

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

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**

*Mémoire préparé au laboratoire de Génie Électrique de Biskra LGEB*

**Commande directe du couple DTC d'une machine  
asynchrone avec défaut**

Présenté par :

**Ridha ZAITER**

Soutenu publiquement le : **11/06/2013**

**Devant le jury composé de:**

Souri Mohamed MIMOUNE	Professeur	Président	Université de Biskra
Arezki MENACER	Maitre de Conférences A	Rapporteur	Université de Biskra
A/Hamid BENAKCHA	Maître de Conférences A	Examineur	Université de Biskra
Saïd DRID	Professeur	Examineur	Université de Batna

## Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à l'étude de la commande DTC d'une machine asynchrone en présence des défauts rotorique de type cassure de barres adjacentes et espacées. Pour ce la, en premier lieu, une description détaillée des différents défauts qui peuvent apparaître dans le machine, leurs causes ainsi que les différents méthodes de diagnostic sont présentés. En second lieu un modèle de taille réduit de la machine à cage en boucle ouverte alimentée à travers un onduleur commandé par MLI sinusoïdale et MLI vectorielle en fonctionnement sain et avec défaut est présenté. Deux structures de contrôle direct du couple sont introduites à la commande de la machine: à savoir la DTC classique et la DTC-SVM en présence du défaut rotorique de la machine.

La qualité de la tension d'alimentation et la robustesse de la commande sont réalisées par l'introduction de la DTC-SVM. Une analyse spectrale du défaut à base de la transformée de Fourier rapide du courant statorique et de la vitesse est effectué en vue de la détection du défaut.

**Mots Clés**—Machine Asynchrone (MAS), Diagnostic, Modèle réduit, MLI sinusoïdale, MLI vectorielle (SVM), control par orientation du flux (FOC), Control Direct du couple (DTC), DTC-SVM.

## المخلص:

إن العمل المقدم في هذه المذكرة يندرج حول دراسة التحكم المباشر للعزم للماكينة اللامتزامنة في حالة وجود خلل في الدوار من نوع كسر القضبان المجاورة و المتباعدة. من اجل ذلك في البدء قمنا بوصف مفصل لمختلف الأعطاب المختلفة التي تحدث للماكينة، أسبابها و مختلف طرق التشخيص للأعطاب ثم تم وضع نموذج مبسط و مختصر الحجم للماكينة اللامتزامنة في حالة حلقة مفتوحة بواسطة مموج متحكم فيه بتقنية PWM الحبيبية و PWM الشعاعية في الاشتغال العادي و بخلل. نوعين من طرق للتحكم المباشر للعزم تم إدراجهم ودراستهم المتمثلة في DTC الاعتيادية و DTC-SVM في حالة وجود خلل.

إن نوعية توتر التغذية و صلابة التحكم تم انجازهما عن طريق إدخال الإستراتيجية DTC-SVM. إن المعالجة و التحليل الإشارة للتيار الكهربائي للجزء الساكن و السرعة الدورانية لتشخيص الخلل تم استعمالها عن طريق FFT.

**الكلمات المفاتيح:** محرك لا تزامني، التشخيص، النموذج المبسط. PWM، المقايسة الشعاعية (SVM)، المراقبة الشعاعية ذات المجال الموجه (FOC)، المراقبة المباشرة للمزدوجة (DTC)

## Abstract:

The work presented in this thesis is focused on the study of the direct torque control of the induction machine at faulty state such as adjacent and spaced broken rotor bars. For this, in the first part, a detailed description of the various faults that may occur in the machine, their causes and the different technique of diagnosis are presented, in the second part, a reduced model of the squirrel cage induction machine in open loop fed through an inverter controlled by PWM sinusoidal and space vector modulation SVM operating in healthy and faulty sate are presented. Two mode of direct torque control an induction machine under faulty are introduced: the conventional DTC and DTC-SVM.

The supply quality and robustness of the control are performed by using the DTC-SVM control. A spectral analysis of the stator current and speed by using a fast Fourier transform is made in order to detect the fault.

**Keywords :** Asynchronous Machine, Diagnostic Reduced Model, PWM, Space Vector Modulation (SVM), Field Oriented Control (FOC), Direct Torque Control (DTC) ,DTC-SVM.

# Remerciements

*Avant tout, nous tenons à remercier le bon Dieu de nous avoir donné la foi  
et le courage de mener à terminer notre travail.*

*A notre encadreur Dr. **Arezki Menacer**, Maître de Conférences à l'Université de  
Biskra pour nous encadrer et nous aider par ses conseils et ses orientations.*

*Mes remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur **Souri Mohamed  
MIMOUNE**, Professeur à l'Université de Biskra Pour l'honneur qu'il ma fait en  
acceptant la présidence du jury de ce mémoire.*

*Mes vifs remerciements vont aussi à monsieur **Abedlhamid BENAÏCHA** Maître de  
Conférences à l'Université de Biskra pour qu'il a porté à ce travail en me faisant  
l'honneur de participer à ce jury.*

*J'adresse mes respectueux remerciements a monsieur **Said DRID** , Professeur à  
l'Université de Batna pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*Nous tenons à remercier aussi, Monsieur, **S. BARKATI** Maître de Conférences à  
l'Université de M'sila pour son intérêt et ses conseils pour notre projet.*

*Je remercie également Messieurs **F. BERRABEH** et **M. BENDAÏKHA** Maîtres de  
conférences à l'Université de M'sila pour leur soutien.*

*A tout personne ayant participé de près ou de loin à réaliser ce travail,  
et tout personnes dont nous avons oublié de citer.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*A ma mère avec toute mon affection.*

*A mon père avec toute ma reconnaissance.*

*A mes frères et mes sœurs.*

*A ma famille.*

*A tous mes amis.*

*ZAITER RIDHA*

# Sommaire

Sommaire

Remerciements

Dédicace

Notation et symboles

Introduction générale

## CHAPITRE I: DEEFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

I.1 Introduction .....	4
I.2 Défauts dans les systèmes électromécaniques.....	4
I.2.1 Défauts d'alimentation .....	4
I.2.2 Défauts dans la machine asynchrone à cage .....	4
I.2.2.1 Défauts d'ordre électrique .....	5
I.2.2.1.1 Défauts statoriques .....	5
I.2.2.1.2 Défauts rotoriques .....	5
I.2.2.2 Défauts d'ordre mécanique .....	7
I.3 Étude statique des défauts.....	10
I.4 Causes des défaillances.....	10
I.4.1 Causes des défauts statoriques .....	11
I.4.2 Causes des défauts rotorique.....	11
I.4.3 Causes des défauts de roulement à billes .....	11
I.5 Méthode de diagnostic.....	11
I.5.1 Méthodes internes.....	12
I.5.2 Méthodes externes.....	12
I.5.3 Méthodes inductives.....	12
I.5.4 Méthodes déductives .....	13
I.6 Modèle de la machine asynchrone à cage.....	13
I.6.1 Approche analytique.....	13
I.6.2 Approche numérique.....	13
I.7 Conclusion .....	14

**CHAPITRE II: MODELISATION ET SIMULATION DU MODELE DE MACHINE  
ASYNCHRONE TENANT COMPTE DES DEFAUTS ROTORIQUE**

II.1 Introduction.....	15
II.2 Modèle de la machine de taille réduit.....	15
II.2.1 Mise sous forme d'état du modèle réduit de la machine asynchrone .....	17
II.3 Modélisation de l'onduleur de tension.....	18
II.3.1 Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à 2 Niveaux..	19
II.3.2 Structures de commande de l'onduleur à MLI .....	20
II.3.2.1 Commande à MLI sinus triangle .....	20
II.3.2.2 Commande à MLI vectorielle .....	21
II.4 Résultats de simulation de la machine en boucle ouverte .....	24
II.4.1 Machine saine .....	24
II.4.1.1 Machine associée à un onduleur à MLI sinusoïdale .....	24
II.4.1.2 Machine associée à un onduleur à MLI vectorielle .....	25
II.4.2 Machine avec défaut rotorique .....	27
II.4.2.1 Machine associé à un onduleur à MLI sinusoïdale .....	27
II.4.2.2 Machine associé à un onduleur à MLI vectorielle .....	30
II.5 Techniques d'analyse des défauts de cassure des barres rotorique.....	33
II. 5.1 Analyse spectrale .....	33
II.5.1.1 Méthodes non- paramétriques .....	34
II.5.1.2 Méthodes paramétriques .....	34
II.5.2 Analyse cepstrale.....	34
II.5.3 Méthodes de détections de fréquence connues.....	34
II.5.4 Méthodes temps- fréquence et temps –échelle.....	34
II.5.4.1 Temps - fréquence .....	34
II.5.4.2 Temps- échelle .....	35
II.6 Application de l'analyse spectrale par FFT .....	35
II.6.1 Machine associé à un onduleur à MLI sinusoïdale .....	35
II.6.2 Machine associée à un onduleur à MLI vectorielle .....	37
II.7 Conclusion.....	40

**CHAPITRE III: COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE  
AVEC DEFAUT ROTORIQUE**

III.1 Introduction.....	42
III.2 Commande DTC classique.....	43
III.2.1 Avantage et inconvénients de la commande DTC .....	43

---

III.2.1.1 Avantages .....	43
III.2.1.2 Inconvénients .....	44
III.3 Stratégie de la commande directe de couple et de flux.....	44
III.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique.....	44
III.3.2 Contrôle vectoriel de couple.....	45
III.4 Présentation de la structure de contrôle.....	46
III.4.1 Sélection du vecteur tension.....	46
III.4.2 Estimateurs.....	47
III.4.2.1 Estimation du flux statorique.....	47
III.4.2.2 Estimation du couple électromagnétique .....	48
III.5 Elaboration du vecteur de commande.....	48
III.5.1 Elaboration des correcteurs de flux.....	48
III.5.2 Elaboration du correcteur de couple.....	49
III.6 Elaboration de la table de commande.....	50
III.7 Structure générale du contrôle direct de couple (DTC classique).....	50
III.8 Résultats de Simulation de la machine saine.....	51
III.8.1 Démarrage à vide suivie d'une application de charge.....	51
III.8.2 Test de variation de vitesse.....	53
III.8.3 Influence de la variation des paramètres de la machine .....	54
III.8.3.1 Variation de la Résistance statorique .....	54
III.8.3.2 Variation du Moment d'inertie .....	56
III.9 DTC–SVM .....	56
III.9.1 Résultats de Simulation de la machine à l'état sain .....	57
III.9.2 Résultats de simulation de la machine avec défauts rotorique.....	63
III.9.3 Application de l'analyse spectrale par FFT .....	65
III.10 conclusion.....	69
Conclusion générale	
Annexe	
Bibliographie	

# Liste des figures

## CHAPITRE I

<b>Figure 1.1</b> : Différents types de courts circuits au stator.....	5
<b>Figure 1.2</b> : Défaut de cassure de barre rotorique .....	7
<b>Figure 1.3</b> : Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneau de court-circuit.....	7
<b>Figure 1.4</b> : Dimension du roulement à billes.....	8
<b>Figure 1.5</b> : Défauts d'excentricité .....	10
<b>Figure 1.6</b> : Proportions des défauts .....	10

## CHAPITRE II

<b>Figure 2.1</b> : Onduleur de tension à deux niveaux.....	19
<b>Figure 2.2</b> : Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à 2 niveaux.....	20
<b>Figure 2.3</b> : Principe de la commande à MLI sinus – triangle.....	20
<b>Figure 2.4</b> : Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et le vecteur de référence dans le repère stationnaire .....	21
<b>Figure 2.5</b> Projection des vecteurs de tension $V_{sa}$ sur le plan $(\alpha, \beta)$ .....	22
<b>Figure 2.6</b> : Projection du vecteur de référence (secteur 1).....	23
<b>Figure 2.7</b> : Simulations de l'association MAS- onduleur à MLI sinusoïdale en BO (Machine saine en charge de $C_r= 3.5$ N.m à $t= 0.6s$ ).....	25
<b>Figure 2.8</b> : Machine associé à un onduleur à MLI vectorielle en BO (machine saine en charge).....	27
<b>Figure 2.9</b> : Machine associé à un onduleur à MLI sinusoïdale en BO (machine avec défaut de deux barres (1 et 2) adjacentes.....	28
<b>Figure 2.10</b> : Machine associé à un onduleur à MLI sinusoïdale en BO (machine avec défaut de deux barres (1 et 7) espacées.....	30
<b>Figure 2.11</b> : Machine associé à un onduleur à MLI vectorielle en BO (machine avec défaut de deux barres (1 et 2) adjacentes.....	31
<b>Figure 2.12</b> : Machine associé à un onduleur à MLI vectorielle en BO (machine avec défaut de deux barres (1 et 7) espacées.....	32
<b>Figure 2.13</b> : Analyse spectrale du courant statorique pour différentes cassures de barres	

(machine associée à un onduleur à MLI sinusoïdale).....	36
<b>Figure 2.14</b> : Analyse spectrale de la vitesse pour différentes cassures de barres (machine associée à un onduleur à MLI sinusoïdale).....	37
<b>Figure 2.15</b> : Analyse spectrale du courant statorique pour différentes cassures de barres(machine associée à un onduleur à MLI vectorielle).....	38
<b>Figure 2.16</b> : Analyse spectrale de la vitesse pour différentes cassures de barres (machine associée à un onduleur à MLI vectorielle).....	40
 <b>CHAPITRE III</b>	
<b>Figure 3.1</b> : Sélection de vecteur tension $V_i$ correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.....	45
<b>Figure 3.2</b> : Évolution du vecteur flux statorique dans le plan $(\alpha, \beta)$ .....	45
<b>Figure 3.3</b> : Choix du vecteur tension.....	46
<b>Figure 3.4</b> : Comparateur à hystérésis utilisé pour le contrôle du module du vecteur flux statorique.....	48
<b>Figure 3.5</b> : Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux.....	50
<b>Figure 3.6</b> : Structure générale de la commande DTC.....	51
<b>Figure 3.7</b> : Caractéristiques électrique, magnétique et électromagnétique de la machine commandée par DTC (application de la charge de 3.5N.m à $t=0.5s$ ).....	53
<b>Figure 3.8</b> : Caractéristiques, magnétique et électromagnétique de la machine commandée par DTC classique pour une variation de vitesse.....	54
<b>Figure 3.9</b> : Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique (50% et de 100%).....	55
<b>Figure 3.10</b> : Réponse du système lors de la variation moment d'inertie (50% et de 100%).....	56
<b>Figure 3.11</b> : Commande directe de couple à fréquence de modulation constante (DTC-SVM).....	57
<b>Figure 3.12</b> : Caractéristiques électriques, magnétique et électromagnétique de la machine commandée par la DTC-SVM (rotor sain).....	58
<b>Figure 3.13</b> : Test d'inversion de la vitesse .....	60
<b>Figure 3.14</b> : Réponse du système aux basses vitesses .....	61
<b>Figure 3.15</b> : Réponse aux variations moment d'inertie (50% et de 100%).....	61

<b>Figure 3.16</b> : Réponse aux variations de la résistance statorique (augmentation de 50% et 100%).....	62
<b>Figure 3.17</b> : DTC-SVM pour une machine avec défaut de deux barres adjacentes 1 et 2 à t=2s.....	63
<b>Figure 3.18</b> : DTC-SVM pour une machine en défaut de deux barres adjacentes (1,7) à t=2s.....	64
<b>Figure 3.19</b> : Analyse spectrale du courant statorique pour différentes cassures de barres (DTC-SVM).....	65
<b>Figure 3.20</b> : Analyse spectrale de la vitesse pour différentes cassures de barres (DTC-SVM).....	66
<b>Figure 3.21</b> : Spectre du courant statorique lors de la rupture de deux barres puis passage de la vitesse de 2500 tr/mn à 2000tr/mn.....	68
<b>Figure 3.22</b> : Spectre du courant statorique lors de la rupture de deux barres puis passage de la vitesse de 2800 tr/mn à 2900tr/mn.....	69

# Notation et symboles

MAS	Machine asynchrone
FOC	Field oriented control
DTC	Commande directe du couple
SVM	Space vector modulation
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion
IGBT	Insolated gate bipolar transistor
SVM1	The right aligned sequence
SVM2	The symmetric sequence
SVM3	The alternating zero-vector sequence
SVM4	The highest current not switched sequence
$N_s$	Nombre de spires statoriques par phase
$N_r$	Nombre de barres rotorique
s, r	Indices stator et rotor respectivement
e	Epaisseur de l'entrefer [m]
$f_s$	Fréquence d'alimentation [Hz]
$\mu_0$	Perméabilité magnétique de l'air
l	Langueur active du circuit magnétique [m]
$L_{sp}$	Inductance propre statorique [H]
$L_{sf}$	Inductance de fuite rotorique [H]
$L_b$	Inductance d'un barre rotorique [H]
$L_e$	Inductance total de l'anneau de court-circuit [H]
$L_{rc}, L_{sc}$	Inductance cyclique rotorique et statorique [H]
$I_e$	Courant dans l'anneau de court- circuit [A]
$I_{bk}$	Courant de barre [A]
$I_{rk}$	Courant dans la boucle rotorique [A]
$I_{ek}$	Courant dans un portion d'anneau [A]
$I_a, I_b, I_c$	Courants des phases statorique [A]

---

$V_{(a,b,c)}$	Tensions statorique [V]
$\Phi_{(a,b,c)}$	Flux statorique [Wb]
$\Phi_{rk}$	Flux magnétique crée par une maille rotorique [Wb]
$\theta_r$	Position du rotor [rd]
$M_{sr}$	Mutuelle cyclique entre le stator [H]
$a$	Angle électrique entre deux mailles rotorique [rd]
$B_s$	Induction magnétique crée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
$R$	Rayant moyen de l'entrefer
$R_e$	Résistance totale de l'anneau de court-circuit [ $\Omega$ ]
$R_r$	Résistance de l'enroulement rotorique [ $\Omega$ ]
$R_{bk}$	Résistance de la barre k [ $\Omega$ ]
$R_s$	Résistance de l'enroulement statorique [ $\Omega$ ]
$d, q$	Indices pour les composantes de PARK directe et quadrature.
$C_e$	Couple électromagnétique [N.m]
$J$	Moment d'inertie [kg.m <sup>2</sup> ]
$f$	Coefficient de frottement
$\omega_r$	Vitesse électrique de rotation [rad/s]
$P$	Nombre de pairs de pôles
$g$	Glissement
$\sigma$	Coefficient de dispersion de blondel

# **Introduction générale**

## Introduction générale

Dans les années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position et de précision. En effet, à cette époque les industriels ont mis au point des asservissements analogiques performants qui ont contribué à rendre pratiquement incontournable ce type de moteur pendant plusieurs décennies dans les machines outils, néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients de par son prix élevé (tant en fabrication qu'en maintenance) à cause de son collecteur, sa puissance et sa vitesse de rotation se retrouvent limitées, sa sensibilité vis à vis des environnements corrosifs et son incapacité à travailler en atmosphère explosive.

Ainsi que ces limitations d'emploi ont poussé la recherche vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes à savoir les machines à courant alternatif, en particulier le moteur asynchrone.

Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût et sa simplicité de conception et d'entretien, cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

Par ailleurs, certaines utilisations des moteurs asynchrones ne tolèrent pas les pannes intempestives. Ces pannes peuvent être dues aux moteurs et être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur accouplement, usure des roulements,...) ou électrique et magnétique (court circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau, cassure de dents..), les imperfections peuvent aussi être dues à d'autres éléments de l'entraînement, citons par exemple des défauts dans l'alimentation, dans la charge ou dans les réducteurs mécaniques [3], [4].

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées, ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du moteur ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service.

Multiplés défaillances peuvent apparaître dans la machine asynchrone. Elles peuvent être prévisibles ou intempestives (mécaniques, électriques ou magnétiques), leurs causes sont très variées [5].

L'étude des défauts des machines asynchrones a un double objectif:

- comprendre leur genèse de manière à prévoir leur gravité et leur développement,
- analyser leur impact sur le comportement de la machine et en déduire les signatures, permettant, à posteriori, de remonter jusqu'à la cause de la défaillance [6].

Afin d'éviter des arrêts intempestifs, il est possible d'effectuer une maintenance périodique durant laquelle les éléments de la chaîne sont remplacés après une durée d'utilisation finie. L'inconvénient est que les éléments d'un système ne sont pas à l'abri d'une panne et que leurs durées de vie ne peuvent être définies au préalable. D'autre part, cette méthode paraît coûteuse en temps d'arrêt et en produits. Le développement d'outils ou de capteurs de surveillances et de détection de pannes paraît une solution coûteuse à l'investissement [7].

Cependant, le contrôle de la machine asynchrone n'est pas aussi simple que pour le moteur à courant continu, en raison du fait que le flux magnétisant et le couple sont des grandeurs fortement couplées. La commande vectorielle ainsi proposée permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu, elle est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine.

Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Cependant, cette structure nécessite la connaissance plus au moins précise des paramètres de la machine. De plus, dans cette structure, la position rotorique doit être connue [8].

Les méthodes de contrôle direct du couple des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découpage de flux et de couple moteur par orientation du champ magnétique, cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis à vis des écarts de paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction ou véhicule électrique.

Le but de ce travail est l'étude des problèmes qui peuvent affecter le fonctionnement de la machine asynchrone à travers les défaillances, plus spécialement les ruptures de barres rotoriques et à son impact sur le contrôle et le fonctionnement de la machine asynchrone.

Donc ce mémoire est organisé comme suit:

Le premier chapitre est consacré à la description des différents défauts qui peuvent apparaître dans les machines asynchrones et leurs causes aussi que les différents méthodes de diagnostic.

Le deuxième chapitre, dans la première partie est consacré à la présentation du modèle taille réduit de la machine asynchrone triphasée à cage, dans la seconde partie on présente les résultats de simulation du modèle de taille réduit de la machine alimenté par un onduleur commandé par MLI sinusoïdale et avec MLI vectorielle en fonctionnement sain et avec défaut (rupture de barres). Dans la troisième partie sera consacré à l'analyse des défauts à travers l'analyse spectrale du courant par le biais de la transformation de Fourier rapide FFT.

Le troisième chapitre est consacré dans la première partie à la modélisation en vue de la commande DTC classique de la machine asynchrone à l'état sain. Dans la deuxième partie une commande *DTC* avec modulation vectorielle ou *SVM (Space Vector Modulation)* en utilisant à la place de la table de vérité un bloc de génération de tension, des résultats de simulation seront donnés pour les deux cas sain et défaut.

En fin, on termine notre travail par une conclusion générale citons les divers résultats obtenus et les perspectives futures pour l'amélioration de ce modeste travail

*Chapitre I*  
**Défauts dans la machine  
asynchrone à cage**

## I.1 Introduction

La sécurité des systèmes présente une importance majeure dans les processus industriels. Toute défaillance de l'instrumentation conduit à la génération d'information fausse. La machine asynchrone est considérée très répondeuse dans les applications industrielles grâce à sa robustesse, malgré ses qualités la machine asynchrone à cage d'écureuil peut présenter des défauts structurels. Parmi lesquels la rupture totale ou partielle de barre rotorique et portion d'anneau.

Dans ce chapitre, on présente en premier lieu les divers défauts qui peuvent survenir tant au stator qu'au rotor de la machine, ainsi leurs causes sur le comportement de la machine.

Afin de mieux situer notre travail, il a été nécessaire de citer en vue d'étudier les différentes méthodes de diagnostic actuellement utilisées pour la détection et la localisation de la présence d'une anomalie au sein de la machine asynchrone.

## I.2 Défauts dans les systèmes électromécaniques

### I.2.1 Défauts d'alimentation

Les réseaux et les installations électrique sont le siège d'incidents de nature aléatoire dans les plus fréquents sont:

- courts -circuits entre les phases,
- coupures d'une des phases d'alimentation,
- déséquilibre des tensions d'alimentation,

Les répercussions de ces incidents sur la continuité de service et fonctionnement des équipements dépendent de la nature de défaut, ce dernier se produise dans les réseaux aériens soit par:

- contraintes climatiques (pluie, foudre,...),
- environnement (branches d'arbres, plombs de chasses,...),
- interconnexion des différents réseaux.

Il en résulte que les installations électriques peuvent subir un nombre difficilement prévisible de perturbations de tension, dont l'influence se caractérise par soit une chute de tension transitoire soit une coupure brève, dans les cas les plus grave cela provoque la coupure de longue durée.

### I.2.2 Défauts dans la machine asynchrone à cage

Bien que la machine asynchrone ait la réputation d'être robuste, elle peut présenter comme tout autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique. La détection de ces défauts en cours d'évolution et en cours d'apparition est l'un des objectifs des chercheurs [1].

### I.2.2.1 Défauts d'ordre électrique

Les défaillances d'origine électrique peuvent dans certain cas être la cause d'un arrêt de la machine, ces défaillances se séparent en deux catégories bien distinctes, on peut citer les défauts qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celle qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques [2, 3].

#### I.2.2.1.1 Défauts statoriques

Le stator est soumis à des contraintes électriques plutôt que mécaniques, présents essentiellement comme défauts, la mise en court-circuit d'une ou plusieurs spires de son bobinage, ou l'ouverture d'une des phases d'alimentations, à partir des études il a été montré que le courant statorique avait un spectre enrichi en harmoniques dû au court circuit entre une ou plusieurs spires statoriques (figure 1.1).

Les fréquences sont données par la relation:

$$f_{cc} = f_s \left\{ \frac{n}{p} (1 - g) \pm k \right\} \quad (1.1)$$

où :

$f_{cc}$  : fréquence de court-circuit,

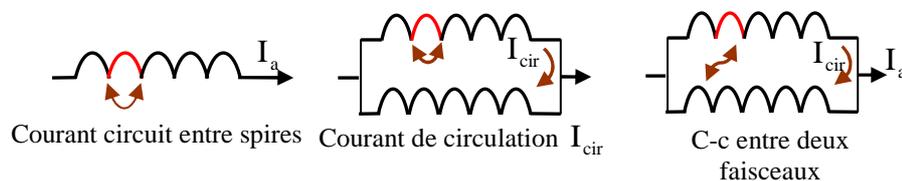
$f_s$  : fréquence du réseau d'alimentation,

$n$  : entier naturel,

$K=1,2,3,\dots,\dots,$

$P$  : nombre de paire de pole,

$g$ : glissement.



**Figure (1.1)** : Différents types de courts circuits au stator.

#### I.2.2.1.2 Défauts rotoriques

Le problème des ruptures des barres dans les moteurs asynchrones a été à l'origine des premiers travaux de recherche sur le diagnostic des machines tournantes, l'émergence de nombreux travaux de recherche, notamment ceux des mécaniciens par analyse vibratoire, a

contribué à une avancée prometteuse du diagnostic des machines tournantes à vitesse constante (machine asynchrone, alternateurs, etc.) [4].

Les défauts rotoriques typiques des machines asynchrones sont dus à un défaut de fabrication, ou à un défaut d'utilisation, on peut citer les principaux [4, 5]:

- une rupture partielle ou totale d'une barre au rotor survenant généralement à cause de l'échauffement dû aux sollicitations,
- une barre résistive due à la présence de poches d'air dans les encoches rotoriques, ce défaut se produit lors de la fabrication car la phase du coulage de l'aluminium dans les tôles empilées n'est pas parfaitement maîtrisée (absence d'étanchéité totale),
- une rupture de soudure au niveau de l'anneau de court-circuit, notamment pour les fortes puissances,
- une rupture de portion d'anneau de court-circuit.

Une défaillance au niveau de la cage rotorique se situe généralement à la jointure entre une barre et un anneau de court-circuit en effet, les barres rotoriques et les anneaux de court-circuit ne pouvant pas être construits d'un seul bloc (sauf pour les machines de petites puissances), une soudure est pratiquée aux extrémités de chaque barre pour relier ces dernières aux deux anneaux de court-circuit.

La fragilité de ces soudures par rapport aux barres et aux anneaux fabriqués d'un seul bloc, provoque à ces endroits précis une fragilité de la cage d'écureuil.

#### ❖ **Cassures des barres.**

Ce sont les défauts les plus fréquents qui apparaissent au niveau du rotor (figure 1.2). Ils se présentent par des ruptures totales ou partielles d'une barre au niveau de la cage d'écureuil, ils se traduisent par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique, ces pannes rotoriques engendrent malheureusement des ondulations dans le couple électromagnétique qui elles mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine, ce qui génère des défauts mécaniques en plus dans la machine.

Une asymétrie rotorique générée par la présence de barres rotorique cassées produit des raies spectrales autour de la fréquence fondamentale  $f_s$  telle que [1]:

$$f_{\text{brc}} = f_s (1 \pm 2.k.g) \quad (1.2)$$

$k=1,2,\dots$

$f_s$  : fréquence du réseau d'alimentation.

$g$  : glissement.



Figure (1.2) : Défaut de cassure de barre rotorique

#### ❖ Cassure d'une portion d'anneau de court-circuit

Les cassures de portion d'anneaux (figure 1.3) sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations entre les barres et les anneaux, les anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques, un mauvais dimensionnement des anneaux ou une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge du couple et donc de courant peuvent entraîner leur cassure [2], [7].

La cassure d'une portion d'anneau engendre un comportement similaire à celui de la cassure de barres.

Suite à l'apparition de ces défauts, la machine continue à fonctionner, il est donc très difficile de détecter ces défaillances si la machine est en régime de défauts, le courant qui conduit une barre cassée se répartit sur les autres barres, ces dernières seront surchargées ce qui conduit à leurs ruptures et par la suite la rupture d'un nombre plus important de barres dans la machine.

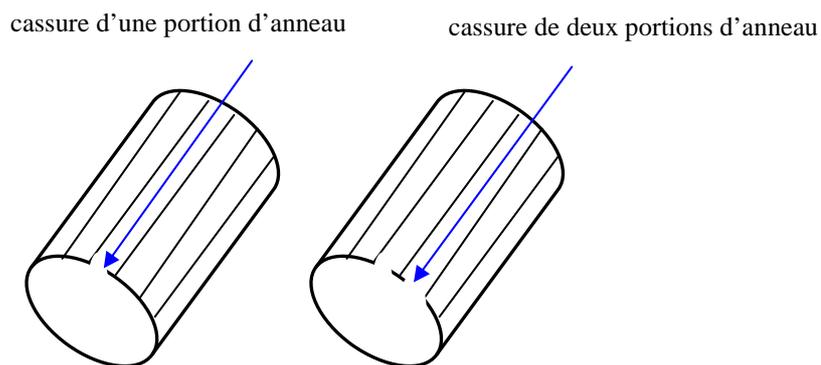


Figure (1.3): Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneau de court-circuit.

#### I.2.2.2 Défauts d'ordre mécanique

Les défaillances d'ordre mécanique sont en général les plus connues parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone, ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur [8].

### ❖ Défauts des roulements à billes

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques, les défauts des roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication [9], les problèmes de rotation au sein de la culasse de roulement causés par un enroulement abîmé, écaillé ou fissuré peuvent créer des perturbations au sein de la machine, nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui pour des vitesses importantes peut provoquer la détérioration de ces derniers, figure (1.4).

La graisse qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut dans certaines applications se rigidifier et causer une résistance à la rotation, les défauts des roulements se manifestent comme de défauts d'asymétrie au rotor qui sont usuellement rangés dans la catégorie des défauts relatifs à l'excentricité, un défaut de roulement se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieur comme intérieur [9].

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basé sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine asynchrone [10].

Pour les harmoniques contenus dans le spectre du courant statorique peuvent être décrits par l'expression suivante [9]:

$$f_{\text{roul}} = f_s \pm k.f_v \quad (1.3)$$

où  $k=1, 2, 3, \dots$  et  $f_v$  est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations.

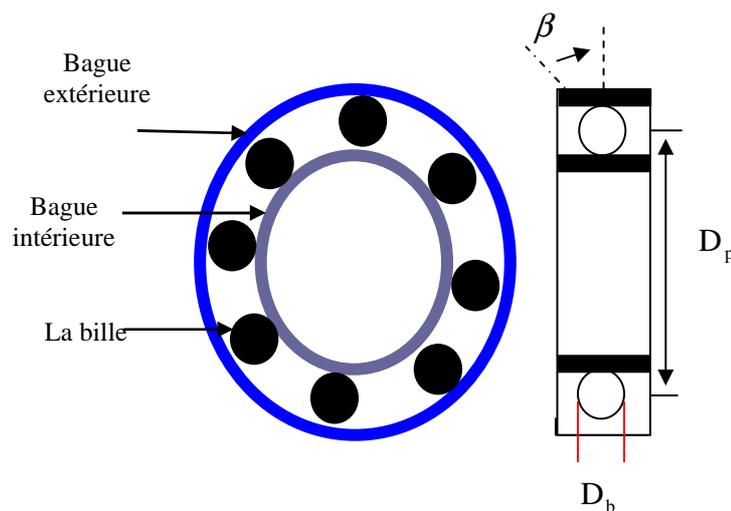


Figure (1.4): Dimension du roulement à billes.

avec:

$D_b$  : diamètre de la bille,

$D_p$  : diamètre du palier,

$\beta$  : angle de contact.

Les fréquences caractéristiques des vibrations dépendent de l'élément de roulement affecté par un défaut et sont liées aux paramètres physiques, les fréquences de vibration qui caractérisent les défauts des roulements à billes sont [10]:

- **Défaut au niveau d'une bille**

$$f_b = \frac{D_p}{D_b} f_{rot} \left[ 1 - \left( \frac{D_p}{D_b} \cos \beta \right) \right]^2 \quad (1.4)$$

- **Défaut sur la bague intérieure**

$$f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[ 1 + \left( \frac{D_p}{D_b} \cos \beta \right) \right] \quad (1.5)$$

- **Défaut sur la bague extérieure**

$$f_{b.ext} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[ 1 - \left( \frac{D_p}{D_b} \cos \beta \right) \right] \quad (1.6)$$

$f_{rot}$  : fréquence de rotation du rotor

Pour des dimensions courantes où le nombre billes comprises entre 6 et 12, pour cela il est usuel d'appliquer les deux relations suivantes :

$$\begin{cases} f_{b.int} = 0.6n_b f_{rot} \\ f_{b.ext} = 0.4n_b f_{rot} \end{cases} \quad (1.7)$$

- **Défaut d'excentricité**

La variation de la longueur de l'entrefer, entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer, les enroulements statoriques sont électriquement affectés, on retrouve alors ces effets dans le spectre des courants on distingue généralement trois cas d'excentricité [10]:

- l'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe,

- l'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe,
- l'excentricité mixte, associant les deux cas précédemment cités.

On peut représenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivant :

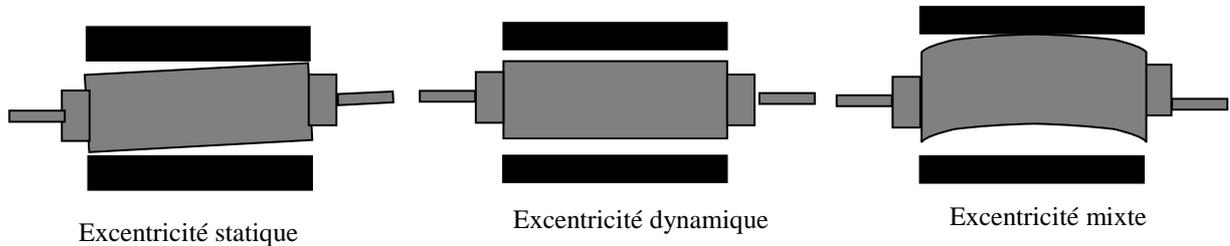


Figure 1.5: Défauts d'excentricité

### I.3 Étude statique des défauts

Une étude statistique effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande des systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) a donné les résultats suivants représentés sur la figure (1.6) [8]:

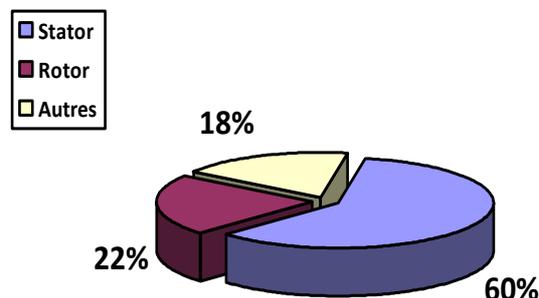


Figure 1.6: Proportions des défauts

Une autre étude statique faite sur des machines de grande puissance (de 100kW à 1MW) donne les résultats suivants :

Enroulements stator	13%	Couplage magnétique	4%
Défauts au rotor	8%	Roulements	41%
Autres	34%		

### I.4 Causes des défaillances

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes les initiateurs de défauts, les amplificateurs de défauts et les défauts de fabrication.

La majorité de tous les défauts du rotor et du stator sont provoqués par une combinaison des divers efforts qui agissent sur ces deux composants de la machine.

#### **I.4.1 Causes des défauts statorique**

Les défauts statoriques peuvent être due à plusieurs raisons parmi lesquelles: [10,11]

- un grand noyau du stator ou la température d'enroulements est élevé,
- attachement lâche à la fin de l'enroulement,
- contamination due à l'huile, moisissure et saleté,
- cycle de démarrage fréquent,
- surtension, décharges électriques les fuites dans les systèmes de refroidissement.

#### **I.4.2 Causes des défauts rotorique**

Comme pour le stator les raisons pour les cassures des barres rotoriques et de rupture d'une portion d'anneau de court circuit sont nombreuses: [11-13]

- effort thermique due à l'échauffement de l'anneau du court-circuit et la différence de la température dans la barre pendant le démarrage (effet de peau),
- effort magnétique causé par les forces électromagnétiques (flux de fuite d'encoche, l'excentricité de l'entrefer), bruits et vibration électromagnétiques,
- effort dynamique du au couple de charge, aux forces centrifuges ainsi que les efforts cycliques,
- effort environnementale causées par la contamination, l'abrasion des matériels rotoriques due aux particules chimiques.

#### **I.4.3 Causes des défauts de roulement à billes**

Souvent mêmes sous des conditions normales de fonctionnement avec équilibre de charge et un bon alignement les défauts dus à la fatigue peuvent prendre place, autres les fatigues dues au fonctionnement interne normal inhérentes à l'excentricité.

Autres causes externes peuvent exister, telles que:

- contamination et corrosion causées par l'eau et l'acide,
- lubrification impropre,
- installation impropre de roulement, du au désalignement de la machine.

### **I.5 Méthode de diagnostic**

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

On peut classer les méthodes de diagnostic en premier lieu dans les deux grandes familles [13]:

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

### **I.5.1 Méthodes internes**

Les méthodes internes dépendent de la connaissance obtenue à partir de modèles mathématiques du système. Cette famille de méthodes est principalement dérivée des techniques utilisées par les automaticiens [13]. A partir des techniques d'identification paramétriques, il devient possible de mettre en œuvre la méthode du problème inverse. Le diagnostic de défaillance est possible en suivant en temps réel l'évolution des paramètres physiques ou bien en utilisant l'inversion de modèles de type Boite noire [8].

Elles impliquent une connaissance approfondie du fonctionnement sous la forme de modèles mathématiques qui devront être obligatoirement validés expérimentalement avant toute utilisation industrielle.

Les méthodes de diagnostic internes se regroupent en trois grandes familles [14]:

- méthodes de modèle,
- méthodes d'identification paramétriques,
- méthodes d'estimation du vecteur d'état.

### **I.5.2 Méthodes externes**

Les méthodes externes utilisent la connaissance issue de l'expertise humaine. Ces méthodes se basent sur l'analyse des signaux que fournit la machine lors de son fonctionnement. Les signaux utilisables peuvent être: flux d'entrefer, puissance instantanée courant statorique et vibrations acoustiques.

L'analyse des signaux est réalisée en régime permanent car le nombre de points d'acquisition est suffisant pour faire tous les types d'analyse, le régime transitoire est riche en information fréquentielle mais à cause de sa faible durée, il limite le nombre de points d'acquisition, ce qui rend l'analyse difficile et moins précise [14].

### **I.5.3 Méthodes inductives**

Les méthodes de diagnostic correspondant à une approche montante ou recherche en avant, il s'agit de trouver le défaut à partir de ses effets sur le système, ces méthodes utilisent un mécanisme de raisonnement en avant qui a pour objectif d'interpréter les symptômes ainsi que leurs combinaisons afin de trouver le défaut.

### I.5.4 Méthodes déductives

Le raisonnement en arrière est la principale caractéristique de ces méthodes. Les méthodes déductives doivent trouver quels sont les effets dans les systèmes, une vérification des effets trouvés par rapport aux effets possibles, permet de confirmer ou d'infirmer l'existence du défaut, ce qui justifie notre raisonnement [15].

Le diagnostic peut utiliser soit un seul type de raisonnement (avant et arrière) soit une combinaison de raisonnement (avant et arrière), dans ce dernier cas le raisonnement est appelé raisonnement mixte ou avant arrière, la connaissance " priori " de la cause " défaut " implique la connaissance de certains effets [15].

## I.6 Modèle de la machine

La modélisation et la simulation des machines constituent une étape primordiale en matière de diagnostic, elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux, la vérification sur prototype virtuel de l'efficacité des algorithmes de détection de défaut et elles apportent également la possibilité de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts, parmi les approches de modélisations existantes, on cite:

### I.6.1 Approche analytique

Les modélisations analytiques reposent sur le concept d'inductance, notion qui caractérise par une relation linéaire entre le flux et le courant, cette approche globale des phénomènes électromagnétiques permet d'établir un schéma électrique équivalent de la machine, la théorie des circuits permet de trouver les équations différentielles caractérisant le fonctionnement de la machine [16].

### I.6.2 Approche numérique

On cite deux méthodes :

- **Méthode des réseaux de perméance**

Elle consiste à découper la machine en plusieurs tubes du flux, caractérisés par des perméances le mouvement de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméance d'entrefer variable selon la position du rotor en considération la saturation magnétique.

- **Méthode des éléments finis:**

Il s'agit de découper la machine en éléments de tailles suffisamment petites pour que le matériau magnétique puisse être considéré comme linéaire sur les surfaces correspondantes, et à partir des équations de MAXWELL, il est possible d'exprimer le problème à résoudre.

La méthode des éléments finis permet de reproduire fidèlement le comportement électromagnétique de la machine, et de simuler les défauts d'une manière plus proche de la réalité cependant, les moyens et le temps de calcul freinent l'utilisation de telles méthodes en simulation des algorithmes de détection des défauts.

## **I.7 Conclusion**

Nous avons illustré les divers défaillances qui peuvent arrêter intempestif de la machine asynchrone à cage d'écureuil, nous nous sommes volontairement attardés sur les bobinages statoriques en détaillant les différents défauts fréquemment rencontrés, de même au rotor, nous avons dénombré les principaux défauts qui peuvent survenir soit dans la phase de fabrication soit dans celle d'utilisation.

Nous avons cité les causes de ces défaillances sur le comportement de la machine et d'après l'étude statistique, on constate que les contraintes mécaniques sont les plus grandes pour ce type de machine. Ce qui explique la domination des défauts de roulements par rapport aux défauts électriques, c'est pour pallier ce problème que le diagnostic de défauts a pris une importance de plus en plus grandissante dans les milieux industriels.

Dans la continuité de la présentation nous avons abordé les différentes méthodes de diagnostic qui sont utilisées pour la représentation et la détection des ruptures de barres au rotor.

L'analyse et l'interprétation de ces méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance au préalable d'un bon modèle de la machine qui sera l'objet du second chapitre.

# *Chapitre II*

**Modélisation et simulation du modèle  
de la machine asynchrone tenant  
compte des défauts rotorique**

## I.1 Introduction

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

Les modèles simples (d, q) est un modèle simplifié qui mis en évidence le comportement de la machine mais en négligeant un certain nombre de phénomènes, ses modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axe, donc il a fallu s'orienter vers le modèle multi enroulement faisant apparaître un système d'ordre complet très élevé constitué d'un nombre élevé d'équation pour une description adaptée aux défauts ensuite effectuer une transformation en un modèle réduit utilisant une transformation de Park dont le but de réduire l'ordre de ce système. A l'aide de ce modèle réduit on peut mettre en évidence les phénomènes liés à la rupture des barres au rotor de la machine commandée par une structure de commande adaptée.

La modélisation décrite dans ce chapitre a pour objet de représenter les barres ou les anneaux de court circuit par un modèle mathématique pour une machine asynchrone à cage, dans cette perspective nous avons développé un modèle basé sur un circuit maille représentant la cage rotorique, nous avons privilégié l'approche analytique afin de disposer d'un modèle mathématique ne nécessitant pas d'outils de calcul complexe, 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, pour l'analyse du défaut en utilisant fréquentielle la FFT.

## II.2 Modèle de la machine de taille réduit

Le procédé de développement d'un modèle réduit déduit du modèle multi enroulement de la machine asynchrone est de mettre en évidence l'influence des défauts étudiés sur les grandeurs mesurables de la machine. Nous avons appliqué une transformation de Park étendue au système rotorique de manière à transformer ce système à  $N_r$  phases en un système (d, q).

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

$$[X_{odqs}] [T(\theta_s)] [X_{abcs}] \Rightarrow [X_{abcs}] = [T(\theta_s)]^{-1} [X_{odqs}] \quad (2.1)$$

$$[X_{odqs}] [T_{3N_r}(\theta_r)] [X_{rk}] = [T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} [X_{odqr}] \quad (2.2)$$

Soit la partie statorique :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_{rk}] \} \quad (2.3)$$

L'application de la transformation donne:

$$\begin{aligned} [V_{odqs}] &= \{ [T(\theta_s)][R_s][T(\theta_s)]^{-1} \} [I_{odqs}] + \{ [T(\theta_s)][L_s][T(\theta_s)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqs}] + \\ &\{ [T(\theta_s)][L_s] \frac{d}{dt} [T(\theta_s)]^{-1} \} [I_{odqs}] + \{ [T(\theta_s)][M_{sr}][T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] + \\ &\{ [T(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] \end{aligned} \quad (2.4)$$

Pour la partie rotorique :

$$[V_r] = [R_r][I_{rk}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_{rk}] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_s] \} \quad (2.5)$$

Nous obtenons de la même façon:

$$\begin{aligned} [V_{odqr}] &= \{ [T(\theta_r)][R_r][T(\theta_r)]^{-1} \} [I_{odqr}] + \{ [T(\theta_r)][L_r][T(\theta_r)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] + \\ &\{ [T(\theta_r)][M_{sr}] \frac{d}{dt} [T(\theta_r)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] + \left\{ [T(\theta_r)] \frac{d}{dt} [M_{sr}][T(\theta_s)]^{-1} \right\} [I_{odqs}] \end{aligned} \quad (2.6)$$

En choisissant un référentiel lié au rotor, les relations angulaires peuvent s'écrire:

$$\theta_s = \theta_r \quad \text{et} \quad \theta_R = 0$$

Après simplifications nous obtenons un modèle de taille réduit pour la machine asynchrone [16].

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{N_r M_{sr}}{2} & 0 \\ -\frac{3M_{sr}}{2} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -L_{sc}\omega & 0 & \frac{N_r M_{sr}\omega}{2} & 0 \\ L_{sc}\omega & R_s & -\frac{N_r M_{sr}\omega}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

avec:

$$L_{rdq} = L_{rp} - M_{rr} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_e(1 - \cos(a)) \quad (2.8)$$

$$R_{rdq} = \frac{2R_e}{N_r} + 2R_b(1 - \cos(a)) \quad (2.9)$$

Dans le cas d'un défaut rotorique, la matrice  $[R_r]$  doit être modifiée. En utilisant la matrice de transformation, nous obtenons une matrice d'ordre 2 pour le rotor.

La matrice de défaut rotorique s'écrit [16]:

$$[\mathbf{R}_{rf}] = [\mathbf{R}_r] + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \dots & & & & & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots \\ \dots & & & & & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{R}_{bk} & -\mathbf{R}_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & -\mathbf{R}_{bk} & \mathbf{R}_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

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

$$[\mathbf{R}_{rfdq}] = [\mathbf{T}(\theta_r)] [\mathbf{R}_{rf}] [\mathbf{T}(\theta_r)]^{-1} = [\mathbf{T}(\theta_r)] \{ [\mathbf{R}_r] + [\mathbf{R}_r'] \} [\mathbf{T}(\theta_r)]^{-1} \quad (2.11)$$

La matrice de résistance est :

$$[\mathbf{R}_{rfdq}] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{rdd} & \mathbf{R}_{rdq} \\ \mathbf{R}_{rqd} & \mathbf{R}_{rqq} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

où les quatre termes de cette matrice sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{R}_{rdd} = 2\mathbf{R}_b (1 - \cos(a)) + \frac{2\mathbf{R}_e}{\mathbf{N}_r} + \frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} (1 - \cos(2k-1)a) \\ \mathbf{R}_{rqq} = 2\mathbf{R}_b (1 - \cos(a)) + \frac{2\mathbf{R}_e}{\mathbf{N}_r} + \frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) + \sum_k \mathbf{R}_{bfk} (1 + \cos(2k-1)a) \\ \mathbf{R}_{rdq} = -\frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} \sin(2k-1)a \\ \mathbf{R}_{rqd} = -\frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} \sin(2k-1)a \end{array} \right. \quad (2.13)$$

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 [16]:

$$C_e = \frac{3}{2} P \cdot \mathbf{N}_R \cdot \mathbf{M}_{SR} (\mathbf{I}_{ds} \cdot \mathbf{I}_{qr} - \mathbf{I}_{qs} \cdot \mathbf{I}_{dr}) \quad (2.14)$$

La sous matrice relative à la résistance rotorique est un bon indicateur de la présence d'un défaut [1], en effet en cas de défaut  $\mathbf{R}_{dd}$  et  $\mathbf{R}_{qq}$  ne sont plus égaux comme c'est le cas pour la machine saine, en outre les termes  $\mathbf{R}_{dq}$  et  $\mathbf{R}_{qd}$  prennent une valeur non nulle, ce qui témoigne de la présence d'un défaut au rotor [1].

### II.2.1 Mise sous forme d'état du modèle réduit de la machine asynchrone

Afin de trouver une résolution analytique du système d'équation du modèle, on peut écrire les équations électriques et les mécaniques sous forme d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant:

$$\left[ \dot{X} \right] = [A][X] + [B][U] \quad (2.15)$$

avec :

$$[X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad i_e]^T, [U] = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T \quad (2.16)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_{sc}\lambda} & \frac{3M_{sr}N_r R_{dd}}{4L_{sc}L_{tc}L_{tc}\lambda} & \omega_r \frac{3M_{sr}N_r R_{dq}}{4L_{sc}L_{tc}L_{tc}\lambda} & \frac{-NM_{sr}R_{dd}}{2L_{sc}L_{tc}L_{tc}} & \frac{-NM_{sr}\omega_r}{2L_{sc}L_{tc}\lambda} & \frac{NM_{sr}R_{dq}}{2L_{sc}L_{tc}L_{tc}\lambda} & 0 \\ -\omega_r & \frac{3M_{sr}N_r R_{qd}}{4L_{sc}L_{tc}L_{tc}\lambda} & \frac{R_s}{L_{sc}\sigma} \frac{3M_{sr}N_r R_{qq}}{4L_{sc}L_{tc}L_{tc}\lambda} & \frac{NM_{sr}R_{qd}}{2L_{sc}L_{tc}L_{tc}} & \frac{NM_{sr}R_{qd}}{2L_{sc}L_{tc}L_{tc}} & \frac{-NM_{sr}R_{dq}}{2L_{sc}L_{tc}L_{tc}\lambda} & 0 \\ \frac{-3M_{sr}R_{dd}}{2L_{tc}} & \frac{-3M_{sr}R_{dq}}{2L_{tc}} & \frac{-R_{dd}}{L_{tc}} & \frac{-R_{dq}}{L_{tc}} & \frac{-R_{dq}}{L_{tc}} & 0 & 0 \\ \frac{-3M_{sr}R_{dq}}{2L_{tc}} & \frac{-3M_{sr}R_{qq}}{2L_{tc}} & \frac{R_{qd}}{L_{tc}} & \frac{-R_{qq}}{L_{tc}} & \frac{-R_{qq}}{L_{tc}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_e \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sc}\lambda} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sc}\lambda} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\text{Avec : } \lambda = 1 - \left( \frac{3M_{sr}^2 \cdot N_r}{4L_{sc} \cdot L_{rdq}} \right)$$

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

$$C_{em} = \frac{3PM_{sr}N_r}{2L_{rdq}} (I_{ds}\phi_{qr} - I_{qs}\phi_{dr}) \quad (2.19)$$

### II.3 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur de tension à deux niveaux est constitué de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs, chaque interrupteur comprend généralement un transistor à IGBT et d'une diode montée en antiparallèle, la tension fournie par un convertisseur DC-AC varie instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus continu et vice-versa, ce qui rend le convertisseur statique non linéaire du point de vue instantané pour la définition de lois de commande linéaires des systèmes alimentés par ces convertisseurs statiques. Un bloc de commande à MLI est généralement utilisé [16], il génère les signaux de commande des semi-conducteurs de puissance, afin de produire une tension de sortie dont la valeur moyenne sur une

période d'échantillonnage, est proportionnelle au rapport cyclique, dans ce cas l'ensemble module MLI convertisseur statique peut être modélisé par des valeurs moyennes [17].

### II.3.1 Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à deux niveaux

Le vecteur  $V_s$  est directement calculé à partir des états des 6 interrupteurs de puissance de l'onduleur et de la tension continue  $E$  (figure. 2.1). L'état ouvert ou fermé des interrupteurs de puissance est représenté par 3 grandeurs booléennes de commande notées  $S_j$  ( $j = a, b, c$ ), pour le bras  $j$ , lorsque  $S_j = 1$ , l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas ouvert. Inversement lorsque  $S_j = 0$ , l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas fermé.

Les combinaisons des 3 grandeurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) permettent de générer, par rapport au système d'axe (d,q), 8 positions du vecteur tension  $V_s$  dont 2 correspondent au vecteur nul:

$$(S_a, S_b, S_c) = (1 \ 1 \ 1) \text{ ou } (S_a, S_b, S_c) = (0 \ 0 \ 0), \text{ figure (2.1), [16].}$$

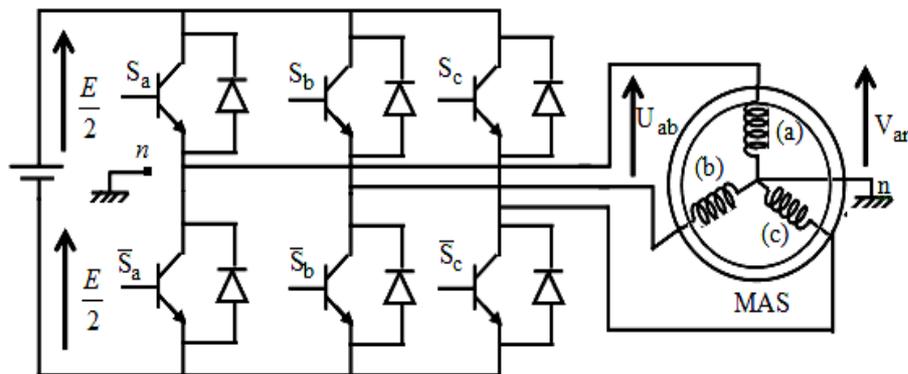


Figure (2.1): Onduleur de tension à deux niveaux

Les tensions des phases et le point neutre fictive de la charge peuvent s'écrire en triphasé sous la forme du système d'équations [17]:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{E}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ V_{cn} = \frac{E}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (2.20)$$

En appliquant la transformation de Park, aux tensions des phases et neutre données par l'équation 2.20, on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase (2.21).

$$V_s = V_{sd} + jV_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}}E(S_a + \underline{a}S_b + \underline{a}^2S_c) \quad (2.21)$$

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à deux niveaux ainsi que les séquences de niveaux deux phases correspondantes sont représentées sur la figure (2.2).

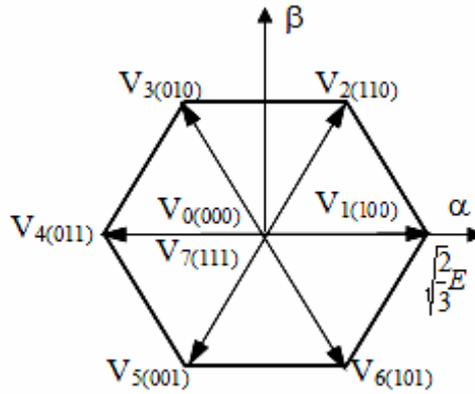


Figure (2.2): Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à 2-niveaux.

Les huit vecteurs de tensions sont représentés dans le plan  $(\alpha, \beta)$  (figure 2.2) où  $V_0$  et  $V_7$  sont identiquement nuls, les six autres ont le même module égale à les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de  $\frac{\pi}{3}$ .

### II.3.2 Structures de commande de l'onduleur à MLI

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux des commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques.

Il existe des différentes structures de modulation de largeur d'impulsion permettant de gérer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande, deux types de MLI sont généralement utilisés [17].

#### II.3.2.1 Commande à MLI sinus triangle

Le principe général de la MLI sinus triangle est la détermination des instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur à partir d'une comparaison d'un signal triangulaire (porteuse) avec une sinusoïde modulante qui représente l'image du signal souhaité à la sortie de l'onduleur, figure (2.3).

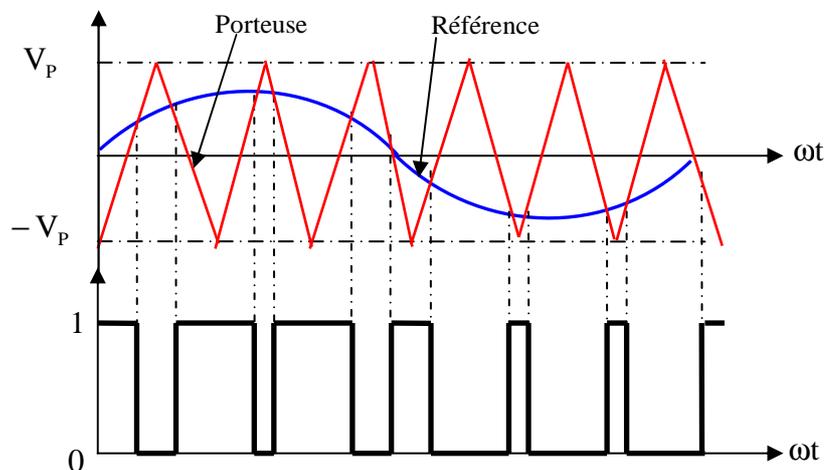


Figure (2.3): Principe de la commande à MLI sinus – triangle

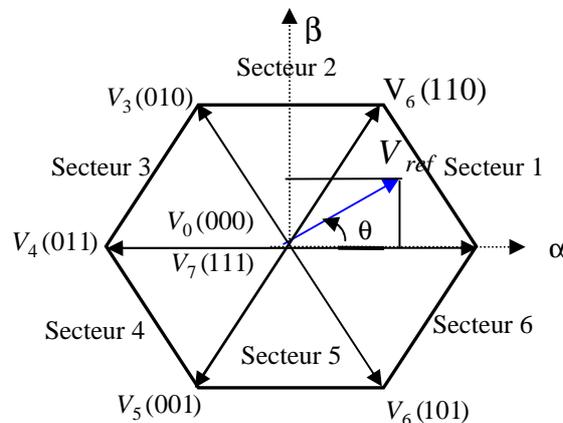
Le signal de sortie est composé d'une suite d'impulsions dont la durée est modulée sinusoidalement, ce qui permet de déterminer la tension de sortie de l'onduleur, dont le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur est proportionnel au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_{ref}$  sur la valeur de crête de la porteuse  $V_p$  appelée taux de modulation par  $(r = \frac{V_p}{V_{ref}})$  conséquent, en jouant sur  $r$  on peut contrôler l'amplitude du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur .

Dans la pratique, on s'arrange toujours à avoir un taux de modulation inférieur à l'unité de façon à éviter les ratés de commutation qui pourront entraîner des discontinuités de fonctionnement, et en particulier dans les applications à vitesse variable où l' on fait varier l'amplitude de la tension de référence [17].

L'indice de modulation  $m$  est égal au rapport de la fréquence de la porteuse  $f_p$  sur celle de la référence  $f_r$  ( $m = f_p / f_r$ ).

### II.3.2.2 Commande à MLI vectorielle

La MLI vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des machines alternatives pour obtenir des formes d'ondes sinusoidales, le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension  $V_{ref}$  à partir des huit vecteurs tensions, chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, figure (2.4).



**Figure (2.4):** Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et le vecteur de référence dans le repère stationnaire

Un vecteur de tension de référence  $V_{ref}$  d'une manière globale est évalué approximativement sur une période de modulation  $T_m$ , ce dernier est estimé par l'application des vecteurs des tensions adjacentes et des vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$ .

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension  $V_{ref}$ , nous pouvons donc dresser un tableau de différents états de l'onduleur.

Par conséquent, la MLI vectorielle peut être mise en application suivant les étapes suivantes [17, 18]:

- détermination des tensions  $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$ ,
- détermination des durées d'utilisations des interrupteurs  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$ ,
- détermination des séquences de commutation des interrupteurs.

❖ **Vecteur tension de référence**

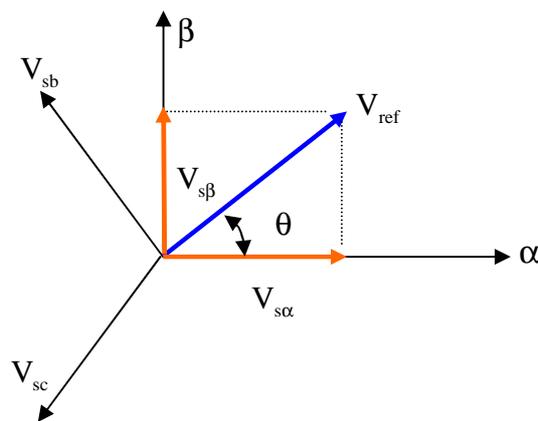
A partir de la figure (2.5), les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  peuvent être déterminés comme suit:

$$\begin{cases} V_{sa} = r \cdot \frac{E}{2} \cos(\omega t) \\ V_{sb} = r \cdot \frac{E}{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.22)$$

avec: r le coefficient de réglage

La transformation de Concordia des tensions triphasées  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $V_{sc}$  nous donne les composantes  $V_{\alpha}$ ,  $V_{\beta}$  du vecteur tension  $V_{ref}$  :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \cos(\omega t) \\ V_{s\beta} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \sin(\omega t) \end{cases} \quad (2.23)$$



**Figure (2.5):** Projection des vecteurs de tension  $V_{sa}$  sur le plan  $(\alpha, \beta)$

❖ **Détermination des durées d'utilisation des interrupteurs  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$**

La figure (2.6) 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:

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0 \quad (2.24)$$

$$V_{ref} = \frac{T_1}{T_m} V_1 + \frac{T_2}{T_m} V_2 + \frac{T_0}{T_m} V_0 \quad (2.25)$$

La détermination des instants  $T_1$  et  $T_2$  est donnée par une simple projection sur les axes  $\alpha$  l'axe de  $\beta$ , figure (2.6).

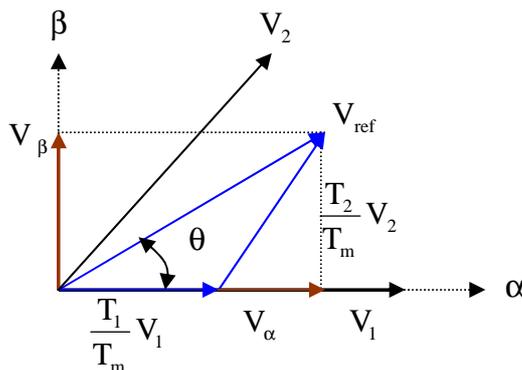


Figure (2.6): Projection du vecteur de référence (secteur 1).

On a:

$$\int_0^{T_m} V_{ref} dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 dt \quad (2.26)$$

$$T_m \times |V_{ref}| \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_1 \times \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \times \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix}, \text{Où: } 0 \leq \theta \leq 60^\circ \quad (2.27)$$

$$T_1 = T_m \frac{|V_{ref}|}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E} \times \frac{\sin(\pi/3 - \theta)}{\sin(\pi/3)} \quad (2.28)$$

$$T_2 = T_m \frac{|V_{ref}|}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E} \frac{\sin(\theta)}{\sin(\pi/3)} \quad (2.29)$$

Pour le reste de la période on applique le vecteur nul:  $T_0 = T_m - (T_1 + T_2)$

#### ❖ Séquence de commutation des interrupteurs

Il existe quatre types d'algorithme de modulation vectorielle qui sont mentionnés comme suite [17]:

- séquence bien alignée SVM1, (right aligned sequence),
- séquence symétrique SVM2, (symmetric sequence),
- séquence alternative du vecteur zéro SVM3 (alternating zero vector sequence),
- séquence non commutée du courant le plus élevé SVM4 (highest current not switched sequence).

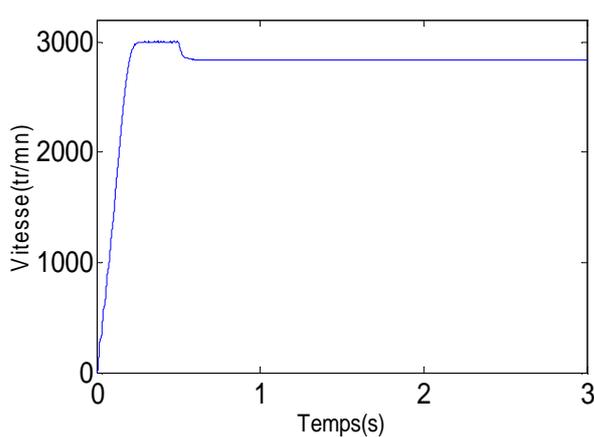
## II.4 Résultats de simulation de la machine en boucle ouverte

### II.4.1 Machine saine

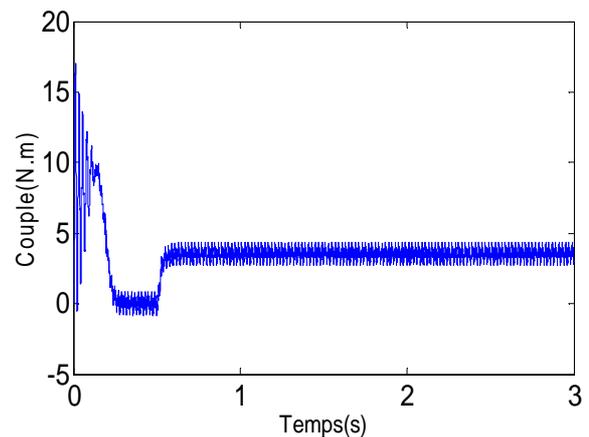
#### II.4.1.1 Machine associée à un onduleur à MLI sinusoïdale

Le schéma de l'association convertisseur machine est présenté sur la figure 2.1, où la machine est alimentée à travers un onduleur de tension commandée par la technique MLI sinusoïdale.

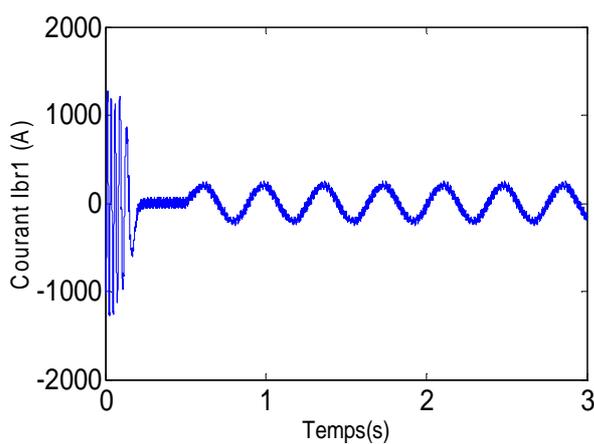
Les résultats de simulation de l'association convertisseur statique machine à l'état sain sans défaut sont présentés sur les figures 2.7 (a à h), donnant l'évolution des paramètres électriques, magnétiques et mécanique à savoir: la vitesse, le couple, les flux, et le courant de phase statorique. Ces résultats sont effectués pour un démarrage à vide, une charge de  $C_r=3.5\text{N.m}$  est appliquée à l'instant  $t=0.6\text{s}$  après un régime établi de fonctionnement.



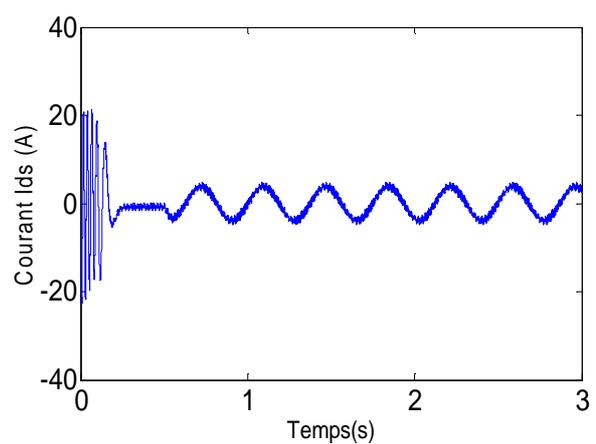
a) Vitesse de rotation



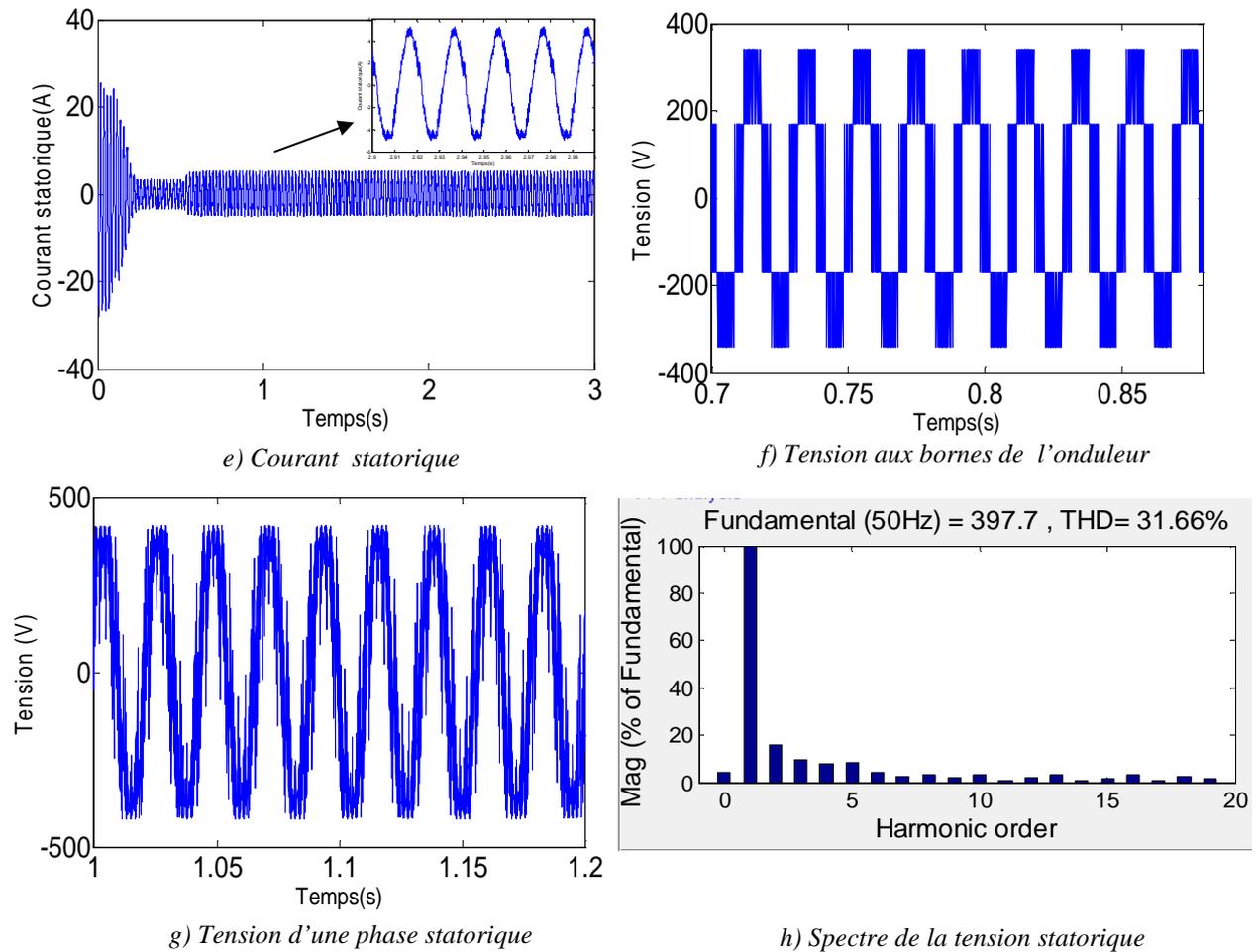
b) Couple électromagnétique



c) Courant de barre Ibr<sub>1</sub>



d) Courant Ids

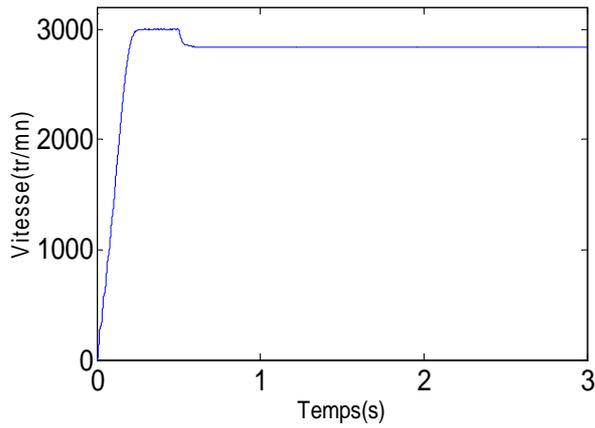


**Figure 2.7:** Simulations de l'association MAS- onduleur à MLI sinusoïdale en BO (Machine saine en charge de  $C_r = 3.5 \text{ N.m}$  à  $t = 0.6\text{s}$ , fréquence de commutation de 2KHz)

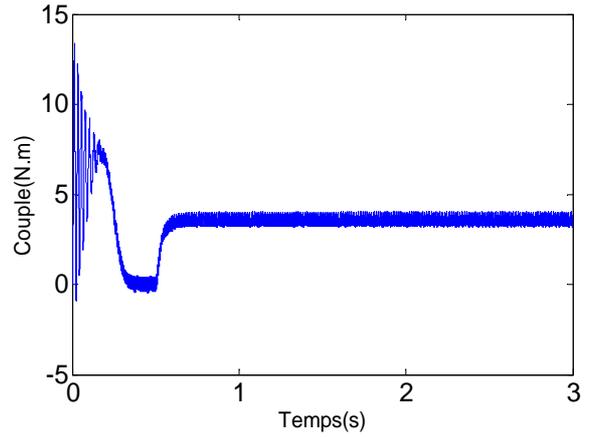
On remarque d'après la figure 2.7 que lorsque la machine est alimentée par un onduleur de tension commandée par MLI sinusoïdale, que le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire (figure 2.7 b) mais présente des ondulations qui sont moins importantes en régime établi, dues à la modulation autour d'une valeur moyenne correspond aux pertes par frottements et ventilation. La forme du courant de ligne absorbé est proche d'une sinusoïde (figure 2.7 e), la vitesse de la machine diminue sous l'effet de la charge (figure 2.7 a), les courants des barres rotorique sont très importantes, ils peuvent atteindre de 1500A en régime transitoire (figure 2.7 c). L'effet de l'onduleur se manifeste à travers le taux d'harmonique (figure 2.7 g) du spectre de la tension statorique (figure 2.7. h).

#### II.4.1.2 Machine associée à un onduleur à MLI vectorielle

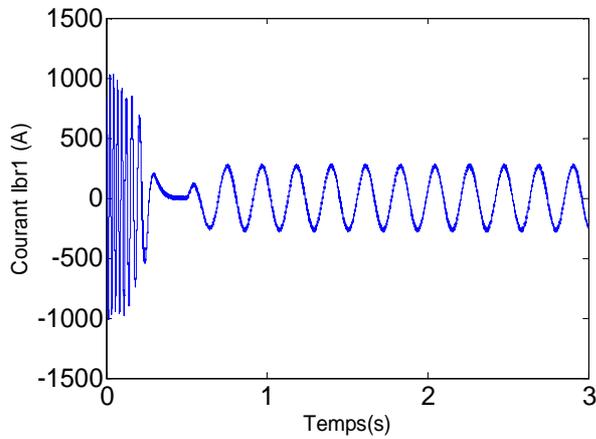
Les figures 2.8 présentent les résultats de simulation du modèle réduit de la machine, associée à un onduleur de tension à MLI vectorielle. Les figures 2.8 (a, b...h) montrent l'évolution de la vitesse, du couple et du courant statorique pour un démarrage à vide suivi d'une application de la charge de 3.5 Nm à l'instant  $t = 0.6\text{s}$ .



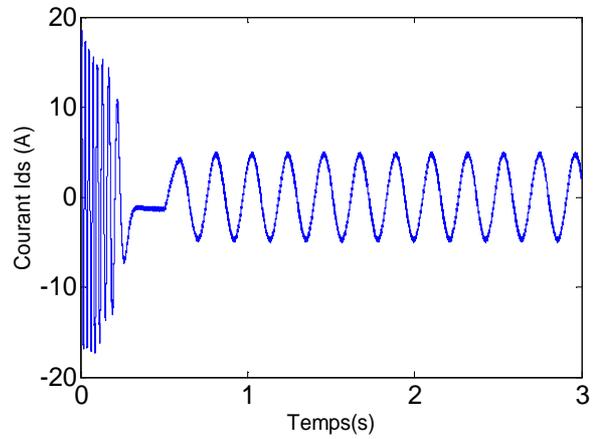
a) Vitesse de rotation



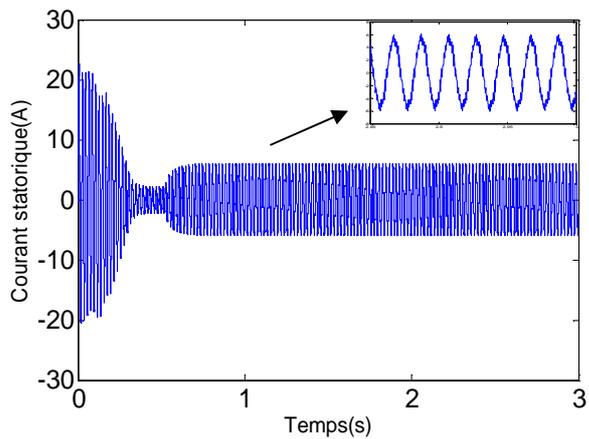
b) Couple électromagnétique



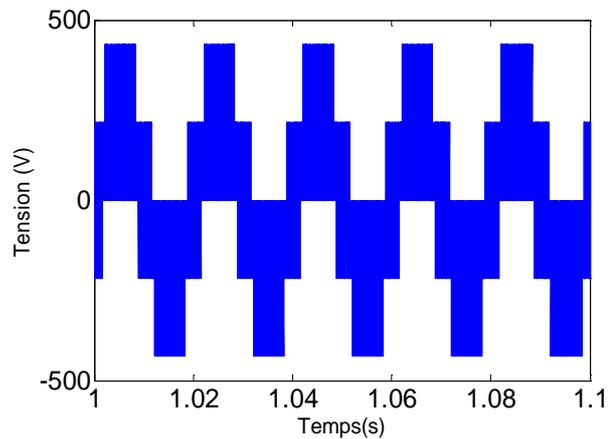
c) Courant Ibr1



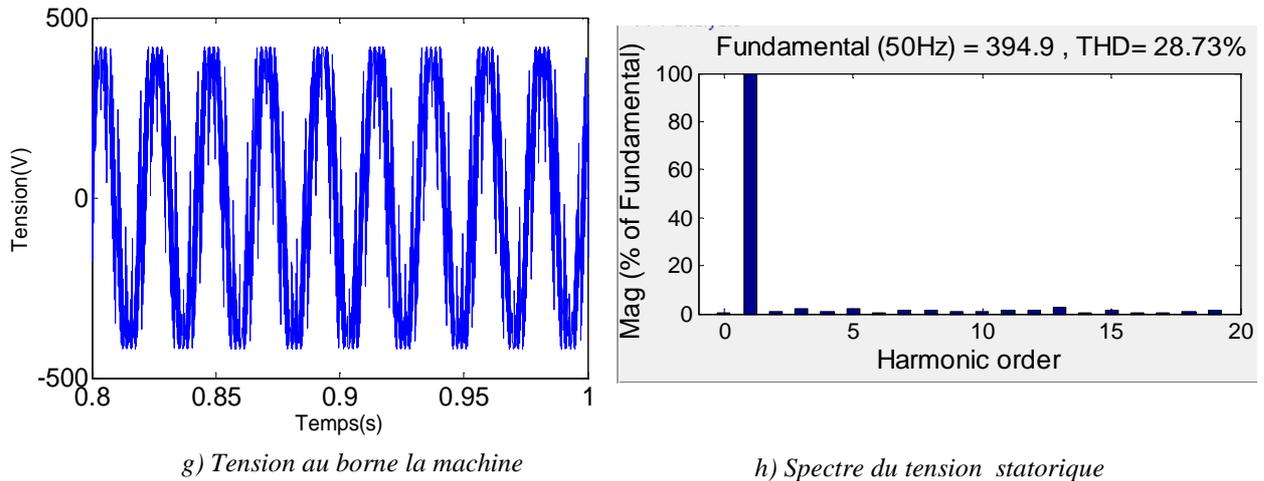
d) Courant Ids



e) Courant statorique



f) Tension aux bornes de l'onduleur



**Figure (2.8) :** Machine associé à un onduleur à MLI vectorielle en BO  
(Machine saine en charge, fréquence de commutation de 2KHz)

On remarque que le couple électromagnétique varie d'une manière brusque au démarrage (figure 2.8 b), ensuite se stabilise en régime établi après 0.3s avec des perturbation provoquées par les l'harmoniques de l'onduleur de tension. Pour un couple de charge 3.5 Nm, on remarque, une diminution de la vitesse de rotation (figure 2.8 a).

On remarque aussi une amélioration du temps de réponse du couple pour le cas de la commande de l'onduleur par MLI vectorielle par rapport à MLI sinusoïdale.

La valeur de distorsion totale des harmoniques est de  $THD_{(MLI\ sinusoïdale)}=11.23\% > THD_{(MLI\ vectorielle)}=8.18\%$ , donc l'utilisation de la commande à MLI vectorielle améliore la qualité de la tension d'alimentation de la machine.

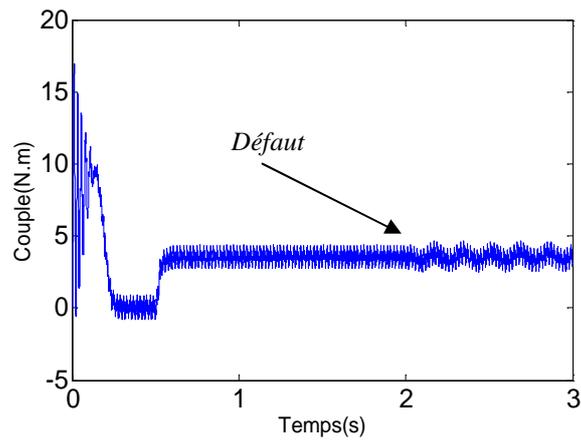
## II.4.2 Machine avec défaut rotorique

### II.4.2.1 Machine associé à un onduleur à MLI sinusoïdale

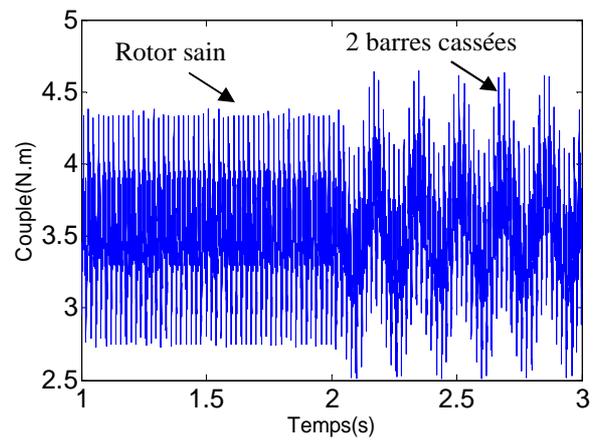
Les figures (2.9) et (2.10) présentent les résultats obtenus par la simulation en BO de la machine associé à un onduleur à MLI sinusoïdale en défaut de cassure des barres de type adjacentes et éloignées respectivement. La valeur de la résistance de défaut de barre doit être choisi en concordance avec le modèle multi enroulement qui correspond à la valeur:  $R_{bc} = 1.5 * R_b$ .

- **Cas d'une cassure de deux barres adjacentes**

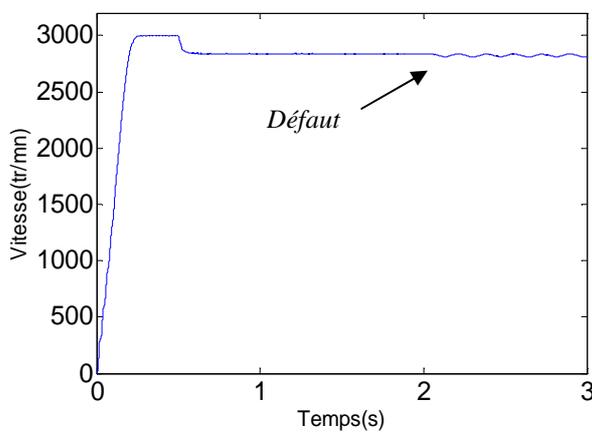
La simulation a été effectuée en considérant que la machine est saine initialement, ensuite elle fonctionne en charge à  $t= 0.5s$  .avec  $C_T= 3.5\ Nm$ , une cassure de deux barres adjacentes (1) et (2) à  $t= 2s$  est introduite (figure 2.9).



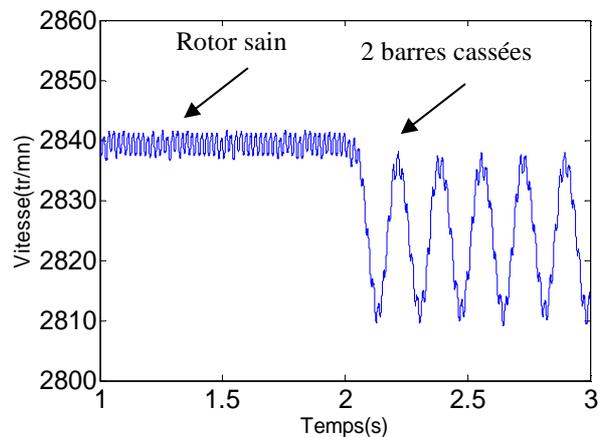
a) Zoom du couple électromagnétique



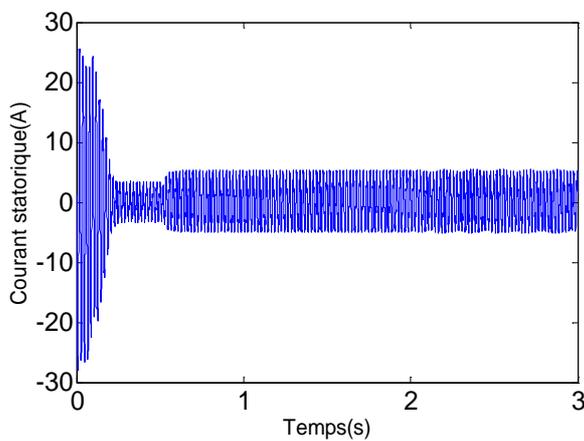
a1) Zoom du couple électromagnétique



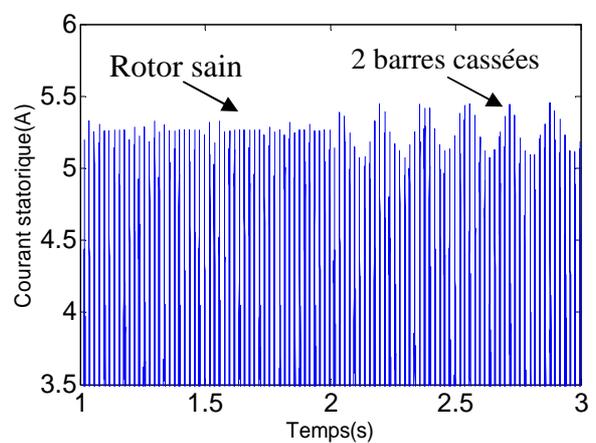
b) Vitesse de rotation



b1) Zoom de la vitesse de rotation



c) Courant statorique



c1) Zoom du courant statorique

**Figure (2.9) :** Machine associée à un onduleur à MLI sinusoïdale en BO (machine avec défaut de deux barres (1, 2) adjacentes)

On remarque d'après les résultats de simulation de la figure 2.9 que l'effet du défaut de cassure des barres s 1 et 2 provoque des:

- ✓ ondulations sur le couple électromagnétique (figure 2.9 a),
- ✓ oscillation sur la vitesse (figure (2.9 b),
- ✓ modulation de l'enveloppe du courant statorique (figure 2.9 c1),

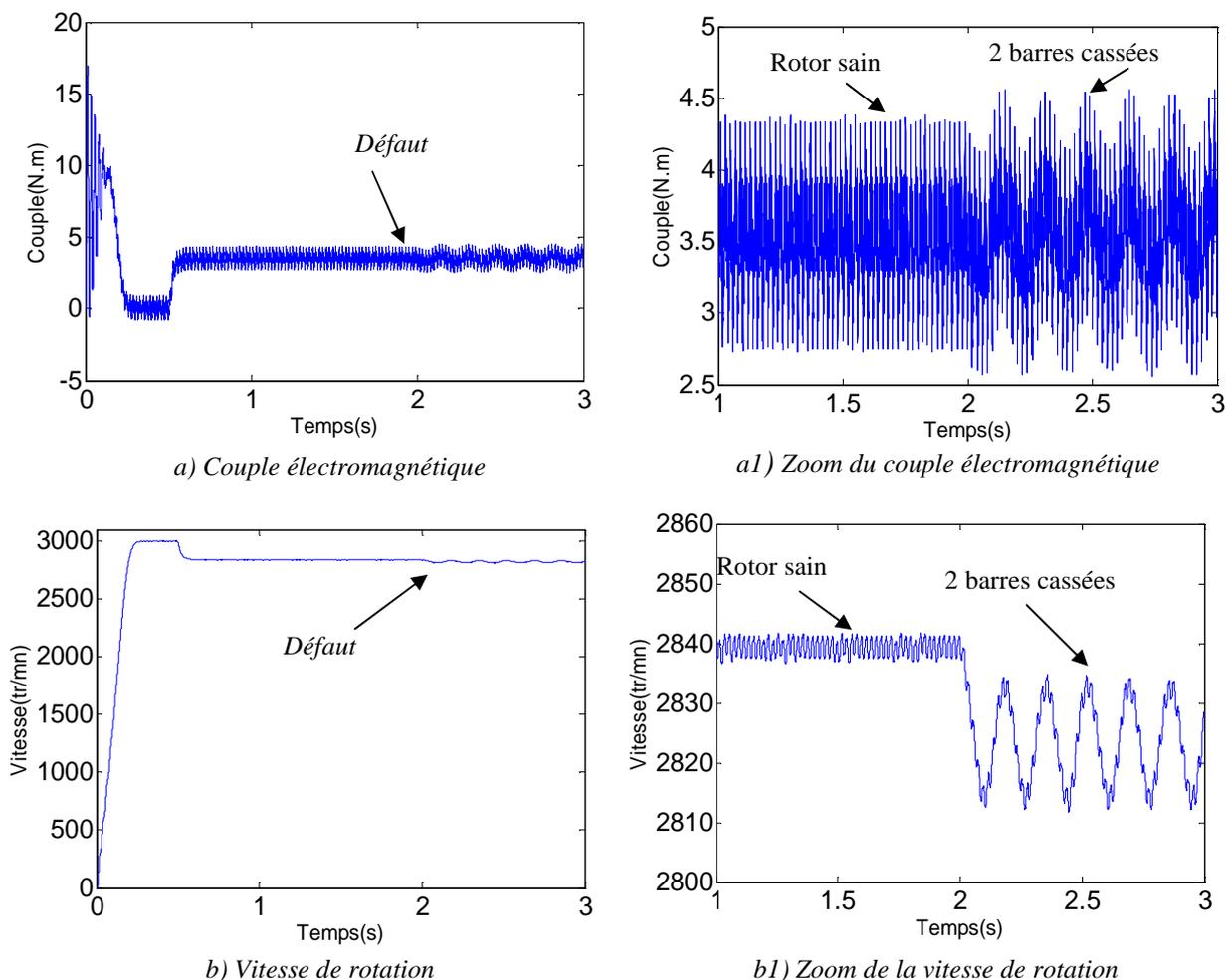
Le rotor avec ce défaut de la structure crée en plus de champ rotorique direct qui tourne à  $g\omega_s$  par rapport au rotor, un champ inverse qui lui tourne à  $-\omega_s$  dans le repère rotorique.

L'interaction de ces champs avec celui issu du bobinage statorique donne naissance à un couple électromagnétique (somme d'une composante directe constante et d'une composante inverse sinusoïdale), de pulsation  $2g\omega_s$ , elle sera la cause d'oscillations sur la vitesse.

• **Cas d'une cassure de deux barres espacées**

De la même manière, la machine était considérée initialement saine et en charge à  $t= 0.5s$  avec un couple  $C_r = 3.5 Nm$ , une cassure de deux barres espacées 1 et 7 à est introduite  $t= 2s$ .

Les résultats de simulation sont donnés par la figure 2.10.



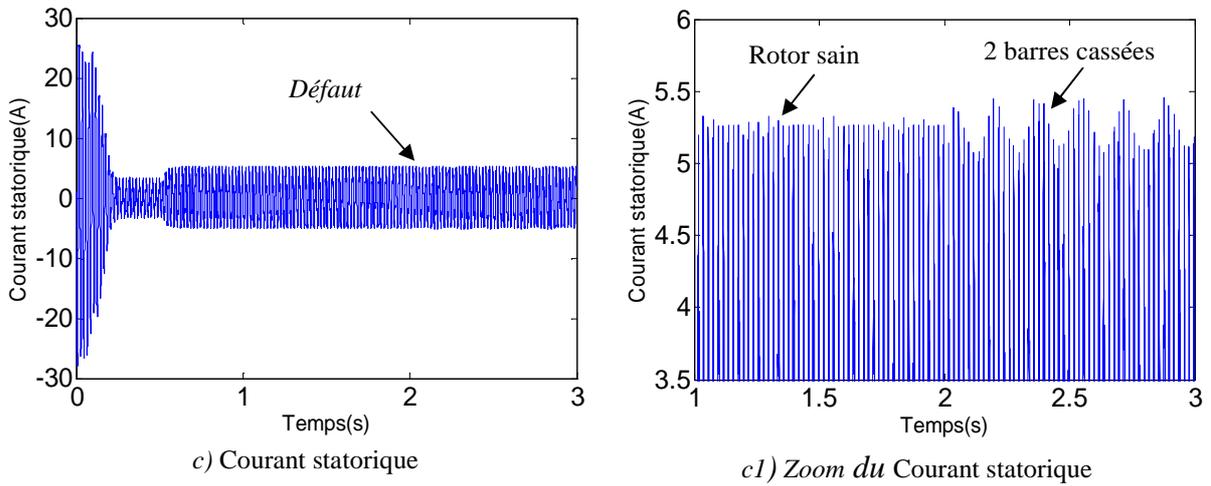


Figure (2.10) : Machine associée à un onduleur à MLI sinusoïdale en BO (machine avec défaut de deux barres (1 et 7) espacées)

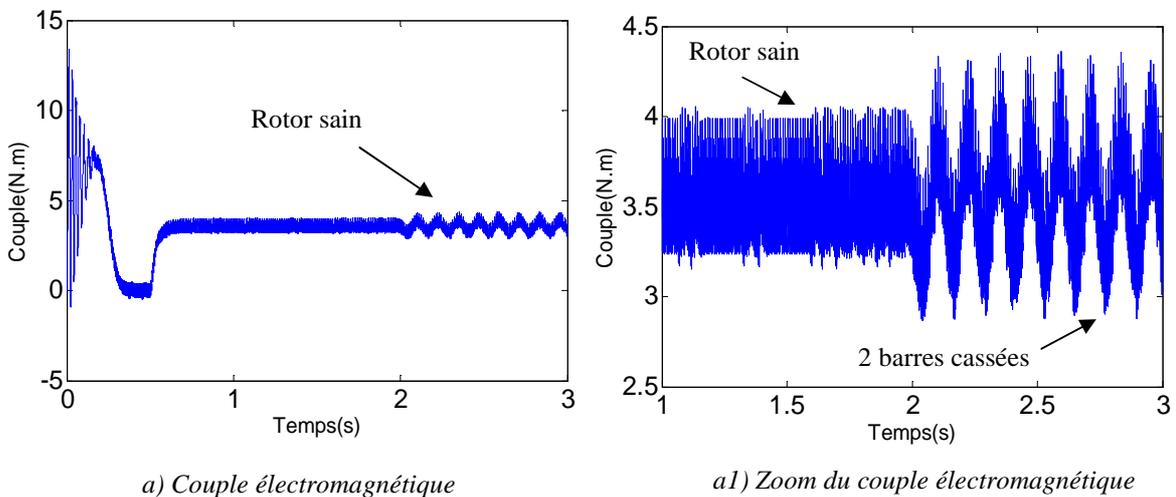
D'après la figure (2.10), on constate que les oscillations apparaissent sur le couple électromécanique figure (2.10 a1) et dans la vitesse de rotation figure (2.10 b1) ainsi que d'une modulation d'amplitude sur la courbe du courant statorique figure (2.10 c1), mais ces oscillations sont moins importantes que ceux dans le cas des cassures de barres de type adjacentes.

#### II.4.2.2 Machine associé à un onduleur à MLI vectorielle

Les figures (2.11) et (2.12) illustrent les résultats par la simulation tenant en compte des défauts au rotor (cassures des barres adjacentes et éloignées), ainsi de la qualité de la tension aux bornes de la machine assurée par la commande de l'onduleur à MLI vectorielle.

- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

La machine était initialement saine et en charge ( $C_r = 3.5 \text{ Nm}$  à l'instant  $t = 0.5 \text{ s}$ ), l'onduleur est maintenant commandé par la technique MLI vectorielle. Une cassure de deux barres adjacentes 1 et 2 est introduite à l'instant  $t = 2 \text{ s}$  (figure 2.11).



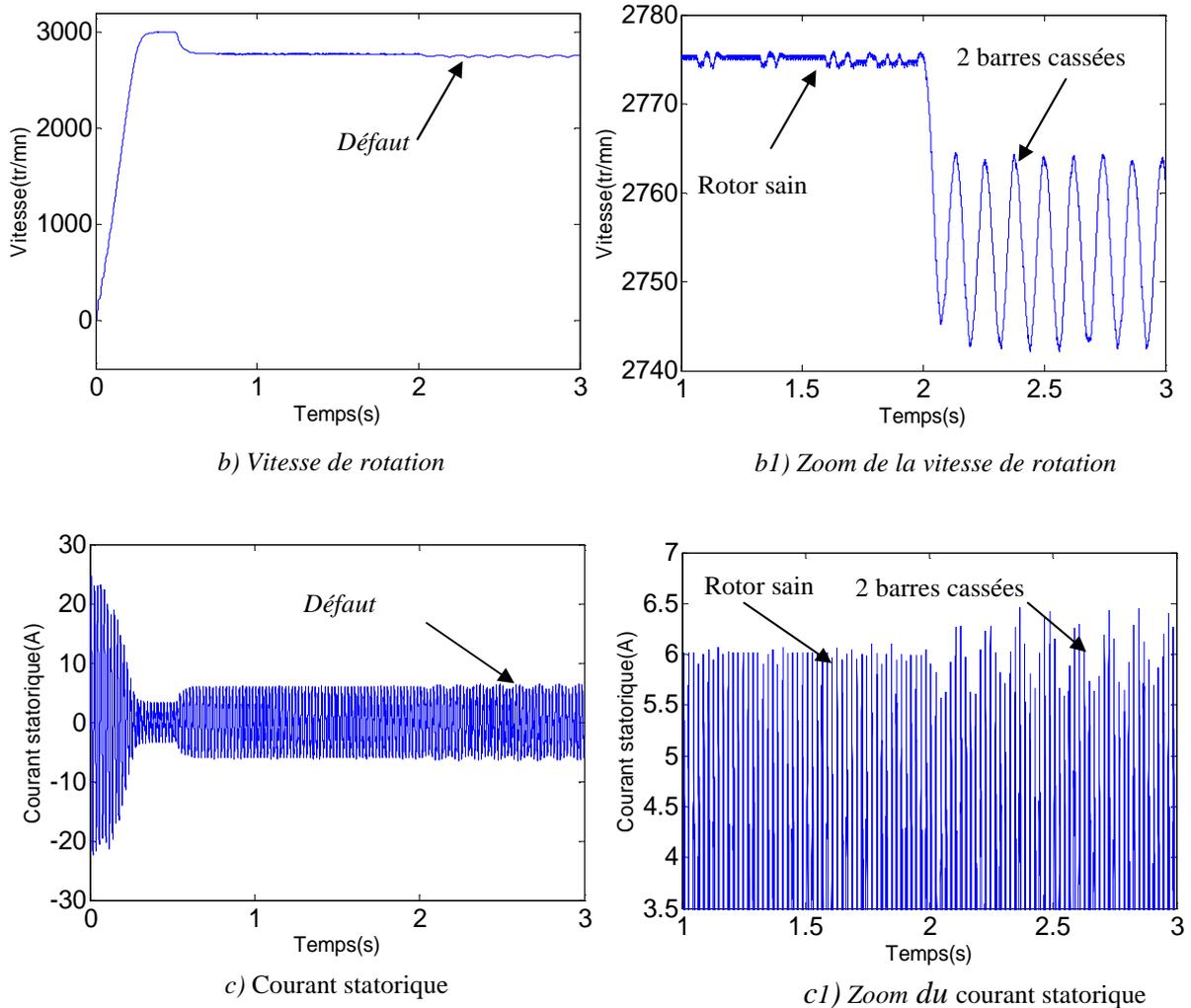
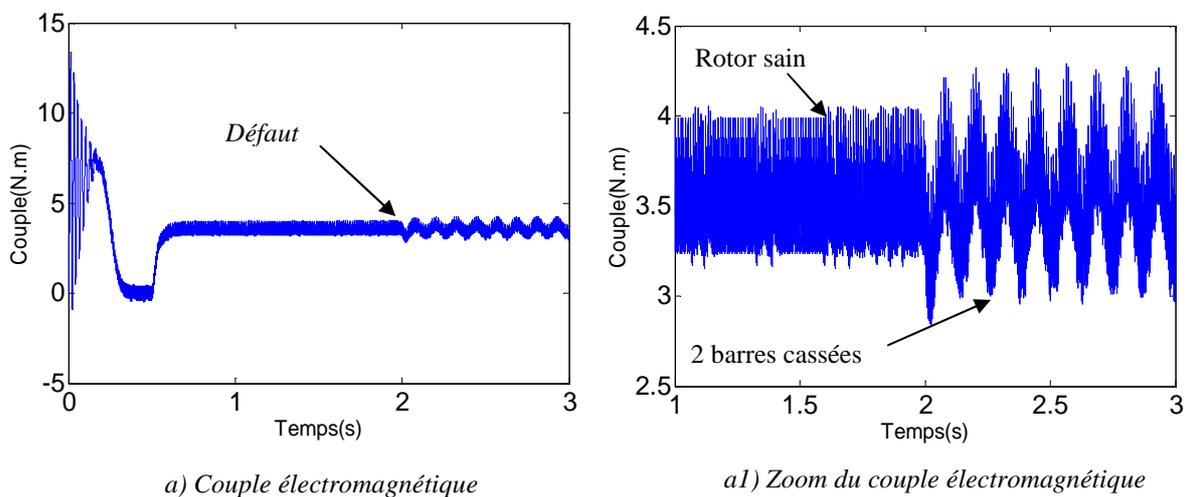
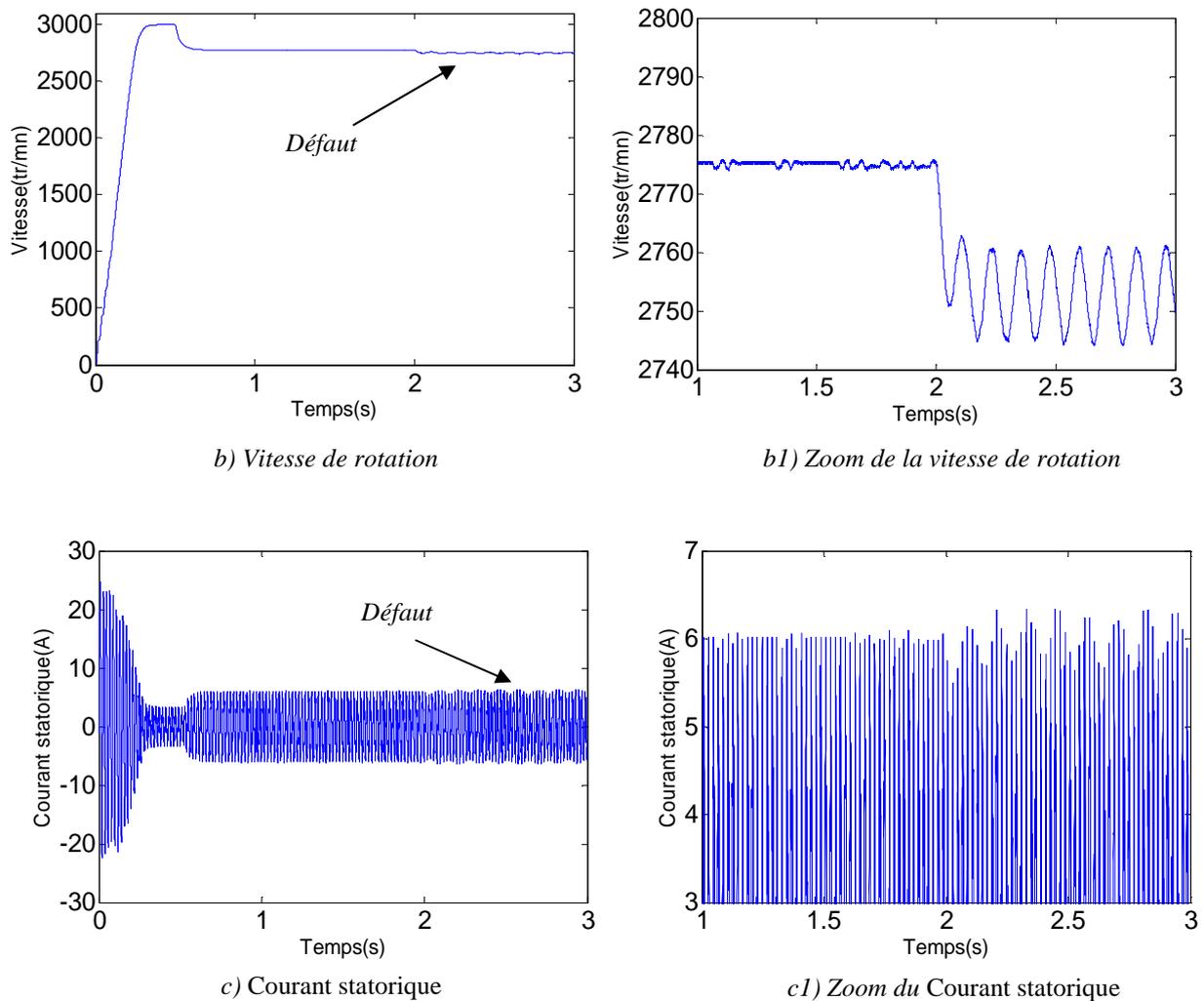


Figure (2.11) : Machine associée à un onduleur à MLI vectorielle en BO (machine avec défaut de deux barres (1 et 2) adjacentes)

- **Cas d'une cassure de deux barres espacées**

La machine était initialement saine et en charge ( $C_r = 3.5 \text{ Nm}$ ) à l'instant  $t = 0.5 \text{ s}$ , une cassure de deux barres espacées (1, 7) est introduite à  $t = 2 \text{ s}$ . Les résultats de simulation sont représentés par la figure 2.12.





**Figure (2.12) :** Machine associée à un onduleur à MLI vectorielle en BO (machine avec défaut de deux barres (1 et 7) espacées)

On remarque:

- ✓ Au moment de l'apparition du défaut (adjacents ou espacés), les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par des variations brusques,
- ✓ Les défauts de rupture de barres (adjacentes ou espacées) provoquent des oscillations dans le couple et réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique,
- ✓ Les effets de la cassure de barre provoquent des ondulation dans la vitesse, lorsque le défaut est crée, oscille à une fréquence de  $2.g.f_s$ , cette variation de vitesse est faible car elle dépend essentiellement de l'inertie  $J$  de l'ensemble machine charge,
- ✓ Les courants des phases statoriques sont toujours déphasés entre eux de  $120^\circ$ , ce pendant une ondulation de l'amplitude des courants apparaît avec la cassure de barres,
- ✓ L'amplitude des courants des phases statoriques dans le cas de cassure de deux barres adjacentes (1 et 2). est plus grand par rapport à deux barres espacées (1 et 7),

✓ Lors des défauts rotorique, le phénomène des ondulations est d'autant plus remarquable avec la technique de MLI vectorielle par rapport à la commande de MLI sinusoïdale (l'onduleur commandé par MLI vectorielle contient moins d'harmonique).

## II.5 Techniques d'analyse des défauts de cassure des barres rotorique

Pour effectuer le diagnostic dans une installation, les opérateurs de maintenance analyse un certain nombre de paramètres, tels que la température, le bruit, les vibrations ..., en s'appuyant sur leur expérience, ces symptômes ne sont que la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles d'un certain nombre de grandeurs mesurables.

L'analyse spectrale du signale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, en particulier les ruptures de barres au rotor, la dégradation des roulements, les excentricités, les court circuits dans les bobinages. Les méthodes d'analyse spectrale sont principalement utilisées dans les machines directement alimentées par le réseau et fonctionnant en régime permanent [12].

Toutes les méthodes de traitement de signal disponibles pour le diagnostic des machines tournantes peuvent être classées dans quatre groupes différents: l'analyse spectrale, l'analyse cepstrale, l'analyse temporelle, l'analyse temps-fréquence ou temps-échelle.

### II. 5.1 Analyse spectrale

L'analyse spectrale est certainement la méthode la plus naturelle pour le diagnostic des barres cassées. En règle générale, la seule grandeur intéressante accessible au stator est le courant et l'intérêt de son analyse spectrale est de pouvoir détecter et identifier l'élément défectueux en fonction de sa fréquence [13, 14].

Plusieurs méthodes ou approches d'analyse et principalement on distingue deux approches:

- les méthodes non paramétriques,
- les méthodes paramétriques.

#### II.5.1.1 Méthodes non paramétriques

Pour ces méthodes, on trouve tous les estimateurs à base d'analyse de Fourier, les spectres basés sur l'utilisation de la transformation de Fourier sont obtenus:

- Soit par le calcul direct sur des segments d'échantillons temporels, puis au moyen de la transformée de Fourier, des segments pondérés par une fenêtre de pondération,
- Soit par le calcul du spectre sur la fonction d'auto corrélation.

#### II.5.1.2 Méthodes paramétriques

Les méthodes d'analyse fréquentielles paramétriques sont basées sur la détermination d'un modèle représentant le signal à analyser et pour lequel les paramètres sont utilisés pour estimer le spectre de puissance, l'estimation du spectre nécessite trois étapes, la première consiste à sélectionner un type de modèle, ensuite on estime les paramètres du modèle retenu en utilisant les échantillons du signal, la dernière étape enfin, concerne l'estimation spectrale à partir des paramètres du modèle estimé.

### **II.5.2 Analyse cepstrale**

Cette méthode est utilisée pour l'analyse vibratoire et dans le cas du diagnostic de réducteurs. Il a été prouvé qu'en calculant le cepstre, on identifie clairement la présence des raies.

### **II.5.3 Méthodes de détection des fréquences connues**

Ces méthodes reposent sur le principe que les défauts se caractérisent par l'apparition où le renforcement d'une raie à une fréquence fixe ou proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

### **II.5.4 Méthodes temps- fréquence et temps -échelle**

#### **II.5.4.1 Temps - fréquence**

Les méthodes d'analyse temps-fréquence ont été développées pour l'étude des signaux non stationnaires. Elles s'appliquent plus généralement à des signaux dont le contenu fréquentiel où les propriétés statistiques évoluent au cours du temps. Pour décrire cette évolution temporelle, il faut réaliser une analyse spectrale évolutive, d'où les méthodes temps fréquence. Parmi les techniques d'analyse en temps fréquence, la transformation de Wigner-Ville. Cette transformation est une fonction réelle qui définit une distribution d'énergie dans le plan temps-fréquence, elle peut être interprétée comme une densité spectrale instantanée [15].

Cependant, cette analogie est tempérée par l'existence de valeurs négatives qui en rendent l'interprétation délicate, des procédures de lissage (fréquentiel et temporel) par fenêtrage permettent de réduire les interférences entre les différentes composantes fréquentielles du signal.

La représentation temps fréquence a permis ainsi de mettre en évidence la modulation de fréquence linéaire en fonction du temps, le temps de calcul d'une représentation temps-fréquence peut être prohibitif, de plus l'inter présentation d'une image est souvent difficile [8].

#### **II.5.4.2 Temps- échelle**

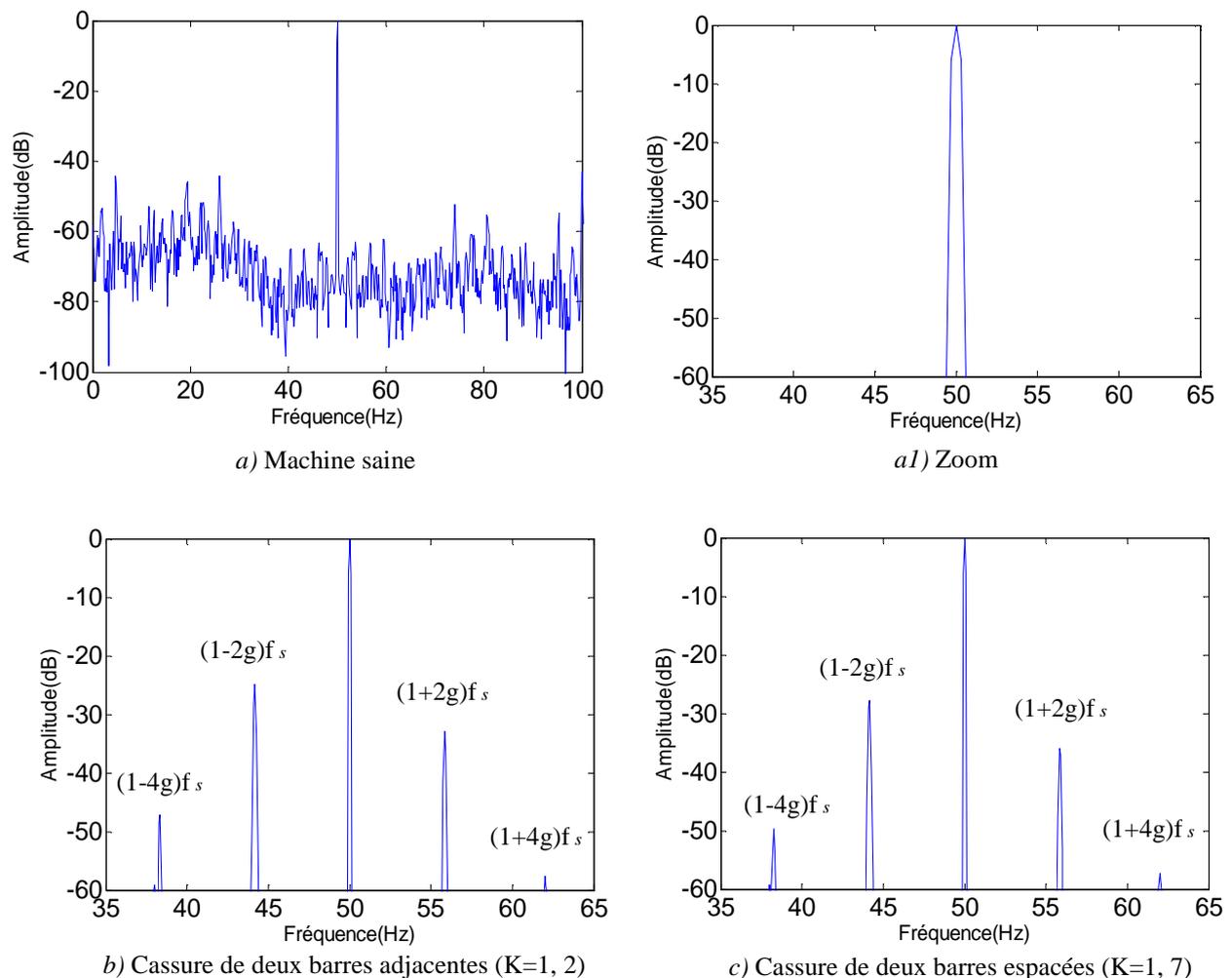
Ce mode de représentation est utilisé pour détecter des phénomènes qui se déroulent sur des échelles de fréquence différentes rencontrés dans un signal, la transformation en ondelette a été formalisée par *Grossman et Morle*.

## II.6 Application de l'analyse spectrale par FFT

### II.6.1 Machine associée à un onduleur à MLI sinusoïdale

#### ❖ Analyse spectrale du courant statorique

En utilisant le modèle réduit de la machine associé à un onduleur à MLI sinusoïdale, on peut mettre en évidence les phénomènes liés aux défauts du rotor est cela en effectuant une analyse spectrale sur une caractéristique électrique du courant d'une phase statorique avec un fenêtrage de type Hanning. Les résultats de cette analyse pour un rotor sain et avec défaut des barres en tenant de la position des barres cassées, ces résultats sont représentés sur la figure 2.13.



**Figure (2.13)** : Analyse spectrale du courant statorique pour différentes cassures de barres (Machine associée à un onduleur à MLI sinusoïdale)

En fonctionnement sain de la machine (figure 2.13 a), aucune raie latérale autour de la fondamentale n'ai observée.

En fonctionnement avec défaut de deux cassures de barres adjacentes (figure 2.13 b) et espacées (figure 2.13 c), y a une apparition des raies latérales au voisinage du fondamentale correspondant aux raies de défaut qui sont très nettes et importante en cas d'un défaut de cassure de barre type adjacentes (tableau 2.1).

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

	deux barres adjacentes	deux barres espacées
$f_1$ (Hz)/ $A_1$ (dB)	44/-26	43/-29
$f_2$ (Hz)/ $A_2$ (dB)	56./-33	57/-35
$f_3$ (Hz)/ $A_3$ (dB)	37/-48	38/-50
$f_4$ (Hz)/ $A_4$ (dB)	62/-55	61/-59

Tableau (2.1) : Influence de la position des barres cassées sur le spectre de courant statorique.

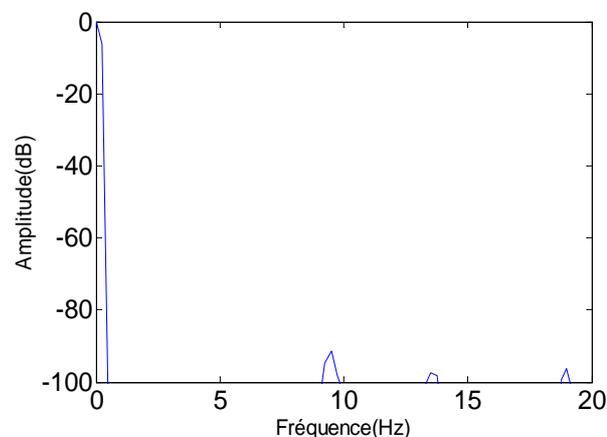
avec :

$$f_{1,2} = (1 \pm 2g)f_s \quad \text{et} \quad A_{1,2} \text{ leurs amplitude}$$

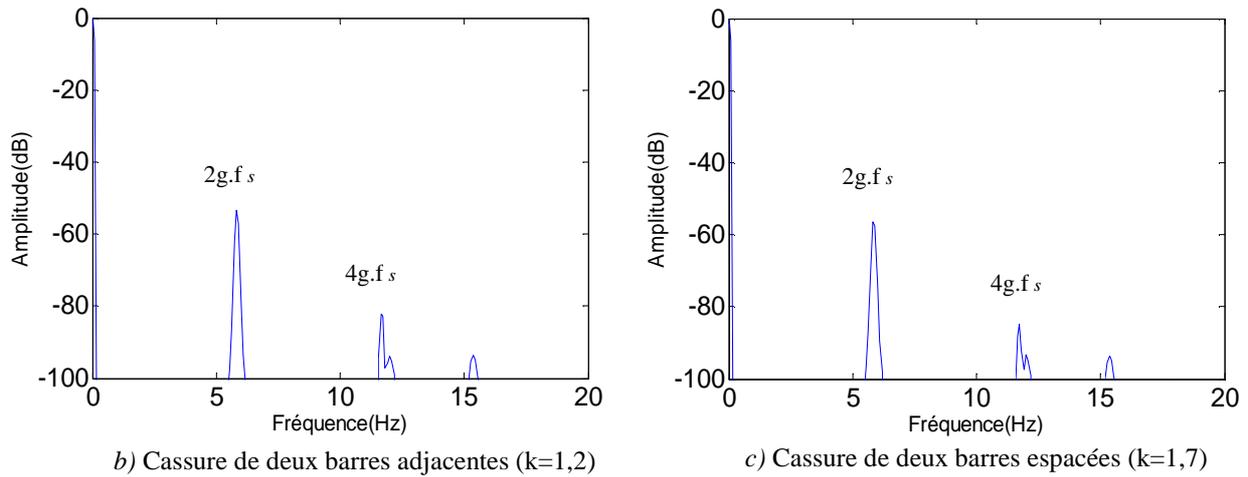
$$f_{3,4} = (1 \pm 4g)f_s \quad \text{et} \quad A_{3,4} \text{ leurs amplitude}$$

### ❖ Analyse spectrale de la vitesse de rotation

Dans ce cas, l'analyse spectrale de la vitesse de rotation de la machine à l'état sain et avec défaut rotorique de type cassures des barres se traduit par l'apparition des raies latérales est clairement mise en évidence (figure 2.14).



a) Machine saine



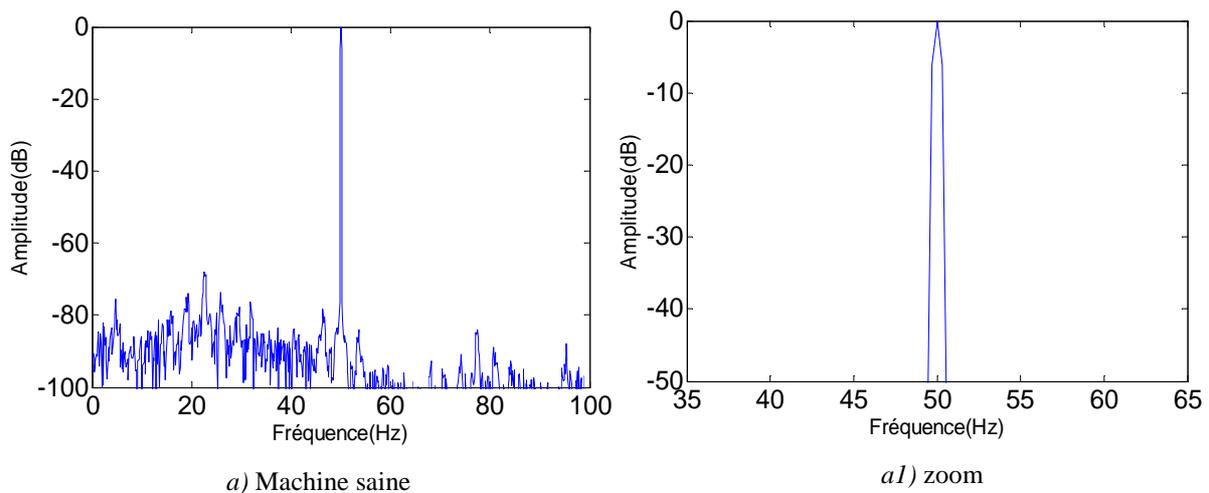
**Figure 2.14:** Analyse spectrale de la vitesse pour différentes cassures de barres (Machine associée à un onduleur à MLI sinusoïdale)

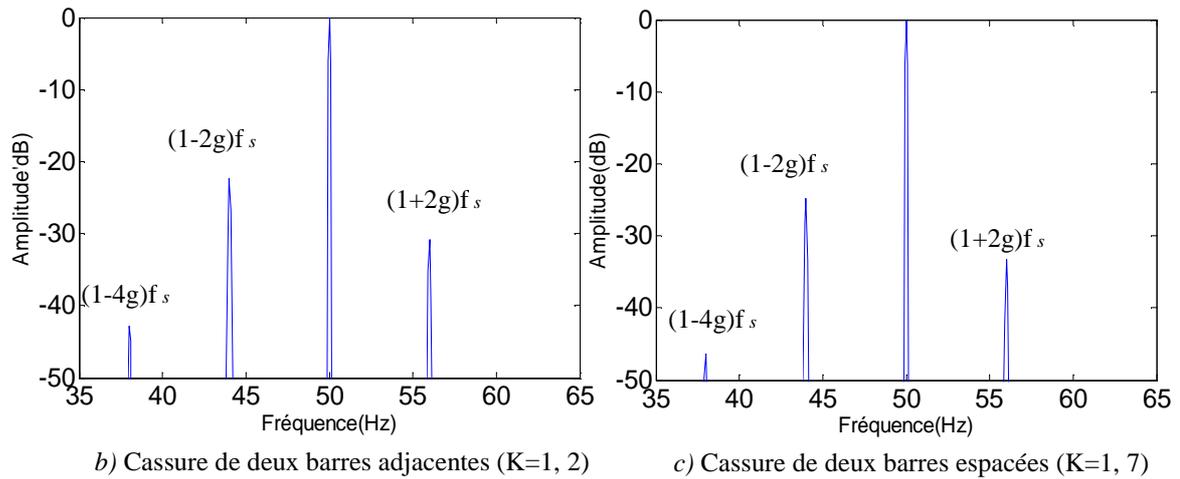
D'après ces résultats, on constate que la présence des harmoniques  $2kgf_s$  est un signe de l'existence du défaut de barres et leurs amplitudes indiquent son degré de sévérité.

## II.6.2 Machine associée à un onduleur à MLI vectorielle

### ❖ Analyse spectrale du courant statorique

Les résultats de cette analyse pour un rotor sain et avec défaut des barres en tenant compte de la position des barres cassées sont représentés sur la figure 2.15.





**Figure (2.15) :** Analyse spectrale du courant statorique pour différentes cassures de barres (Machine associée à un onduleur à MLI vectorielle)

En fonctionnement sain de la machine (figure 2.15 a), aucune raie latérale autour de la fondamentale n'ai observée.

En fonctionnement avec défaut de deux cassures de barres adjacentes (figure 2.15 b) et espacées (figure 2.15 c), une apparition des raies latérales est observée au voisinage du fondamentale correspondant aux raies de défaut qui sont très nettes et importante en cas d'un défaut de cassure de barre type adjacentes (tableau 2.2).

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.

	deux barres adjacentes	deux barres espacées
$f_1$ (Hz)/ $A_1$ (dB)	44/-22	43/-23
$f_2$ (Hz)/ $A_2$ (dB)	56./-31	57/-32
$f_3$ (Hz)/ $A_3$ (dB)	37/-43	38/-45
$f_4$ (Hz)/ $A_4$ (dB)	62/-53	61/-57

**Tableau (2.2) :** Influence du spectre du courant statorique pour différentes cassures de barres (Machine associée à un onduleur à MLI vectorielle)

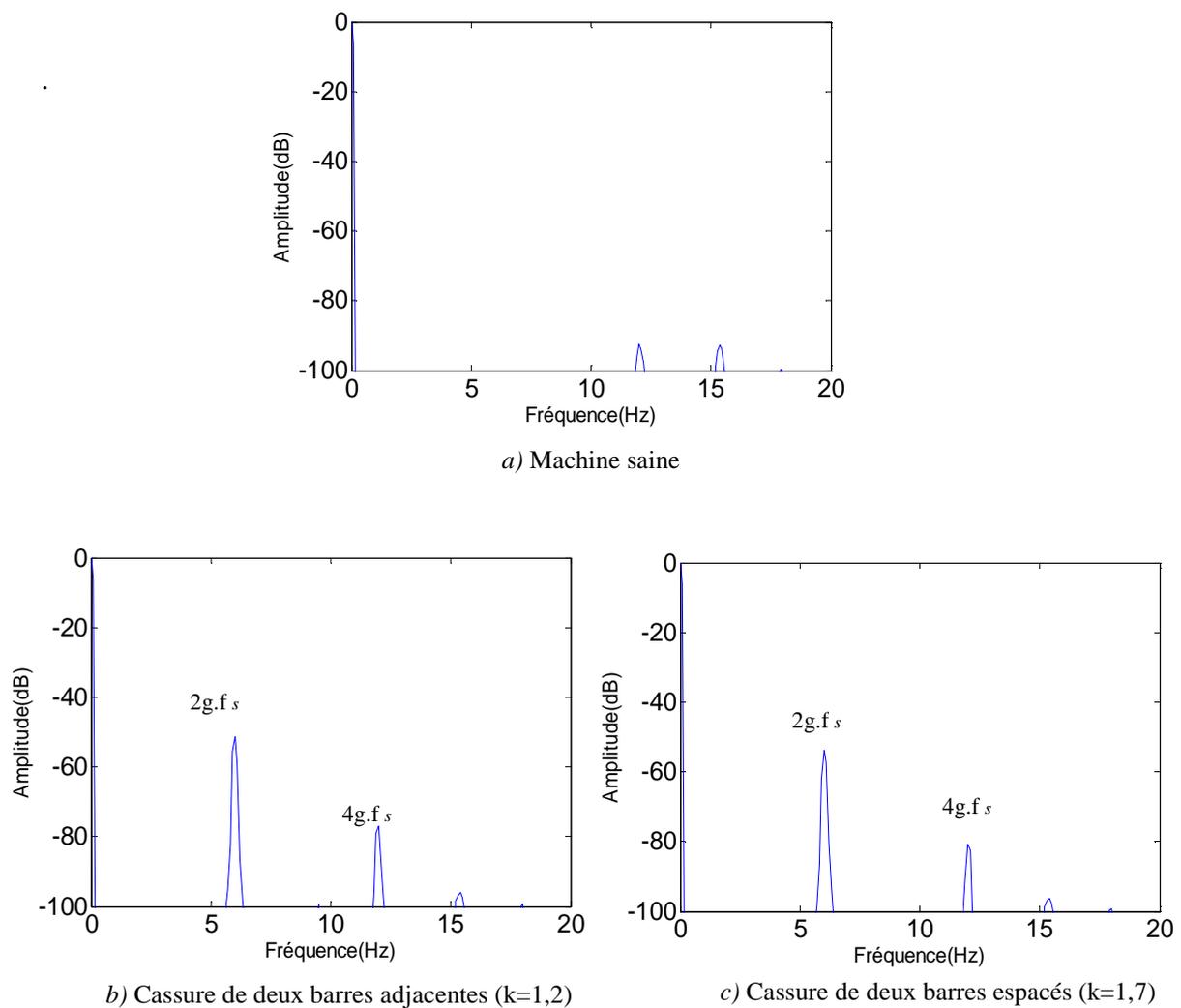
Avec :  $f_{1,2} = (1 \pm 2g)f_s$       et       $A_{1,2}$  amplitude des raies  
 $f_{3,4} = (1 \pm 4g)f_s$       et       $A_{3,4}$  amplitude des raies

Les tableaux (2.1) et (2.2) mettent en évidence l'influence de la position des barres sur le spectre de courant statorique, pour les valeurs de fréquence de  $f_{1,2}$  qui sont presque les mêmes pour les différents types de cassures, mais pour les fréquences  $f_{3,4}$  il y a un petit différence, la

remarque essentielle est la variation de l'amplitude de raies est d'autant importante si les barres adjacentes.

### ❖ Analyse spectrale de la vitesse de rotation

Dans ce cas l'analyse spectrale est effectuée sur la vitesse de rotation de la machine à l'état sain et avec défaut rotorique de type cassures des barres (figure 2.16), on remarque la présence des harmoniques  $2kf_s$  est un signe de l'existence du défaut de barres et leurs amplitudes indiquent son degré de sévérité



**Figure 2.16:** Analyse spectrale de la vitesse pour différentes cassures de barres (Machine associée à un onduleur à MLI vectorielle).

## II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle réduit de la machine adapté à la simulation des défauts de type ruptures de barres rotorique. Les phénomènes liés à ce type de défaut est mis en évidence à travers les ondulations du couple et la vitesse ainsi que la modulation de l'amplitude du courant statorique, nous avons donc présenté une simulation d'un moteur asynchrone triphasé à

cage en boucle ouverte, pendant les différentes conditions de fonctionnement avec deux techniques de commande de l'onduleur à MLI sinusoïdale et à MLI vectorielle.

D'après les résultats, l'effet du défaut de rupture des barres provoque des oscillations dans le couple et dans la vitesse, ainsi qu'une modulation de l'enveloppe du courant statorique, l'amplitude de ces oscillations augmente avec le nombre de barres cassées. Dans le cas d'une cassure de deux barres adjacentes, l'amplitude de ces oscillations est d'autant importante que par rapport au défaut de deux barres espacées, ainsi la durée du régime transitoire augmente avec la sévérité du défaut de barres.

L'utilisation de la machine dans les entraînements à vitesses variables est assurée par le biais des convertisseurs onduleurs. La tension souhaitée à la sortie de l'onduleur devait être sinusoïdale, mais la forme de cette onde en pratique n'est pas sinusoïdale, et très riche en harmoniques, Ces harmoniques peuvent être minimisés ou réduits à l'aide des techniques d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs (MLI) ou plus récemment MLI vectorielle.

L'analyse spectrale du courant statorique utilisant la transformée de Fourier rapide nous a permis de déterminer la composition fréquentielle de ce signal et donc de retrouver les raies associées au défaut de barres.

Les résultats de la simulation nous ont permis d'avoir que les amplitudes des harmoniques  $(1 \pm 2g)f_s$  associées au défaut, augmentent avec le nombre de barres cassées et dépendent aussi de la position mutuelle de barres cassées.

Généralement la machine est utilisée en commande à vitesse variable, dans notre cas commande par DTC de la machine, L'effet du défaut sera étudié lors d'un fonctionnement en boucle fermée fera l'objet du troisième chapitre

# *Chapitre III*

**Commande directe du couple de la  
machine asynchrone avec défaut  
rotorique**

### III.1 Introduction

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques vécu par la commande vectorielle, on a considéré d'autres méthodes de commande dans lesquelles le flux et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques, parmi ces méthodes, la commande directe du couple, basée sur l'orientation du flux statorique et qui est introduite en 1985 par *Takahashi et Depenbrock*.

Le contrôle direct du couple trouve ses racines dans le contrôle par flux orienté et dans la technique du (direct self control " DSC "), développée en Allemagne par DEPENBROCK, son principe consiste à appliquer un niveau spécifique de tension continue  $U_0$  et de flux statorique  $\Phi_{sref}$ , ainsi une fréquence unique de fonctionnement de l'onduleur  $f_s$  est déduite directement sans référence externe, elle est autodéterminée. Le contrôle direct du couple est issu de la combinaison de la commande par flux orienté et direct self control [19].

Dans la majorité des stratégies de commande, les grandeurs de référence sont le flux et le couple et les variables de contrôle sont les courants. Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer dans les enroulements de la machine des courants d'amplitude et de fréquence définies par les régulateurs de flux et de couple, ces derniers sont donc contrôlés indirectement via les courants d'alimentation, par contre dans la méthode "DTC", le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension par le convertisseur d'alimentation [19, 20].

Dans la littérature, il existe plusieurs types du contrôle direct de couple:

- commande DTC classique,
- commande DTC hybride,
- commande DTC étendu,
- commande DTC à fréquence constante.

Parmi ces méthodes, on s'intéresse à l'exploitation en premier lieu de la DTC classique, nous considérons ensuite le cas où un défaut surviendra dans la machine, par la suite une méthode modifiée du contrôle direct du couple, cette commande diffère de la DTC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur, nous verrons ainsi l'effet du défaut de rupture des barres sur le comportement de la commande.

## III.2 Commande DTC classique

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

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis à niveau physique, cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel. Le contrôle direct du couple est caractérisé par [19]:

- une réponse dynamique excellente,
- la sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et du courant statorique,
- la fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés,
- l'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore,
- la nécessité d'utilisation des fréquences d'échantillonnage très élevées ( $> 20\text{KHz}$ ).

### III.2.1 Avantage et inconvénients de la commande DTC

#### III.2.1.1 Avantages

La commande DTC a pour avantages [20, 21]:

- ne nécessite pas des calculs dans le repère rotorique (d, q),
- il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI,
- un seul régulateur pour la boucle externe de vitesse,
- il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information du secteur dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique est nécessaire,
- réponse dynamique très rapide.

### III.2.1.2 Inconvénients

Les inconvénients majeurs de la stratégie DTC sont [22]:

- problème de poursuite en fonctionnement à basse vitesse,
- la nécessité d'utilisation des estimations du flux statorique et du couple,
- existence des oscillations au niveau du couple,
- la fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation de régulateurs à hystérésis),

cela conduit à un contenu harmonique riche qui augmente les pertes et conduit à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

## III.3 Stratégie de la commande directe de couple et de flux

### III.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique [22]

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, l'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est donné par:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \phi_s \quad (3.1)$$

On obtient :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \quad (3.2)$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps  $[0, T_e]$  et si on considère que  $V_s \gg R_s I_s$  donc l'équation (3.2) en discret peut s'écrire:

$$\phi_s(K+1) \approx \phi_s(K) + V_s \cdot T_e \quad (3.3)$$

donc:

$$\Delta \phi_s = V_s \cdot T_e \quad (3.4)$$

avec:

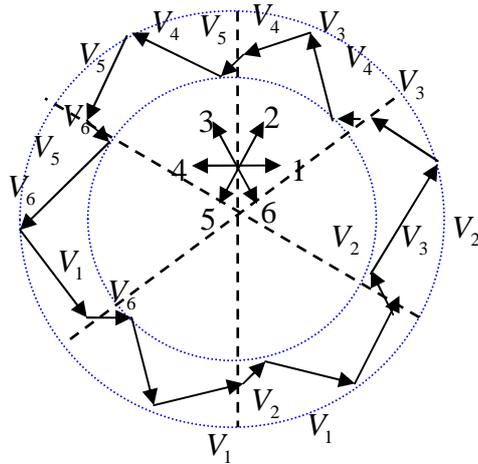
$\phi_s(K+1)$  : vecteur du flux statorique à l'échantillonnage suivant,

$\phi_s(K)$  : vecteur du flux statorique au d'échantillonnage actuel,

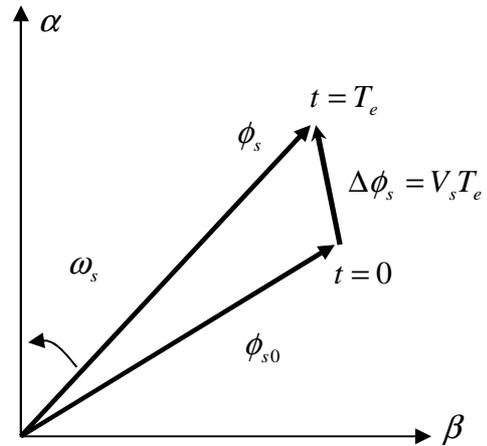
$\Delta \phi_s$  : variation du vecteur flux statorique ( $\phi_s(K+1) - \phi_s(K)$ ),

$T_e$  : période d'échantillonnage.

L'équation (3.3) implique que l'extrémité du vecteur flux  $\Phi_s(t)$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée  $V_s$  comme il est illustré sur la figure (3.1).



**Figure (3.1)** Sélection de vecteur tension  $V_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.



**Figure (3.2)** Évolution du vecteur flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

La composante radiale du flux fait varier l'amplitude de  $\phi_s$  et la composante tangentielle du couple fait varier la position de  $\phi_s$ . En choisissant une séquence adéquate des vecteurs  $V_s$ , sur les périodes de commande  $T_e$ , il est donc possible de fonctionner avec un module de flux  $\phi_s$  pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de  $\phi_s$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique, lorsque le vecteur tension  $V_s$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\phi_s$  est donnée par sa dérivée ( $\frac{d\Phi_s}{dt}$ ) ainsi la vitesse de déplacement de l'extrémité de  $\phi_s$ .

La vitesse de rotation de  $\phi_s$  dépend fortement du choix de  $V_s$ , elle est maximale pour un vecteur  $V_s$  perpendiculaire à la direction de  $\phi_s$  et nulle si on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative.

### III.3.2 Contrôle vectoriel du couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux statorique et rotorique:

$$C_e = \frac{pM}{\sigma L_S L_R} |\phi_S| |\phi_R| \sin(\theta_{sr}) \quad (3.5)$$

où:

$\phi_s$  : vecteur du flux statorique,

$\phi_R$  : vecteur du flux rotorique,

$\theta_{sr}$  : angle entre les vecteurs du flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\phi_s$ ,  $\phi_R$  de leur position relative si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\phi_s$  en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\phi_s$  et le couple de façon découplée.

### III.4 Présentation de la structure de contrôle

#### III.4.1 Sélection du vecteur tension [23]

L'objectif du contrôle du flux étant de garder le module de ce dernier constant, la meilleure façon de le faire sera de piéger sa trajectoire de référence de telle sorte qu'elle reste dans les limites des deux cercles concentriques de rayon très proches. La largeur  $\Delta\phi_s$  de cet anneau circulaire dépend de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Le choix de  $V_s$  ne porte pas uniquement sur l'erreur du module mais sur le sens de rotation de  $\phi_s$  et le secteur dans le quel se trouve le vecteur flux.

A cet effet, le plan complexe  $(\alpha, \beta)$  fixe au stator est subdivisé en six secteurs, figure (3.3).

Lorsque le flux  $\phi_s$  se trouve dans la section  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions, tableau (3.1).

$\phi_s \uparrow$ $C_e \uparrow$	$\phi_s \downarrow$ $C_e \uparrow$	$\phi_s \uparrow$ $C_e \downarrow$	$\phi_s \downarrow$ $C_e \downarrow$
$V_{i+1}$	$V_{i+2}$	$V_{i-1}$	$V_{i-2}$

Tableau (3.1): Tableau générale de vérité pour un vecteur flux statorique situé dans un secteur  $i$

Si  $V_0$  et  $V_7$  sont sélectionnées la rotation du flux  $\phi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le flux  $\phi_s$  reste inchangé.

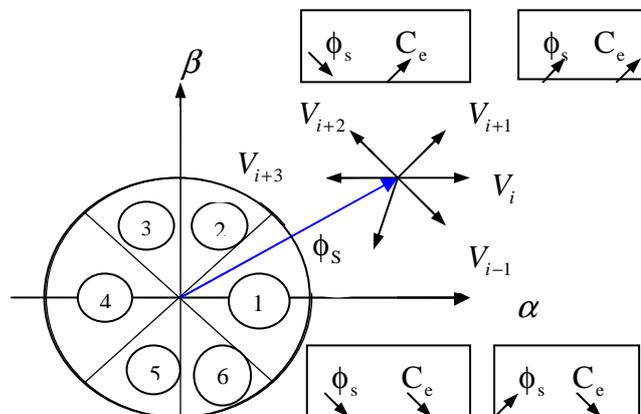


Figure (3.3): Choix du vecteur tension.

### III.4.2 Estimateurs

#### III.4.2.1 Estimation du flux statorique

La commande DTC se base sur une estimation du couple de la machine, ainsi que sur une estimation du flux statorique de la machine, la tension au stator est définie par l'équation 3.1, le flux statorique est donc donné par:

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (3.6)$$

On obtient les composantes  $\alpha, \beta$  du vecteur  $\phi_s$  :

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (3.7)$$

avec:

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (3.8)$$

Les composantes  $(I_{s\alpha}, I_{s\beta})$  du vecteur courant sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés  $I_{sa}$ , et  $I_{sc}$  soit:

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (3.9)$$

On reconstruit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, des états des interrupteurs  $(S_a, S_b, S_c)$ , et en appliquant la transformation de Concordia:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \left( \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \right) \end{cases} \quad (3.10)$$

On écrit le module du flux statorique et sa phase comme:

$$\begin{cases} |\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \angle \phi_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (3.11)$$

### III.4.2.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux  $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$  et les grandeurs calculées du courant  $I_{s\alpha}$ ,  $I_{s\beta}$  :

$$C_e = \frac{3}{2} P (\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (3.12)$$

## III.5 Elaboration du vecteur de commande

### III.5.1 Elaboration des correcteurs de flux

Lorsque le flux se trouve dans la zone  $i$ ,  $V_{i+1}$  et  $V_{i-1}$  sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux,  $V_{i+2}$  et  $V_{i-2}$  sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux.

Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendant de l'amplitude de l'erreur. Ceci explique que la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne:

- $\Delta\phi=1$ : lorsque l'erreur du flux est positif,
- $\Delta\phi=0$ : lorsque l'erreur du flux est négatif.

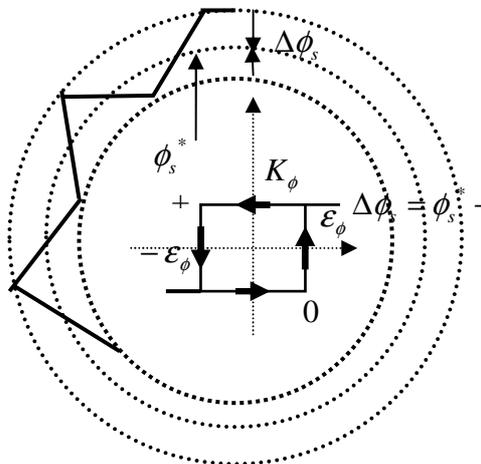
Pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petit, on ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro. En effet, avec ce type de correcteur on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire.

L'erreur est calculée à partir de l'équation suivante:

$$\varepsilon = |\phi_s^* - \phi_s| \quad (3.13)$$

Cette erreur doit être maintenue à l'intérieur de la bande d'hystérésis  $\Delta\phi_s$  du correcteur, figure (3.4).

$$|\phi_s^* - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (3.14)$$



**Figure (3.4):** Comparateur à hystérésis utilisé pour le contrôle du module du vecteur flux statorique

On peut écrire ainsi:

- Si  $\Delta\phi_s > \varepsilon_\phi$  alors  $k_\phi = 1$
- Si  $0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi$  et  $\frac{d\phi}{dt} > 0$  alors  $k_\phi = 0$
- Si  $0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi$  et  $\frac{d\phi}{dt} < 0$  alors  $k_\phi = 1$
- Si  $\Delta\phi_s \leq -\varepsilon_\phi$  alors  $k_\phi = 0$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi_s$  entre le flux de référence  $\phi_s^*$  et le flux estimé  $\phi_s$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (figure 3.4), celui-ci génère à sa sortie la valeur  $k_\phi = 1$  Pour augmenter le flux et la valeur de  $k_\phi = 0$  pour le réduire, cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux, ainsi seul les vecteurs  $V_{i+1}$  ou  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique  $\phi_s$  [21].

Par contre, ce correcteur ne permet pas d'assurer l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux  $\phi_s$  ainsi, pour aller en «marche arrière», on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

### III.5.2 Elaboration du correcteur de couple [24]

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites  $|C_{e.ref} - C_e| < \Delta C_e$ , avec  $C_{e.ref}$  la référence du couple et  $\Delta C_e$  la bande d'hystérésis du correcteur, cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à un contrôleur à hystérésis à deux niveaux figure (3.5), le contrôleur à deux niveaux présente l'avantage de la simplicité, il est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\phi_s$ , il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation, ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\phi_s$ , par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls, cependant ce correcteur est plus simple à implanter de plus en sélectionnant correctement, les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

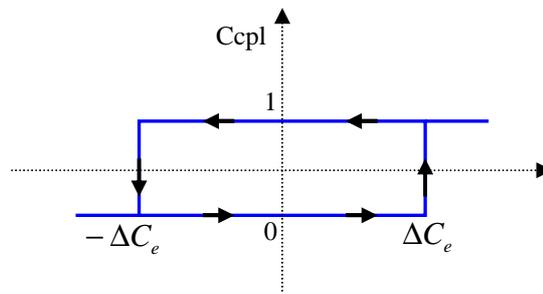


Figure (3.5) : Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux

### III.6 Elaboration de la table de commande

Le choix des commutations imposées à l'onduleur dépend de la position angulaire du flux et des valeurs du flux et du couple par rapport à leurs consignes respectives.

Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type du contrôleur du couple et des performances dynamiques visées en termes de poursuite des références du flux et du couple et des ondulations sur le courant. Dans notre cas, la table de stratégies de commutation est illustrée dans le tableau (3.2).

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur
cflx=1	ccpl=1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	} 2 niveaux } 3 niveaux
	ccpl=0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	
	ccpl=-1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	
cflx=0	ccpl=1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	} 2 niveaux } 3 niveaux
	ccpl=0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	
	ccpl=-1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	

Tableau (3.2): Table de commutation de la commande directe du couple

### III.7 Structure générale du contrôle direct de couple (DTC classique)

Les principes du contrôle direct du couple ont été décrits dans leur ensemble cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique, les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur  $V_s$  sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse, cette dernière en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension à MLI, en plus, avec l'utilisation de ce type de contrôle, les exigences de régulateur du courant, régulateur IP de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système [24].

La figure (3.6) illustre la structure générale de la commande directe du couple.

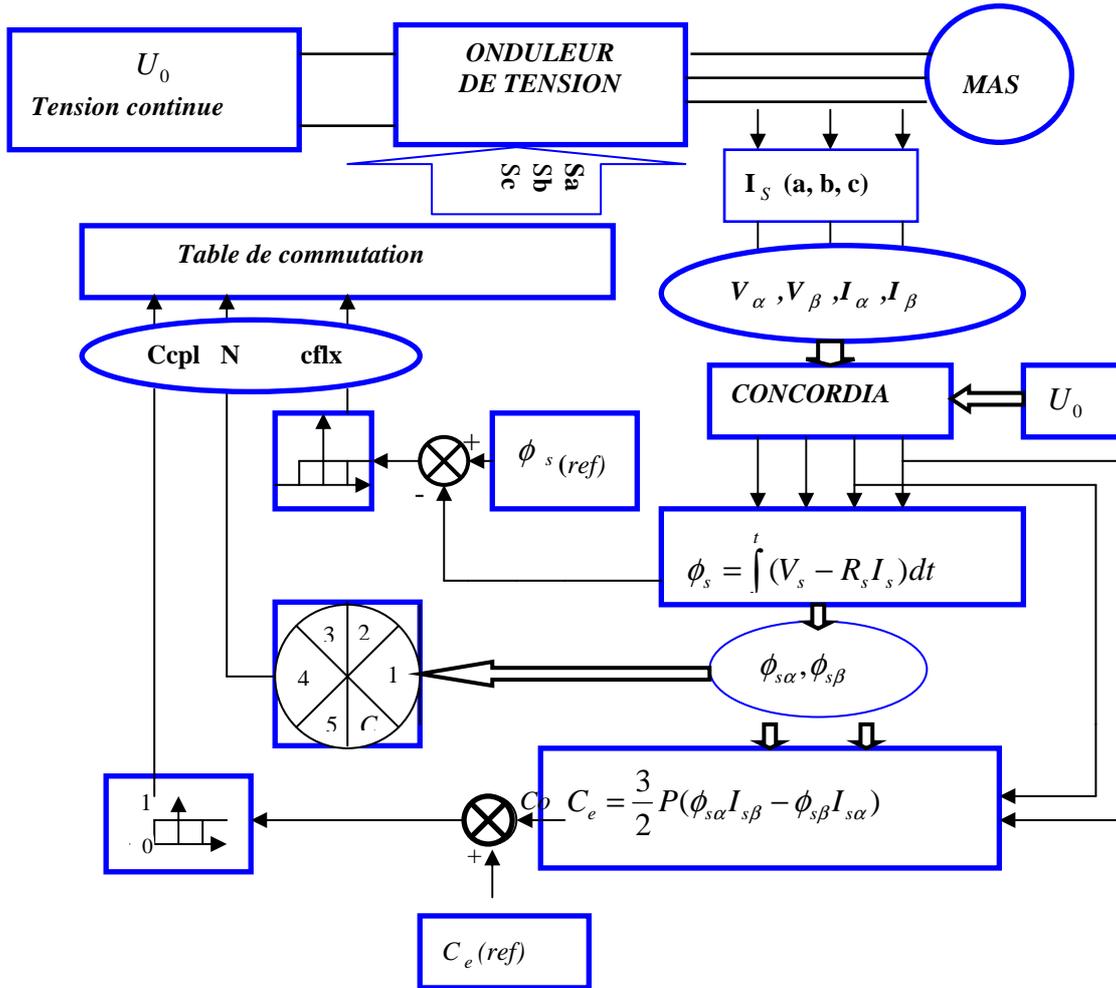


Figure (3.6): Structure générale de la commande DTC.

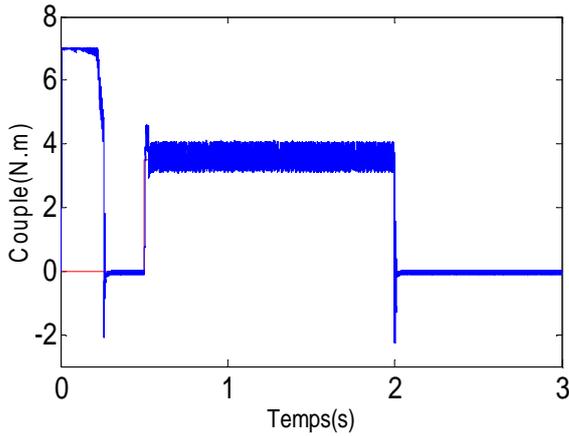
### III.8 Résultats de Simulation de la machine saine

#### III.8.1 Démarrage à vide suivi d'une application de charge

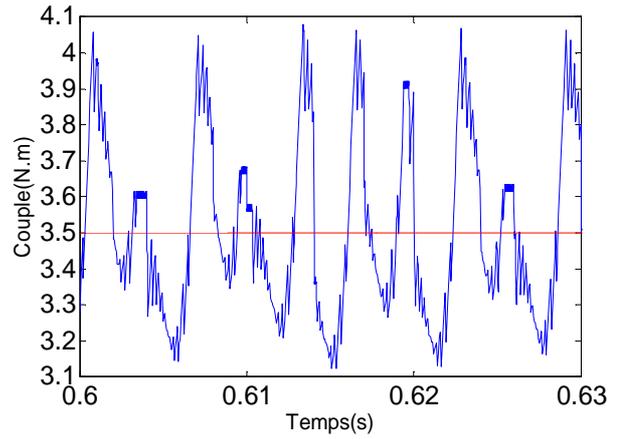
La commande directe du couple, utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone à l'état sain sous l'environnement Matlab/Simulink est effectué avec:

- la bande d'hystérésis du comparateur du couple est fixée à  $\pm 0.01$  Nm.
- la bande d'hystérésis du comparateur du flux à  $\pm 0.01$  Wb.
- la valeur de référence du flux statorique est  $\phi_{s,ref} = 1.05$  Wb.
- la valeur de référence du couple électromagnétique est récupérée à la sortie d'un régulateur PI.

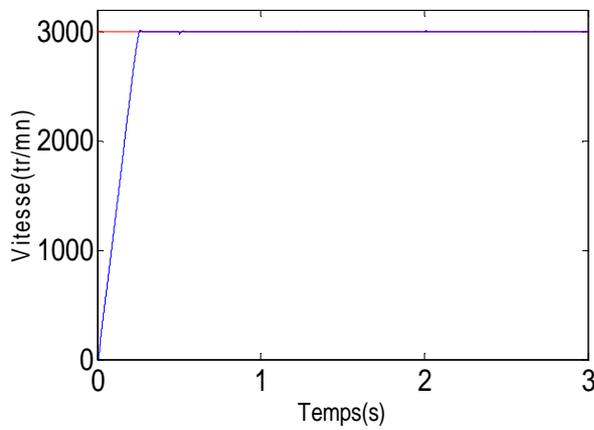
Les résultats de simulation sont exposés comme suit sur la figure (3.7).



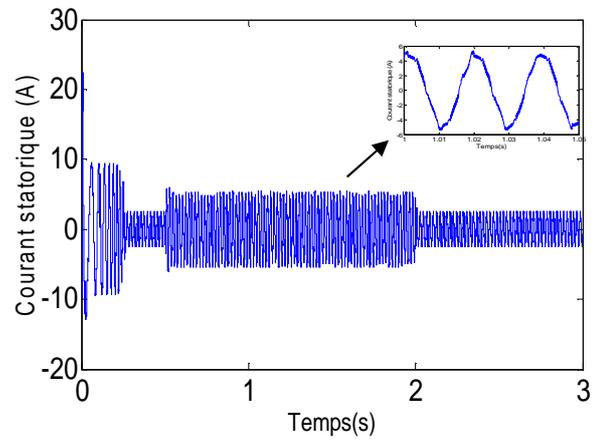
a) Couple électromagnétique



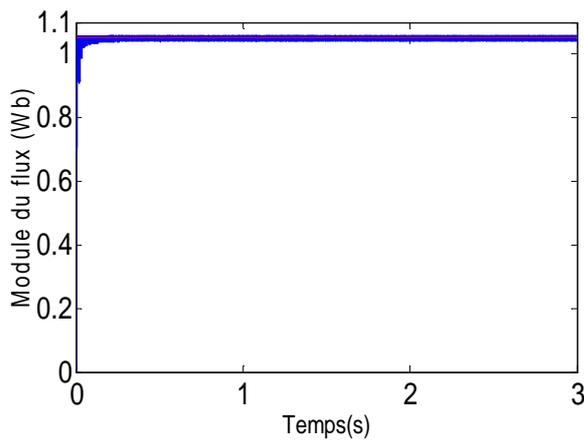
b) Zoom du couple électromagnétique



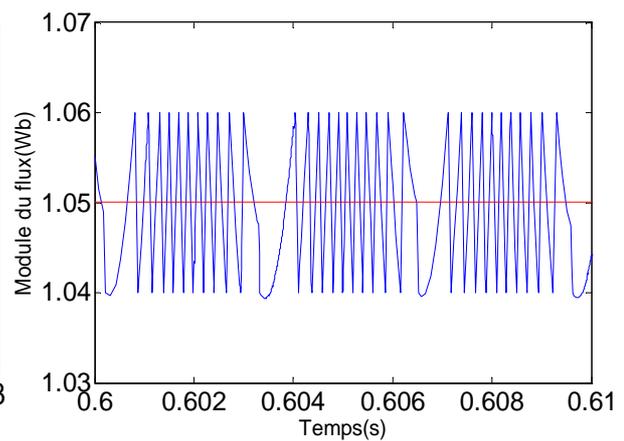
c) Vitesse de rotation



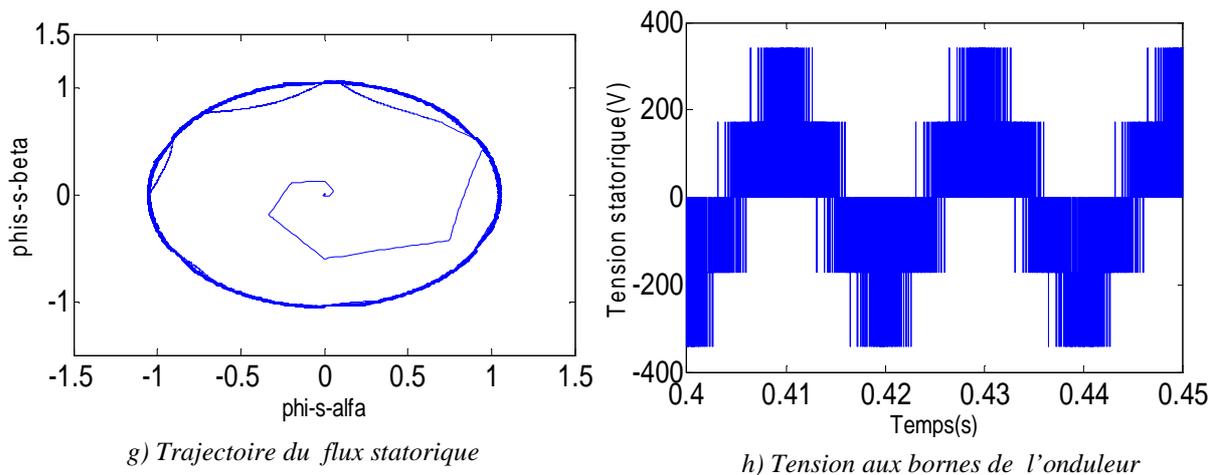
d) Courant statorique



e) Module de flux statorique



f) Zoom de flux statorique



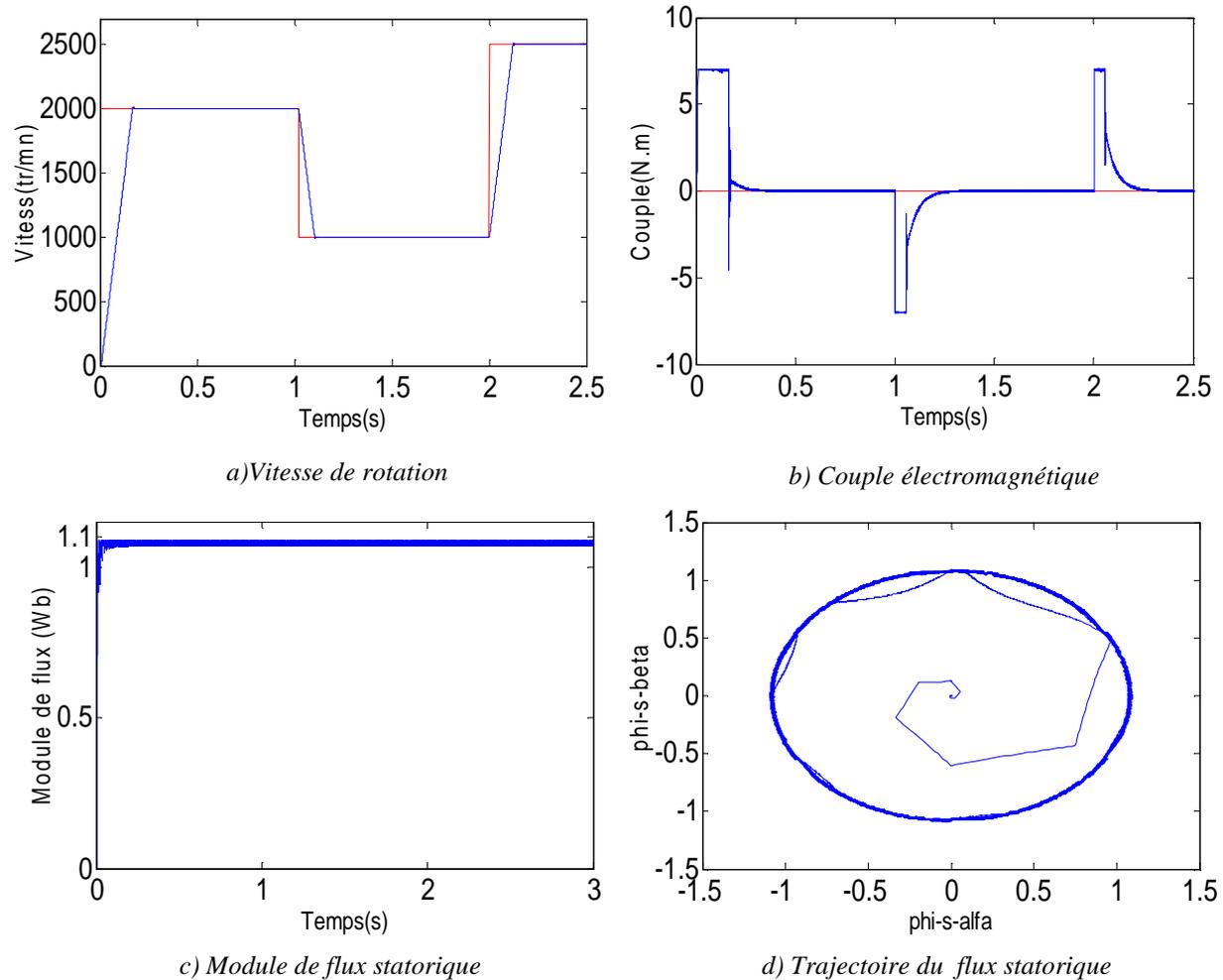
**Figure (3.7) :** Caractéristiques électrique, magnétique et électromagnétique de la machine commandée par DTC (application de la charge de 3.5N.m à t=0.5s)

La figure (3.7) représente les résultats de simulation du contrôle direct de couple d'une machine asynchrone, avec réglage de vitesse par un régulateur PI, avec une consigne de vitesse de 3000tr/mn. L'évolution des grandeurs: couple ( $C_e$ ), vitesse ( $\Omega$ ), le courant statorique et la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique sont représentés.

D'après les résultats de la commande directe du couple, on constate que le couple suit la valeur de la consigne, on remarque aussi que les ondulations du couple dépassent la bande d'hystérésis, le courant suit la variation de la charge, la réponse de la vitesse montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage et un rejet rapide de la perturbation, qui traduit l'insensibilité au couple de charge, et le flux reste constant et égale à la valeur de référence (1.05Wb).

### III.8.2 Test de variation de vitesse

Pour tester d'avantage la robustesse de la commande vis-à-vis à une variation de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 2000tr/mn à 1000 tr/mn à  $t = 1s$ , après un démarrage à vide et en suite une dixième inversion de vitesse de 2500 tr/mn à  $t=2s$ , on constate d'après les figures (3.8) que cet algorithme d'estimation est robuste vis-à-vis aux variations de la vitesse, puisque la vitesse estimée suit la vitesse réelle au démarrage comme à la diminution de la vitesse de rotation l'erreur d'estimation est presque nulle, on remarque aussi que le module de flux statorique n'est pas affecté par la variation de la vitesse .



**Figure (3.8):** Caractéristiques, magnétique et électromagnétique de la machine commandée par DTC classique pour une variation de vitesse

### III.8.3 Influence de la variation des paramètres de la machine

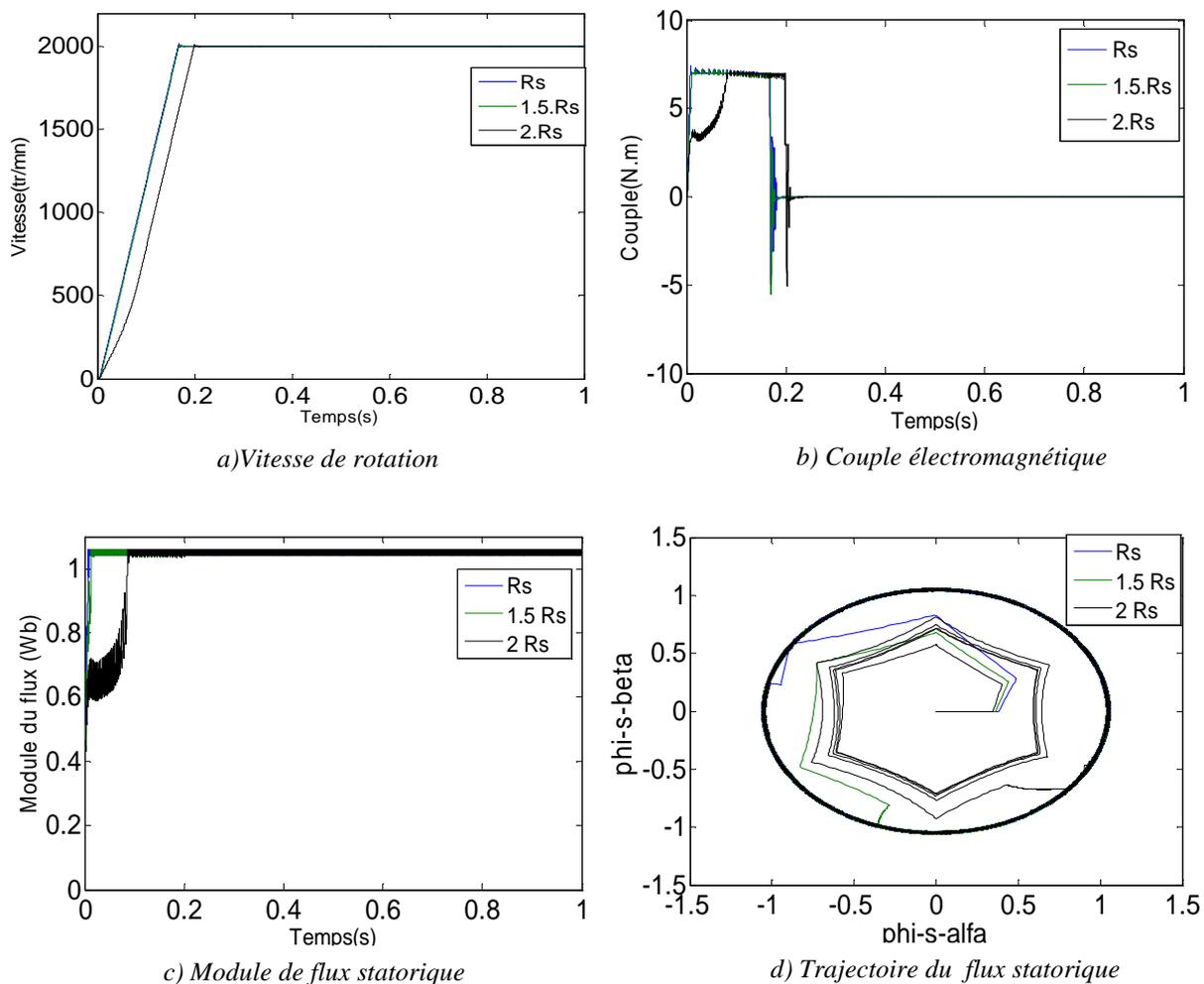
#### III.8.3.1 Variation de la résistance statorique

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine, on simule la machine commandée par DTC classique avec une augmentation de 50%, 100% de la résistance statorique, on remarque d'après la figure (3.9) que la résistance statorique affecte le module du flux statorique et le couple électromagnétique, une augmentation du temps de réponse de la vitesse est remarquable ainsi la déformation de la trajectoire d'extrémité du flux, En effet, lorsque la bande d'hystérésis du flux augmente le nombre de commutation du correcteur du flux diminue.

Les phénomènes d'ondulation relevés sur la progression du flux statorique sont dus à un décalage entre la force électromotrice  $E_s$  et le vecteur tension statorique  $V_{i+1}$ , correspondant à

une zone  $N=i$ , sélectionné par les commande en sortie de l'onduleur, ce décalage est fonction de la grandeur du terme résistif  $R_s.i_s$ .

L'extrémité du flux se déplace en réalité avec la pente  $\frac{d\phi_s}{dt} = V_s - R_s i_s = E_s$ , où  $E_s$  est la force électromotrice, ce qui explique le fait qu'en début de la zone  $N=i$ , l'extrémité du vecteur flux statorique suit la variation de  $E_s$ , on note que l'amplitude du flux  $\phi_s$  progresse d'une manière ondulé. Chacune de ces ondulation correspondant à une zone de position  $N$  du vecteur flux ce qui entraine un retard dans l'établissement de ce dernier. Les effets d'oscillation sont donc bien prononcés en début de la zone.



**Figure (3.9) :** Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique (50% et de 100%).

### III.8.3.2 Variation du moment d'inertie

On simule le comportement du système commandé DTC (figure 3.10) avec des variations de 50% et 100% de l'inertie, l'utilisation du régulateur classique IP induit une réponse prolongé de la vitesse quant au couple que son établissement s'effectue après un temps et un dépassement considérable, Les résultats des simulations ont montré la robustesse de la commande proposée rapport aux variation de l'inertie.

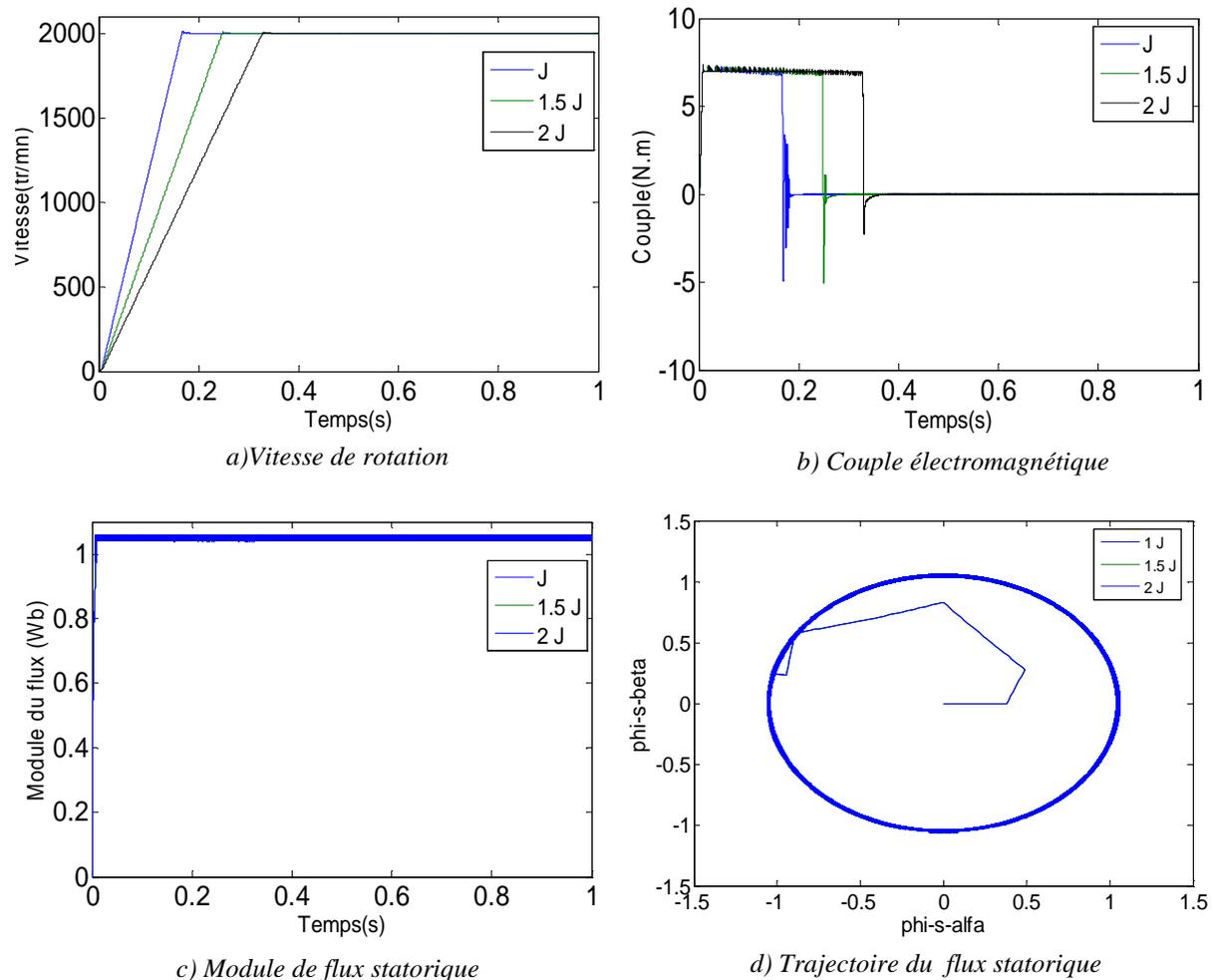


Figure (3.10) : Réponse du système lors de la variation moment d'inertie (50% et de 100%).

### III.9 DTC –SVM

Dans cette partie, on utilise la stratégie de la commande DTC qui fait appel à un modulateur MLI vectorielle (fréquence imposée constante), il s'agit d'une stratégie de génération d'une tension de référence statorique qu'il faudrait appliquer à la machine et qui ensuite sera introduit dans un bloc MLI vectorielle, la position du vecteur tension sera déterminée grâce à une opération de quantification qui sera équivalent à la limitation des six secteurs du plan complexe  $(\alpha, \beta)$ , (figure 3.11).

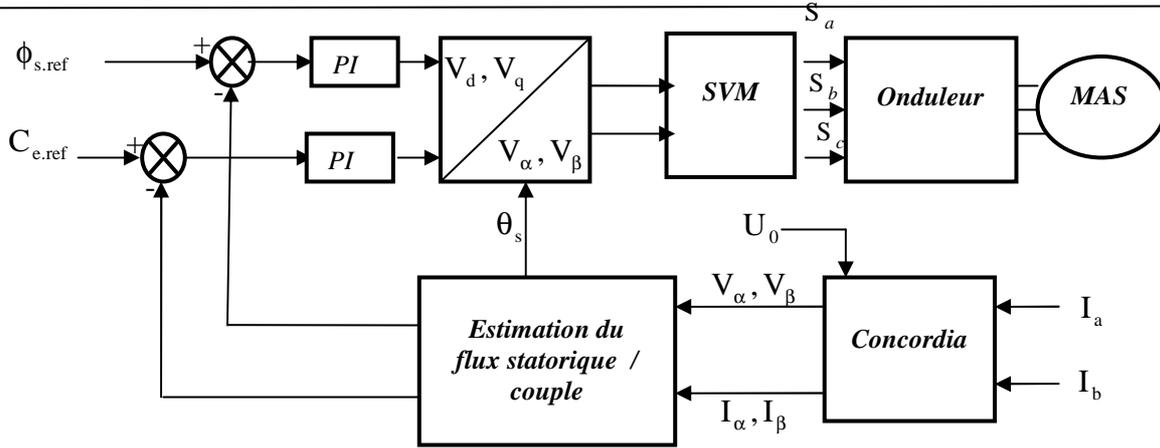


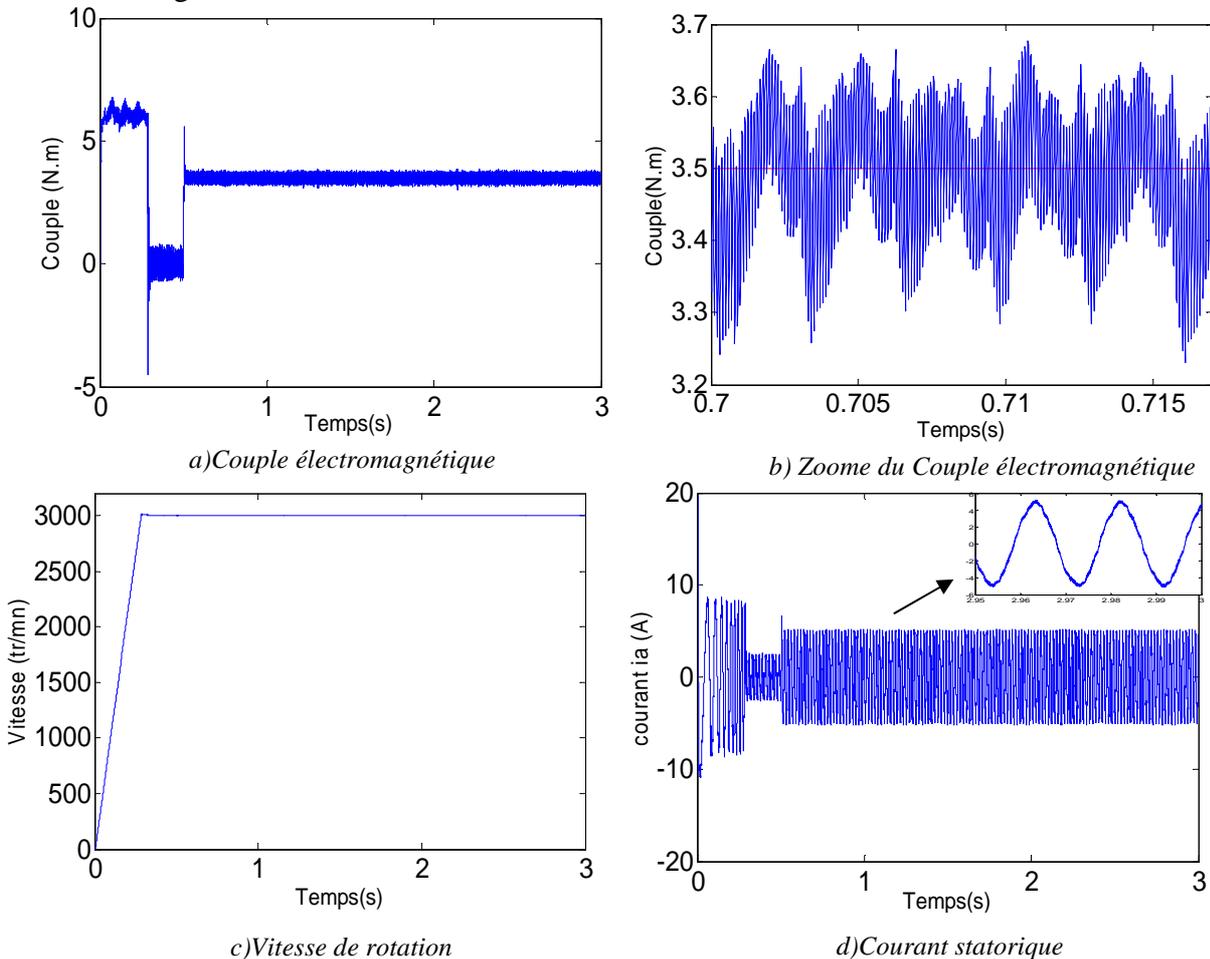
Figure (3.11): Commande directe de couple à fréquence de modulation constante (DTC-SVM).

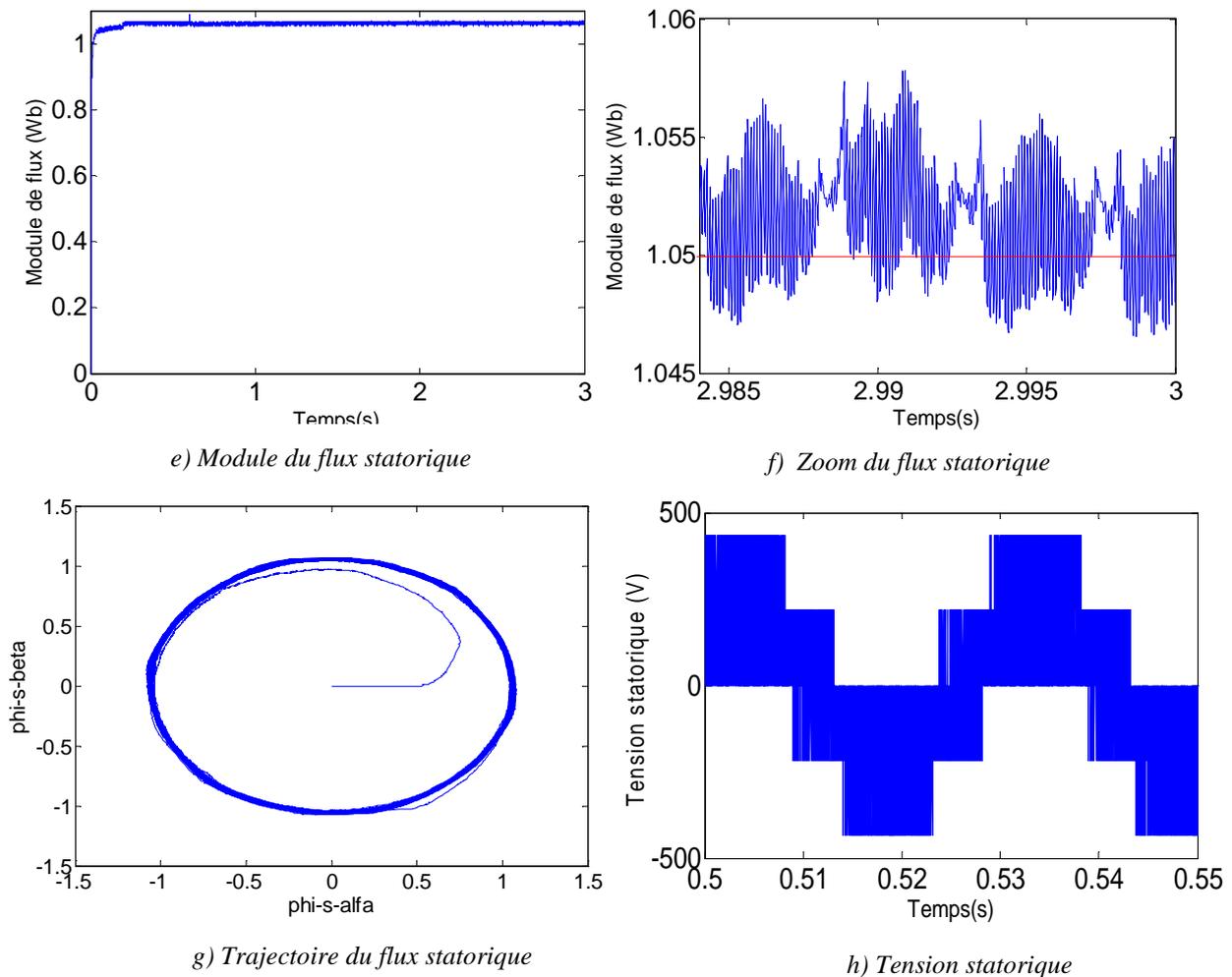
III.9.1 Résultats de Simulation de la machine à l'état sain

❖ Démarrage à vide avec introduction du couple de charge

Pour montrer l'efficacité et les performances de la méthode utilisée, on simule le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (3.11).

Les figures ci-dessous présente les résultats de simulation de l'association de la MAS-onduleur à MLI vectorielle. On considère une vitesse de 3000 tr/mn à l'instant initial et un flux statorique de référence de 1.05Wb, puis une introduction d'un couple de charge de 3.5 N.m après un démarrage à vide à l'instant t=0.6s.





**Figure (3.12) :** Caractéristiques électriques, magnétique et électromagnétique de la machine commandée par la DTC-SVM (rotor sain).

On constate que la vitesse atteint sa vitesse de référence sans dépassement, on observe aussi que la dynamique du couple et le temps de réponse sont identique à ceux obtenus par la DTC classique (figure 3.7); conservation des performances dynamiques, cela peut être justifier par le fait que la tension générée a permis de garder la stratégie conventionnelle de la commande DTC puisque elle représente une traduction fidèle de la table de commutation, les performances de ces différentes méthodes de commande sont groupés et commentés dans le tableau (3.3).

	Temps de réponse du couple (s)	Intervalle d'ondulation du couple (N.m)
DTC classique	0.068	[+0.54 _ -0.35 ]
DTC-SVM	0.068	[+0.22 _ -0.22 ]

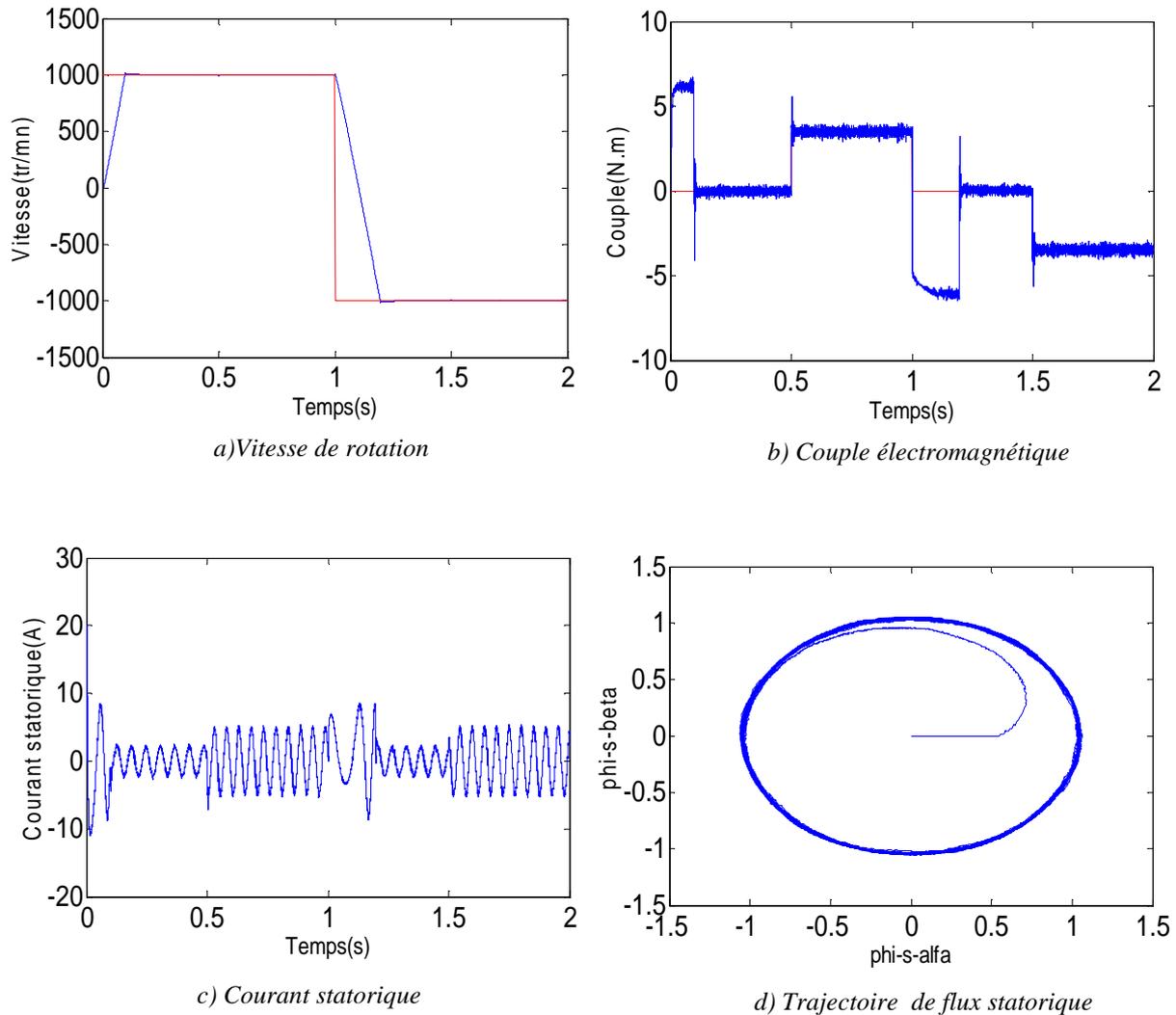
**Tableau (3.3):** Comparaison entre les différentes techniques de commande

Le système de commande démontre une bonne poursuite et que l'ondulation du couple est sensiblement réduite comparativement au cas de la DTC classique, on remarque que les

performances de la commande sont nettement améliorées avec l'introduction de la modulation vectorielle SVM .

#### ❖ Inversion du sens du rotation et variation du couple

La simulation est effectuée comme suit, un démarrage à vide, on introduit à l'instant  $t=0.5s$  une charge de  $3.5N$ . L'inversion de la vitesse de  $1000$  à  $-1000$  tr/mn est effectuée à  $t=1s$ , après qu'on l'annule à  $t=1s$  et on l'applique à  $t=1.5s$ , nous présentons les résultats dans la figure(3.13).



**Figure (3.13) :** Test d'inversion de la vitesse

Afin de tester les performances de la technique de commande des résultats obtenus par simulation, on constate un dépassement du couple électromagnétique, les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse, la trajectoire du flux est pratiquement circulaire, donc on peut dire que la commande est robuste vis-à-vis des variations de charge et du sens de rotation.

### ❖ Réponse aux basses vitesses

Les résultats de simulation donnés par la figure (3.14) sont effectués en fonctionnement à basses vitesses de vitesse 30 à -30 rad/ à  $t=1s$ , L'application de la charge de 3.5N à l'instant  $t=0.5s$  Une deuxième inversion de vitesse de 15 rad/s est introduite à  $t=2s$ .

On constate d'après les figures (3.14) que cet algorithme d'estimation est robuste vis-à-vis aux variations de la vitesse puisque la vitesse estimée suit la vitesse réelle au démarrage comme à la diminution de la vitesse de rotation l'erreur d'estimation est presque nulle.

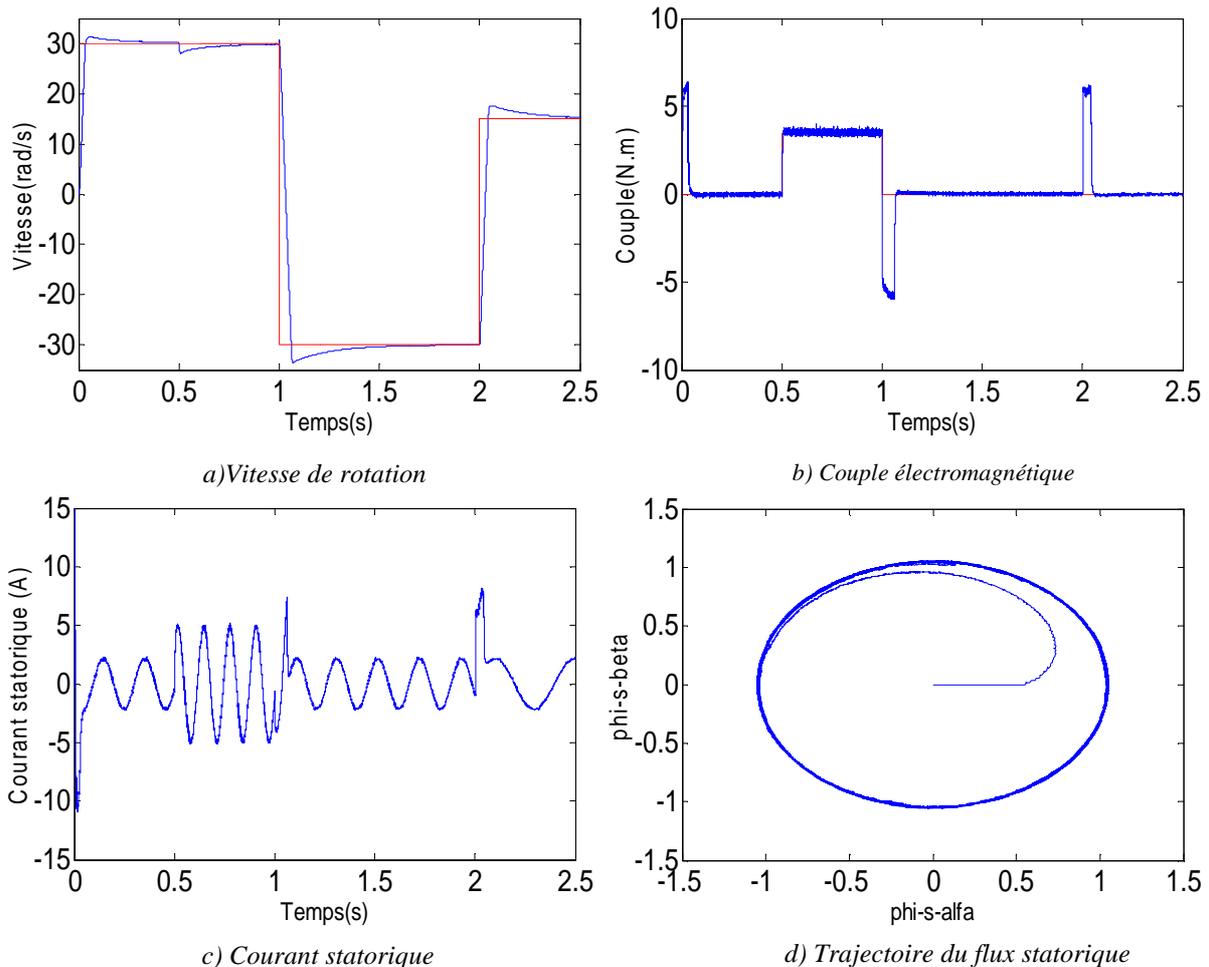
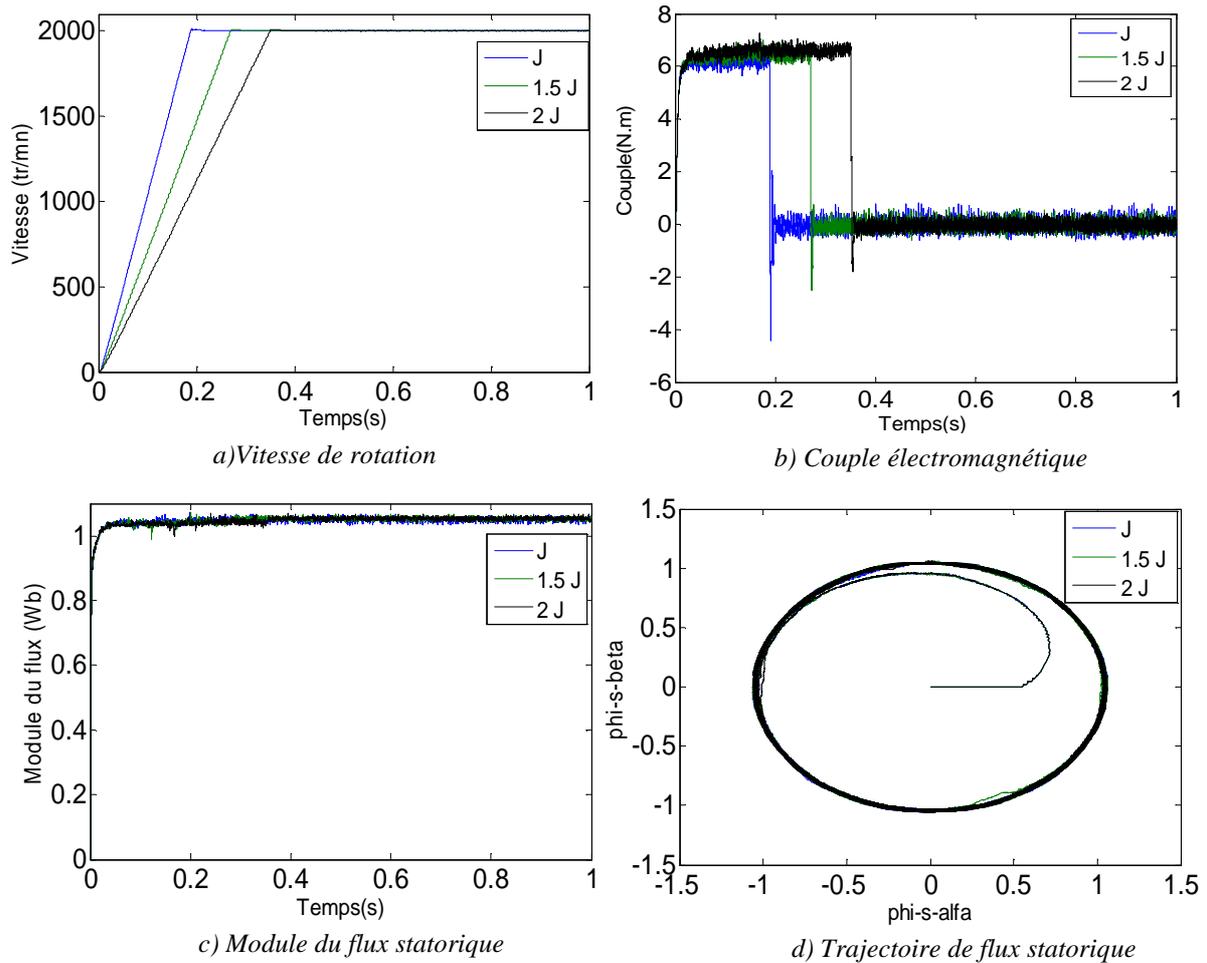


Figure (3.14): Réponse du système aux basses vitesses.

### ❖ Influence de la variation des paramètres de la machine

#### ➤ Variation du moment d'inertie

On simule le comportement en vitesse et du couple (figure 3.15) pour des variations de 50% et 100% de l'inertie du système L'utilisation du régulateur classique IP provoque une réponse prolongé de la vitesse quant au couple que son établissement s'effectue après un temps et un dépassement considérable .



**Figure (3.15) :** Réponse aux variations moment d'inertie (50% et de 100%).

### ➤ Variation de la résistance statorique

Les performances d'un système à base de la commande directe du couple sont généralement sensibles aux variations des paramètres et à la précision des mesures qui nécessite une connaissance précise de la résistance statorique  $R_s$ . En effet, la précision de ce paramètre joue un rôle essentiel dans l'estimation du flux statorique qui est la base du contrôle du couple et de l'amplitude du flux.

L'influence du terme résistif sur la DTC-SVM est testé pour une augmentation de 50%, 100% de la résistance statorique, où on remarque d'après la figure(3.16) que l'affectation est remarquable sur le flux statorique et le couple électromagnétique ainsi une augmentation du temps du réponse de la vitesse avec une déformation de la trajectoire d'extrémité du flux statorique.

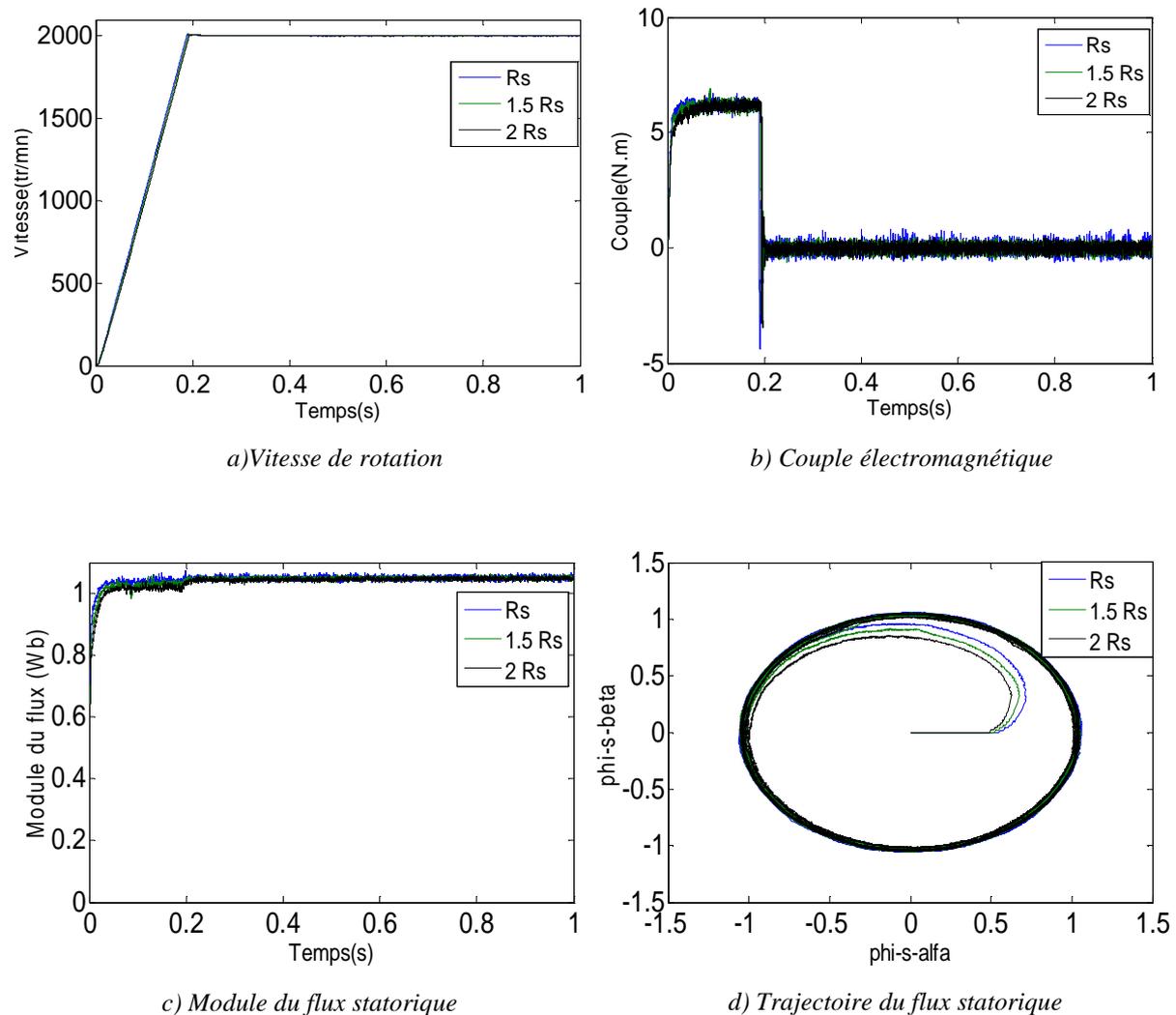


Figure (3.16) : Réponse aux variations de la résistance statorique (augmentation de 50% et 100%)

### III.9.1.2 Résultats de simulation de la machine avec défauts rotorique

#### ❖ Cassure de deux barres adjacentes

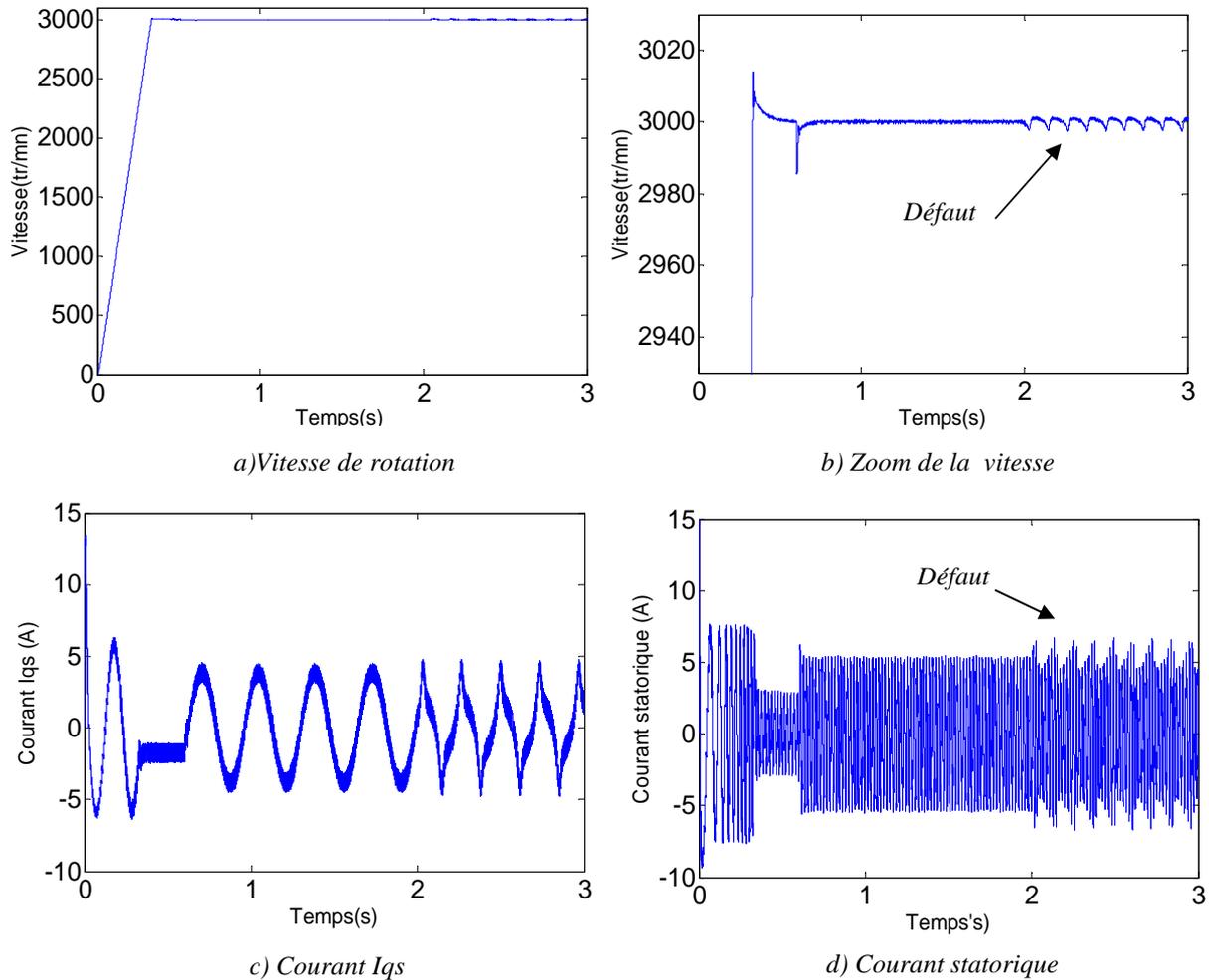
Dans ce cas, on présente l'influence du défaut de type ruptures des barres sur le la commande et le fonctionnement de la machine asynchrone commandée par la technique de contrôle (*DTC-SVM*). La simulation est menée sur une durée de 3s:

- Au début une référence de vitesse de 3000 tr/min à  $t=0.6s$ , on applique une charge de 3.5N.m.
- Pour  $t$  entre 2 et 3 s, un défaut de rupture des barres 1 et 2 est provoqué aux même temp.

On remarque d'après les figures 3.17.(a,b) que la vitesse présente des ondulations faible autour de sa référence 3000tr/mn, par contre l'effet est très claire sur le courant statorique où la

modulation du courant est importante en cas de défaut de rupture de deux barres adjacentes, figure (3.17.d).

Le courant quadrature  $I_{qs}$  suit toujours sa référence mais l'amplitude de ses oscillations devient plus importante (figure 3.17.c).



**Figure (3.17):** DTC-SVM pour une machine avec défaut de deux barres adjacentes 1 et 2 à  $t=2s$

#### ❖ Cassure de deux barres espacées

La simulation est effectuée d'une manière suivante :

- Au début une référence de vitesse de 3000 tr/min est imposée, à  $t=0.6s$  une charge de 3.5N.m est appliquée.
- Pour l'instant entre 2 et 3s, un défaut de rupture des barres 1 et 7 est provoqué aux même temps.

On remarque d'après les figures 3.18 (.a,b) que la vitesse oscille autour sa référence de 3000 tr/mn, l'effet du défaut n'est pas important mais sur le courant statorique la modulation est importante (figure 3.18.d).

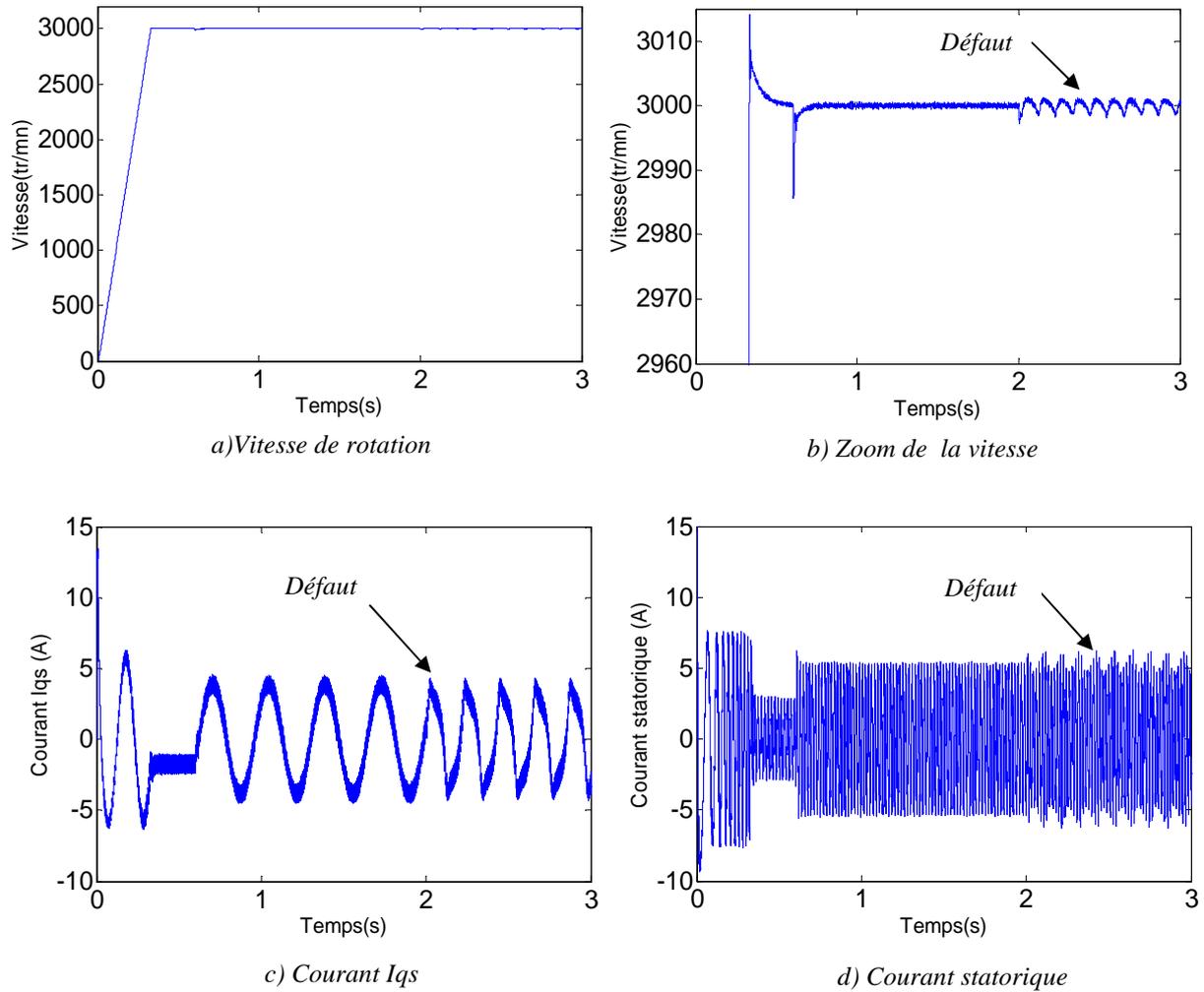
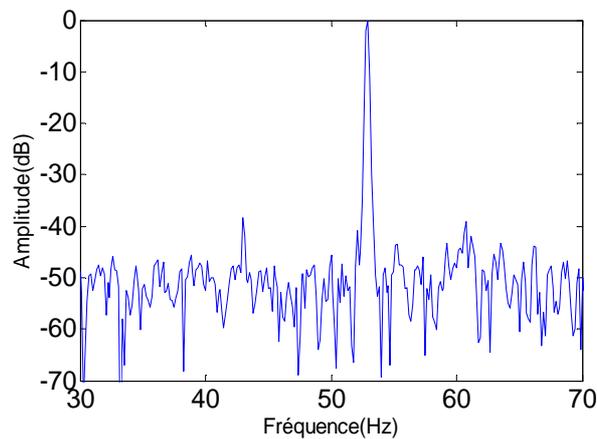


Figure (3.18): DTC-SVM pour une machine en défaut de deux barres adjacentes (1,7) à  $t=2s$

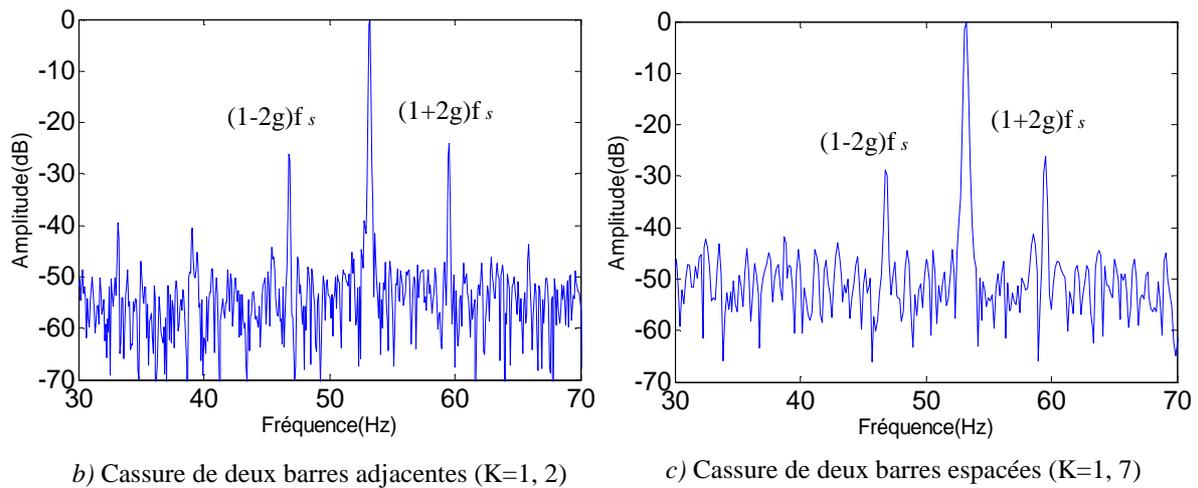
### III.9.1.3 Application de l'analyse spectrale par FFT

#### ❖ Analyse spectrale du courant statorique

Les résultats de cette analyse pour un rotor sain et avec défaut des barres en tenant de la position des barres cassées, ces résultats sont représentés sur la figure 3.19.



a) Machine saine



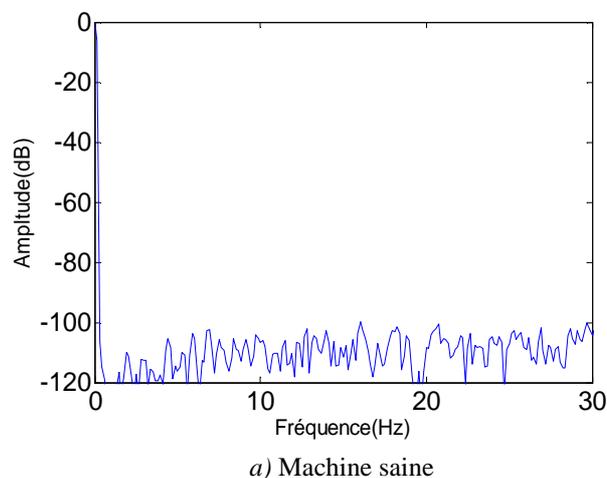
**Figure (3.19) :** Analyse spectrale du courant statorique pour différentes cassures de barres (DTC-SVM)

En fonctionnement sain de la machine (figure 3.19 a), on remarque l'apparition des harmoniques au voisinage du fondamental avec des amplitudes est d'autant moins remarquable.

En fonctionnement avec défaut de deux cassures de barres adjacentes (figure 3.19 b) et espacées (figure 3.19 c), on remarque l'apparition des raies latérales au voisinage du fondamental correspondant aux raies de défaut.

#### ❖ Analyse spectrale de la vitesse de rotation

D'après les figures 3.20, on constate la présence des harmoniques  $2.k.g.f_s$  est un signe de l'existence du défaut de barres.



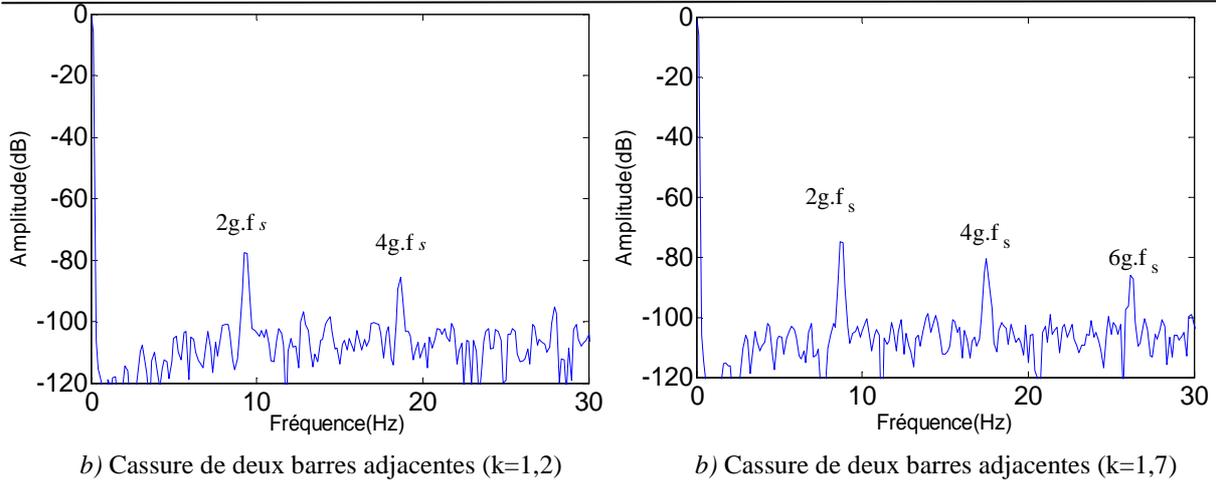


Figure (3.20): Analyse spectrale de la vitesse pour différentes cassures de barres (DTC-SVM).

❖ Analyse spectrale du courant statorique lors d'un contrôle de vitesse

La simulation est effectuée comme suit:

Au début une référence de vitesse de 2500 tr/mn est imposée à la machine, à  $t=0.6s$ , une charge de 3N.m est appliquée et par la suite une cassure de deux barres rotorique de type adjacente est introduite à l'instant  $t=2s$ . Une variation de la référence de vitesse de 2000 tr/mn est introduite à  $t=3s$ :

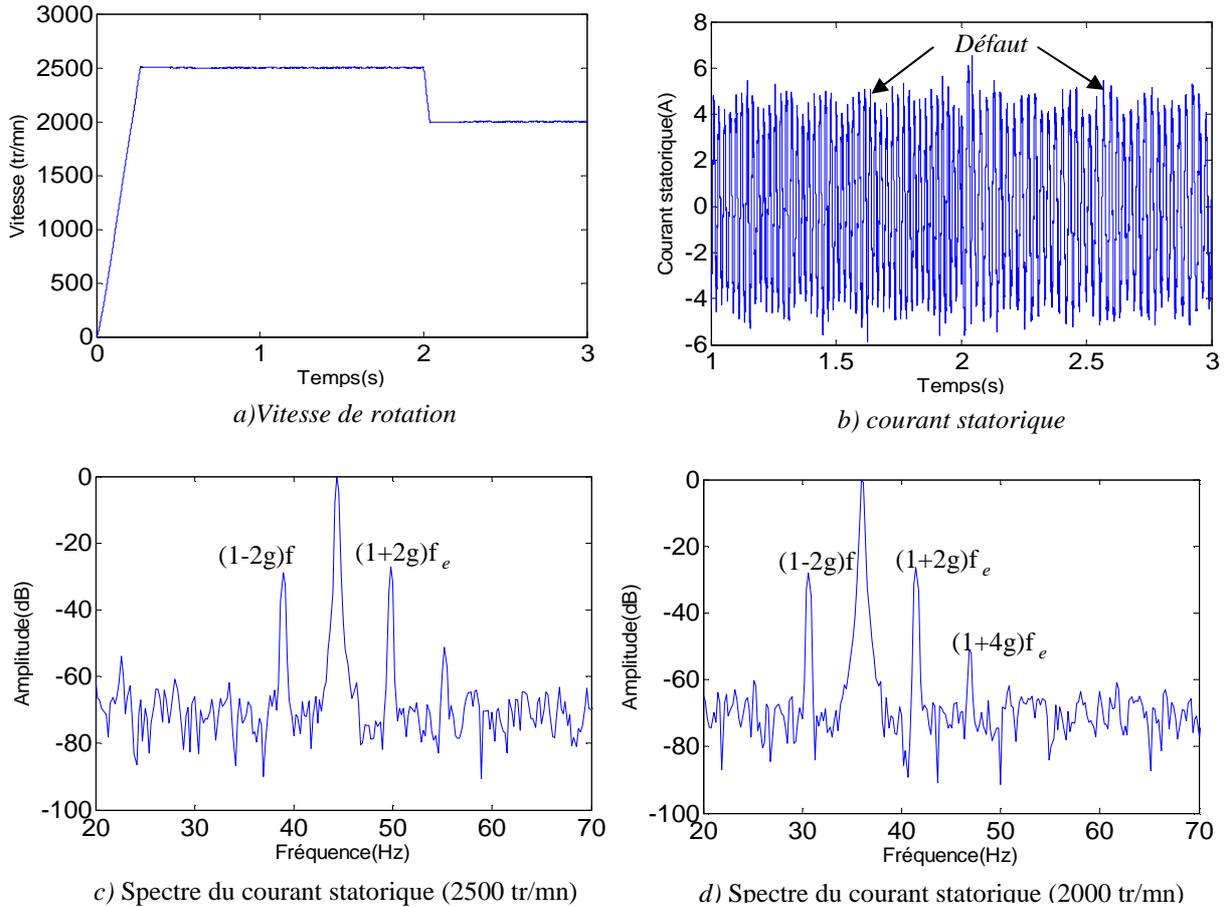


Figure (3.21) : Spectre du courant statorique lors de la rupture de deux barres lors de la variation de la vitesse de 2500 tr/mn à 2000tr/mn.

• D'après les résultats, on observe une modulation du courant statorique figure (3.21.b), se traduit sur le spectre par la présence des bandes latérales autour de la fréquence fondamentale ( $f_e=45\text{Hz}$ ), la cassure du barres rotorique génère des fréquences dépendant de la vitesse de rotation, donc quatre raies qui sont à  $(45 \pm k6.57)\text{Hz}$ , la vérification l'exactitude de ces raies est effectué en retrouvant ces fréquences par la formule  $(1 \pm 2kg)f_e$  pour une vitesse de 2500tr/mn, la figure (3.21.c) montre la présence en fonction de la vitesse ou du glissement des quatre raies, on note bien une augmentation de l'amplitude de la raies associée au défaut.

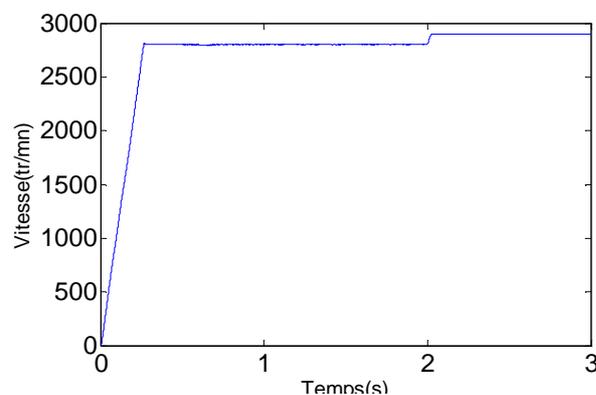
• Effectivement à couple de charge constant, une vitesse de consigne de 2000 tr/mn imposé une fréquence fondamentale d'alimentation de 36Hz et par conséquent une modulation à la fréquence de  $2gf_e=6.57\text{ Hz}$ , ces raies deus au défaut au rotor, figure (3.21.d), Le tableau (3.4) donne l'évolution de l'amplitude des raies  $(1 \pm 2kg)f_e$

	2500tr/mn	2000 tr/mn
$f_e$ (fondamentale) Hz	45	36
$(1 - 2g)f_e / A_1$	-38.43/24.85	-30.62/26.08
$(1 + 2g)f_e / A_2$	-51.25/23.45	-41.56/25.73
$(1 - 4g)f_e / A_3$	-31.56/46.28	-25.31/53.8
$(1 + 4g)f_e / A_4$	-57.5/44.17	-46.87/50.45

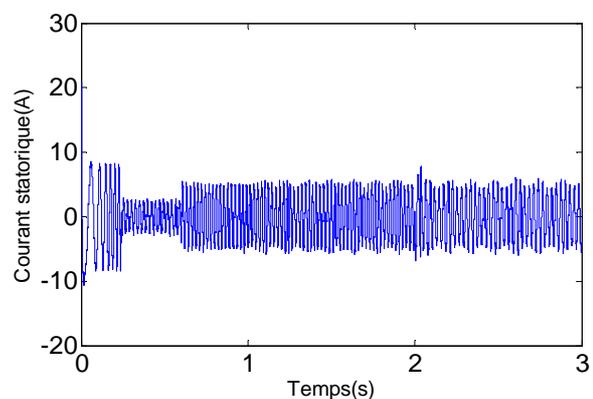
**Tableau (3.4):** L'évolution de l'amplitude des raies  $(1 \pm 2kgf_s)$

La simulation donnée sur la figure (3.22) a été effectuée dans les même conditions que la première mais pour une transition de consigne de vitesse de 2800 tr/mn à 2900tr/mn, les figures (3.22.a,b) donne l'allure de vitesse et le courant statorique, ainsi que les figures (3.22.c,d) donne l'évolution de l'amplitude des raies  $(1 \pm 2kg)f_e$ .

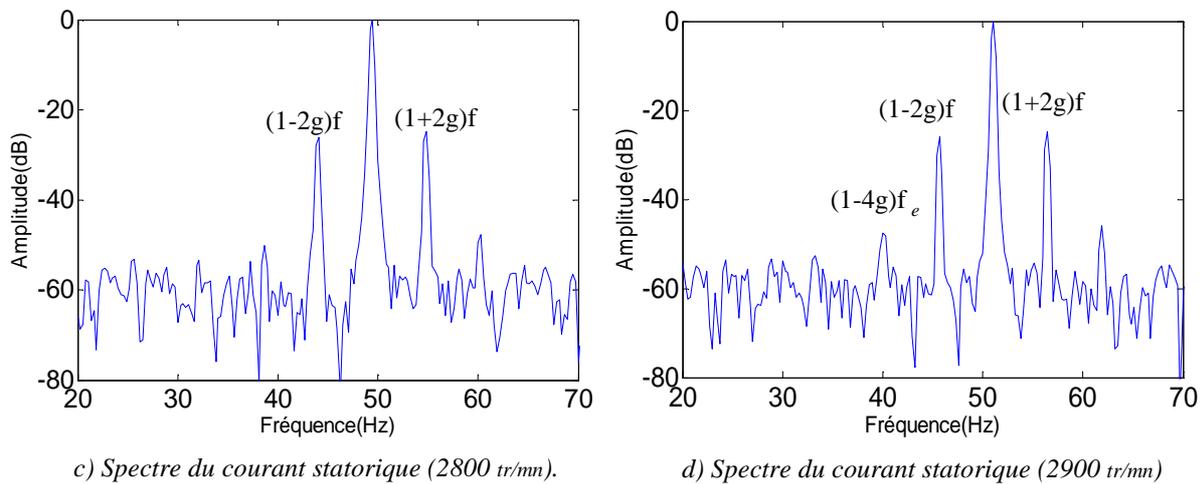
Le tableau suivant donne l'évolution de l'amplitude des raies  $(1 \pm 2kg)f_e$  :



a) Vitesse de rotation



b) courant statorique



**Figure (3.22)** Spectre du courant statorique lors de la rupture de deux barres pour une variation de vitesse de 2800 tr/mn à 2900tr/mn.

Ces résultats montrent que la connaissance de la fréquence d'alimentation électrique plus celle du défaut estimable par la connaissance du glissement, permet de suivre l'évolution tant en fréquence de la raies caractéristique que l'amplitude traduisant l'importance du défaut.

	2800tr/ mn (g=7%)	2900 tr/mn (g=7.34%)
$F_e$ (fondamentale) Hz	49.2	51.08
$(1 - 2g)f_e / A_1$	-44.06/25.88	-45.67/26.02
$(1 + 2g)f_e / A_2$	-54.8/23.8	-56.48/24.87
$(1 - 4g)f_e / A_3$	-38.64/50.12	-40/47.6
$(1 + 4g)f_e / A_4$	-60.4/49.86	-61.89/46.03

**Tableau (3.5):** L'évolution de l'amplitude des raies  $(1 \pm 2kg)f_e$ .

### III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, deux types de contrôle direct du couple sont présentées à savoir la DTC classique dont la fréquence de commutation est variable et difficile à métriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis, ce point constitue l'un des inconvénients majeurs de la DTC, la résistance statorique est le paramètre de la machine qui utilisé dans le système de contrôle (estimation du flux et du couple), la DTC est robuste vis-à-vis les variations paramétriques de la machine.

Le seconde type du contrôle est la DTC-SVM, qui présente une alternative de contrôle direct du couple, cette stratégie est basée sur les régulateurs PI ainsi que la technique SVM, cette dernière est étudiée dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique, basée sur la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux.

Suivant les résultats obtenus, la DTC-SVM présentée offre une solution de rechange évitant les inconvénients de la DTC classique.

En fait la présence du défaut au rotor, se traduit par des modulation du courant statorique nous avons abordé l'influence de la commande sur la réponse de la machine asynchrone présentant un défaut rotorique, la présence des oscillations sur la vitesse de fréquence  $2g.k.f_s$  peut donc être considérée comme un signe révélateur d'une défaillance rotorique de plus l'amplitude de ces oscillations est liée directement à la gravité du défaut.

Nous avons montré par l'analyse spectrale le suivi et l'évolution des fréquences caractéristique du défaut présentes dans le courant statorique permis de déduire l'état de la machine en effet grâce au contrôle du commande de la vitesse de la machine asynchrone, nous connaissons la vitesse de rotation mécanique, estimons le glissement et pouvons donc localiser les fréquences caractéristique des raies dues au défaut.

# **Conclusion générale**

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts des machines asynchrones, nous avons focalisé l'étude sur les moteurs à cage pour les raisons de l'application répandue de ces machines dans le monde industriel, leur robustesse et structure multi enroulements.

En premier lieu, on a présenté les différents défauts qui peuvent affectés le bon fonctionnement de la machine asynchrone à cage, ainsi que leurs causes, les approches utilisées pour la modélisation et les méthodes du diagnostic.

En second lieu, le développement d'un modèle dans le repère  $(d, q)$  de faible dimension à permis aussi l'étude de la machine asynchrone présentant un défaut rotorique de type rupture des barres, ce modèle réduit à conduit à un gain notable en termes de temps de calcul tout en introduisant simultanément le comportement de la machine lors des défaillances de barres rotorique. Le modèle obtenu permet de simuler efficacement les défauts de cassure de barres et de suivre aussi les grandeurs externes (couple, courant statorique,...).

Ensuite, le modèle ainsi élaboré est associé à un convertisseur de tension commandé par MLI sinusoïdale et à MLI vectorielle en considérant les différentes conditions de fonctionnement de la machine (état sain et avec défaut des barres adjacentes et espacées).

A travers la simulation, on a essayé d'étudier le comportement de la machine vis-à-vis le défaut de rupture de barre et le type d'alimentation et ainsi d'expliquer à partir de la physique, les observations sur les grandeurs électriques et mécaniques.

Le défaut se manifeste par production d'une composante oscillante du couple qui se traduit par les vibrations, pour la vitesse oscillante et la modulation du courant statorique qui se traduit par la génération des harmoniques de raies à  $(1 \pm 2g).f_s$  autour de la fréquence fondamentale.

La détection des défauts est plus aisée sur l'analyse du courant statorique que sur la vitesse ou le couple, cela s'explique la facilité de la mesure du courant statorique.

L'utilisation de la commande de la machine asynchrone par la méthode contrôle directe du couple (DTC), a montré une plus grande simplicité et robustesse contre les variations paramétriques

L'amélioration des performances de la technique de commande DTC classique dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le

couple est réalisé par le modification du contrôle de la machine en utilisant la modulation vectorielle (SVM) qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur. Les résultats de simulation ainsi obtenus ont permis de mettre en évidence les bonnes performances statiques et dynamiques de la commande DTC-SVM, en fonctionnement sain et avec défaut rotorique de type rupture de barres adjacentes, et espacées. L'analyse spectrale dans le cas DTC-SVM ont montré que le suivi des fréquences est possible grâce à la connaissance de la fréquence d'alimentation et à l'estimation fine du glissement.

En perspective, l'étude ainsi menée pourrait être amélioré en considérant d'autre type des défauts (court circuit, excentricité, roulements....) et en utilisant d'autre technique avancées de diagnostic et de détection (réseaux neurones, logique floue, neuro flou) ou par estimation paramétriques en régime variable.

# *Annexes*

## Annexes A

Les paramètres de la machine asynchrone :

Type	Asynchrone 3 ~	
Puissance nominale	1.1	kW
Tension nominale	220	V
Courant nominal	4.6	A
Fréquence	50	Hz
Diamètre moyen du rotor	35.76	mm
Longueur du rotor	65	mm
Épaisseur d'entrefer	0.2	mm
Nombre des barres rotorique	16	barres
Nombre de spire par phase	160	Spires
Résistance d'une phase statorique	7.58	$\Omega$
Résistance d'une barre rotorique	150	$\mu\Omega$
Résistance de l'anneau	150	$\mu\Omega$
Inductance de fuite d'anneau de court-circuit	0.1	$\mu\text{H}$
Inductance de fuite d'une barre rotorique	0.1	$\mu\text{H}$
Inductance de fuite statorique	26.5	mH
Coefficient de frottement	0	-
Moment d'inertie	$5.4 \cdot 10^{-3}$	kg.m <sup>2</sup>

## Annexes B

### B.1 Modèle multi-enroulement de la machine asynchrone

#### B.1.1 Calcul des inductances

##### B.1.1.1 Partie Statorique

La décomposition de l'induction est donnée par:

$$B_s(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s I_s}{e p \pi} \cos \theta \quad (\text{B.1})$$

On obtient :

$$\phi_s = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e.p^2} R.l I_s \quad (\text{B.2})$$

L'inductance principale de la phase « a » statorique est donnée par :

$$L_{sp} = \frac{4\mu_0 N_s^2 R l}{e p \pi^2} \quad (\text{B.3})$$

Le flux de fuite est donné par :

$$\phi_{fs} = L_{fs} I_s \quad (\text{B.4})$$

L'inductance totale de la phase « a » est égale a la somme de l'inductance de magnétisation et la l'inductance de fuite :

$$L_{as} = L_{SP} + L_{Sf} \quad (\text{B.5})$$

##### B.1.1.2 Partie Rotorique

La figure (B.1) illustre la modélisation du rotor par son schéma électrique équivalent.

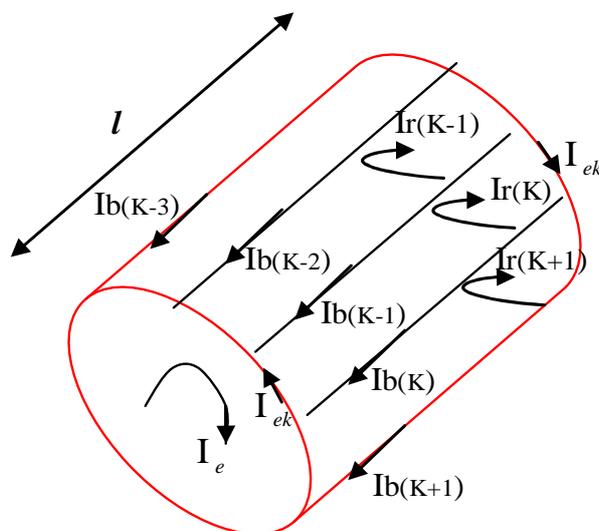


Figure (B.1): structure du rotor.

La figure (B.2) représente en fonction de  $\theta$ , l'allure de l'induction magnétique supposée radiale produite par une maille rotorique dans l'entrefer en remarque que contrairement au stator elle ne peut se ramener au fondamental de sa décomposition en série de Fourier.

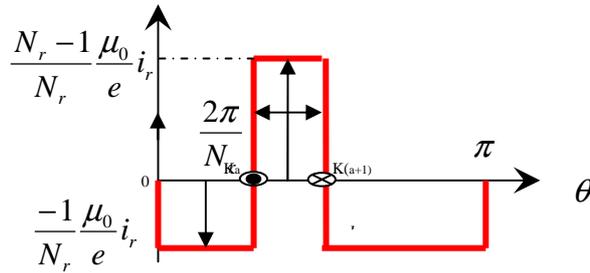


Figure (B.2) : Induction magnétique produite par une maille du rotor.

La distribution spatiale du champ dû à la  $k^{\text{ème}}$  boucle de courant rotorique est considérée comme étant rectangulaire, l'inductance principale et l'inductance mutuelle d'une maille rotorique sont données par l'expression du flux propre de la maille  $k$ .

On a donc :

$$\phi_s = \int_0^1 dz \int_{K_a}^{(a+1)K} \left( \frac{N_r - 1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} R i_{rk} \right) d\theta = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi R l}{e} i_{rk} \quad (\text{B.6})$$

L'inductance propre d'une boucle rotorique est :

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi R l}{e} i_{rk} \quad (\text{B.7})$$

$$\phi_{ijk} = \int_0^1 dz \int_{i_a}^{j(a+1)} \left( \frac{-1 \mu_0}{N_r e} R i_{rk} \right) d\theta \quad (\text{B.8})$$

D'après l'équation (B.8), on obtient l'inductance mutuelle :

$$M_{rr} = \frac{-1}{N_r^2} \frac{2\pi \mu_0}{e} R l \quad (\text{B.9})$$

### B.1.1.3 Mutuelle inductances entre stator et rotor

$$B_{sn}(\theta) = \frac{2\mu_0}{\pi} \frac{N_s}{ep} I_{sn} \cos\left(p\theta - n \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.10})$$

avec  $\mathbf{n} = (1, 2, 3)$

Le flux traversant la maille  $\mathbf{k}$  est donné par :

$$\phi_{snrk} = - \int_{\frac{\theta + K}{p} \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta + K}{p} \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} B_{sn}(\theta) R l d\theta \quad (\text{B.11})$$

On obtient:

$$\phi_{\text{snrk}} = -\frac{2\mu_0}{\pi ep} N_s I_{\text{sn}} R_l \frac{1}{P} \left[ \sin\left(p\theta - n \frac{2\pi}{3}\right) \right]_{\frac{\theta}{p} + K \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{p} + K \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} \quad (\text{B.12})$$

L'inductance mutuelle entre la phase "a" du stator et la maille rotorique est :

$$M_{\text{snrk}} = -M_{\text{sr}} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} + Ka\right) \quad (\text{B.13})$$

$$\text{avec} \quad M_{\text{sr}} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{ep^2} N_s R_l \sin\left[\frac{a}{2}\right] \quad (\text{B.14})$$

$$\text{avec} \quad a = p \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{B.15})$$

### B.1.2 Mise en équation

L'objectif de cette étape est de trouver un modèle adéquat de la machine asynchrone pour la simulation.

#### B.1.2.1 Equations statorique

Les équations de la tension et du flux statorique sont :

$$[V_{\text{abc}}] = [R_s][I_{\text{abc}}] + \frac{d}{dt}[ \phi_{\text{abc}} ] \quad (\text{B.16})$$

$$[ \phi_{\text{abc}} ] = [L_s][I_{\text{abc}}] + [M_{\text{sr}}][I_{\text{rk}}] \quad (\text{B.17})$$

La matrice des résistances statoriques est donnée par :

$$[I_{\text{rk}}] = [I_{r0} \quad I_{r1} \quad \cdot \quad \cdot \quad I_{r(N_r-1)}]^T \quad (\text{B.18})$$

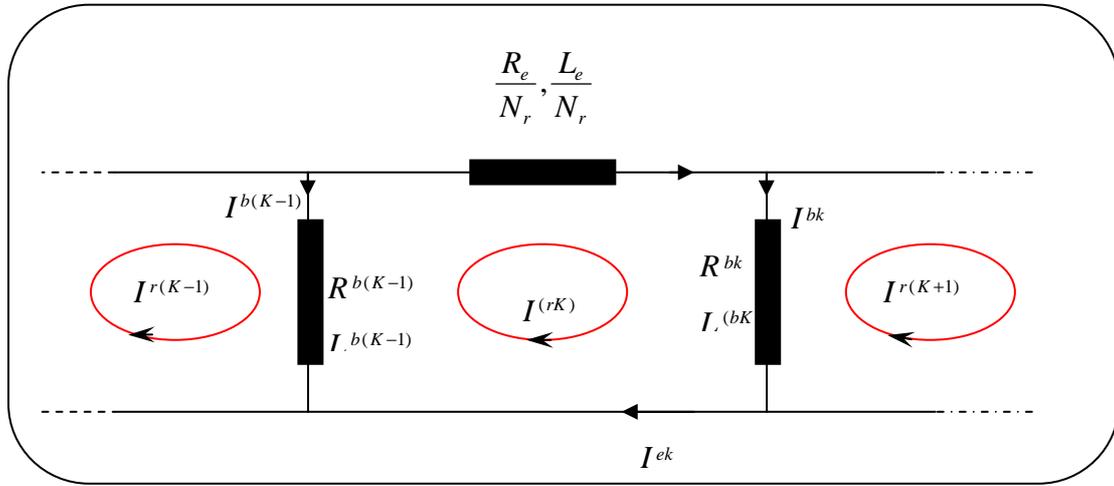
Les inductances mutuelles entre phases statorique et maille rotorique s'écrivent :

$$M_{\text{sr}} = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & -M_{\text{sr}} \cos(\theta_r + Ka) & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -M_{\text{sr}} \cos\left(\theta_r + Ka - \frac{2\pi}{3}\right) & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -M_{\text{sr}} \cos\left(\theta_r + Ka - \frac{4\pi}{3}\right) & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \quad (\text{B.19})$$

avec :  $K=1,2,3,\dots,N_{r-1}$

### B.1.2.2 Equations rotorique

La figure (B-3) présente une boucle k du rotor et montre les conventions choisies pour les courants.



**Figure (B.3) :** schéma équivalent des mailles rotorique

Sachant que :

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

$$I_{ek} = I_{rk} - I_e$$

$$I_{b(k)} = I_{r(k)} - I_{r(k-1)}$$

L'équation électrique relative à la maille k est :

$$-\frac{R_e}{N_r} I_{rk} R_{b(k-1)} I_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} (I_{rk} - I_e) + R_{bk} I_{bk} - \frac{d}{dt} \phi_{rk} = 0 \quad (B.20)$$

$$\phi_{rk} = \left( L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} \right) I_{rk} + M_{rr} \sum_{j=0, j \neq K}^{N_r-1} I_{rj} - L_b (I_{r(K-1)} + I_{r(K+1)}) - \frac{3}{2} M_{sr} (I_{ds} \cos(Ka) + I_{qs} \sin(Ka)) - \frac{L_e}{N_r} I_e \quad (B.21)$$

Avec:  $k \in [0 \quad N_r - 1]$

$$\frac{R_e}{N_r} \sum_{K=0}^{K=N_r-1} I_{rk} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{K=0}^{K=N_r-1} \frac{d}{dt} I_{rk} - R_e I_e - L_e \frac{d}{dt} I_e = 0 \quad (B.22)$$

Le système complet  $[L] \frac{dI}{dt} = [V] - [R][I]$  devient:

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \dots & \dots & -M_{sr} \cos(ja) & \dots & \dots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \dots & \dots & -M_{sr} \sin(ja) & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & L_{rp} + 2\frac{L_e}{N_r} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & M_{rr} & M_{rr} - L_b & -\frac{L_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2\frac{L_e}{N_r} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & M_{rr} & \vdots \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cos(Ka) & -\frac{3}{2} M_{sr} \sin(Ka) & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2\frac{L_e}{N_r} + 2L_b & -\frac{L_e}{N_r} \\ 0 & 0 & -\frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & L_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(N-1)} \\ I_e \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & \dots & \dots & M_{sr} \omega \sin ja & \dots & \dots & 0 \\ \omega L_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} \omega \cos ja & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b(N_r-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & -R_{b(N_r-1)} & \frac{-R_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & 0 & -R_{b(K-1)} & \frac{2R_e}{N_r} + R_{bk} + R_{b(K-1)} & -R_{bk} & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \frac{-R_e}{N_r} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R_e}{N_r} & \dots & \dots & \frac{-R_e}{N_r} & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (B.23)$$

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

$$c_e = \frac{3}{2} [I_{sdq}]^t \frac{\delta}{\delta \theta} \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr} \cos(\theta + ka) & \dots \\ \dots & -M_{sr} \cos(\theta + ka) & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (B.24)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P M_{sr} \left\{ I_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \sin ka - I_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \cos ka \right\} \quad (B.25)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_0 \omega_r) \quad (B.26)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (B.27)$$

## B.2 Schémas de la modulation vectorielle

Les critères qui rentrent dans le choix d'un algorithme de modulation sont :

- 1) Le choix du vecteur zéro.
- 2) Ordre des vecteurs de commutation.
- 3) Diviser les rapports cycliques des vecteurs de commutation sans présenter des commutations additionnelle.

Il existe quatre types d'algorithme de modulation vectorielle sont mentionnés comme suit :

- 1) Séquence bien aligné (The right aligned sequence) (SVM1).
- 2) Séquence symétrique (The symmetric sequence) (SVM2).
- 3) Séquence alternative du vecteur zéro (The alternating zero-vector sequence) (SVM3).
- 4) Séquence non commutée du courant le plus élevé (The highest current not switched sequence) (SVM4).

Tous les schémas de modulation vectorielle présentés ici assument l'exécution numérique et, par conséquent, le prélèvement régulier, c'est à dire tous les rapports cycliques pré-calculés au

début du cycle de commutation, basé sur la valeur du vecteur de référence de la tension au même instant.

### B.2.1 Modulation vectorielle à séquence bien alignée (SVM1)

Une simple procédure pour synthétiser le vecteur de la tension de sortie est à la mise en fonction tous les commutateurs inférieurs (ou supérieurs) au début du cycle de commutation et alors pour les arrêter séquentiellement de sorte que le vecteur zéro soit divisé entre  $V_0$  (000) et  $V_7$  (111) également, cet arrangement de commutation est montré dans la figure (B.4) pendant deux périodes de commutation successives. Les signaux dans la figure représentent les signaux de gâchette du bras supérieur de l'onduleur, le schéma a trois commutateurs en marche et trois en arrêt dans un cycle de commutation.

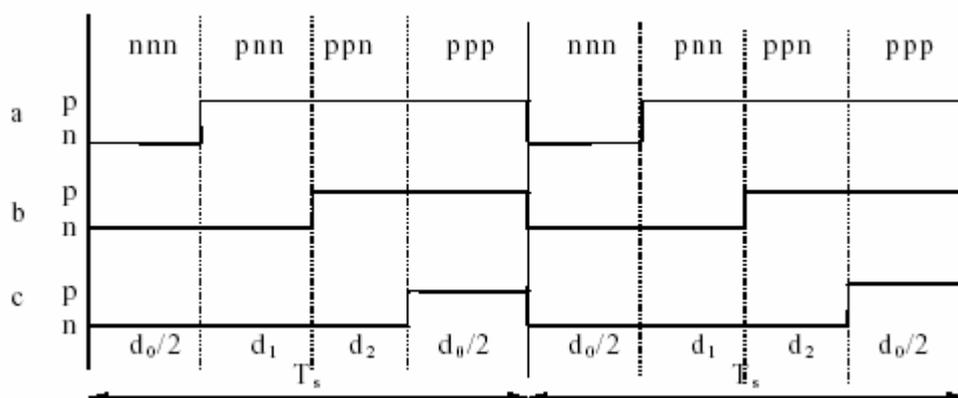


Figure (B.4): Signaux de gâchette à SVM1

### B.2.2 Modulation vectorielle à séquence symétrique (SVM2)

Le nombre de commutations dans une période simple est six, puisque cet arrangement a le même nombre de commutations que SVM1, avec le trois commutateurs en marche et trois en arrêt, leurs pertes de commutation soient semblables.

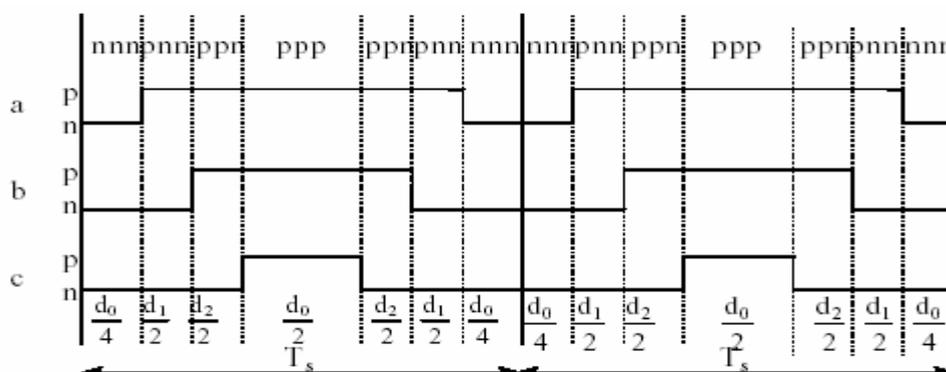


Figure (B.5): Signaux de gâchette à SVM2

### B.2.3 Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur zéro (SVM3)

Dans cet schémas, les vecteurs zéro  $V_0$  (000) et  $V_7$  (111) sont employés alternativement dans les cycles adjacents de sorte que la fréquence efficace de commutation soit divisée en deux, comme montré dans figure (B.6).

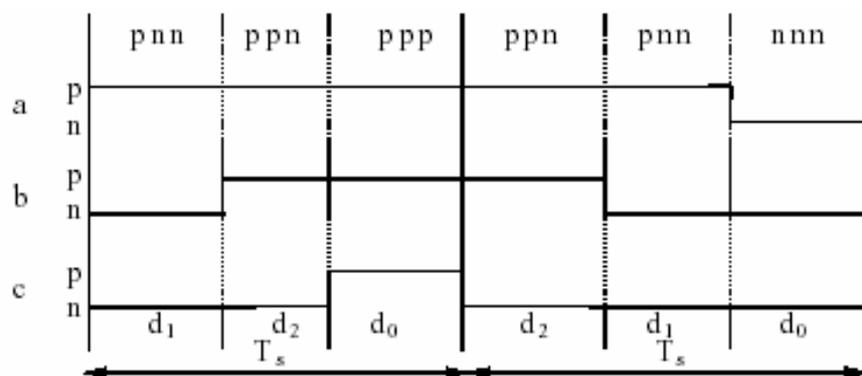


Figure (B.6): Signales de gâchette à SVM3

### B.2.4 Modulation vectorielle à séquence non commutée du courant le plus élevé (SVM4)

Cet arrangement est basé sur l'effet que les pertes de commutation sont approximativement proportionnelles à l'amplitude du courant étant commuté et par conséquent il serait avantageux d'éviter la commutation du bras de l'onduleur portant le courant instantané le plus élevé, C'est possible dans la plupart des cas, parce que tous les vecteurs d'état de commutation adjacents diffèrent selon l'état des commutateurs dans un seul bras, par conséquent, en utilisant un seul vecteur zéro  $V_0$  (000) ou  $V_7$  (111) dans un secteur donné, avec un des bras ne doit pas être commuté, comme montré dans la figure(B.7).

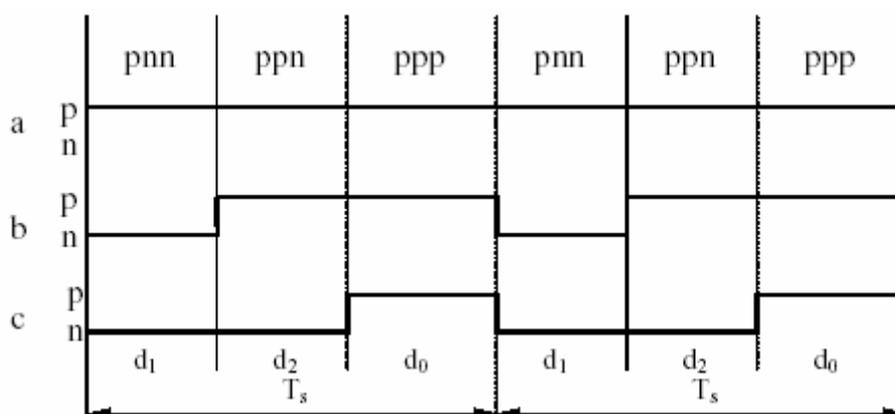


Figure (B.7): Signales de gâchette à SVM4

### B.3 Boucle de réglage de vitesse

La régulation de la vitesse est un besoin indispensable dans l'industrie contre les variations indésirables dans la charge. Pour cette régulation en boucle fermée, on utilise un correcteur de type **(PI)** qui combine l'action proportionnelle et intégrale pour améliorer le régime permanent et transitoire de la réponse de vitesse.

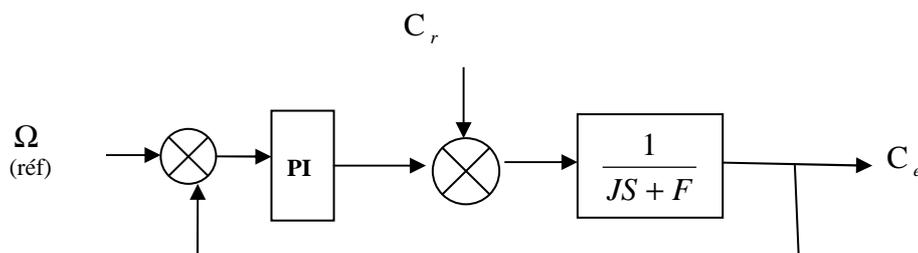


Figure (B.8) représente la synthèse du correcteur de vitesse.

$$PI = k_p + \frac{k_i}{S} \quad (B.28)$$

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{JS + F} (C_e - C_r) \quad (B.29)$$

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\frac{1}{k_p \cdot k_i} S^2 + \frac{k_p + F}{k_p \cdot k_i} S + 1} \quad (B.30)$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients ( $k_p$ ,  $k_i$ ), dans ce cas on utilise la méthode de l'imposition des pôles.

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par:

$$\begin{cases} \frac{J}{k_p \cdot k_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{k_p + F}{k_p \cdot k_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_p = 2\xi\omega_n - F \\ k_i = \frac{J\omega_n}{k_p} \end{cases} \quad (B.31)$$

Pour calculer  $k_p$ ,  $k_i$  on choisit  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$  et  $\omega_n = 13 \text{ rad/s}$  ce qui donne :

$$\begin{cases} k_p = 74 \\ k_i = 2.5 \end{cases}$$

## Bibliographie

- [1] **Kechida, R** "Utilisation du contrôle Directe du flux statorique et du filtre Kalman en vue le contrôle directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone :application au Diagnostic des défaut ", Mémoire de Magistère, Université Mohamed khider Biskra. 2010.
- [2] **Razik. H**, "Le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance" GREEN.UHP Faculté des sciences Vandoeuvre, Nancy Notes de cours, 2002.
- [3] **Razik. H, Gaétan D**, "Noter de cours sur le diagnostic de la machine asynchrones" Université Henri Poincaré Nancy1, Noter de cours I.U.F.M de Lorraine 7 janvier2003.
- [4] **Schaeffer. E**, "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts",thèse de doctorat, école centrale de Nantes1996
- [5] **J. Penman, H. G. Sedding, W. T. Fink**. "Detection and location of interturn's short circuits in in the stator windings of operating motors", IEEE Trans. Energy conversion, vol.9, Dec. 1994.
- [6] **S.Bachir**."Contribution au diagnostique de la machine asynchrone par estimation Paramétrique".Thèse doctorat. Université de Poitiers. Décembre 2002.
- [7] **A. H. Bonnett**. "Root cause ac motor failure analysis with a focus on shaft failures", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36(5):1435-1448, September/ October 2000.
- [8] **J. Povinelli, F. Bangura**. "Diagnostics of Eccentricities and Bar/End-Ring Connector Breakages in Polyphase Induction Motors Through a Combination of Time-Series Data Mining and Time- Stepping Coupled FE–State-Space Techniques", IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 39, NO. 4, JULY/AUGUST 2003.
- [9] **G. Didier**. "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances". Thèse doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I. Octobre 2004.
- [10] **M. Sahraoui**. "Contribution aux diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage". Mémoire de magistère, Université Mohamed Khider, Biskra, Décembre 2003.

- [11] **A. Ghoggal** "Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : Modèle Dédié à la Détection des défauts". Mémoire de magistère, Université de Batna, 2005.
- [12] **R.Casimir**. "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes". Thèse doctorat. Ecole centrale de Lyon. décembre 2003.
- [13] **T. Boumegoura**. "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic".Thèse Doctorat Ecole centrale de Lyon. Mars 2001.
- [14] **A. Abed**. "Contribution à l'Etude et Diagnostic de la machine asynchrone"; Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy :1 mars 2002.
- [15] **G.Zwinnelsten**. "Diagnostic des défaillances, théorie et pratique pour les systèmes industriels". Ed. Hermes paris, 1995.
- [16] **A.Menacer** “ Contribution à l'identification des paramètres et des états d' une machine à induction pour diagnostic et développement de commande robuste ;robuste vis-à-vis de défaut ”, Thèse Doctorat ,Université de Batna Décembre 2007.
- [17] **M.Bendaikha**“ Commande par MLI vectorielle d'un onduleur Alimentant un moteur a cage”, Article, 5 sep 2000.
- [18] **Space Vector PWM** <http://www.ece.osu.edu/ems/PowerConverter/SpaceVectorPWM.pdf>
- [19] **Anne Marie Arker Hissel**, “Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance”, Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 1999
- [20] **T. RIAD**, Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone, Thèse doctorat Université Constantine, 2/6/2008.
- [21] **Carlos de Almeida Martins**, “ Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multi niveaux à Fréquence Imposée” Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.
- [22] **Souad Chaouch**, “Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse” Thèse de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.

- [23] **Zimmeddine Rabh** “Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux”, Thèse de Doctorat en Génie Electrique de l’EMP, 3/7/2007.
- [24] **Anne Marie Arker Hissel**, “ Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance”, Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 1999.
- [25] **S. Amrane**, “Diagnostic de défauts des moteur d’induction.”, Mémoire de magister, Université A. Mira de Bejaia 2000.