Multi Conference of Engineers and Computer Scientists Vol 2, IMECS, Hong Kong, March 17-19, 2010.
- [40] **Monia ben khader bouzid**, "Diagnostic de défauts de la machine asynchrone par réseaux de neurones", Thèse de doctorat, Génie Electrique, Tunis, 27 Janvier 2009.
- [41] **L. Baghli**, "Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisations de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat Université Henri Poincaré Nancy, 14 Janvier 1999.
- [42] **B. SMAIL** "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique", Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 17 Décembre 2002.
- [43] **S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J. Saint-Michel**, "Modélisation et diagnostic des ruptures de barres rotoriques par identification paramétrique", EF 2001.
- [44] **A. Ghogal**, "Diagnostic de la Machine Asynchrone Triphasée: Modèle dédié à la détection des défauts", Thèse magistère, Université de Batna, 2005.
- [45] **Yousef Ouazir**, "Contribution à la modélisation électromagnétique des machines à induction", Thèse doctorat, 02 Décembre 2006.
- [46] **R. Kechida**, "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts", Mémoire de Magister en électrotechnique, Centre Universitaire d'El Oued 2010.
- [47] **Neelam Mehala, Ratna dahiya**, "Rotor faults detection in induction motor by wavelet analysis", International Journal of Engineering Science and Technology, Vol.1 (3), pp 90-99, 2009
- [48] **Ms. Rutuja S.Hiware, J. G. Chaudhari**, "Indirect field oriented control for induction motor", Fourth International Conference On Emerging Trends In Engineering and Technology, IEEE, 2011.
- [49] **Keliang Zhou and Danwei Wang**, "Relation ship between space vector modulation and three phase carrier based PWM: A comprehensive analysis", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol.49, N°.1, February 2002.
- [50] **Claude chaigne, Erik Etien, Sébastien Cauët, Laurent Rambault**, "Commande vectorielle sans capteur des machine asynchrone", Lavoisier 2005
- [51] **Abdelli Radia**, "Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défaut au stator et rotor", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2007.
- [52] **Talhaoui Hichem**, "Contrôle par mode glissant d'une machine asynchrone en tenant compte des défauts", Thèse magister, Université Mohamed Khider Biskra, 27/11/2011.
- [53] **Carlos Canudas de wit**, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones", Vol 1, 2000.

- [54] **Auzani Jidin, Tole Sutikno**, "Matlab / simulink based analysis of voltage source inverter with space vector modulation", *Telkomnika* Vol.7, No 1, pp 23-30, April 2009.
- [55] **J. Taibi**, "Contrôle du moteur à induction sans capteurs de vitesse et de position", Mémoire Magistère, Université de Batna, 27/06/2005.
- [56] **R. Achouri, M. hidouche**, "Commande vectorielle de la machine asynchrone: Simulation sur le logiciel SIMPLORER- validation expérimentale sur banc d'essai", Ecole Nationale Polytechnique Département de Génie Electrique, 2007.
- [57] **S. Rafa, H. Zeroug, L. Hocine, K. Boudjit**, "Simulation sur Matlab / Simulink et implémentation sur DSP/FPGA de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (PMSM) alimentée par un onduleur de tension à modulation vectorielle (SVM).

# Annexe

## Paramètres du moteur utilisé :

P	puissance nominale	.....	1.1kW
V	tension nominale de ligne	.....	220 V
$f_s$	fréquence d'alimentation	.....	50Hz
p	nombre de paire de pole	.....	1
R	diamètre moyen	.....	35.76mm
l	la longueur	.....	65mm
e	épaisseur d'entrefer	.....	0.2mm
$N_r$	nombre de barres	.....	16
$N_s$	nombre de spire par phase.....	.....	160
$R_s$	résistance d'une phase statorique	.....	7.58 $\Omega$
$R_r$	résistance d'une barre rotorique	.....	150 $\mu\Omega$
$R_e$	résistance d'une portion d'anneau	.....	150 $\mu\Omega$
$L_e$	inductance de fuite d'anneau de court-circuit	.....	0.1 $\mu\text{H}$
$L_b$	inductance de fuite d'une barre rotorique	.....	0.1 $\mu\text{H}$
$L_{fs}$	inductance de fuite statorique	.....	26.5mH
$K_0$	coefficient de frottement	.....	0
J	moment d'inertie.....	.....	5.4 10 <sup>-3</sup> kgm <sup>2</sup>