

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:

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

Option: ELECTROTECHNIQUE

**Diagnostic Des Défauts De La Machine Asynchrone
Contrôlée Par Différentes Techniques De Commande**

Présentée par :
BELHAMDI Saad

Soutenue publiquement le 08/05/2014

Devant le jury composé de :

Zouzou Salah -Eddine	Prof.	Université de Biskra	Président
Goléa Amar	Prof.	Université de Biskra	Rapporteur
Bendaas Med Lokmane	Prof.	Université de Batna	Examineur
Drid Saïd	Prof.	Université de Batna	Examineur
Barra Kamel	M.C.A	Université d'Oum.El.Bouaghi	Examineur
Benchouia Med Toufik	M.C.A	Université de Biskra	Examineur

Sommaire

Sommaire

Remerciements	
Dédicaces	
Résumé	
Notation et symboles	
Introduction générale	01

Chapitre I : Diagnostic industriel des machines tournantes

I.1	Introduction	04
I.2	Présentation Des Différents Défauts.....	04
I.2.1	Défauts due au réseau d'alimentation	06
I.2.2	Défaillance d'ordre mécanique	06
I.2.3	Défaillances d'ordre électriques.....	09
I.2. 3.1	Défauts statorique	09
I.2. 3.2	Défauts rotorique	11
1.	Rupture de barres dans les machines asynchrones.....	11
2.	Ruptures d'anneaux.....	12
3.	Les défauts d'excentricités.....	13
I.3	Méthodes de diagnostic	14
I.3.1	Diagnostic par les méthodes internes.....	15
I.3.2	Diagnostic par les méthodes externes	17
I.3.3	Diagnostic par les Méthodes inductives	17
I.3.4	Diagnostic par les Méthodes déductives.....	17
Conclusion.....		18

Chapitre II : Modélisation de la MAS Dédié Au Diagnostic Des Défauts

II.1	Introduction.....	19
II. 2	Modèle multi enroulements du moteur asynchrone.....	19
II.2.1	Calcul des inductances	20

II.2.1.1	Partie statorique	20
II.2.1.2	Partie rotorique..	22
II.2.1.3	Mutuelle entre stator et rotor.....	24
II.3	Mise en équation...	26
II.3.1	Equations statoriques	26
II.3.2	Equations rotoriques.....	27
II.3.3	Equation d'état de machine	28
II.3.4	Transformation de Park.....	30
II.3.5	Equation mécanique	33
II.4	Modèle de taille réduite.....	34
	Conclusion.....	37

Chapitre III : Techniques des Ondelettes appliquées au MAS

III.1	Introduction.....	38
III.1.1	La transformée de Fourier.....	38
III.1.1.1	Méthodes d'analyses Temps - fréquence.....	39
III.1.2	Réseaux d'ondelettes.....	40
III.1.2.1	La transformée en ondelettes continue.....	40
III .2	Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	43
•	Cas d'une cassure de deux barres adjacentes.....	43
•	Cas d'une cassure de deux barres espacées.....	45
III.3	Application de l'analyse spectrale.....	47
III .4	Application de la technique des Ondelettes au diagnostic de la MAS	49
III.5.1	Résultats de simulation par la transformée en ondelettes continues	49
•	Résultats de simulation d'un fonctionnement avec machine saine.....	50
•	Résultats de simulation d'un fonctionnement avec cassure d'une seule barre.....	51
•	Résultats de simulation d'un fonctionnement avec cassure de deux barres adjacentes dans le même temps.....	52
•	Résultats de simulation d'un fonctionnement avec cassure de deux barres adjacentes à temps différent.....	53
	Conclusion	55

Chapitre IV : Commande Robuste des MAS en tenant compte des défauts rotoriques

IV.I	Introduction.....	56
IV.2	Commande vectorielle classique.....	58
IV.2.1.	Modélisation de machine asynchrone en vue de sa commande.....	58
IV.2.2.	Commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	60
IV.2.2.2	Commande vectorielle directe	62
IV.3	Systèmes et Contrôleurs flous.....	63
IV.3.1	Ensembles flous type-1.....	64
IV.3.2	Variable Linguistique	67
IV.3.4.	Règles floues	69
IV.4 .	Réglage flou de la vitesse rotorique.....	72
IV.4.	Description du régulateur PI flou.....	74
IV.5	Résultats de simulation.....	75
IV.5.1	Commande directe.....	75
IV.5.1.1	Cas d'une machine saine.....	75
IV.5.1.2	Cas d'une machine avec défaut	77
A-	Cas d'une cassure de deux barres adjacentes	77
B-	Cas d'une cassure de deux barres espacées.....	78
IV.5.2	Simulation de la commande par PI floue.....	79
IV.5.2.1	Cas d'une machine saine	80
IV.5.2.2	Cas d'une machine avec défaut	81
A-	Cas d'une cassure de deux barres adjacentes	81
B-	Cas d'une cassure de deux barres espacées.....	82
IV.6	Commande par mode glissant	83
IV.6.1.	Conception de la commande par mode glissant.....	84
IV.6.1.1.	Condition d'existence et de convergence	85
IV.6.1.2.	Calcul de la commande.....	86
IV. 7.	Structure des régulateurs	89
IV.7.1.	Sélection des surfaces de commutation	89
IV.8.	Application de la commande par mode glissant à la machine asynchrone en tenant compte d'un défaut rotorique.....	90

IV.9. Commande floue par mode glissant.....	91
IV.5 Résultats de simulation.....	94
IV.10.1. Commande par mode glissant	94
• Cas d'une machine saine.....	94
• Cas d'une cassure deux barres rotorique adjacentes.....	95
• Cas d'une cassure de deux barres rotorique espacées.....	96
IV.10.2. Simulation de la commande par la logique floue	97
• Cas d'une machine saine.....	97
• Cas d'une cassure deux barres rotorique adjacentes.....	98
• Cas d'une cassure de deux barres rotorique espacées.....	99
Conclusion.....	100

Chapitre V : Commande DTC Floue de la MAS en tenant compte des défauts rotoriques

V.1 Introduction.....	102
V.2. Principe de la commande DTC	103
V.2.1.Modélisation vectorielle de la machine et du convertisseur de puissance.....	103
V.2.2. Contrôle du vecteur flux statorique.....	108
V.2.3. Contrôle direct du couple.....	110
V. 3.Les estimateurs.....	112
V.3.1. Estimateur du flux statorique.....	112
V.3.2. Estimation du couple électromagnétique	113
V.4. Elaboration du vecteur de commande.....	113
V.4.1. Elaboration du contrôleur de flux	113
V.4.2. Elaboration du contrôleur du couple	114
V.4.2.1. Correcteur à deux niveaux	115
V.4.2.2. Compateur à trois niveaux	115
V. 5. Table de commutation	116
V.6. Structure générale du contrôle direct de couple	116
V.7. Etude par simulation numérique du fonctionnement du contrôle direct du couple.....	117
V.7.1.Cas d'une machine saine	118
V.7.2 Cas d'une machine avec défaut	119
A- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes	119

B- Cas d'une cassure de deux barres espacées.....	120
V.8. Commande DTC de la Machine Asynchrone Associée à un RLF.....	121
V.8.1. Résultat de Simulation	123
V.8.1.Cas d'une machine saine	124
V.8.2 Cas d'une machine avec défaut	124
A- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes	125
B- Cas d'une cassure de deux barres espacées.....	126
Conclusion	127
Conclusion générale	129
Annexes A	132
Annexes B	135
Annexes C	140
Bibliographie	146

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce thèse ont été effectués au Laboratoire d'Electrotechnique de l'Université de Biskra (L.G. E.B).

*J'exprime mes vifs remerciements à Mr. **Goléa Amar**, professeur à l'Université de Biskra, d'avoir encadré et dirigé ces travaux, et pour la confiance qu'il m'a accordé tout au long de cette thèse.*

*J'exprime mes sincères remerciements à Mr. **Zouzou Salah Eddine**, Professeur à l'Université du Biskra, pour avoir accepté de juger ce travail et pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*Je remercie chaleureusement Mr. **Bendaas Med Lokmane**, professeur à l'Université de Batna, d'avoir accepté d'examiner ce travail et de faire partie de ce jury.*

*Je tiens également à adresser mes remerciements à Mr **Drid Saïd**, professeur à l'Université de Batna, de m'avoir fait l'honneur de participer au jury.*

*Je tiens à remercier également Mr. **Barra Kamel** Maître de conférences A à l'Université d'Oum El Bouaghi, d'avoir accepté d'être membre de mon jury.*

*Je tiens bien sur à remercier Mr. **Benchouia Med Toufik** Maître de conférences A à l'Université de Biskra d'avoir accepté d'être membre de mon jury.*

Que mes amis soient aussi sincèrement remerciés pour leurs encouragements afin de mener à terme les travaux de cette thèse.

Dédicaces

A ma mère,

A mon père,

A ma femme et mes enfants : Ayoub, Salsabil, Maria,

A toute ma famille,

A mes amis.

ABSTRACT: With the development of power electronics and control electronic, drives for induction machines can have performances as well as DC drives. First, the rotor faults when the machine is powered from the network were studied. The time-frequency the time-scale analysis methods have shown through the results, the effectiveness of these techniques in the detection of defects in the rotor of the induction machine. Thus, new control structures for high-performance applications are studied. This is the sliding mode control, the sliding mode –fuzzy logic control and the direct torque control (DTC). These techniques have many advantages over conventional control techniques in sensitivity to the rotor faults.

Key words: Induction Motor, broken rotor bars, Vector Control, Fault Diagnosis, Fuzzy Control, Sliding mode control, Direct Torque Control.

Résumé

Avec le développement d'électronique de puissance et l'électronique de commande, les systèmes d'entraînement des machines d'induction, peuvent avoir des performances aussi bien que des systèmes d'entraînement de DC. D'abord, les défauts rotoriques quand la machine est alimentée du réseau ont été étudiés. Les méthodes d'analyses temps- fréquence ou temps- échelle (TOC) utilisées ont montré par les résultats, l'efficacité de ces techniques dans la détection de défauts dans le rotor de la machine d'induction. Ainsi, des nouvelles structures de contrôle pour des applications très performantes sont étudiées. Ceci est le contrôle de mode glissant, le mode glissant- le contrôle logique flou et le contrôle direct du couple (DTC). Ces techniques ont beaucoup d'avantages par rapport des techniques de contrôle conventionnelles dans la sensibilité aux défauts rotoriques.

Mots clés: Moteur asynchrone, défaut rotorique, Commande vectorielle, Diagnostic de défaut, logique flou, Mode glissant, Commande direct du couple.

ملخص

مع تطور إلكترونيات الطاقة والمراقبة الإلكترونية، أنظمة الدوران للآلات اللامتزامنة يمكن أن يكون أدائها مثل أنظمة الدوران ذات التيار المستمر. أولاً، أعطاب الدوار عندما تم تشغيل الجهاز من الشبكة. الطرق التحليلية وقت- تردد، وقت- سلم المستعملة بينت بالنتائج، فعالية هذه التقنيات في الكشف عن الأعطاب في الدوار للآلة اللامتزامنة. ومن ثم، هيكل التحكم الجديدة من أجل تطبيقات عالية الأداء قد درست. هذا ومنها التحكم الانزلاقي، التحكم الانزلاقي- المنطق الغامض والتحكم المباشر للعزم (DTC). هذه التقنيات لها مزايا عديدة على تقنيات التحكم التقليدية في الحساسية إلى أخطاء الدوار.

الكلمات المفاتيح

محرك لا متزامن، خلل الدوار، التحكم الشعاعي، التشخيص الخلل، المنطق الغامض، التحكم الانزلاقي، التحكم المباشر للعزم.

Notation et Symboles

Notations et Symboles

B_s	Induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
C_e	Couple électromagnétique [N.m]
d, q	Indices pour les composantes de Park directe et en quadrature, respectivement
e	Entrefer [m]
f	Fréquence d'alimentation [Hz]
f_{cc}	Fréquence de court-circuit [Hz]
f_r	Fréquence des courants rotoriques [Hz]
F_e	Fréquence d'échantillonnage [Hz]
Δf	Fréquence de résolution spectrale [Hz]
J	Moment d'inertie [Kg m ²]
k_{i1}, k_{p1}	Coefficients du régulateur de flux
k_{i2}, k_{p2}	Coefficients du régulateur du couple
k_{i3}, k_{p3}	Coefficients du régulateur de la vitesse dans le cas d'une commande directe
K_v, T_v	Coefficients du régulateur de vitesse dans le cas d'une commande indirecte
L_p	Inductance d'une barre rotorique [H]
L_e	Inductance totale de l'anneau de court-circuit [H]
L_{rc}	Inductance cyclique rotorique [H]
L_{sc}	Inductance cyclique statorique [H]
L_{sf}	Inductance de fuite statorique [H]
L_{sp}	Inductance propre statorique [H]
l	Longueur active du circuit magnétique [m]
M_{sr}	Mutuelle cyclique entre le stator- rotor [H]
M_s	Mutuelle entre phase statorique [H]
N_s	Nombre de spires statoriques par phase
N_r	Nombre de barres rotoriques
n	Entier naturel
n_b	Nombre de billes
P	Puissance [W]
s	Opérateur de Laplace
p	Nombre de paires de pôles
R_{bk}	Résistance de la barre k [Ω]
R_{bfk}	Résistance de la barre défailante k [Ω]
R_b	Résistance d'une barre rotorique à l'état sain [Ω]
r_s	Résistance de l'enroulement statorique par phase [Ω]

Notation et Symboles

R_r	Résistance de l'enroulement rotorique par phase [Ω]
R_e	Résistance totale de l'anneau de court-circuit [Ω]
s, r	Indices stator et rotor, respectivement
T_{qd}	Retard dans la boucle de régulation sur l'axe d [s]
T_{vd}	Retard dans la boucle de régulation de vitesse [s]
T_{vf}	Retard dû au filtre de vitesse [s]
T_s	Constante de temps statorique [s]
T_r	Constante de temps rotorique [s]
g	Glissement
k	Coefficient de frottement
i_e	Courant dans l'anneau de court-circuit [A]
i_{bk}	Courant dans la barre [A]
i_{rk}	Courant dans la boucle [A], $k=1, \dots, N_r$
i_{ek}	Courant dans une portion d'anneau [A]
i_{ds}, i_{qs}	Composantes biphasées du courant statorique direct et en quadrature [A]
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statoriques [A]
V_{abc}	Les tensions statoriques [V]
$w_r = \Omega$	Vitesse de rotation mécanique [rd/s] [tr/min]
w_s	Pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]
$w = p \Omega$	Vitesse électrique du rotor [rad/s]
σ	Coefficient de dispersion de Blondel
θ_r	position du rotor [rd]
θ_s	Position des grandeurs statoriques [rd]
μ_0	Perméabilité magnétique du vide [$H.m^{-1}$]
Φ_{rk}	Flux magnétique créé par une maille rotorique [Wb]
Φ_s	Flux magnétique par pôle créé par le courant statorique [Wb]
Φ_{abc}	Les flux statoriques [Wb]
a	Angle électrique entre deux mailles rotoriques [rd]
x	Variable d'entrée.
μ	Facteur d'appartenance des variables linguistiques.
$X_{\alpha s}, X_{\beta s}$	Grandeurs statoriques dans le repère (α, β)
X_{ref}	Grandeurs de consigne ou de référence
X_{dr}	Grandeurs rotorique d'axe d (repère d)
X_{qr}	Grandeurs rotorique d'axe q (repère q)
X_{ds}	Grandeurs statorique d'axe d (repère d)
X_{qs}	Grandeurs statorique d'axe q (repère q)

Notation et Symboles

dE	Dérive de l'erreur (de)
E	Erreur (e)
cflx	Grandeur de sortie du contrôleur de flux
ccpl	Grandeur de sortie du contrôleur de couple
min	fonction minimum
max	fonction maximum
γ_A	la fonction d'appartenance de chaque singleton,
Ψ	Ondelette mère.
φ	Fonction d'échelle.
a	Paramètre d'échelle.
b	Paramètre de translation.
ψ	Coefficient de l'ondelette mère Ψ .
Ψ	Transformée de Fourier de la fonction Ψ .

ABRÉVIATIONS

MAS	Machine asynchrone
FOC	Field oriented control
DTC	Direct torque control
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
PI	Correcteur Proportionnel Intégral
LF	Logique floue
RLF	Régulateur par logique floue
FFT	Fast Fourier Transformation
CSV	Commande à structure variable
TOC	Transformées en ondelettes continues (continus wavelet transform CWT)
TOD	Transformées en ondelettes discrètes (discrete wavelet transform DWT)

Introduction Générale

Introduction Générale

La machine asynchrone a longtemps été frottement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de fortes puissances, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. La plus grande utilisation de cette machine est due à la standardisation, à sa grande robustesse et à son bas coût d'achat et d'entretien. En fait, elle est présente dans des nombreuses applications et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, les industries chimiques et dans le transport (métro, train,..) [BEL 05] [IBR 09].

La production en milieu industriel est caractérisée par une complexité toujours plus croissante. Ceci entraîne une conception de systèmes de plus en plus complexes qui ne peuvent être exempts de perturbation et de défaillances de plusieurs types. D'importantes machines tournantes industrielles sont très souvent nécessairement présentes au cœur de ces systèmes industriels. Les défaillances inhérentes aux machines tournantes et pouvant amener à de pareilles situation sont très nombreuses. Ces pannes peuvent être liées à la structure du moteur et 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 ...) [SAL 07] [BEL 05].

Beaucoup de ces défaillances entraînent des vibrations de la machine défaillante. Les vibrations peuvent alors être comme des symptômes de défaillances qui permettraient de traduire l'état mécanique d'une machine tournante. Pour cela, ces vibrations doivent être traitées à travers d'outils d'aide à la détection et au diagnostic de défaillances. La terminologie d'usage pour qualifier ces interventions est riche : détection, localisation, diagnostic, surveillance etc [IBR 09].

La commande des machines à courant alternatif est aujourd'hui une réalité industrielle. Depuis les années 1980, de nombreux laboratoires de recherche se sont penchés sur ce thème. Le problème des variateurs de vitesse est très important dans toutes les applications nécessitant la transformation d'une énergie électrique en énergie mécanique.

Dés le début du siècle; ce problème a été résolu à partir des moteurs à courant continu. En effet, à cette époque le seul moteur électrique capable de transmettre une énergie notable avec une vitesse de rotation variable était le moteur à courant continu. Le moyen le plus simple de modifier sa vitesse de rotation de 0 à la valeur maximale est alors d'agir sur la tension d'induit en gardant constant le flux d'induction.

Introduction Générale

Cependant cette machine présente des inconvénients dûs au système balais-collecteur, ce qui l'empêche d'être utilisée dans les milieux explosifs et corrosifs. En plus le commutateur mécanique introduit des limitations dans les capacités de la machine. En effet, elle ne peut ni opérer à grande vitesse, ni être alimentée par des tensions élevées. Les avantages des machines à induction par rapport au moteur à courant continu, sont importants : coût de fabrication moindre, poids plus faible à puissance égale ; absence du collecteur donc entretien réduit. Alors l'utilisation des moteurs à courant alternatif devient une nécessité.

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle (FOC). La commande FOC a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution. L'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique [BEN 98].

Dans les années 80, sont apparues les premières commandes dites directes du couple (DTC) [TAK 86]. Initialement développé pour les machines asynchrones, ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique du couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine par rapport au régulateur PI.

L'objectif principal de cette thèse est l'étude d'un système de commande en présence d'un défaut rotorique (cassure des barres rotoriques) qui sera appliqué à une MAS.

Le présent travail est donc consacré à la modélisation d'une machine asynchrone multi-enroulement, à la détection d'un défaut rotorique (cassure des barres) dans un entraînement à vitesse variable d'une machine asynchrone. Nous l'avons donc organisé de la manière suivante:

Le premier chapitre présente les différents types des défauts de la machine asynchrone ainsi que les différentes méthodes de diagnostic.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des modèles de la machine asynchrone pour la simulation des ruptures de barres. En premier lieu, nous présentons le développement du modèle multi enroulements dans une approche analytique. Par l'intermédiaire d'une transformation généralisée, nous introduisons ensuite le modèle diphasé.

Pour le troisième chapitre on présente les résultats de simulation du modèle réduit de la machine à l'état sain et avec défaut. En effet l'analyse de Fourier (FFT) nous a permis de connaître les différentes fréquences excitées dans un signal, c'est-à-dire son spectre, mais nous n'avons pas permis de savoir à quels instants ces fréquences ont été émises.

Introduction Générale

Cette perte de localité dans la FFT n'est pas un inconvénient pour analyser des signaux dont la fréquence varie dans le temps (statistiquement stationnaires) mais elle devient un problème pour l'étude de signaux non stationnaires. Pour cela on utilise les ondelettes.

Cette dernière comprend deux catégories distinctes la transformée en ondelettes continues (TOC) et la transformée en ondelettes discrète (TOD), ensuite en deuxième temps, nous avons évoqué une grande famille des ondelettes fréquemment utilisées. L'application de la TOC au courant d'une phase statorique à travers les résultats obtenus montre l'efficacité de cette technique dans la détection des défauts rotoriques (cassure de barres) en termes du temps- fréquence voire sévérité du défaut.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons l'effet de rupture de barre sur le contrôle et le fonctionnement de la machine. Dans l'objectif de montrer la flexibilité du système, on distingue l'utilisation des régulateurs PI, puis on s'intéresse au remplacement du régulateur PI classique de la vitesse et flux, par un régulateur flou PI (fuzzy PI régulateur). Nous évaluons les performances propres au régulateur flou (précision du régulateur) et les performances réellement perçues. Ensuite, on analyse par simulation la possibilité de détection d'un défaut rotorique. Nous allons montrer aussi qu'il est possible de préserver la continuité de fonctionnement du système malgré la cassure des barres rotoriques.

La deuxième partie du chapitre est consacrée à l'étude de la robustesse de la commande par mode glissant et le mode glissant flou appliqué à la machine asynchrone en tenant compte du défaut rotorique.

Le cinquième chapitre est consacré à l'application des commandes robustes de type DTC et DTC Flou à la MAS.

Le développement de cette commande robuste permettant de s'affranchir de ces phénomènes. Nous présentons l'effet de rupture de barre sur le contrôle et le fonctionnement de la machine.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude, ainsi que par des perspectives à envisager pour d'éventuelles suites de ce travail.

Chapitre I

Diagnostic industriel des machines tournantes

I.1.Introduction

Au cours de leur durée de vie, les machines électriques tournantes sont bien souvent soumises à des sollicitations sévères qui peuvent conduire à certain nombre de défaillances. Ces défaillances peuvent évidemment concerner les différents sous-systèmes des entraînements électriques.

Ce premier chapitre porte sur la synthèse des défauts que sont susceptibles de présenter ces systèmes. Nous effectuons une analyse des différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux. Nous abordons différentes méthodes de diagnostic déjà utilisées dans le cadre des machines tournantes ou qui pourraient avoir un intérêt dans ce cadre, car un bon diagnostic nécessite une bonne compréhension de ces notions. Nous présentons ensuite divers outils issus des techniques de traitement du signal pouvant être utilisés pour la détection d'un défaut électrique et/ ou mécanique.

I.2. Présentation Des Différents Défauts

Le diagnostic de l'état d'une machine n'est possible que si l'on connaît les symptômes vibratoires associés à chaque défaut susceptible d'affecter la machine considérée, c'est à dire si l'on connaît les images vibratoires induites par ces défauts. La connaissance de ces images vibratoires et de la cinématique de la machine permet de formuler un diagnostic de l'état de la machine. Elles peuvent être électriques ou mécaniques. Ces défauts peuvent être classés selon les statistiques suivantes [BEL 05] [BOU 03] [GEA 04] [SAL 07] :

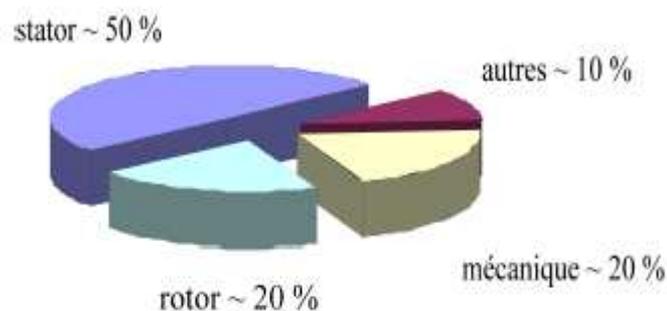


Figure I.1 : Répartition des pannes

A- Définitions et concepts

➤ **Une anomalie** est une particularité non conforme à la loi naturelle ou logique.

➤ **Une défaillance** est une anomalie de fonctionnement au sein d'un système physique.

➤ **Une panne** est l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise. Une panne résulte toujours d'une défaillance.

➤ **Un défaut** est une anomalie de comportement au sein du système. Ce concept est important dans les opérations de surveillance pour la conduite et la maintenance des processus industriels. Tout écart entre la caractéristique observée et la caractéristique de référence est considéré comme étant un défaut. Il est donc clair qu'une défaillance conduit à un défaut. Mais un défaut n'induit pas nécessairement une défaillance. En effet, le dispositif peut conserver son aptitude à accomplir sa tâche principale si les défauts n'ont pas d'impacts sur cette tâche. L'art du diagnostic consiste à détecter de façon précoce un défaut avant qu'il ne conduise à un état de défaillance donc de panne [BON 88].

➤ **Une perturbation** consiste en tout phénomène conçu comme normal influençant un processus, bon ou mal, représenté par un modèle de référence.

➤ **Un résidu** est un signal conçu comme un indicateur d'anomalies fonctionnelles ou comportementales, sensiblement nul en absence de défauts et non nul en leur présence.

➤ **Un symptôme** est un caractère distinctif d'un état fonctionnel ou comportemental anormal.

A- Les causes des défauts

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

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation, survolage d'alimentation...
- Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement...

- Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, défektivité des composants, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine [BEL 05] [BON 07] [BAB 09].

I.2.1. Défaillance due au réseau d'alimentation

Les réseaux et les installations électriques sont le siège d'incidents de nature aléatoire, dont les plus fréquents sont:

- Court-circuit entre les phases
- Coupure de phase d'alimentation
- Déséquilibre des tensions d'alimentation.

Les répercussions de ces anomalies sur la continuité du service et le fonctionnement des équipements dépendent de la nature du défaut. Ce dernier est provoqué soit dans les réseaux aériens soit par des contraintes de nature:

- Climatique (pluie, foudre ...)
- D'environnement (branches d'arbres, plombs de chasses,...)
- Par suite de l'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 graves, cela provoque la coupure de longue durée [BEL 05].

I.2.2. Défaillance d'ordre mécanique

L'expérience acquise sur les machines tournantes a conduit à un répertoire de dysfonctionnements dont on peut citer, le déséquilibre massique des rotors, les défauts de palier, l'altération des rotors ou des stators, les défauts d'accouplements, les défauts de fixation, etc [BOU 07] [GEA 04] [SAL 07].

I.2.2.1. Les Défauts de Roulement

Tout les efforts dynamiques d'une ligne d'arbre sont soutenus et encaissées par les roulements. Ainsi ce sont les éléments les plus critiques d'une machine, donc les

éléments à surveiller le plus. Alors, les constructeurs de systèmes de contrôle rivalisent d'ingéniosité pour réaliser le moyen d'analyse le plus performant. Les roulements, sont sans doute les organes les plus sensibles d'un parc machine. Les défauts de roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causés par un roulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. Dans la plupart des cas, la dégradation par un écaillage d'une des pistes ou d'un élément roulant du roulement, produisant un choc à chaque passage. Les roulements défectueux génèrent des vibrations de fréquences égales aux vitesses de rotation de chaque pièce du roulement. Ils correspondent aux billes, des rouleaux ou de la cage et au passage des billes sur les bagues. Pour chaque type de roulement et en fonction de ses cotes de fabrication [figure I.2], on peut considérer les fréquences caractéristiques données par les formules ci-dessous [OUM 10] [IBR 09].

n_b : le nombre d'éléments roulants (billes, rouleaux ou aiguilles)

D_b : diamètre des billes.

D_c : diamètre du centre des billes.

θ = l'angle de contact de la bille avec la cage.

f_r : la fréquence de rotation de la bague interne (la bague externe étant supposée fixe)

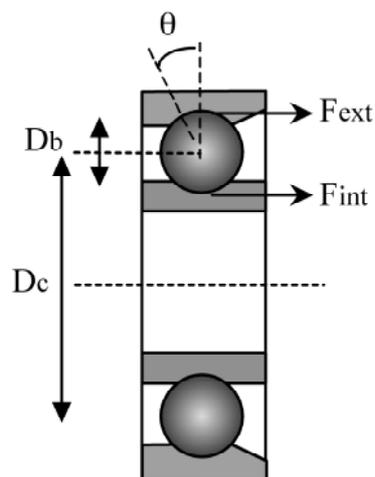


Figure I.2: Caractéristiques géométriques d'un roulement

Ainsi, nous avons :

- La fréquence de passage d'un élément roulant sur un défaut de bague extérieure, est donnée par l'équation suivante:

$$F_{\text{ext}} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 + \frac{D_b}{D_c} \cos\theta \right] \quad (\text{Hz}) \quad (1-1)$$

- La fréquence de passage d'un élément roulant sur un défaut de bague intérieure, supposée montée sur l'arbre tournant, est donnée par l'équation suivante:

$$f_{\text{int}} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 - \frac{D_b}{D_c} \cos\theta \right] \quad (\text{Hz}) \quad (1-2)$$

- La fréquence de passage d'un défaut de cage (F_{cage}), est donnée par l'équation suivante:

$$F_{\text{cage}} = \frac{1}{2} f_r \left[1 - \left(\frac{D_b \cdot \cos\theta}{D_c} \right) \right] \quad \text{donc} \quad F_{\text{cage}} = \frac{F_{\text{bint}}}{n_b} \quad (1-3)$$

- La fréquence de passage d'un défaut de bille (ou de rouleau) sur la bague externe ou sur la bague interne " f_b " est donnée par l'équation suivante:

$$f_b = \frac{D_c}{D_b} f_r \left[1 - \left(\frac{D_b}{D_c} \cos\theta \right)^2 \right] \quad (\text{Hz}) \quad (1-4)$$

Un défaut situé sur une bille entre en contact avec la bague intérieure ainsi qu'avec la bague extérieure à chaque révolution de la bille. La fréquence du défaut sera donc :

✓ Causes

Les roulements peuvent être endommagés par des causes externes comme:

- Contamination du roulement par des particules extérieures: poussière, grains de sable,...
- Corrosion engendrée par la pénétration d'eau, d'acides,.....
- Lubrification inadéquate qui peut causer un échauffement et l'usure du roulement.
- Courant qui traverse le roulement et qui cause des arcs électriques.
- Installations inexacte du roulement: en forçant incorrectement le roulement sur l'arbre du rotor ou dans les flasques.

Suivant l'emplacement géométrique des défauts dans le roulement, nous pouvons distinguer les types de défauts suivants:

- Défauts de bague extérieure
- Défauts de bague intérieure
- Défaut de billes
- Défaut de cage

I.2.2.2. Les Défauts du Flasque

Les défauts créés par les flasques, de la machine asynchrone sont le plus généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire ou une analyse harmonique des courants absorbés par la machines.

I.2.2.3. Défauts de l'arbre

L'arbre de la machine peut laisser paraître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A court ou long terme, cette fissure peut mener à un fractur net de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine.

I.2.3. Défaillances d'ordre électriques

Les défaillances d'origine électrique peuvent, dans certains cas, être la cause d'un arrêt de la machine. Ces défaillances peuvent être classées en deux catégories bien distinctes. Nous pouvons citer les défauts qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques.

I.2.3.1 Défauts statoriques

Même si les vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui on résulte, suite à de grandes sollicitations de la machine accélèrent l' usure des isolants, il reste que le facteur principal de vieillissement et l' échauffement des bobinages. En effet, pour les machines fonctionnant en milieu hostile poussière et humidité viennent se déposer pour les machines fermées entre les ailettes extérieures, et pour les machines

ouvertes au niveau des têtes de bobine, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et court-circuitant ainsi les conducteurs [MER 05] [BAC 02] .

- **Les courts-circuits**

Comme le déjà citer les différents défauts statoriques et puisque l'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses.

Exemple (Les décharges partielles)

Ce phénomène naturel dû aux décharges dans les isolants entre conducteurs ou entre conducteurs et la masse s'amplifie avec le vieillissement des isolants. Il est pratiquement imperceptible dans les isolants neufs par les moyens de mesures classiques, car son effet n'est pas discernable par rapport aux bruits de mesure. Sa présence précède l'apparition des courts circuits entre phases ou entre phase et masse lorsque ces décharges partielles ont suffisamment détérioré les isolants.

On a aussi les causes suivantes :

- ✓ Déconnexion des attaches des enroulements;
- ✓ Une augmentation de la température des enroulements ou de l'armature statorique;
- ✓ courts-circuits ou contraintes de démarrage;
- ✓ contamination due à l'humidité et à la saleté.

On peut clarifier les différents défauts possibles de court circuit par la figure (I-3).

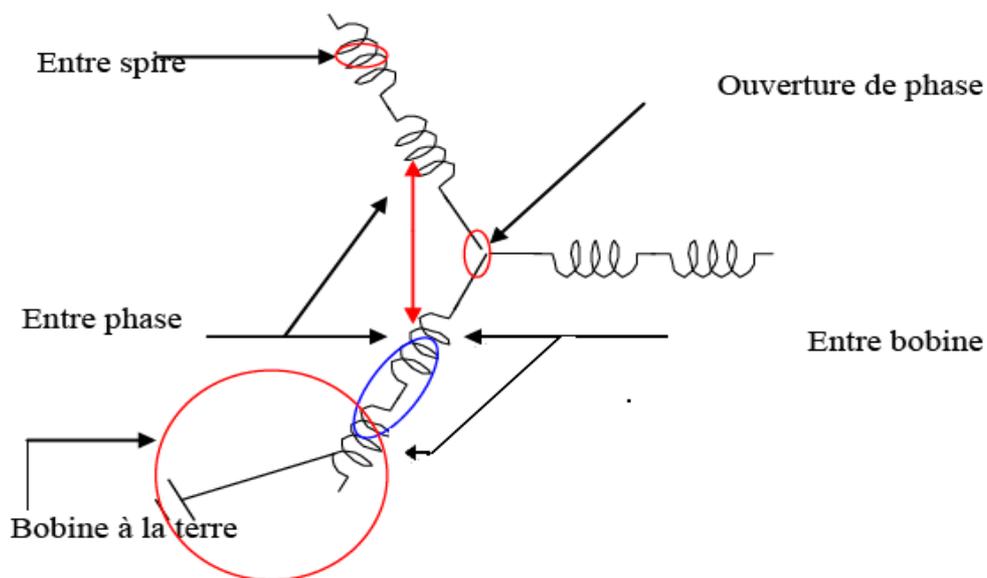


Figure I.3: Représentation des différents défauts statoriques possibles

Les défauts statoriques regroupent principalement les défauts de court-circuit d'une phase à la terre, court-circuit entre phases, ou court-circuit entre spires. Ils commencent généralement par un court-circuit entre spires, avant d'évoluer vers des défauts plus graves.

Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt de la machine. Cependant, un court-circuit au bobinage près du neutre ou entre spires n'a pas d'effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui provoque une répercussion directe sur le couple [BOU 01] [TOL 96] [BES 05].

I.2.3.2. Défauts rotoriques

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème, [BAB 09]

- Thermique (surcharge...)
- Electromagnétique (force en $B^2(t)$...)
- Résiduel (déformation,...)
- Dynamique (arbre de transmission....)
- Environnemental (agression,...)

Les défauts qui sont plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit;

- Rupture de barres dans les machines asynchrones.
- Rupture d'une portion d'anneaux de court circuit dans les machines asynchrones
- Excentricités statique et dynamique

1. Rupture de barres dans les machines asynchrones

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau de court-circuit. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations ; qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine [BAB 09] [NAI 03].

Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance.

Une ou plusieurs barres cassées provoquent un déséquilibre du courant rotorique, qui est composé de deux systèmes direct et inverse. Le système inverse crée un champ tournant à la fréquence $(-fg)$ par rapport au rotor et $(f-2fg)$ par rapport au stator, il va induire un courant statorique de fréquence $(f-2fg)$ différente de celle du réseau.

Par le même raisonnement, on aura un courant statorique qui comporte des composantes de fréquence.

$$f_{bc} = (1 \pm 2kg)f \quad (1-5)$$

avec :

f_{bc} : fréquence de barre cassée.

k : entier naturel

Par contre, les harmoniques d'espace génèrent eux aussi des fréquences données par :

$$f_b = f \left\{ 1 \pm k \frac{(1-g)}{p} \right\} \quad (1-6)$$

avec :

k : entier naturel impair

f : fréquence d'alimentation

g : glissement

f_r : fréquence de rotation

f_{bc} : fréquence générée par le défaut

2. Ruptures d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres, ces ruptures peuvent être dues à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux.

Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voire confondu, avec la rupture de barres dans les études statique. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants, statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres [BAB 09].

3. Les défauts d'excentricités

L'excentricité se répartie en deux catégories. Excentricité statique et excentricité dynamique. L'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor n'est pas égal à celui du stator. L'excentricité dynamique fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator.

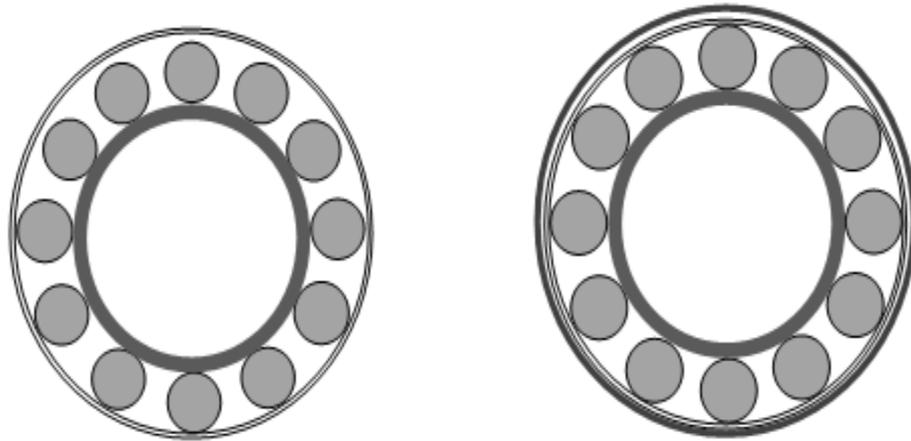
Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor, figure (I.4)). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut de roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage).

Celui-ci provoque la variation de l'entrefer dans le moteur, une répartition non homogène des courants dans le rotor et le déséquilibre des courants statoriques. Le déséquilibre des efforts sur les barres génère un couple global non constant.

Quand l'excentricité devient du rotor, ce qui conduit à des dommages du stator et du rotor.

Trois cas d'excentricité sont généralement distingués [BAB 09] [TOL 96] [BOU 01] :

- L'excentricité statique, dans laquelle l'axe du rotor reste fixe. Elle peut provenir de problèmes d'assemblage ou d'une légère ovalie du stator et/ou du rotor.
- L'excentricité dynamique dans laquelle l'axe du rotor tourne autour de l'axe du stator. A cause de l'usure des roulements, des espaces se créent entre les billes et les anneaux (figure I.4.a). Suite à des manipulations d'entretien de la machine, des jeux apparaissent entre les flasques et les anneaux (figure I.4.b).
- L'excentricité mixte dans laquelle l'axe du rotor tourne autour d'un axe différent de celui du stator. Elle est donc la combinaison des excentricités statique et dynamique. Dans la plupart des machines tournantes, on observe cette dernière forme d'excentricité.



(a) Jeux de contact entre les billes et les anneaux

(b) Jeu de contact entre l'anneau extérieur et le flasque

Figure I.4 : Représentation de l'excentricité statique et dynamique

Causes

L'excentricité statique résulte soit d'une imperfection dans l'alésage du stator, soit d'un mauvais positionnement du rotor et/ ou du stator à l'assemblage. Supposant que l'arbre du rotor est suffisamment raide, le niveau de l'excentricité statique ne change pas.

L'excentricité dynamique peut être provoquée par plusieurs facteurs, tels que des tolérances de fabrication, usure des roulements, désalignement, résonance mécanique à la vitesse critique, ou aussi à des pièces endommagés à la fabrication.

I.3. Les Méthode de diagnostic

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses mais on peut les classer suivant deux axes:

- L'usage des outils mathématiques qui permettent de modéliser les systèmes, les causes et les symptômes de défaillance, pour faciliter les démarches inductives et déductives, qui relèvent du domaine des méthodes de diagnostic interne.
- L'usage des méthodes capables de reproduire sous forme informatique, les modes de raisonnement de l'homme. Ces derniers sont basés sur la discipline de l'intelligence artificielle et sont du domaine des méthodes de diagnostic externe.

On peut classer les méthodes de diagnostic en premier lieu dans les deux grandes familles [BUI 07] [SAL 07] [ABE 02] :

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

I.3.1 Diagnostic par les méthodes internes

Le diagnostic de défaillances par des méthodes internes requiert un modèle du système à surveiller, et s'il n'y en pas, on élabore un qui convienne (fiable et suffisamment précis). Ce modèle peut varier selon les objectifs. Il peut être plus ou moins agrégé, représentatif d'un modèle de bon fonctionnement ou de fonctionnement caractéristique d'une ou plusieurs défaillances. Habituellement un modèle est une description formelle (mathématique) du système à surveiller. Mathématiquement on peut avoir plusieurs modèles du même système comme en automatique par exemple, peuvent être à temps continu ou discret, descriptibles au moyen d'équations différentielles ou d'équations aux différences. Un modèle peut aussi être très difficile à obtenir, de plus, il peut être plus ou moins approximatif [BUI 07] [SAL 07] [ABE 02].

Ces méthodes de diagnostic internes reposent sur la comparaison de mesures réelles sur le système à surveiller et des informations que fournit le modèle. Les écarts caractérisent le fonctionnement du système:

- à un écart nul, correspond un fonctionnement de type normal.
- à un écart non nul, correspond un fonctionnement de type défaillant.

Ces méthodes internes se classent en deux grandes catégories ; les méthodes de redondance analytiques qui utilisent les techniques d'estimation d'état et les techniques d'estimation paramétriques qui ont pour but l'estimation des paramètres du modèle.

Les méthodes internes de diagnostic se distinguent selon le modèle utilisé:

- **Modèle de simulation:** c'est une description de la structure physique et du comportement du système. Les modèles analytiques utilisés dans ce mode de diagnostic sont représentés par des équations d'état ou des fonctions de transfert. Les perturbations sont prises en compte de manière additive à travers des matrices. Les défauts sont pris en compte soit de la même manière soit en modifiant la structure même du modèle.

- **Equation de parité:** d'après Patton et al [PAT 91], une relation ou équation qui génère un résidu est appelée relation ou équation de parité. Les équations de parité primaire peuvent être obtenues à partir des équations qui décrivent la structure et le comportement du système et les équations de parité additionnelles sont obtenues par l'intermédiaire de transformations afin d'améliorer la tâche de diagnostic.

- **Observateur:**

Un modèle capable d'engendrer une approximation du vecteur d'état est appelé estimateur d'état ou observateur d'état. Le modèle est décrit sous une représentation de variables d'état. L'analyse du comportement des estimations des états qui ont un sens physique permet la réalisation du diagnostic.

- **Estimation paramétrique:**

La détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, consiste à déterminer les valeurs numériques des paramètres structuraux d'un modèle de connaissance qui gouverne le comportement dynamique du système. La première étape est donc, l'élaboration d'un modèle mathématique de complexité raisonnable pour caractériser la machine en fonctionnement sain et dégradé. Le type de défaut que l'on pourra détecter dépend du choix du modèle. En effet, les défauts statoriques ou rotoriques doivent être discriminés au niveau des paramètres physique estimés, pour qu'on puisse les détecter et les localiser. Le modèle de Park est souvent utilisé en diagnostic pour l'estimation paramétrique. Les cassures de barres provoquent une augmentation dans la résistance rotorique apparente [BAC 02].

- **Modélisation des signaux:**

Dans cette méthode, le contenu spectral, l'évolution temporelle des variables mesurées sont exploitées pour détecter et localiser les défauts. L'analyse spectrale plus particulièrement est utilisée depuis de très nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux défauts (rupture de barres, dégradations des

roulements,...) se traduisent par l'apparition de fréquences caractéristiques directement liées à la vitesse de la machine.

I.3.2 Diagnostic par les méthodes externes

Les méthodes externes de diagnostic supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine par apprentissage.

Le module de reconnaissance utilise les observateurs issues du système, des entrées et des sorties, afin de trouver les relations de cause à effet. Dans ces méthodes de diagnostic le facteur déterminant est l'algorithme de classification.

I.3.3 Diagnostic par les Méthodes inductives

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

I.3.4 Diagnostic par les 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 [GEA 04] [A BE 02] [BOU 01]. Le diagnostic peut utiliser soit un seul type de raisonnement (avant ou arrière) soit une combinaison de raisonnements (avant et arrière). Dans ce dernier cas, le raisonnement est appelé raisonnement mixte ou avant arrière. La connaissance "à priori" de la cause " défaut " implique la connaissance de certains effets [ABE 02].

Conclusion

Nombreuses sont les défaillances classiques courantes mais difficile a diagnostiquer sur les machines tournantes. Parmi lesquelles on trouve les défauts de roulements et les cassures des barres.

Après avoir établi la liste de ces principales défaillances, à travers ce chapitre nous avons décliné un panorama de méthodes de diagnostic sur la base du modèle ; dites méthodes de diagnostic internes, et des méthodes qui ne reposent pas fondamentalement sur un modèle appelées méthodes de diagnostic externes.

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 de la MAS Dédié Au Diagnostic Des Défaits

II.1.Introduction

La modélisation et la simulation des machines électriques constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. Elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux et la vérification des algorithmes de détection des défauts. Elles nous permettent aussi, de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Il est important donc, de synthétiser un modèle adapté au problème à traiter, décrivant le comportement de la machine non pas de la façon moyenne, comme pour la commande, mais d'une façon la plus fine possible. Donc la modélisation des machines électriques est une étape aussi bien pour le concepteur. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration d'un diagnostic. Un modèle basé sur les équations électriques et mécaniques des circuits est en générale suffisant pour faire la synthèse du diagnostic. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable. Les méthodes classiques d'étude de ce type de machine utilisent des modèles simples dans le repère (d, q), négligeant un certain nombre de phénomènes. Ces modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axes de référence, ce qui conduit à des interprétations théoriques qui ne peuvent pas être utilisées pour analyser des effets localisés tels que les cassures des barres rotoriques de la machine en les distinguant des effets provenant d'autres incidents. D'autre part, ces modèles sont imprécis et ne décrivent qu'un fonctionnement sain de la machine [ABE 02]. Ainsi, il a fallu s'orienter vers des modèles plus sophistiqués (modèle multi - enroulements) pour une description adaptée aux défauts. La modélisation décrite dans ce chapitre a pour objet de permettre la représentation d'une rupture de barres pour une machine asynchrone à cage.

II.2 Modèle multi enroulements de la machine asynchrone

Dans le cadre du diagnostic de la machine, les objectifs d'un modèle de simulation sont cependant différents, ce qui a motivé la mise au point de nouveaux modèles, spécifiquement dédiés à la simulation des défauts [SCH 99] [BEL 05].

L'objectif est de procéder à un développement d'un modèle de la machine asynchrone qui mette en évidence l'influence des défauts étudiés sur les grandeurs mesurables de la machine, principalement les courants, afin d'étudier les phénomènes mis en jeu. Deux approches sont possibles. La première (élément fini). s'appuie sur la distribution des champs et des courants en tout point de la machine et permet de simuler son fonctionnement en régime de défaut [SCH 99] [ABE 02]. Cette méthode est coûteuse en temps de calcul et nécessite la connaissance des paramètres géométriques et des caractéristiques des matériaux relatifs au moteur asynchrone. La seconde approche, retenue ici, consiste à interpréter la machine du point de vue de la théorie des circuits. Pour faciliter la simulation et la mise au point des problèmes de ruptures de barres et d'anneaux de court circuit, nous avons modélisé le rotor par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement [BAG 99] [BEL 05] [RIT 94].

En considérant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- entrefer lisse et constant, (effet d'excentricité négligeable, champ radial),
- perméabilité relative du fer très grande,
- distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice statorique,
- pas de saturation, effet pelliculaire nul, courants de Foucault négligeables hors des barres rotoriques.

En plus de ces hypothèses, on suppose que le stator est sain, de constitution symétrique.

II.2.1 Calcul des inductances

II.2.1.1 Partie statorique

En appliquant le théorème d'Ampère sur un contour fermé, la circulation du champ magnétique H créée par une $i^{\text{ème}}$ phase statorique en un point quelconque peut être calculée.

D'après le théorème d'Ampère on a: [BEL 05] [ABE 02] [BAG 99] :

$$\oint H dl = \frac{N_s I_s}{p} \quad (2-1)$$

N_s	nombre de spires statoriques par phase
p	nombre de paires de pôles
I_s	courant d'une phase statorique

Partant de l'expression (2-1) l'induction maximale dans l'entrefer est égale :

$$B_{\max} = \mu_0 \frac{N_s I_s}{2 \cdot p \cdot e} \quad (2-2)$$

Avec :

e entrefer [m]

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ Perméabilité magnétique du vide [H.m⁻¹]

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

$$B_s(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s I_s}{e p \pi} \cos(p \cdot \theta) \quad (2-3)$$

Par conséquent, le flux magnétique dans l'entrefer, par pôles, est obtenu par intégration de l'expression (2-3). Autour d'un intervalle polaire le long de la machine.

On écrit :

$$\Phi_s = \iint_s B_s ds = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s R \cdot l \cdot d\theta$$

On obtient:

$$\Phi_s = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{e \cdot p^2} R \cdot l \cdot I_s \quad (2-4)$$

Dou le flux principale de l'enroulement statorique [ABE 02] :

$$\Psi_{sp} = N_s \cdot \Phi_s = N_s \cdot I_s \frac{2\mu_0 \cdot N_s \cdot R \cdot l}{e \cdot p \pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(p \cdot \theta) \cdot d\theta$$

Donc : $\Psi_{sp} = L_{sp} \cdot I_s$ (2-5)

L'inductance principale (magnétisante) de la phase "n" statorique d'après (2-5) est donnée donc par [RIT 94] [BAG 99]:

$$L_{sp} = 4\mu_0 \frac{N_s^2}{e \cdot p^2 \pi} R \cdot l \quad (2-6)$$

Le flux de fuites est donné par :

$$\Phi_{fs} = L_{fs} \cdot I_s \quad (2-7)$$

L'inductance cyclique L_{sc} :

$$L_{sc} = \frac{3}{2} L_{sp} + L_{sf} = \frac{6\mu_0 N_s^2 R l}{e p^2 \pi} + L_{sf} \quad (2-8)$$

Du fait que les enroulements statoriques sont symétriques (décalés d'un angle de $\frac{2\Pi}{3}$),

Les inductances mutuelles propres entre les trois phases s'écrivent:

$$\begin{cases} L_{ab} = L_{sp} \cos\left(\frac{2\Pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \\ L_{ac} = L_{sp} \cos\left(\frac{4\Pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \\ L_{bc} = L_{sp} \cos\left(\frac{2\Pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \end{cases}$$

avec:

$$\left. \begin{matrix} L_{ab} = L_{ba} \\ L_{ac} = L_{ca} \\ L_{bc} = L_{cb} \end{matrix} \right\} = M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$$

II.2.1.2 Partie rotorique

La figure II.1 représente, en fonction de θ , l'allure de l'induction magnétique, supposée radiale, produite par une maille rotorique k dans l'entrefer.

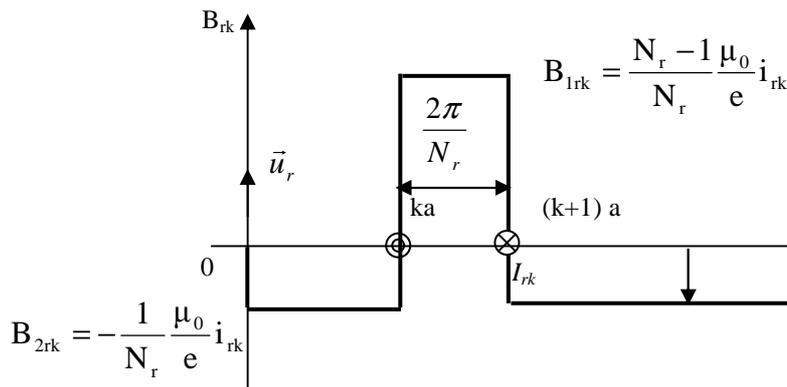


Figure II.1 : induction magnétique produite par une maille du rotor

N_r nombre de barres rotoriques

i_{rk} courant dans la boucle [A], $k=1, \dots, N_r$

B_k Induction magnétique dans l'entrefer produit par une maille rotorique « k »

Le rotor est décomposé en circuits élémentaires (mailles) constitués de deux barres et de deux portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité. Cette topologie des circuits rotoriques nous permettra de calculer leurs inductances [BAG 99] [BEL 05] [SCH 99].

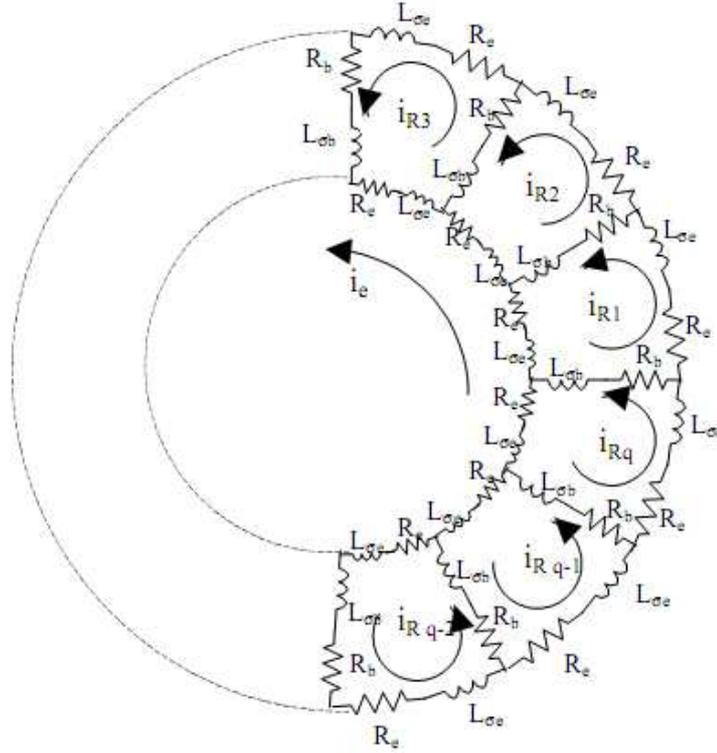


Figure II.2 : Structure de la cage du rotor

Considérant chaque maille rotorique constituée d'une bobine à une seule spire, parcourue par un courant I_{rk} , est le siège d'un flux principal exprimé par:

$$\Phi_{rp_k} = \int_0^{2\pi} \frac{N_r}{N_r} B_{2rk} R \cdot l \cdot d\theta$$

$$\Phi_{rp_k} = \frac{(N_r - 1)}{N_r^2} \mu_0 \frac{2 \cdot \pi \cdot R \cdot l}{e} i_{rk} \quad (2-9)$$

Par la suite, l'inductance principale d'une maille rotorique est:

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi \cdot R \cdot l \quad (2-10)$$

L'inductance totale de la $k^{\text{ème}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux portions d'anneaux de court circuit refermant la maille k . Donc l'expression est donnée par:

$$L_{rr} = L_{rp} + 2 \cdot L_b + 2 \cdot L_e \quad (2-11)$$

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

$$\begin{aligned} \Phi_{rjk} &= \int_0^t dz \int_{j^a}^{(j+1)^a} B_{2rk} R \cdot l \cdot d\theta \\ \Phi_{rjk} &= \int_0^t dz \int \left(-\frac{1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} R \cdot l \cdot i_{rk} \right) d\theta \end{aligned} \quad (2-12)$$

Donc, l'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes (disjointes) est exprimée par la relation suivante:

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2 \cdot \pi \cdot l \cdot R \quad (2-13)$$

L'inductance mutuelle entre la $k^{\text{ème}}$ maille et les mailles adjacentes est donnée par:

$$\begin{aligned} L_{(k+1)k} &= -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2 \cdot \pi \cdot l \cdot R - L_{b(k+1)} \\ L_{r(k-1)k} &= -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2 \cdot \pi \cdot l \cdot R - L_{b(k-1)} \end{aligned} \quad (2-14)$$

II.2.1.3 Mutuelle inductance entre stator et rotor

La figure II.3 indique les bases géométriques de l'expression du flux mutuel entre l'enroulement d'une phase "n" au stator et un circuit élémentaire "k" au rotor.

La transformation dans le repère lié au rotor de l'équation (2.3), donne:

$$B_{msr} = \frac{2\mu_0 N_s \cdot i_s}{e \cdot p \cdot \pi} \cos\left(p\theta - n \frac{\pi}{3}\right) \quad (2-15)$$

Avec : $n = (1, 2, 3)$

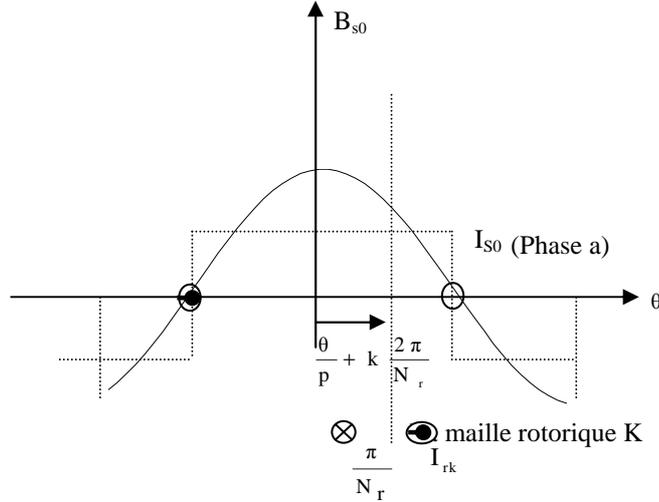


Figure II.3 : flux mutuel –phase statorique –boucle rotorique

L'induction produit par la bobine statorique de la phase n induit dans la maille rotorique k le flux:

$$\Phi_{smrk} = -\frac{2\mu_0}{\pi \cdot e \cdot p} N_s R \cdot l \cdot i_{sm} \frac{1}{p} \left[\sin \left(p\theta - n \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} \quad (2-16)$$

L'inductance mutuelle entre la phase "n" du stator et la k^{ème} maille rotorique est donnée donc par :

$$M_{rkn} = -M_{sr} \cos \left(p\theta - n \frac{2\pi}{3} + ka \right) \quad (2-17)$$

Avec :

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

$a = p \frac{2\pi}{N_r}$: L'angle électrique entre deux mailles rotoriques

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

$$\begin{cases} M_{rka} = M_{sr} \cos(p\theta + ka) \\ M_{rkb} = M_{sr} \cos \left(p\theta + ka - \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_{rkc} = M_{sr} \cos \left(p\theta + ka + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases}$$

II .3 Mise en équations

Le but de la mise en équations est d'effectuer une simulation numérique. Nous recherchons donc, l'ensemble des équations différentielles indépendants définissant le modèle de la machine.

II.3.1 Equations statoriques

Les équations de tension et du flux statorique sont :

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \\ [\Phi_{abc}] = [\mathbf{L}_s][\mathbf{I}_{abc}] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{I}_{rk}] \end{cases} \quad (2-18)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{abc}] &= [V_a \quad V_b \quad V_c]^t \\ [\mathbf{I}_{abc}] &= [I_a \quad I_b \quad I_c]^t \\ [\mathbf{I}_{rk}] &= [I_{r0} \quad I_{r1} \quad \dots \quad I_{r(N_r-1)}]^t \\ [\Phi_{abc}] &= [\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c]^t \end{aligned}$$

La matrice des résistances statoriques est :

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances statoriques s'écrit :

$$[\mathbf{L}_s] = \begin{bmatrix} L_{sp} + L_{sf} & M_s & M_s \\ M_s & L_{sp} + L_{sf} & M_s \\ M_s & M_s & L_{sp} + L_{sf} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques s'écrit [RIT 94] [BAG 99] :

$$[\mathbf{M}_{sr}] = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos(\theta_r + ka) & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3} \right) & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3} \right) & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

Avec: $k=0, 1, 2, \dots, N_r-1$

I.3.2 Equations rotoriques

Le modèle multi-enroulement , permet de mieux se rapprocher de la structure réelle de la cage rotorique.

Le rotor est assimilé à un enroulement polyphasé de (N_r+1) mailles, chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et de deux portions des deux anneaux de court circuit. La figure II.3 illustre la modélisation du rotor par son schéma électrique équivalent.

Ce découpage est largement suffisant pour l'étude des ruptures de barres ou d'anneaux. Par contre, la prise en compte des courants inters barres nécessiterait d'affiner encore le circuit.

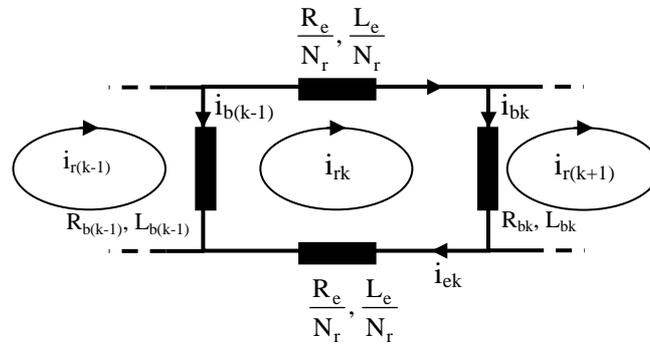


Figure II.3 : Schéma électrique équivalent des mailles rotorique

Sachant que :

Pour le nœud n⁰1 : (2-19)

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

Pour le nœud n⁰2 :

$$i_{b(k-1)} = i_{r(k-1)} - i_{rk} \tag{2-20}$$

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

$$\frac{R_e}{N_r} i_{rk} - R_{b(k-1)} \cdot i_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} i_{ek} + R_{bk} i_{bk} + \frac{d}{dt} \Phi_{rk} = 0 \tag{2-21}$$

Le flux totalisé Φ_{rk} pour un circuit élémentaire k est composé de la somme des termes suivants :

- le flux principal :

$$\Phi_{rp} = L_{rp} I_{rk}$$

- le flux mutuel avec les autres circuits du rotor :

$$\Phi_{rr} = M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} I_{rj}$$

- le flux mutuel avec le stator :

$$\Phi_{sr} = M_{sr} \left[\cos(\theta_r + ka) : \cos\left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}\right) : \cos\left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

L'équation (2-21) devient donc:

$$0 = R_{bk} I_{r(k-1)} + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b(k-1)} + R_{bk} \right) I_{rk} - R_{bk} I_{r(k+1)} - \frac{R_e}{N_r} I_e + \frac{d\Phi_{rk}}{dt}$$

D'où :

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) I_{rk} - M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} I_{rj} - L_b (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{L_e}{N_r} I_e \\ & - M_{sr} \left[\cos(\theta_r + ka) : \cos\left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}\right) : \cos\left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}\right) \right] [I_{abc}] \end{aligned} \quad (2-22)$$

Avec : $k=0, \dots, N_r-1$.

Il faut compléter le système d'équations des circuits du rotor par celle de l'anneau de court-circuit:

$$\frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{dI_{rk}}{dt} - L_e \frac{dI_e}{dt} - \left(R_e I_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \right) = 0$$

De la même façon on utilise les équations de $I_{e(k)}$ et $I_{b(k)}$ et on trouve :

$$\frac{R_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} I_{r(k)} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} \frac{d}{dt} I_{r(k)} - I_e \frac{d}{dt} I_e - R_e I_e = 0 \quad (2-23)$$

II.3.3 Equation d'état de la machine

Le système est mis sous la forme canonique suivante :

$$[V] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \frac{d[L]}{dt} [I] \quad (2-24)$$

Avec :

$[V] = [v_a \ v_b \ v_c \ ; \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ ; \ 0]^t$: Le vecteur global des tensions $((N_r+4) \times 1)$. Il contient les trois tensions statoriques et les N_r tensions des mailles rotoriques, ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit.

$[I] = [i_a \ i_b \ i_c \ ; \ i_{r0} \ i_{r1} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)} \ ; \ i_e]^t$: Le vecteur global des courants $((N_r+4) \times 1)$. Il contient les trois courants statoriques et les N_r courants des mailles rotoriques, ainsi que le courant de l'anneau de court-circuit.

La matrice globale des résistances est :

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s]_{3 \times 3} & : & [0]_{3 \times (N_r+1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]_{(N_r+1) \times 3} & : & [R_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix}$$

La matrice des résistances rotoriques.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{b0} + R_{b(N_r-1)} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{b0} & \dots & 0 & \dots & \dots & -R_{b(N_r-1)} & : & \frac{R_e}{N_r} \\ \dots & : & \dots \\ 0 & \dots & -R_{b(k-1)} & R_{bk} + R_{b(k-1)} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{bk} & \dots & 0 & : & \dots \\ \dots & : & \dots \\ -R_{b(N_r-1)} & \dots & 0 & \dots & \dots & -R_{b(N_r-2)} & R_{b(N_r-1)} + R_{b(N_r-2)} + 2\frac{R_e}{N_r} & : & \frac{R_e}{N_r} \\ \dots & : & \dots \\ \frac{R_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{N_r} & : & R_e \end{bmatrix}$$

La matrice globale des inductances est donnée par :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s]_{3 \times 3} & : & [M_{sr}]_{3 \times (N_r+1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{rs}]_{(N_r+1) \times 3} & : & [L_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & \dots & \dots & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & \dots & -\frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ M_{rr} - L_b & \dots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ M_{rr} - L_b & \dots & M_{rr} & \dots & \dots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & \dots & -\frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots \\ \frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{L_e}{N_r} & \dots & L_e \end{bmatrix}$$

La dérivée de la matrice globale des inductances est :

$$\frac{d[L]}{dt} = \begin{bmatrix} [0] & \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \frac{d[M_{sr}]^t}{dt} & [0] \end{bmatrix}$$

II.3.4 Transformation de Park

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, il est usuel de faire appel à une transformation dite transformation de Park. Elle permet le passage du repère réel triphasé (a, b, c) au repère d'axe (h, d, q).

Le système de grandeurs triphasées est tel que la somme instantanée des grandeurs est nulle. Ceci permet d'annuler la composante homopolaire. Par conséquent, le repère (h, d, q) peut être réduit à un repère biphasé (d, q).

La matrice de Park modifiée est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta & -\sin\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

La dérivée de la matrice de Park est :

$$\frac{d}{dt} [P(\theta)] = -\omega \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & \sin \theta & \cos \theta \\ 0 & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

On définit la matrice globale de Park de dimension $(N_r + 4) \times (N_r + 4)$ comme :

$$[T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)] & : & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]^T & : & [1]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

Sachant que:

$[V] = [T][V_{tr}]$, avec : $[V_{tr}] = [v_{0s} \ v_{ds} \ v_{qs} \ ; \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ ; \ 0]^t$, le vecteur global des tensions de dimensions (N_r+4) , il contient les tensions statorique dans le repère de Park et les N_r tensions des mailles rotoriques, ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit.

$[I] = [T][I_{tr}]$, avec: $[I_{tr}] = [i_{0s} \ i_{ds} \ i_{qs} \ ; \ i_{r0} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)} \ ; \ i_e]^t$, le vecteur global des courants de dimensions (N_r+4) .

L'équation (2-24) devient :

$$\begin{aligned} [T][V_{tr}] &= [R][T][I_{tr}] + \frac{d[L]}{dt} [T][I_{tr}] + [L] \frac{d[T]}{dt} [I_{tr}] + [L][T] \frac{d[I_{tr}]}{dt} \\ [V_{tr}] &= ([T]^{-1} [R] [T] + [T]^{-1} \frac{d[L]}{dt} [T] + [T]^{-1} [L] \frac{d[T]}{dt}) [I_{tr}] + [T]^{-1} [L] [T] \frac{d[I_{tr}]}{dt} \\ [V_{tr}] &= (A + B + C) [I_{tr}] + D \frac{d[I_{tr}]}{dt} \end{aligned}$$

Avec les termes A, B, C, D donnés par :

$$A = [T]^{-1} [R] [T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [R_s] [P(\theta)] & : & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0] & : & [R_r] \end{bmatrix}$$

$$B = [T]^{-1}[L] \frac{d[T]}{dt} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[L_s] \frac{d[P(\theta)]}{dt} & : & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{sr}] \frac{d[P(\theta)]}{dt} & : & [0] \end{bmatrix}$$

$$C = [T]^{-1}[L] \frac{d[T]}{dt} = \begin{bmatrix} [0] & : & [P(\theta)]^{-1} \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \dots & \dots & \dots \\ [P(\theta)] \frac{d[M_{sr}]}{dt} & : & [0] \end{bmatrix}$$

$$D = [T]^{-1}[L][T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[L_s][P(\theta)] & : & [P(\theta)]^{-1}[M_{sr}] \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{rs}]^T [P(\theta)] & : & [L_r] \end{bmatrix}$$

La mise en équation du modèle de la machine conduit à un système complet de dimension N_r+4 ;

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{0s} \\ \dots \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = [R_{tr}] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ \dots \\ I_{r1} \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \\ \dots \\ I_e \end{bmatrix} + [L_{tr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ \dots \\ I_{r1} \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \\ \dots \\ I_e \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

$[L_{tr}]$ et $[R_{tr}]$ sont les matrices globales des résistances et des inductances après la transformation de Park.

A ces équations, on ajoute les équations électromagnétiques (2-28) et (2-29) afin d'avoir la vitesse électrique et la position électrique θ_r du rotor.

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - k_0 \Omega_r) \quad (2-28)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \Omega_r \quad (2-29)$$

II.3.5 Equation mécanique

La puissance absorbée de la machine asynchrone s'écrit :

$$P_e = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} + V_{os} i_{os}$$

Posons :

$$[X_{dq0}] = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \text{ et } [X_{abc}] = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Avec $X = (i, V, \Phi)$ et Φ est le flux d'induction totalisé dans l'enroulement.

Soit $[P]$ la matrice de transformation directe, de telle sorte que : $[X_{dq0}] = [P][X_{abc}]$

Dans ces conditions, la puissance instantanée a pour expression :

$$P_e = [V_{abc}]^t [i_{abc}] = [V_{dq0}]^t [I_{dq0}] \quad (2-30)$$

$$[V_{dq0}] = [R_s] [i_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq0}] + [P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} [\Phi_{dq0}] \quad (2-31)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{0s} = R_s I_{0s} + \frac{d}{dt} \Phi_{0s} \end{cases}$$

$$P_e = (R_s \cdot I_{ds}^2 + R_s \cdot I_{qs}^2) + I_{sd} \left(\frac{d\Phi_{sd}}{dt} \right) + I_{sq} \left(\frac{d\Phi_{sq}}{dt} \right) + \omega_{er} (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds})$$

$$P_e = (R_s I_{ds}^2 + \left(\frac{d}{dt} \Phi_{ds} \right) I_{ds} - \omega_{er} \Phi_{qs} I_{ds}) + (R_s I_{qs}^2 + \left(\frac{d}{dt} \Phi_{qs} \right) I_{qs} + \omega_{er} \Phi_{ds} I_{qs}) + (R_s I_{0s}^2 + \left(\frac{d}{dt} \Phi_{0s} \right) I_{0s})$$

a) la puissance dissipée en pertes Joule est :

$$P_J = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2)$$

b) la puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique est :

$$P_v = I_{ds} \left(\frac{d\Phi_{ds}}{dt} \right) + I_{qs} \left(\frac{d\Phi_{qs}}{dt} \right)$$

c) la puissance mécanique P_m est :

$$P_m = \omega (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})$$

Or la puissance mécanique est égale à $C_e \Omega$ ou à $\frac{C_e \omega}{p}$. On en tire l'expression scalaire du couple.

$$C_e = p [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (2-32)$$

On remplace Φ_{ds} et Φ_{qs} par ces expressions et on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot M_{sr} (I_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{r(k)} \sin(k.a) - I_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{r(k)} \cos(k.a)) \quad (2-33)$$

II.4 Modèle de taille réduite

La représentation du système par l'expression (2-27) fait apparaître un système d'ordre très élevé car il est constitué de nombre de phases statoriques, du nombre de phases rotoriques et des équations électromécaniques [BAG 99] [HUB 02].

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 :

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

Soit la partie statorique :

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] \cdot [i_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [i_{rk}] \} \quad (2-34)$$

L'application de la transformation donne :

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

Pour la partie rotorique :

$$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_{rk}] + \frac{d}{dt} \{[\mathbf{L}_r] \cdot [\mathbf{i}_{rk}]\} + \frac{d}{dt} \{[\mathbf{M}_{rs}] \cdot [\mathbf{i}_s]\} \quad (2-35)$$

Nous obtenons de la même façon :

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{odqr}] &= \{[\mathbf{T}(\theta_R)][\mathbf{R}_r][\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1}\}[\mathbf{i}_{odqr}] + \{[\mathbf{T}(\theta_R)][\mathbf{L}_r][\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1}\} \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_{odqr}] \\ &+ \left\{ [\mathbf{T}(\theta_R)][\mathbf{M}_{sr}] \frac{d}{dt} [\mathbf{T}(\theta_R)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_{odqr}] + \left\{ [\mathbf{T}(\theta_R)] \frac{d}{dt} [\mathbf{M}_{rs}] [\mathbf{T}(\theta_s)]^{-1} \right\} [\mathbf{i}_{odqs}] \end{aligned}$$

En choisissant un référentiel lié au rotor, les relations angulaires peuvent s'écrire $\theta_s = \theta_r$ et $\theta_R = 0$.

Après simplifications, nous obtenons un modèle de taille réduite pour la machine asynchrone.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_{sc} \cdot I_2 & -\frac{N_r}{2} M_{sr} \cdot I_2 & \vdots & 0 \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cdot I_2 & L_{rdq} & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_{dqs} \\ V_{dqr} \\ \dots \\ V_e \end{bmatrix} - \quad (2-36) \\ \begin{bmatrix} R_s \cdot I_2 + \omega_r L_{sc} \cdot J_2 & -\frac{N_r}{2} \omega_r M_{sr} \cdot J_2 & \vdots & 0 \\ 0 & R_{rdq} \cdot I_2 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Avec :

$$L_{rdq} = L_{rp} - M_{rr} + \frac{2 \cdot L_e}{N_r} + 2 \cdot L_e (1 - \cos(a)) \quad (2-37)$$

$$R_{rdq} = 2 \frac{R_e}{N_r} + 2 \cdot R_b (1 - \cos(a)) \quad (2-38)$$

et :

$$I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans le cas d'un défaut rotorique, la matrice $[\mathbf{R}_r]$ 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 :

$$[\mathbf{R}_{rf}] = [\mathbf{R}_r] + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ & \dots & & & & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & & \dots \\ & \dots & & & & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{R}'_{bk} & -\mathbf{R}'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & -\mathbf{R}'_{bk} & \mathbf{R}'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

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

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

La matrice résistance est :

$$[\mathbf{R}_{rfdq}] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{rdd} & \mathbf{R}_{rdaq} \\ \mathbf{R}_{rqd} & \mathbf{R}_{rqq} \end{bmatrix}$$

Où les quatre termes de cette matrice sont :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{rdd} &= 2 \cdot \mathbf{R}_b (1 - \cos(a)) + 2 \frac{\mathbf{R}_e}{\mathbf{N}_r} + \frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} (1 - \cos(2k-1)a) \\ \mathbf{R}_{rdaq} &= -\frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} \cdot \sin(2k-1)a \\ \mathbf{R}_{rqd} &= -\frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} \sin(2k-1)a \\ \mathbf{R}_{rqq} &= 2 \cdot \mathbf{R}_b (1 - \cos(a)) + 2 \frac{\mathbf{R}_e}{\mathbf{N}_r} + \frac{2}{\mathbf{N}_r} (1 - \cos(a)) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} (1 + \cos(2k-1)a) \end{aligned} \quad (2-40)$$

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 :

$$\mathbf{C}_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \mathbf{N}_r \cdot \mathbf{M}_{sr} (\mathbf{I}_{ds} \cdot \mathbf{I}_{qr} - \mathbf{I}_{qs} \cdot \mathbf{I}_{dr}) \quad (2-41)$$

La sous-matrice, relative à la résistance rotorique, est un bon indicateur de la présence d'un défaut. En effet, en cas de défaut \mathbf{R}_{rdd} et \mathbf{R}_{rqq} ne sont plus égaux comme c'est le

cas pour la machine saine. En outre, les termes R_{rdq} et R_{rqd} prennent une valeur non nulle, ce qui témoigne de la présence d'un défaut au rotor [BAG 99] [ABE 02].

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté explicitement les étapes de construction du modèle mathématique de la machine asynchrone à cage d'écureuil adapté pour la simulation des ruptures de barres au rotor.

Nous avons tout d'abord adapté le modèle pour la simulation des ruptures de barres au rotor en présentant les hypothèses simplificatrices sur lesquelles repose le modèle multi-enroulement par la suite nous avons calculé les différentes inductances et mutuelles statoriques et rotoriques.

Les conséquences d'une cassure de barre s'obtiennent aisément par l'augmentation de la résistance de la barre concernée par le défaut.

Ce modèle nous permettra de comprendre les phénomènes physiques associés à ce type de défauts.

Ensuite nous avons présenté une transformation de Park généralisée permettant de réduire l'ordre du système électrique. Nous présentons les résultats de simulation obtenus à l'aide de ce modèle dans le chapitre suivant qui sera consacré au diagnostic des défauts dans la cage rotorique.

Chapitre III

Techniques des Ondelettes appliquées au MAS

III.1 Introduction

Beaucoup de méthodes d'analyse du signal ont été proposées pour le diagnostic de défauts, parmi ces méthodes on trouve la FFT (Fast Fourier Transform), une des méthodes les plus utilisées et les mieux établies. Malheureusement, les méthodes basées sur la FFT ne sont pas appropriées à l'analyse des signaux non-stationnaires et ne peuvent pas indiquer l'information inhérente dans ces signaux. Habituellement, les composants non stationnaires contiennent des informations abondantes sur les défauts de la machine.

L'approche alternative à un tel signal non stationnaire est la transformée en ondelettes (TOC), qui a l'avantage de capter la variation en temps des propriétés (fréquences et amplitudes instantanées) contenues dans les signaux. En d'autres termes, la TOC permet de décrire le signal dans le domaine temps-échelle et donc de palier l'inconvénient de la transformation de Fourier qui a le désavantage de la perte de l'information temporelle. La technique des ondelettes en plein essor se montre comme étant un outil puissant de traitement du signal.

Cet intérêt est dû au fait que ces réseaux regroupent la capacité des réseaux des ondelettes dans la décomposition des signaux. Les réseaux d'ondelettes ne permettent pas seulement d'assurer la convergence de l'algorithme mais d'augmenter également sa vitesse. Les fonctions ondelettes trouvent leur origine dans des travaux de mathématiciens depuis les années 1930. L'idée de départ était de construire une transformation, pour l'étude des signaux, plus commode que la transformation de Fourier, notamment pour des signaux de durée finie.

Les fonctions ondelettes ont subi une évolution au cours des années: celles dont nous disposons aujourd'hui sont plus complexes que leurs aînées, et possèdent des propriétés intéressantes pour l'approximation de fonction. En particulier, elles possèdent la propriété d'approximation universelle, ce qui suggère leur utilisation pour la construction de modèles "boîte noire".

III.1.1 La transformée de Fourier

L'analyse de Fourier est une base majeure de la physique et des mathématiques. Elle est indissociable du traitement du signal, et ce pour deux raisons principales. La première est l'universalité du concept de fréquence sur lequel elle repose. La seconde tient à la

structure même de l'analyse de Fourier qui se prête aisément à des transformations communes comme le filtrage linéaire en les traduisant de manière particulièrement simple [CAM 00].

Le principe de la transformée de Fourier repose sur le fait que toute fonction périodique peut être représentée comme la somme d'une série de sinus et de cosinus dont on fait varier d'une part les amplitudes en les multipliant par des coefficients, et d'autre part les phases en les décalant de manière à ce qu'elles s'additionnent ou se compensent.

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (3-1)$$

Cependant, l'analyse de Fourier, de par sa nature, montre assez vite ses limitations: Son calcul nécessite la connaissance de toute l'histoire temporelle du signal (équ 3.1, transformation de Fourier, équ(3.2) transformation de Fourier inverse), de plus, dans une transformée de Fourier l'information sur le temps est présente (la transformée inverse est donc possible), mais elle est cachée dans les phases: elle est en pratique impossible à extraire. On en est donc réduit à étudier un signal soit en fonction du temps soit en fonction des fréquences qu'il contient sans possibilité de conjuguer les deux analyses.

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi f t} df \quad (3-2)$$

Malgré l'introduction et les succès de la transformée de Fourier rapide (FFT), est donc par définition peu adaptée à l'étude des signaux non-stationnaires. Hors, ces signaux se rencontrent beaucoup plus souvent que les signaux stationnaires.

III.1.1.1 Méthodes d'analyses Temps – fréquence

Les méthodes d'analyse temps – fréquence ont été développées pour l'étude des signaux non stationnaires [ABE 02]. Plus généralement, elles s'appliquent 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 de l'analyse temps fréquence, la transformation de Wigner –Ville permet des diagnostics précis. 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 [BOU01].

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.

III.1.2.Réseaux d'ondelettes

Le terme ondelette désigne une fonction qui oscille sur un intervalle de longueur finie. Au-delà, la fonction décroît très vite vers zéro.

Historiquement, les premières ondelettes introduites par Haar constituaient une base de fonctions orthogonales. Les ondelettes de Haar présentent la particularité de ne pas être dérivables. Plus tard, de nouvelles fonctions orthogonales ont été introduites.

La mise en œuvre de ces fonctions est reconnue dans le cadre de l'analyse multi-résolution de signaux [MAL 99] [AYM 99]. Les structures obliques (frames en anglais) ont été introduites par Morlet dans le but de trouver des bases de fonctions (non nécessairement orthogonales) pour représenter des signaux. Ces structures obliques ont fait l'objet des travaux de Daubechies qui a développé un support théorique aux résultats de Morlet. Les structures obliques ont des expressions analytiques simples, et toute fonction de carrés sommables peut être approchée, avec la précision voulue, par une somme finie d'ondelettes issues d'une structure oblique. Cette propriété est équivalente à celle de l'approximation universelle pour les réseaux de neurones [CAM 00].

III.1.2.1 La transformée en ondelettes continue

La transformée en ondelettes utilise des translations et des dilatations d'une fonction fixe, l'ondelette mère $\psi \in L^2(\mathbb{R})$. Dans le cas de la transformée continue, les paramètres de translation et de dilatation varient de manière continue. En d'autres mots, la transformée utilisée les fonctions [BEN 04]:

$$\psi_{a,b}(x) = \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{x-b}{a}\right) \quad (3-3)$$

Avec $a, b \in \mathbb{R}, a \neq 0$, ou a facteur d'échelle x la distance sert à dilater (compresser ou étendre) la fonction ψ , et b sert à la translater (la déplacer selon l'axe des temps). Quand on analyse un signal $f(x)$ avec ces ondelettes, on le transforme en une fonction de deux variables (le temps et l'échelle d'analyse du signal) qu'on peut appeler $W(a, b)$:

$$W(a, b) = \langle f, \Psi_{a,b} \rangle \quad (3-4)$$

Que l'on peut également noter:

$$W(a, b) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int f(x) \Psi_{a,b}(x) dx$$

Cette transformation est en théorie infiniment redondante puisque l'ondelette est translaturée de manière continue, cependant il existe des méthodes pour diminuer cette redondance ; l'une de ces méthodes consiste en l'emploi de la transformée en ondelettes discrète.

Parmi une grande famille des ondelettes, on trouve:

- Ondelette **gaussienne complexe**.
- Ondelette **Complexe de Morlet**.
- Ondelette **gaussienne**.
- Ondelette **chapeau mexicain**.
- Ondelette de **Meyer**.
- Ondelette de **Meyer avec une fonction auxiliaire**.
- Ondelette de **Morlet**.
- Ondelette **complexe de Shannon**.

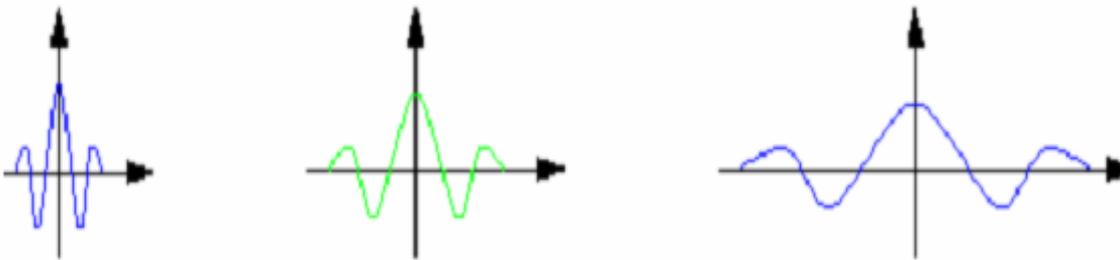


Figure III.8. Fonction de base

Le facteur $\frac{1}{\sqrt{|a|}}$ normalise $\Psi_{a,b}$ afin de préserver l'énergie du motif analysant :

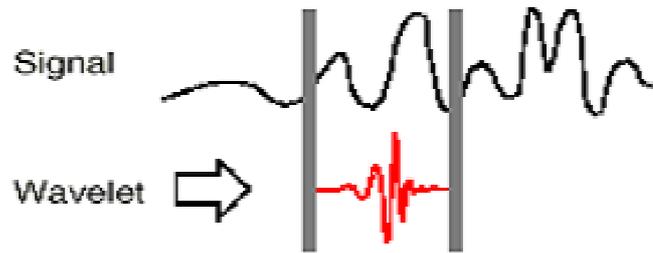
$$\|\Psi_{a,b}\|_2^2 = \int_{\mathbb{R}} |\Psi_{a,b}(x)|^2 dx = 1$$

La procédure de calcul des coefficients $C_x(a,b)$ s'effectue comme suit :

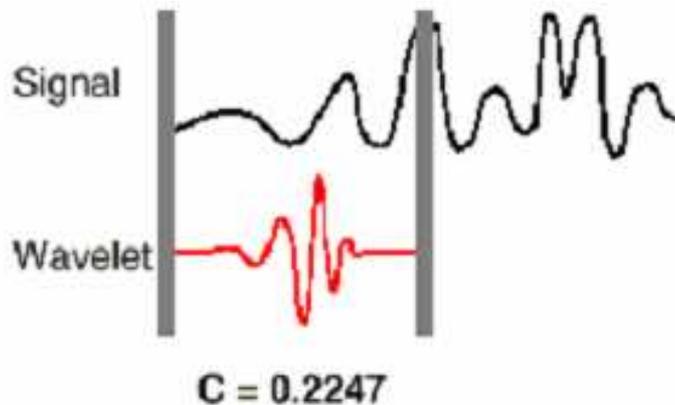
On multiplie le signal et la fonction analysante et l'on calcule l'intégrale du produit.

C'est un processus assez simple, en fait il se déroule en cinq étapes :

1. On prend une ondelette et on la compare à une section au début du signal original.
2. On calcule le coefficient $C_x(a,b)$ qui représente le degré de corrélation de l'ondelette avec cette portion du signal.



3. On translate l'ondelette vers la droite et on répète les étapes (1) et (2) jusqu'à ce que le signal soit couvert en entier.
4. On dilate l'ondelette et on répète les étapes une(1) à trois (3).



5. On recommence l'opération pour toutes les étapes à différentes échelles.

Le signal peut être reconstruit à partir de ses coefficients en ondelettes sous réserve que l'ondelette Ψ vérifie la condition d'admissibilité, c'est-à-dire que l'intégrale suivante existe et soit finie :

$$C_\Psi = \int_0^{+\infty} \frac{|\widehat{\Psi}(f)|^2}{|f|} df < +\infty \quad (3-5)$$

Ou $\widehat{\Psi}(f)$ désigne la transformée de Fourier de $\Psi(x)$. La formule de reconstruction fait intervenir ce coefficient de normalisation C_Ψ

$$f(x) = \frac{1}{C_\Psi} \int_{b \in \mathbb{R}} \int_{a > 0} C_x(a, b) \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{x-b}{a}\right) db \frac{da}{a^2} \quad (3-6)$$

Pour garantir l'existence finie de C_Ψ , il faut s'assurer de la convergence de l'intégrale aux bornes. A l'infini, il faut que le spectre de l'ondelette mère ait une décroissance au moins en $|f|^{-\frac{1}{2}}$. Par contre, autour de l'origine, le spectre doit s'annuler pour assurer la convergence de l'intégrale en zéro :

$$\widehat{\Psi}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi(x) dx = 0 \quad (3-7)$$

Cette condition impose à l'ondelette d'être à moyenne nulle. Ainsi, son amplitude passe forcément par zéro et présente donc quelques oscillations ; c'est ce qui fait qu'on lui attribue le nom d'ondelette.

III .4.Simulation du modèle de la machine asynchrone

Une fois le modèle de la machine asynchrone à cage est établi, nous pouvons aborder la simulation de celle –ci en utilisant MATLAB 6.5 SIMILINK. Cela permet de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone dans le cas où le rotor est sain et dans le cas où le rotor est défaillant.

III. 4.1.Résultats de simulation

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

Les figures **III.9** montrent l'évolution du courant statorique et rotoriques, du couple électromagnétique, la vitesse, ainsi que du courant dans les barres ; en charge et lors de la rupture de la première barre puis de la deuxième barre.

Le démarrage s'effectue à vide sous tension nominale avec une alimentation équilibré.

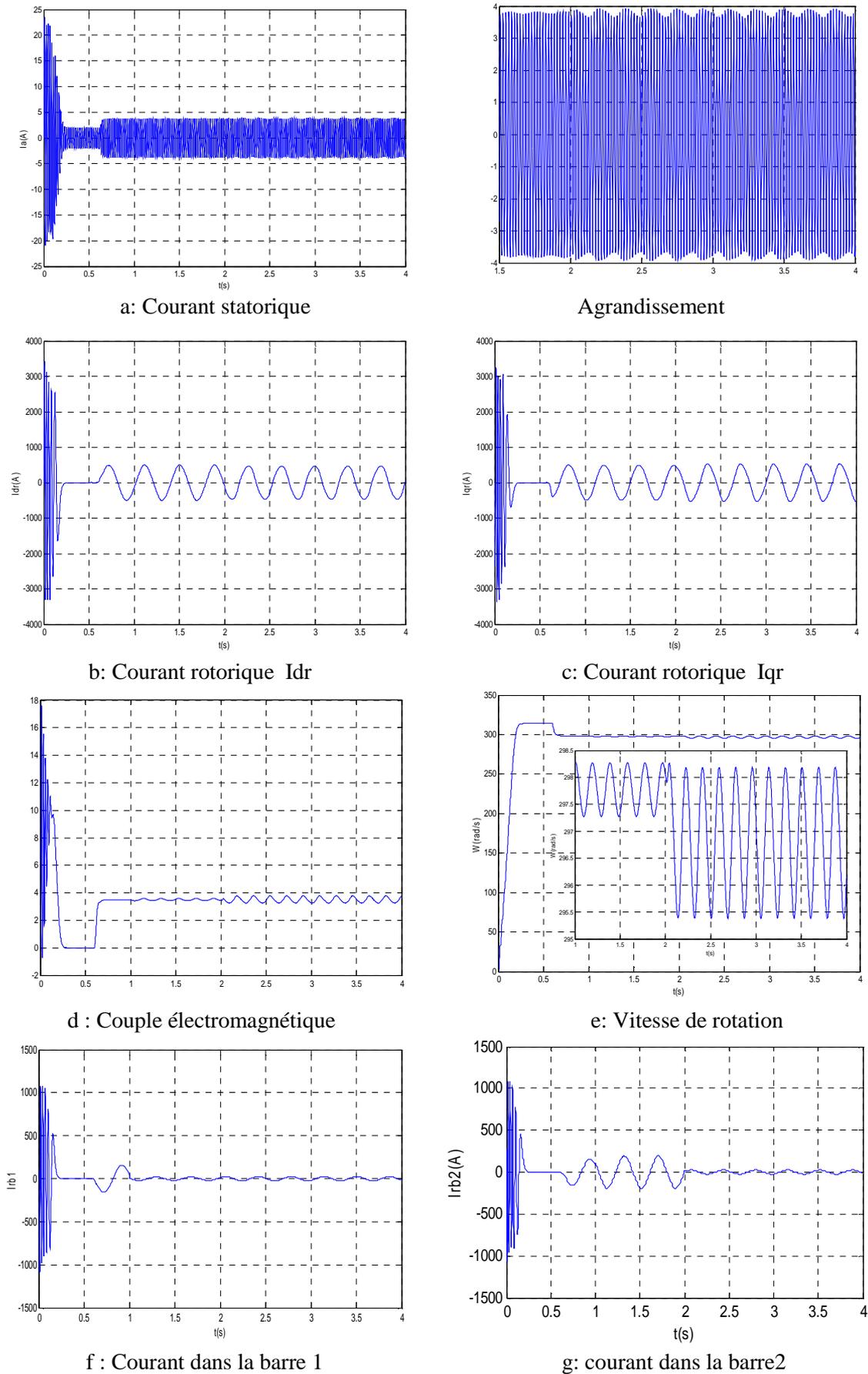


Figure III.9 : Simulation avec modèle réduit : en charge $C_r=3.5N.m$ et avec rupture de deux barres adjacentes à $t=1s$ et $t=2s$

A l'instant $t=0.6s$, la machine a été soumise à un couple résistant nominale $C_r=3.5N.m$. Le couple électromagnétique répond pour équilibrer le couple résistant, la vitesse chute alors à la valeur de 300 rad/s et le courant augmente et atteint sa valeur nominale.

A l'instant $t=1s$, nous simulons la rupture de la première barre, en augmentant sa résistance de 11 fois. Lors d'une rupture de barre, le rotor crée en plus du champ direct ($g.w_s$), un champ rotorique inverse ($-g.w_s$). L'interaction de ces champs avec celui issu du bobinage statorique donne naissance à un couple électromagnétique qui est la somme d'une composante constante et d'une composante inverse sinusoïdale de pulsation ($2g.w_s$) figure **III.9.d**. Cette dernière sera la cause d'oscillations sur la vitesse figure **III.9.e**. La figure **III.9.a**, permet de vérifier la modulation de l'enveloppe du courant statorique. A $t=2s$, nous simulons la rupture de la barre adjacente N°2 pour montrer l'influence du nombre des barres cassées. Le courant dans cette barre diminue fortement figure **III.9.f**, et entraîne une surintensité dans la barre voisine figure **III.9.g**. Le courant qui parcourait la barre cassée est alors réparti dans les barres voisines et ce traduit sur le couple et la vitesse par une augmentation de l'amplitude des ondulations. Nous remarquons également l'augmentation de l'amplitude de modulation du courant statorique.

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

Dans la simulation suivante, on va supposer deux défauts successifs: rupture de deux barres espacées:

- Rupture de la barre 1 à $t=1s$,
- Rupture de la barre 7 à $t=2s$.

La courbe de la vitesse est donnée par la figure **III.10.e**, celle du courant statorique et rotorique par la figure **III.10.a,b,c** et celle du couple électromagnétique par la figure **III.10.d**. Lorsque le rotor présente une défaillance, nous observons sur la courbe du courant statorique des ondulations dues au défaut survenu sur l'enroulement rotorique. Nous pouvons aisément conclure que l'analyse directe de l'amplitude du courant est difficile et qu'il est par conséquent conseillé de traiter le signal afin d'en ressortir des données plus représentatives.

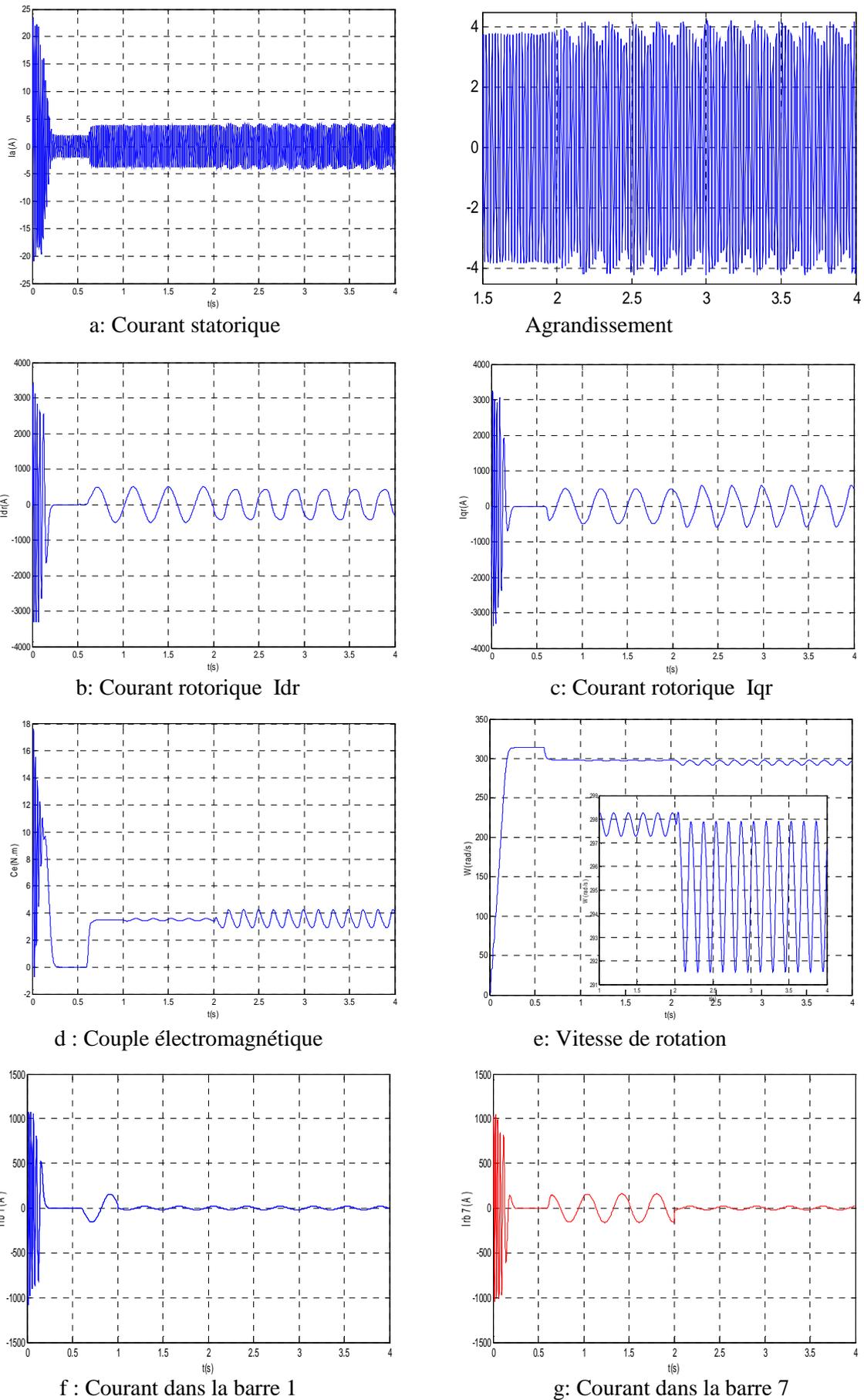


Figure III.10 : Simulation avec modèle réduit : en charge $C_r=3.5N.m$ et avec rupture de deux barres espacées à $t=1s$ et $t=2s$

III.5. Application de l'analyse spectrale

Il existe de nombreux types de fenêtres qui privilégient des aspects particuliers par rapport aux autres. Il convient donc de choisir la fenêtre adéquate pour le signal en fonction du problème particulier que l'on doit résoudre.

Cette caractéristique porte essentiellement sur trois points :

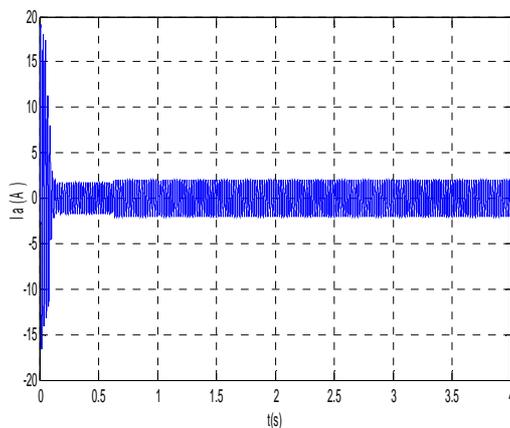
- la largeur et la hauteur du lobe principal,
- la hauteur du premier lobe secondaire,
- l'atténuation des lobes secondaires,

Pour cela, on utilise la fenêtre de hanning.

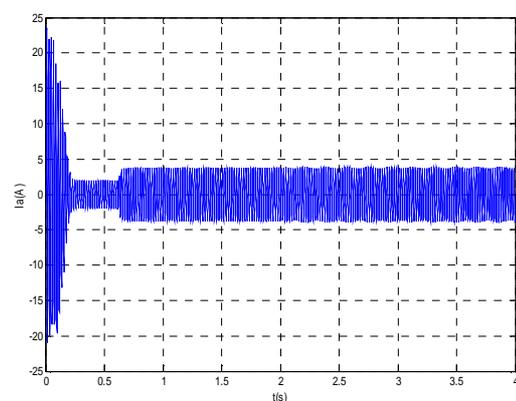
Lors de la rupture de barre, il est difficile d'analyser directement le courant statorique. Ce dernier ne présente en effet qu'une faible modulation.

L'analyse par FFT permet de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre du signal. Nous présentons les résultats de simulation de l'analyse du courant statorique par FFT en régime permanent et en charge.

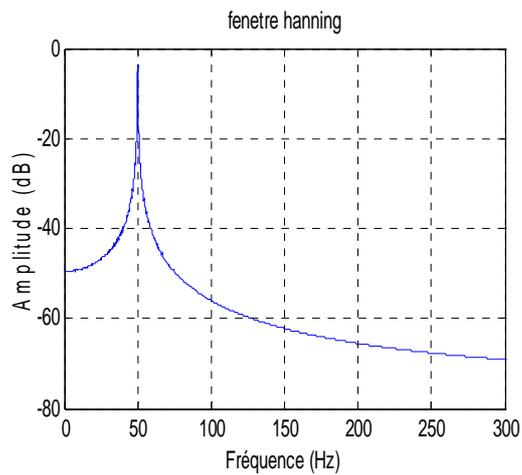
Pour le diagnostic des défauts électriques du rotor, on s'intéresse principalement aux harmoniques à gauche du fondamental qui caractérisent ces défauts. On remarque que leurs amplitudes augmentent avec la sévérité du défaut (Figure III.11) et que le cas de deux barres est plus sévère que celui d'une barre. Quant aux harmoniques à droite du fondamental, elles nous donnent de plus amples informations sur la sévérité du défaut.



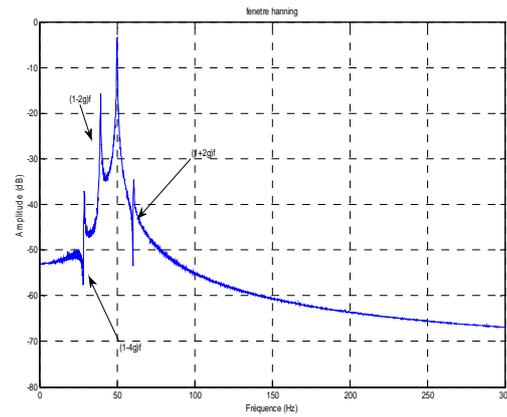
Courant statorique état sain



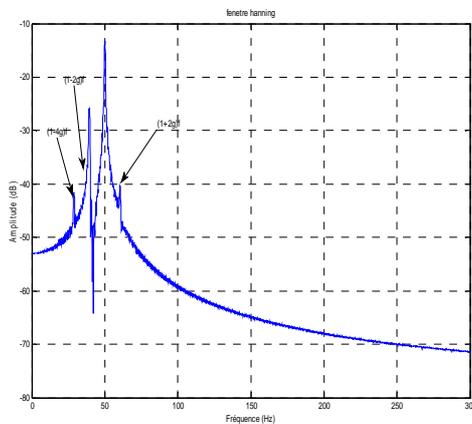
Courant statorique avec deux barres adjacentes cassées



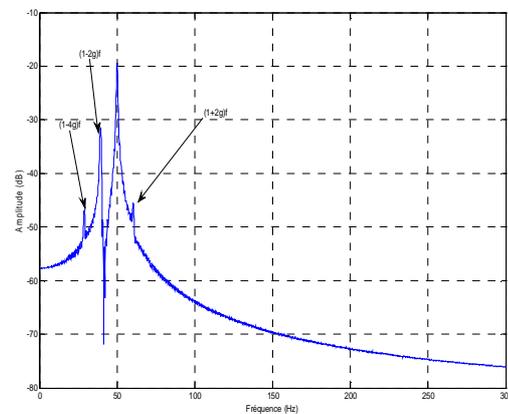
a) Analyse spectrale du courant statorique état sain



b) Analyse spectrale du courant statorique avec une barre cassée



c) Analyse spectrale du courant statorique deux barres adjacentes cassées



d) Analyse spectrale du courant statorique deux barres espacées cassées

Figure III.11 Fenêtre de Hanning pour différentes cassures des barres

III .5.1. Interprétation des résultats

Comme on peut le voir, l'utilisation de la fenêtre a un rôle important dans la discrimination des composantes fréquentielles qui indiquent les conditions de défaut. Nous avons de bons résultats par l'application de cette technique au courant statorique pour un état sain et avec défaut.

Du point de vue des résultats des différents cas de simulation effectués, on peut affirmer que la manifestation des raies est un signe de l'existence du défaut, de plus, leur amplitude est une indication du degré de sévérité du défaut.

- La figure **III.11.a** représente le spectre du courant statorique par la fenêtre de Hanning à l'état sain. C'est évident qu'on n'observe aucune raie latérale.

- La figure **III.11.c** représente le spectre du courant statorique pour une cassure de deux barres adjacentes. On remarque l'apparition des raies latérales de fréquence de l'ordre de $(1 \pm 2k) f_s$, et des amplitudes importantes de l'ordre de (-25.79 dB).

- Dans le cas de cassure de deux barres espacées figure **III.11.d**, on remarque une diminution de l'amplitude des raies latérales et leurs fréquences se rapprochent de la fréquence du lobe principal.

III .6. Application de la technique des Ondelettes au diagnostic de la MAS

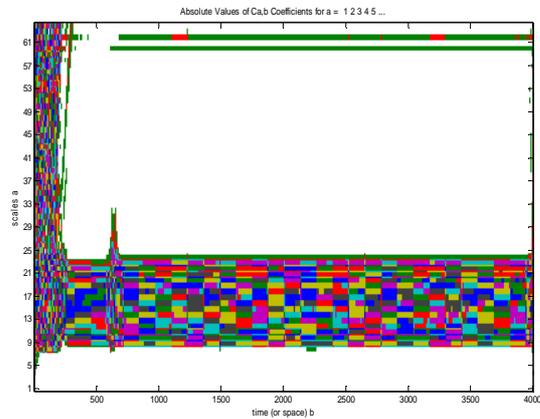
La signature du courant statorique ou le courant moteur représente une source très riche en informations concernant les défauts qui se manifestent souvent dans la machine asynchrone, à cet effet la majorité des travaux du diagnostic sont fondus sur l'analyse du courant statorique soit dans sa partie transitoire ou dans sa partie permanente. Dans le cas de notre d'étude nous avons basé sur l'application de la TOC pour traiter et analyser le courant d'une phase statorique de la machine pendant son régime permanent pour détecter d'éventuels défauts dans la machine.

III. 6.1 Résultats de simulation par la transformée en ondelettes continues

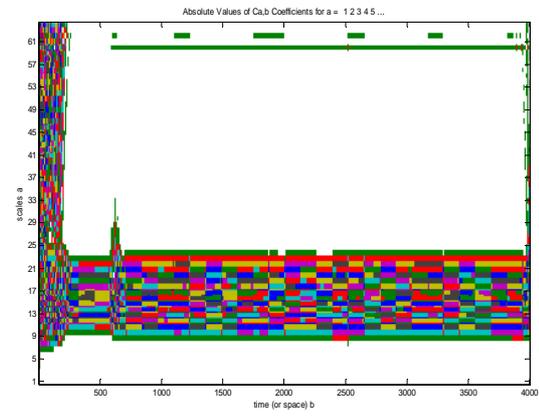
Dans cette section on se propose d'analyser la signature du courant statorique du moteur asynchrone à l'aide de la transformé en ondelettes continues (TOC). Les figures ci-dessous montrent l'évolution des coefficients de la (TOC) du courant d'une phase statorique pour des échelles entre 0 et 64 respectivement dans les cas : moteur sain, une barre cassée puis deux barres cassées à $t=1s$ et avec application d'un couple de charge de 3.5 Nm à partir de $t=0.6s$.

- **Résultats de simulation d'un fonctionnement avec machine saine (Application d'ondelettes)**

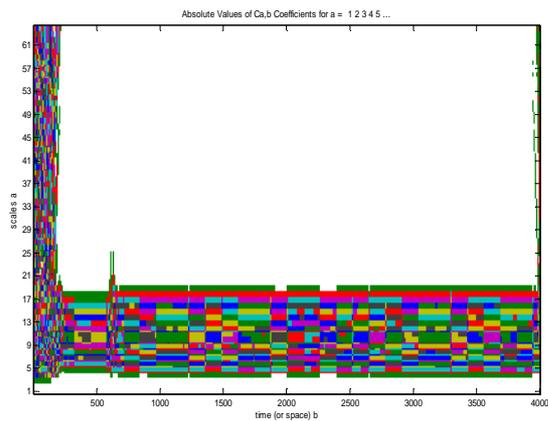
La figures (III.12) représente les transformées en ondelettes du courant d'une phase statorique dans le cas d'une machine saine par application de divers types d'ondelettes.



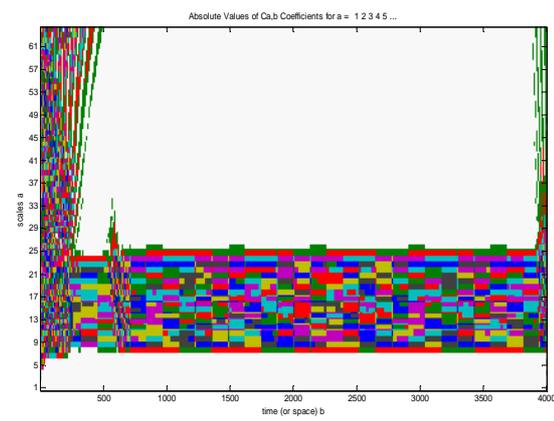
Cas d'ondelette de Meyer



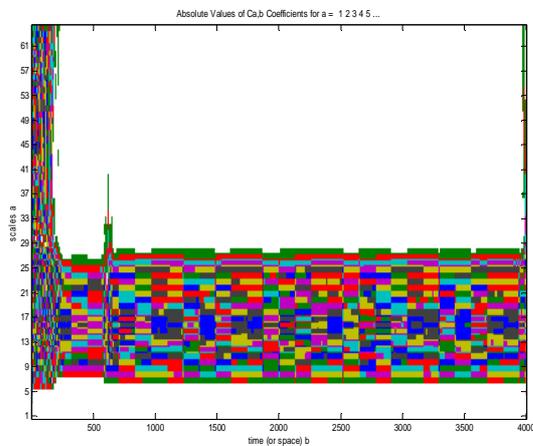
Cas d'ondelette de Morlet



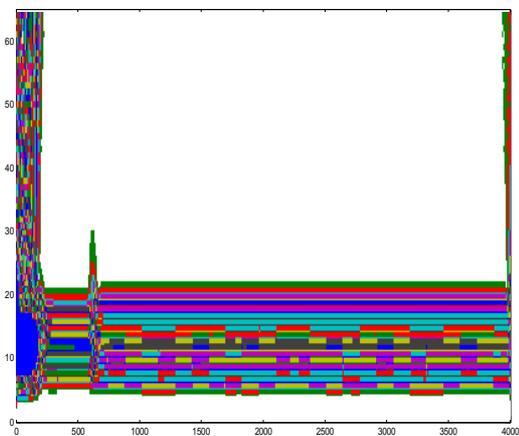
Cas d'ondelette de Gaussien



Cas d'ondelette de Daubechies



Cas d'ondelette de Coifet

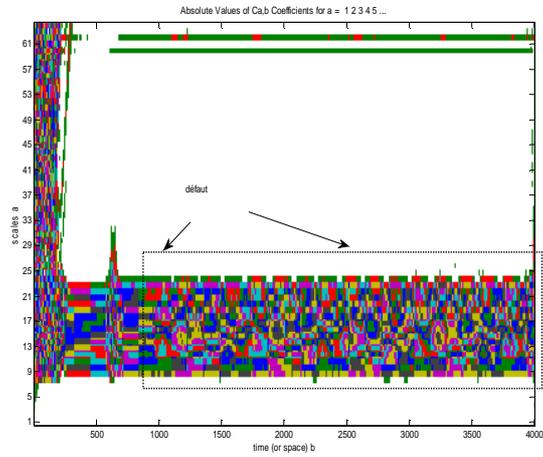


Cas d'ondelette de Gaussien complexe

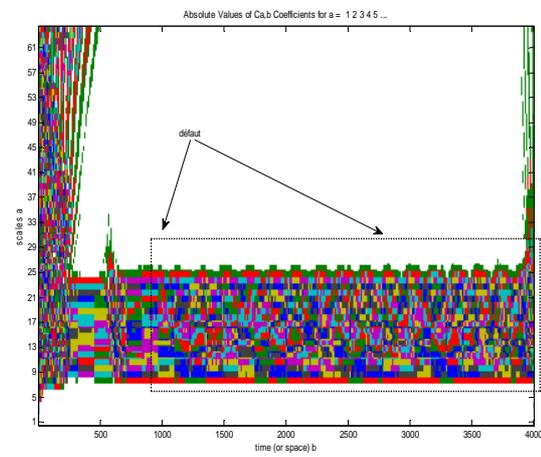
Figure III.12. Différents types d'ondelettes à l'état sain

• **Résultats de simulation d'un fonctionnement avec cassure d'une seule barre**

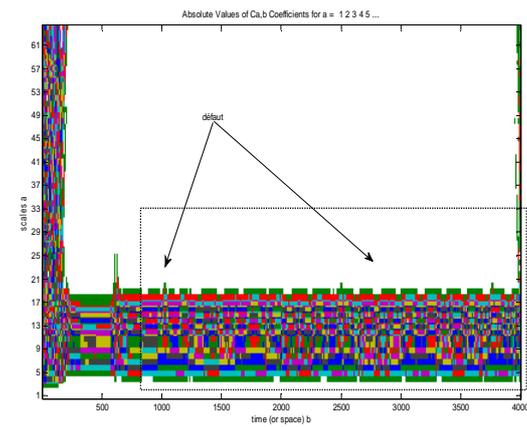
La figures (III.13) représentent les transformées en ondelettes du courant d'une phase statorique dans le cas de cassure d'une barre à $t=1s$.



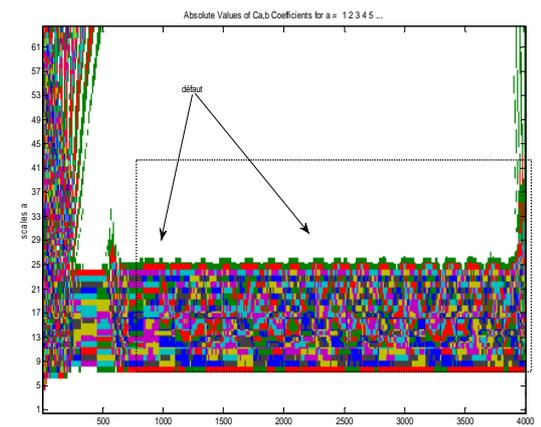
Cas d'ondelette de Meyer



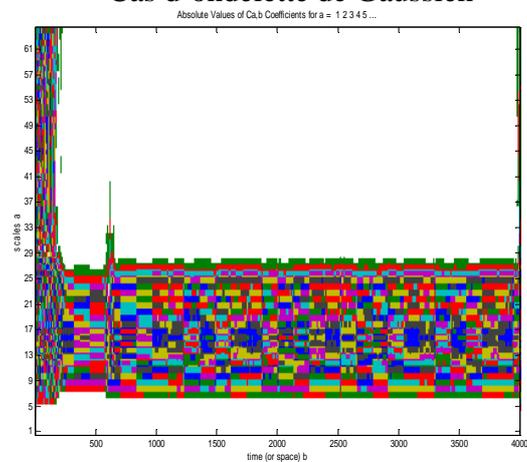
Cas d'ondelette de Morlet



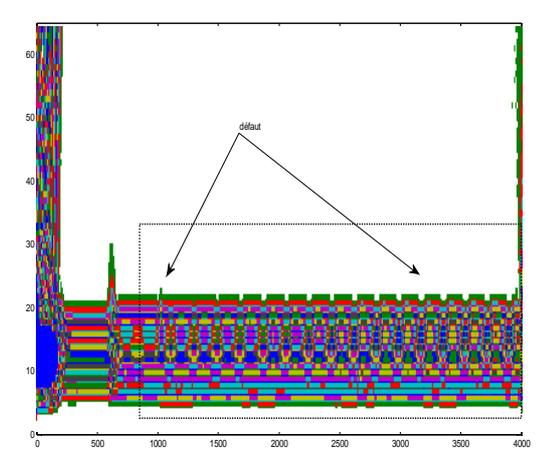
Cas d'ondelette de Gaussien



Cas d'ondelette de Daubechies



Cas d'ondelette de Coifet



Cas d'ondelette Gaussien complexe

Figure III.13. Différents types d'ondelettes avec une cassure d'une barre à $t=1s$

• **Résultats de simulation d'un fonctionnement avec cassure de deux barres adjacentes en même temps**

La figures (III.14) représentent les transformées en ondelettes du courant d'une phase statorique dans le cas de cassure de deux barres adjacentes à $t=2s$.

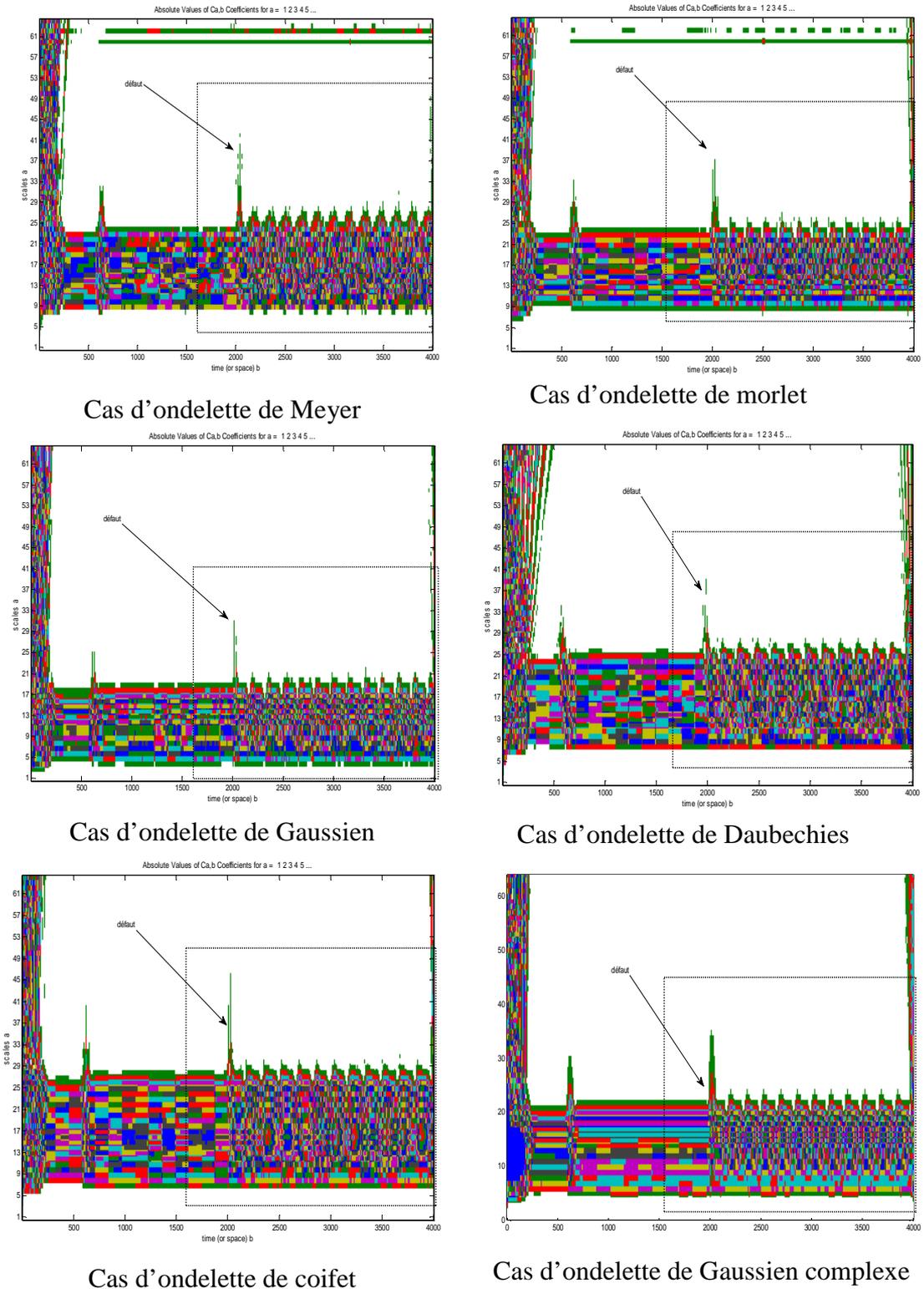
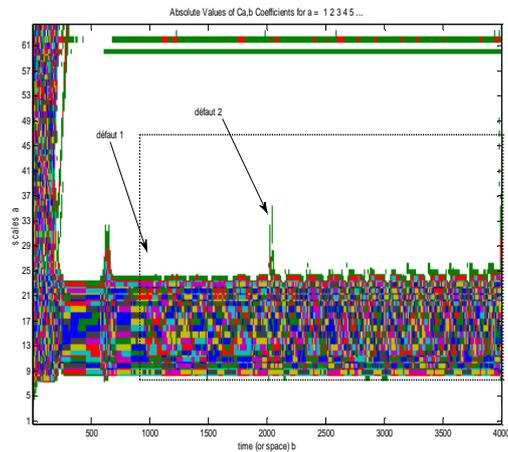


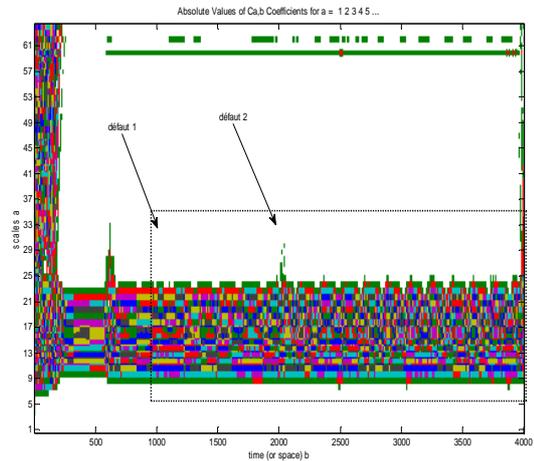
Figure III.14. Différents types d'ondelettes avec cassure de deux barres adjacentes à $t=2s$

- **Résultats de simulation d'un fonctionnement avec cassure de deux barres adjacentes à temps différent**

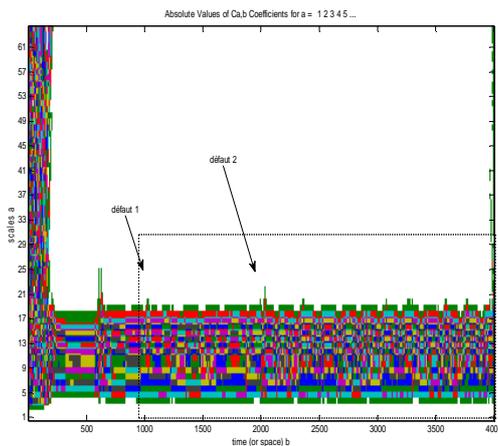
La figures (III.15) représentent les transformées en ondelettes du courant d'une phase statorique respectivement dans le cas de cassure d'une barre à $t=1s$ suivi de cassure d'une autre barre à $t=2s$.



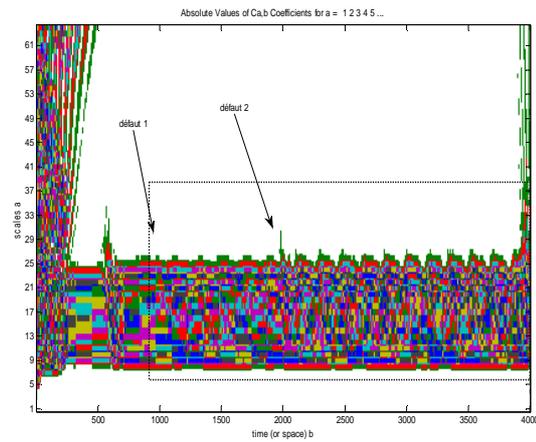
Cas d'ondelette de Meyer



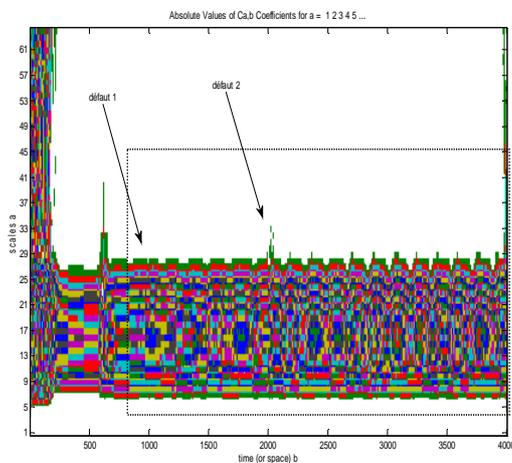
Cas d'ondelette de Morlet



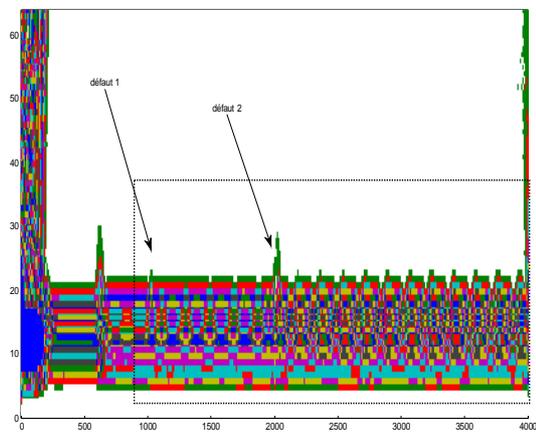
Cas d'ondelette de Gaussien



Cas d'ondelette de Daubechies



Cas d'ondelette de coifet



Cas d'ondelette de Gaussien complexe

Figure III.15. Différents types d'ondelettes avec cassure de deux barres adjacentes à partir de $t=1s$

III .Interprétation des résultats

Les résultats obtenus par l'application de la transformée en ondelettes continues (représentation temps-échelle) au courant d'une phase statorique issu de la MAS montrent que les coefficients $Cx(a, b)$ sont stables dans le cas de fonctionnement à l'état sain, alors que dans le cas de défauts : cassure d'une ou deux barres ou plus, les coefficients commencent à changer leurs régimes (figures III.12). C'est un indice précoce qui indique que le rotor va subir des défauts. Dans le cas de cassure de deux barres adjacentes en même temps, on remarque un changement important de la localisation des coefficients de TOC (figures III.14 et III.15). Les résultats décrits dans cette partie sont confirmés par application des différents types d'ondelettes continues.

- **Relation entre l'analyse d'ondelettes et l'analyse de Fourier**

L'analyse d'ondelettes complète l'analyse de Fourier [MEY 87]. L'analyse de Fourier utilise les fonctions de base $\sin(\omega.t)$, $\cos(\omega.t)$ et $\exp(i\omega.t)$ [VIL 48]. Ces fonctions sont parfaitement bien localisées dans le domaine fréquence. Elles sont adaptées à l'analyse et à la synthèse de signaux avec un simple spectre. Mais, elles ne sont pas localisées dans le domaine temporel : par exemple, $\sin(\omega_1.t) + 0.5\sin(\omega_2.t) - \cos(\omega_3.t)$, c'est difficile pour ces fonctions d'analyser ou de synthétiser des signaux complexes présentant des variations locales rapides tel que des changements transitoires ou abrupts: les coefficients de Fourier pour une pulsation ω ou une fréquence dépendent de toutes les valeurs du signal. Pour limiter les difficultés qui en résultent, il est possible de "fenêtrer" le signal en utilisant une fonction régulière, qui est zéro ou presque zéro en dehors du segment temps $[-m, m]$.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé principalement deux approximations intelligentes : la transformation de Fourier rapide FFT et les réseaux d'ondelettes. Nous avons donné la représentation mathématique ainsi que la structure décrivant chaque approximation.

En effet l'analyse de Fourier (FFT) nous a permis de connaître les différentes fréquences excitées dans un signal, c'est-à-dire son spectre, mais nous n'a pas permis de savoir à quels instants ces fréquences ont été émises. Cette perte de localité dans la FFT n'est pas un inconvénient pour analyser des signaux dont la fréquence varie dans le temps (statistiquement stationnaires) mais elle devient un problème pour l'étude de signaux non stationnaires. Pour cela, on utilise les ondelettes.

Cette dernière comprend deux catégories distinctes la transformée en ondelettes continues (TOC) et la transformée en ondelettes discrète (TOD). Ensuite en deuxième temps, nous avons évoqué une grande famille des ondelettes fréquemment utilisées. L'application de la TOC au courant d'une phase statorique à travers les résultats obtenus montre l'efficacité de cette technique dans la détection des défauts rotoriques (cassure de barres) en termes du temps- fréquence voire sévérité de défaut.

La simulation du modèle multi-enroulement nous a donné un ordre de grandeur sur l'effet de défauts sur les grandeurs physiques de la machine, comme la vitesse de rotation ou le couple électromagnétique. Cependant l'analyse de ces grandeurs temporelles et notamment le courant statorique ne permet pas de visualiser avec facilité l'effet de défaut, car l'ordre des modulations est relativement faible.

Chapitre IV

Commande Robuste des MAS en tenant compte des défauts rotoriques

IV.1.Introduction

L'utilisation d'un moteur électrique comme actionneur passe par la maîtrise de son couple. Si la machine à courant continu puis la machine synchrone se sont imposées, c'est grâce à la qualité des algorithmes de régulation de couple : simplicité, dynamique élevée et bonne estimation de sa valeur à partir des mesures. Depuis que l'on dispose d'algorithmes performants de contrôle vectoriel, la machine asynchrone est, elle aussi, un actionneur compétitif. Certes, les algorithmes de contrôle vectoriel sont relativement complexes, mais cela peut être considéré comme un inconvénient mineur, au vu des évolutions récentes des systèmes de calcul numériques, notamment grâce aux processeurs dédiés au traitement du signal. L'inconvénient majeur de l'actionneur asynchrone, nous le verrons, est la nécessité d'estimer le flux pour le contrôle du couple. Les grandeurs estimées dépendent des paramètres. Notamment, dans le cas du contrôle vectoriel par orientation du flux, on connaît la grande sensibilité de l'estimée du flux, et donc de celle du couple, aux paramètres du rotor [EDO 00].

Par ailleurs, les méthodes de la commande avancée ainsi que les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, peuvent être introduites dans les commandes précitées pour améliorer leurs performances et/ou pour réduire des contraintes de mise en œuvre [EZZ 10].

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent, en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques. La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse [TZA 98].

La commande non linéaire a connu une expansion ainsi qu'une diversification importante depuis les années 50, due à la multiplication des procédés industriels et des applications robotiques. L'étude du contrôle non linéaire est un grand intérêt, puisque la majorité des systèmes réels sont essentiellement non linéaires. Les méthodes linéaires conventionnelles sont satisfaisantes mais pour des plages de fonctionnement restreintes. Dès que le système sort de ce domaine de fonctionnement, le contrôleur linéaire n'est plus valable et ne garantit plus la stabilité du système [AYM 09].

D'où l'intérêt d'étudier plus profondément les méthodes de commande non linéaire.

La commande par mode glissant, en raison de sa robustesse vis-à-vis des incertitudes et des perturbations externes, peut être appliquée aux systèmes non linéaires incertains et

perturbés. Il s'agit de définir une surface dite de glissement en fonction des états du système de façon qu'elle soit attractive. La commande globale synthétisée se compose de deux termes ; le premier permet d'approcher jusqu'à cette surface, le second permet le maintien et le glissement le long de celle-ci [AYM 09].

Dans ce chapitre, nous allons présenter dans un premier temps le principe de la commande vectorielle des machines asynchrones la modélisation ainsi que la régulation adoptée en vue de la commande vectorielle de la machine. Nous considérons ensuite le cas où un défaut surviendrait à la machine. Nous verrons alors l'effet de rupture des barres sur les consignes de commande [BEL 05].

La commande floue est le domaine d'application de la logique floue le plus utilisé dans le cadre de la commande des systèmes non linéaires complexes. L'approche utilisée repose sur la propriété d'approximation universelle des systèmes flous. Cette approche de commande floue a pour objectif le traitement des problèmes de commande de processus qui sont, soit difficilement automatisables par une approche classique, soit les sources d'information sont jugées non précises ou incertaines, et cela à partir des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus. La particularité de cette commande est de reproduire le comportement humain plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système et le contrôleur flou peut ainsi être vu comme un algorithme qui peut convertir une stratégie formelle de commande basée sur les connaissances d'un expert en une stratégie automatique de commande. Cet algorithme de commande se base sur une collection des règles floues appelée base de règles. L'ensemble des règles de la commande sont reliées par les concepts d'implication, de composition floue et des règles d'inférence floue.

Dans un deuxième temps, nous allons utiliser la commande par mode glissant pour commander la machine en présence des défauts rotoriques.

La commande par mode glissant, qui est par sa nature une commande non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface.

Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode glissant.

Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une composante dite continue de haute fréquence.

IV.2 Commande vectorielle classique

La commande vectorielle est la plus ancienne méthode utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone. La simplicité de mise en œuvre de cette méthode la fait préférer aux systèmes ne nécessitant pas de fonctionnement à très basses vitesses et fort couple ou exigeant des performances élevées.

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique [BAG 99] [ABE 02] [BEL 05].

IV.2.1. Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [AYM 09]. Par ailleurs, pour élaborer des approches de commande assurant les performances espérées, nous avons besoin d'un modèle reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent, ainsi qu'un modèle qui permet de tenir compte des défaillances au rotor (rupture de barres) [BUC 01] [ABE 02] [BEL 05]. Il apparaît clairement que les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations.

Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (4-1)$$

Dans le repère de Park, les flux de la machine sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_{sc} \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_{sc} \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \Phi_{dr} = M \cdot I_{ds} + L_{rc} \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qr} = M \cdot I_{qs} + L_{rc} \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (4-2)$$

L_{rc} : inductance cyclique rotorique

L_{sc} : inductance cyclique statorique

M : mutuelle entre phase statorique

En tenant compte de ces équations, la puissance mécanique P_m peut s'écrire :

$$P_m = \frac{3}{2} (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) \tag{4-3}$$

Avec
$$\frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) = \frac{d\theta}{dt} = p \cdot \Omega$$

Or la puissance mécanique est aussi égale à $(C_e \cdot \Omega)$, on en tire l'expression du couple :

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \tag{4-4}$$

Diverses manipulations de l'équation (4-4), procédant d'un choix d'élimination de certaines variables des équations des flux (4-2), conduisent à l'établissement d'autres expressions du couple qui seront des points de départ dans la recherche d'une stratégie de sa commande.

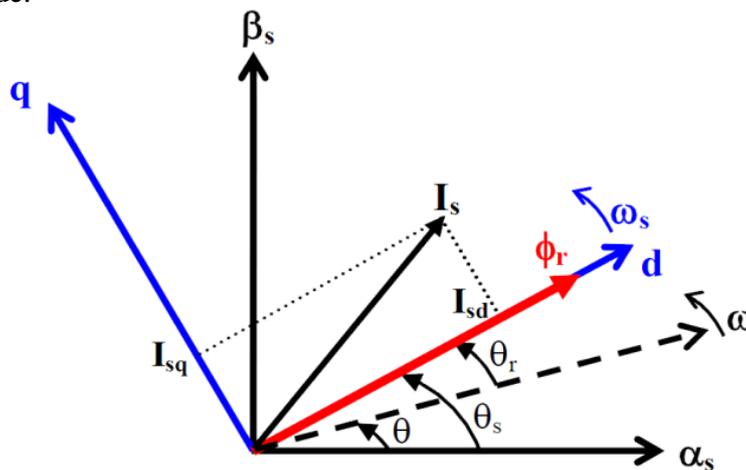


Figure IV.1: position du système d'axes (d,q)

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent des objectifs de l'application :

- axes tournant à la vitesse du rotor ($\theta_r=0$) : étude des grandeurs statoriques,
- axes liés au stator ($\theta_s=0$) : étude des grandeurs rotoriques,
- axes liés au champ tournant : étude de la commande.

C'est cette dernière solution qui fait correspondre aux grandeurs continues des grandeurs sinusoïdales du régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du repère par rapport aux axes des flux.

Dans un référentiel lié au champ tournant, on écrit :

$\omega_s = \dot{\theta}_s$. Nous appelons ω_s la pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdal).

De même, nous notons :

$\omega_r = \dot{\theta}_r$: La pulsation rotorique,

$$\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p.\Omega \quad (4-5)$$

Vecteur d'état : $\left[I_{ds} \ I_{qs} \ \Phi_{ds} \ \Phi_{qs} \right]^T$.

Les équations de la machine s'écrivent alors dans ce référentiel comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s . I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s . I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r . I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 = R_r . I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (4-6)$$

IV.2 .2. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

L'objectif de la commande vectorielle dite par orientation du flux, est d'obtenir de la machine asynchrone des performances comparables à celles d'une machine à courant continu à excitation indépendante ou le découplage entre le flux et le couple est naturel. Cette approche est largement répandue dans les variateurs des vitesses depuis son introduction par Blaschke en 1972[BAC 02]. Elle assure de bonnes performances en régime dynamique, et a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution, car jusque là on n'utilisait que la commande scalaire. Désormais, cette commande constitue la référence universelle et industrielle en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines courant alternatif [AYM

09] [EDO 00]. Les méthodes de commande vectorielle par orientation de flux sont qualifiées par directes ou indirectes [BEL 05] [BAG 99] selon la détermination de l'angle de position du flux, ou l'angle d'orientation. Si cet angle est donné directement à partir des composantes biphasées du flux, ces méthodes sont dites directes, sinon elles sont indirectes et l'angle en question devrait être calculé par l'intégration de la pulsation du stator déduire à partir de la combinaison linéaire de la pulsation de glissement et de la vitesse du rotor. On retiendra donc que les méthodes directes nécessitent un capteur de flux ou son estimation, alors que les méthodes indirectes nécessitent un capteur de vitesse ou son estimation.

Les équations de Park (4-6), munies de la contrainte $\Phi_{qr}=0$, débouchent donc sur les propriétés enchaînées de la manière suivante :

- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que $\Phi_{dr} = \Phi_r$.
- La composante I_{dr} du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant. En effet, on a :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r = \text{cste} \text{ et } \Phi_{qr} = 0 \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \end{cases} \Rightarrow R_r \cdot I_{dr} = 0 \Rightarrow I_{dr} = 0 \quad \text{Puisque } R_r \neq 0$$

L'évolution du couple suit celle de I_{qr} qui peut alors être contrôlé par I_{qs} . En effet, on a :

$$\Phi_{qr} = M \cdot I_{qs} + L_{rc} \cdot I_{qr} = 0 \Rightarrow I_{qr} = -\frac{M}{L_{rc}} I_{qs}$$

Ceci conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} \quad (4-7)$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuites rotoriques et statoriques et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer. Les équations des machines dans un référentiel lié au champ tournant, deviennent [EDO 09] [ABE 02] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_{rc}} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \sigma \cdot L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} \end{cases} \quad (4-8)$$

avec $\Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = M I_{ds}$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$V_{ds} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \quad (4-9)$$

$$V_{qs} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r + \omega_s \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds}$$

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + sT_r} I_{ds}$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs}$$

IV.2.2.2. Commande vectorielle directe

Cette méthode prévoit une régulation du flux rotorique, et impose donc une connaissance parfaite de cette grandeur, en module et position, quelque soient les régimes permanents et transitoires. Pour cela on utilise des estimateurs de flux permettant de reconstitue l'état du flux à partir de grandeurs facilement mesurables telles que les courants, les tensions et la vitesse de rotation.

Le schéma de la commande en vitesse par la méthode vectorielle directe est représenté par la figure (IV.2). Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique qui sont présentés ci-dessous.

- **Estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté :**

On utilise trois estimateurs pour estimer le flux rotorique, la pulsation statorique et l'angle de transformation à partir de la pulsation statorique.

L'équation (4.8) permet d'estimer le flux :

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M}{1 + sT_r} I_{ds} \quad (4-10)$$

L'équation (4.5) permet d'estimer la pulsation statorique ω_s puis θ_s

$$\omega_s = \omega + \omega_r = p.\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}}{\hat{\Phi}_r} \tag{4-11}$$

Le flux est nul au démarrage, alors on ajoute :

$$\omega_s = p.\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}}{\hat{\Phi}_r + \varepsilon}$$

avec $\varepsilon = 0.001$

Le schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté est le suivant [BEL 13] :

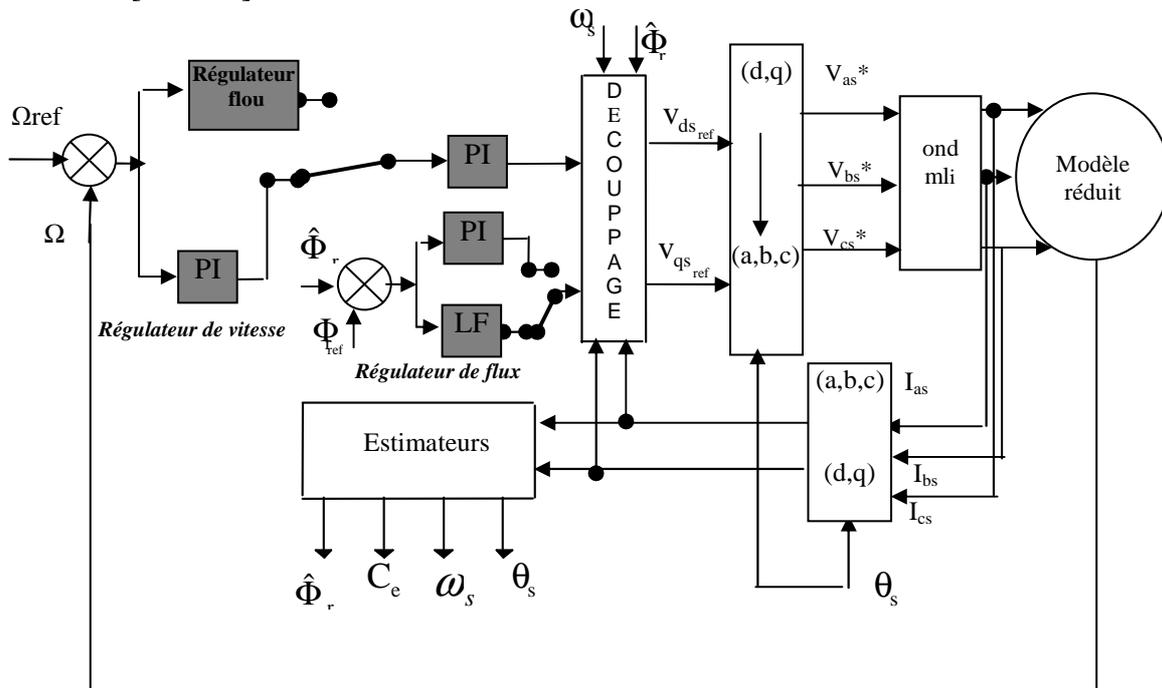


Figure IV.2 : Bloc de régulation de vitesse par la méthode directe

IV.3 Systèmes et Contrôleurs flous

La commande floue est le domaine d'application de la logique floue le plus utilisé dans le cadre de la commande des systèmes non linéaires complexes. Cette approche de commande floue a pour objectif le traitement des problèmes de commande de processus qui sont, soit difficilement automatisables par une approche classique, soit les sources d'information sont jugées non précises ou incertaines, et cela à partir des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus. Le contrôleur flou peut ainsi être vu comme un algorithme qui peut convertir une stratégie formelle de

commande basée sur les connaissances d'un expert en une stratégie automatique de commande. Cet algorithme de commande se base sur une collection de règles floues appelées base de règles. L'ensemble des réglés de la commande sont reliées par les concepts d'implication, de composition floue et des règles d'inférence floue.

IV.3.1 Ensembles flous type-1

La théorie des ensembles flous [TOU 08] [ABD 09] [AYM 09] est une théorie mathématique dont l'objectif principal est la modélisation des notions vagues et incertaines du langage naturel. Cette théorie permet d'exprimer l'idée d'une appartenance partielle d'un élément à un ensemble (figure IV.3 et IV.4). La notion d'appartenance stricte est mal adaptée lorsqu'on manipule:

- Des données incertaines dont la validité est entachée de doute.
- Des données imprécises dont l'expression verbale est difficile.

La théorie ordinaire des ensembles considérés des collections d'éléments regroupés en ensembles. L'appartenance d'un élément à un ensemble est une question non ambiguë dont la réponse est soit oui soit non (ensemble booléen). La relation d'appartenance est représentée dans ce cas par une fonction μ . Cependant, dans le cas réel, on rencontre fréquemment des situations où l'ambiguïté est règle, particulièrement dans le langage courant. Un ensemble flou sera alors utilisé pour modéliser l'incertitude et les imprécisions dans la connaissance.

Un ensemble flou A est défini sur un ensemble de valeur appelé l'univers du discours X . Une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ comprise généralement entre 0 et 1 et qui quantifie le degré avec lequel chaque élément x de X appartient à A .

$$\begin{aligned}\mu_A(x) = 0 &\Rightarrow x \notin A. \\ \mu_A(x) = 1 &\Rightarrow x \in A.\end{aligned}\tag{4-12}$$

$$A = \{(\mu_A(x)/x : x \in X, \mu_A(x) \in [0,1] \subset \mathfrak{R})\}$$

L'équation (4.12) définit un ensemble flou, comme complètement définit par sa fonction d'appartenance $\mu_A(x)$:

$$\mu_A(x) : X \rightarrow [0,1]\tag{4-13}$$

Si la fonction d'appartenance ne donne que les valeurs de l'ensemble $[0,1]$, alors l'ensemble qu'elle génère n'est pas flou.

Dans le cas d'un ensemble discret U , un ensemble flou A peut être défini par une liste de paires ordonnées: degré d'appartenance / élément de l'ensemble:

$$A = \sum_i \mu_A(x_i) / x \tag{4-14}$$

Où $\mu_A(x_i)$ avec $i=1, 2, \dots, n$ représente le degré d'appartenance de x_i à l'ensemble flou

A . Dans le cas d'un ensemble continu U , un ensemble flou A peut être représenté par:

$$A = \int \mu_A(x) / x \tag{4-15}$$

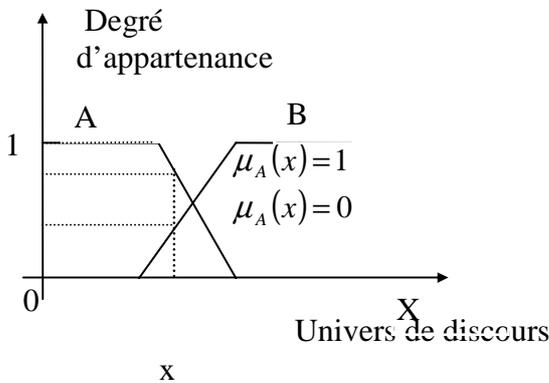


Figure IV.3. Fonction d'appartenance en théorie des ensembles flous

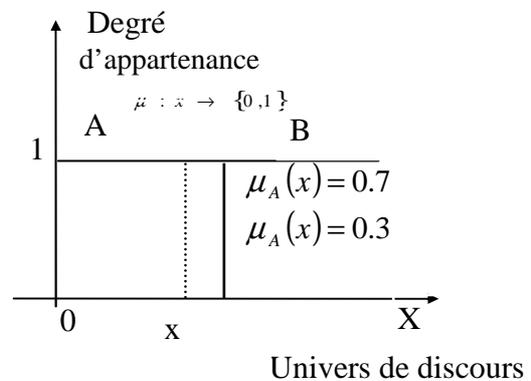


Figure IV.4 Fonction d'appartenance en théorie des ensembles

Selon le type de la fonction d'appartenance, différents types d'ensembles flous seront obtenus [ZAD 65] [ABD 09] Les fonctions d'appartenance pourraient être classées en deux groupes: celles qui sont faites de lignes droites et celles dont la forme est gaussienne. Les fonctions couramment utilisées sont:

- **Fonction d'appartenance triangle:** Elle est définie par une valeur inférieure a , une valeur supérieure b et une valeur modale m de sorte que $a < m < b$:

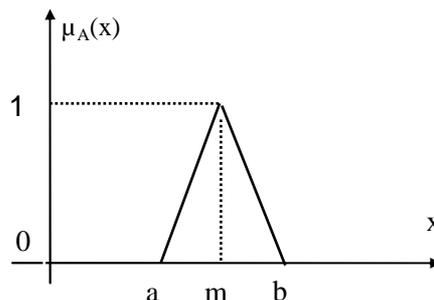


Figure IV.5 fonction d'appartenance triangle

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x \leq a \\ (x-a)/(m-a) & \text{si } x \in [a, m] \\ (b-x)/(b-m) & \text{si } x \in [m, b] \\ 0 & \text{si } x \geq b \end{cases} \quad (4-16)$$

- **Fonction d'appartenance singleton:** La fonction d'appartenance prend la valeur 0 dans tout l'univers de discours sauf au point m ou il prend la valeur 1:

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x \neq m \\ 1 & \text{si } x = m \end{cases} \quad (4-17)$$

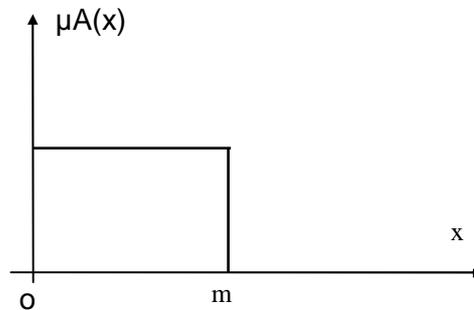


Figure IV.6 fonction d'appartenance singleton

- **Fonction d'appartenance gaussienne:** Elle est définie par sa moyenne m et son écart type σ :

$$\mu_A(x) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2\right) \quad (4-18)$$

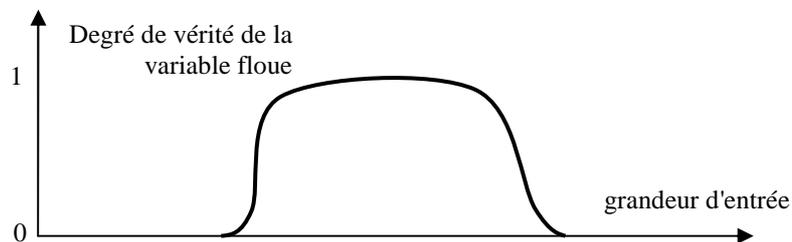


Figure IV.7 : représentation degré de vérité de la variable floue en fonction de grandeur d'entrée

IV.3.2 Variable Linguistique

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres . En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme « quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent grand, petit,...etc » [BAG 99]. Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue.

Une variable linguistique est une variable dont les valeurs sont des mots ou des phrases exprimés dans un langage artificiel ou naturel. Elle est définie par le triplet suivant:(V,X,T) où V est le nom de la variable linguistique, X est le domaine physique associée à la variable V appelé aussi l'univers de discours et T est l'ensemble des caractéristiques floues de la variables V c'est à dire l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre la variable V. La définition d'une variable linguistique regroupe donc à la fois des informations de nature numérique et linguistique.

IV.3.3. Opérateur de la logique floue

Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels. Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication sont traduites par les opérateurs "ET ,OU ,NON ,ALORS" respectivement. Soit A et B deux ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont $\mu_A(x), \mu_B(x)$ respectivement [AYM 09][ABD 09][BAG 99].

Opérateur flous	ET	OU	NON
Zadeh(1973)	$(\text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(y)))$	$\text{Max}(\mu_A(x), \mu_B(y))$	$1 - \mu_A(x)$
Lukasiewicz. Giles(1976)	$\text{Max}(\mu_A(x), \mu_B(y) - 1, 0)$	$\text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(y), 1)$	$1 - \mu_A(x)$

Hamacher (1978), $\gamma > 0$	$\frac{\mu_A(x)\mu_B(y)}{\gamma + (1-\gamma)(\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x)\mu_B(y))}$	$\frac{\mu_A(x) + \mu_B(y) - (2-\gamma)\mu_A(x)\mu_B(y)}{1 - (1-\gamma)\mu_A(x)\mu_B(y)}$	$1 - \mu_A(x)$
Bondler et Kohout (1980)	$\mu_A(x)\mu_B(y)$	$\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x)\mu_B(y)$	$1 - \mu_A(x)$
Weber	$\begin{matrix} \mu_A(x) & \text{si} & \mu_B(y) = 1 \\ \mu_B(y) & \text{si} & \mu_A(x) = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \mu_A(x) & \text{si} & \mu_B(y) = 0 \\ \mu_B(y) & \text{si} & \mu_A(x) = 0 \\ 1 & \text{sinon} \end{matrix}$	$1 - \mu_A(x)$

Tableau IV.1 Opérateur de base de la logique floue.

D'autre part, l'implication floue se construit à partir des propositions floues élémentaires. Pour cette opération, il existe encore plusieurs méthodes. Les plus souvent utilisées sont données par le tableau suivant.

Appellation	Implication floue
Zadeh	$Max(Min(\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x))$
Mamdani	$Min(\mu_A(x), \mu_B(y))$
Reichenbach	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x)\mu_B(y)$
Willmott	$Max(1 - \mu_A(x), Min(\mu_A(x), \mu_B(y)))$
Dienes	$Max(1 - \mu_A(x), \mu_B(y))$
Brown Godel	$\begin{matrix} 1 & \text{si} & \mu_A(x) \leq \mu_B(y) \\ \mu_B(y) & \text{sinon} \end{matrix}$
Lukasiewicz	$Min(1, 1 - \mu_A(x) + \mu_B(y))$
Larsen	$\mu_A(x)\mu_B(y)$

Tableau IV.2. Implication floue

IV.3.4. Règles floues

La règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication entre deux propositions floues. Par exemple, considérons deux variables linguistiques (V_1, U, T_{V_1}) , (V_2, U, T_{V_2}) et les deux propositions suivantes "V₁ est A", "V₂ est B", où A et B sont deux ensembles flous de V₁ et V₂. On peut définir la règle floue par l'expression "si V₁ est A Alors V₂ est B".

- La proposition "V₁ est A" est la condition de l'implication.
- La proposition "V₂ est B" est la condition de l'implication.

Généralement, plusieurs règles floues sont nécessaires pour prendre une décision face à une situation donnée. Les règles floues peuvent être décrites de plusieurs façons :

- ❖ **Linguistiquement**: dans ce cas, on exprime les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant: " Si l'accélération est faible et la vitesse est faible Alors faire appel à un grand couple".
- **Symboliquement**: il s'agit, dans ce cas, d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des symboles tels que (PG, PP...etc) désignant (Positif Grand, Positif Petit, ...etc).
- **Par matrice d'inférence**: dans ce cas, on rassemble toutes les règles qui sont désignées symboliquement dans un tableau appelé "*Matrice d'inférence*". Les entrées du tableau représentent les degrés d'appartenance des variables linguistiques des entrées aux différents ensembles flous. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de sortie défini par la règle.

IV.3.5. Contrôleurs flous type-1

Les grandeurs de sortie d'un processus à commander et éventuellement d'autres mesures déterminants pour saisir l'évolution du processus ainsi que les consignes définissent les variables d'entrée du contrôleur flou. Les variables de sortie de ce contrôleur sont les commandes à appliquer au processus [ABD 09] [TOU 08].

Le contrôleur flou est constitué de 4 blocs principaux **figure IV.8**: La base de connaissance, le système d'inférence, l'interface de fuzzification et l'interface de défuzzification. La base de connaissance est composée d'une base des données et d'une base de règles. La base des données contient des faits de la forme: x est A pour les

variables linguistiques d'entrées et de sortie du contrôleur flou. La base des règles contient des propositions de la forme:

Si x_1 est A_1 et x_2 est A_2 Alors y est B . Elle caractérise la stratégie de commande émise par l'expert sous forme de règles linguistiques. Le système d'inférence est capable de raisonner à partir de l'information contenue dans la base de connaissance et de faire des déductions.

Si B est une valeur linguistique, le contrôleur est dit de type Mamdani. Si B est une valeur numérique ou une équation mathématique, alors le contrôleur est dit de type Takagi-Sugeno.

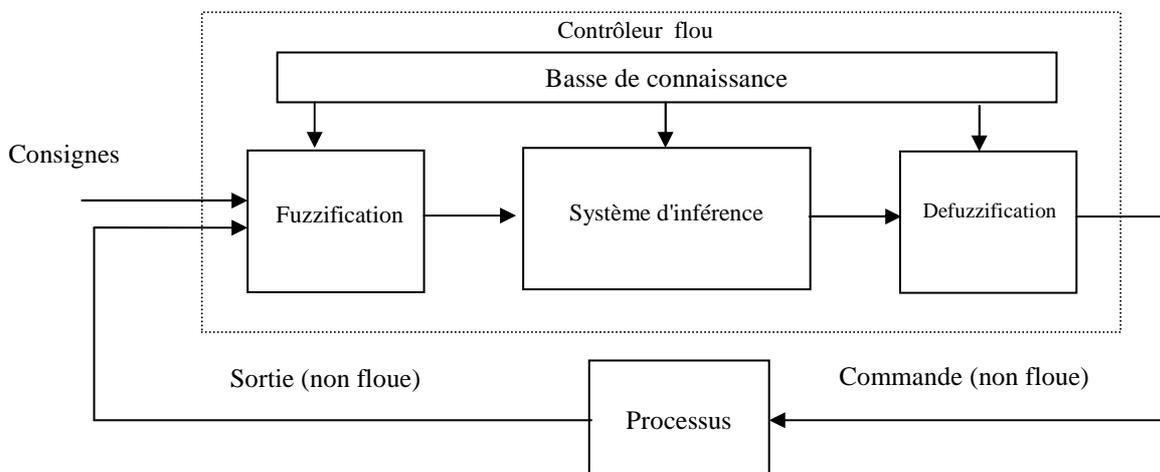


Figure IV.8 Schéma synoptique d'un contrôleur flou

Un contrôleur flou passe généralement par les étapes suivantes:

- Choix de la stratégie de fuzzification.
- Etablissement de la base de règles.
- Choix de la méthode d'inférence.
- Choix de la stratégie de défuzzification.

La description de chacune de ces étapes est donnée ci-dessous:

❖ **Fuzzification:** Les variables d'entrée et de sortie choisies pour modéliser ou commander un système sont des grandeurs numériques.

L'étape de fuzzification consiste à transformer ces grandeurs réelles en variables linguistiques en vue d'un traitement d'inférence. Ainsi, à chaque variable d'entrée et de sortie est associé des ensembles caractérisant les termes linguistiques pris par ces variables. Ces termes seront utilisés pour écrire les règles d'inférence.

Le choix des formes des fonctions d'appartenance est arbitraire. Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes des fonctions d'appartenance, les résultats sont pratiquement similaires en boucle fermée. La forme la plus fréquemment utilisée en commande floue est la forme triangulaire. Le nombre de fonctions d'appartenance est généralement impair et se répartissent autour de zéro. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous. Le choix du nombre dépend de la précision souhaitée. Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes.

❖ La base de règles:

Une base de règles floues est une collection de règles qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie. La description de la commande se fait par l'intermédiaire de ces règles qui ont la forme suivante:

Si x_1 est A_1 et x_2 est A_2 Alors y est B (4-19)

Où x_1 , x_2 et y sont les grandeurs physiques caractéristiques du système. A_1 , A_2 et B les termes linguistiques. Le ET de conjonction est réalisé en effectuant le minimum entre les degrés de vérité des propositions floues x_1 est A_1 et x_2 est A_2 .

❖ Méthode d'inférence floue:

Elle permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande et se fait par les opérations d'inférence floue et l'agrégation des règles. L'inférence floue repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication floue pour chaque règle à analyser. Cet opérateur quantifie la force de liaison entre la prémisse et la conclusion de la règle.

Soit la règle suivante: Si x est A Alors y est B , l'inférence peut être exprimée mathématiquement par l'expression suivante:

$$\mu'_B(y) = I(\mu_A(x_0), \mu_B(y)) \quad \text{Où } I \text{ désigne l'opérateur d'inférence.}$$

Il existe d'autres possibilités pour exprimer les inférences, à savoir par description linguistique, par matrice d'inférence ou par tableau d'inférence. Deux approches d'inférence sont couramment utilisées:

$$\text{Implication de Mamdani: } \mu'_B(y) = \min(\mu_A(x_0), \mu_B(y))$$

$$\text{Implication de Larsen: } \mu'_B(y) = (\mu_A(x_0), \mu_B(y))$$

Pour générer une conclusion à partir de l'ensemble des règles actives, on procède à une agrégation de ces règles par un opérateur disjonctif. Ce qui revient à lier les règles par un opérateur OU. Généralement l'opérateur max est utilisé pour agréger un ensemble de n règles: $\mu'_B(y) = \max_{i=1,\dots,n} \mu_{B_i}(y)$ (4-20)

❖ **Défuzzification** : Le traitement des règles d'inférence fournit une valeur floue.

L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise à appliquer au processus.

Dans la littérature, il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération telle que la moyenne des maxima, le centre des aires, le centre des maxima. La méthode de défuzzification par le centre de gravité est la méthode la plus utilisée en commande floue du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative de l'ensemble flou issu de l'agrégation des règles. Elle consiste à calculer le centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance résultante.

Dans le cas particulier de règles de Takagi-Sugeno où les conclusions sont polynomiales:

R^l : Si x_1 est A_1^l est x_2 est A_2^l etet x_n est A_n^l Alors $y = f^l(x_1, x_2, \dots, x_n)$ (4-21)

$l=1,2,\dots,\dots, k$

La commande u est obtenue par une simple moyenne pondérée selon les niveaux d'activation w^l de chacune des règles.

$$u = \frac{\sum_{l=1}^k w^l f^l(x_1, x_2, \dots, x_n)}{\sum_{l=1}^k w^l} \quad (4-22)$$

Avec $w^l = T(\mu_{A_1^l}(x_1), \mu_{A_2^l}(x_2), \dots, \mu_{A_n^l}(x_n))$ où T est une t-norme choisit très souvent égale à l'opérateur produit.

IV.4 . Réglage flou de la vitesse rotorique

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connus actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variants. Parmi

ces techniques, on trouve la logique floue qui s'applique de plus en plus dans le contrôle des machines à induction [BAG 99] [SAE 98] et l'adaptation de sa commande vectorielle [VAS 99] [BEL 13].

Les systèmes flous appartiennent à la classe des systèmes à base de connaissance, leur but principal consiste à implémenter un savoir-faire humain(ou des règles heuristiques), sous la forme d'un programme informatique. Les algorithmes basés sur la logique floue sont considérés comme une solution très intéressante pour le réglage de systèmes non linéaires ou les systèmes pour lesquelles il n'existe pas de modèles mathématiques. D'une manière générale les avantages du contrôle par la logique floue sont :

- Facilité d'implémentation.
- Solution de problèmes multi variables complexes.
- Robustesse vis-à-vis des imprécisions.
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

La connaissance exacte du système à régler est, d'une part, souvent entachée d'imprécision et d'erreurs commises durant la modélisation des processus et, d'autre part, les paramètres, qui le caractérisent, varient dans le temps pendant le contrôle de ce dernier [BUH 94][GOD 99]; tel est le cas du moment d'inertie du système d'entraînement. Ceci influence la réponse de vitesse si le contrôle est assuré par un régulateur classique PI.

Dans la première partie de ce chapitre, on s'intéresse au remplacement du régulateur PI classique de la vitesse, par un régulateur flou PI.

IV.4.1.Description du régulateur PI flou

Après avoir énoncé des concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle de la machine asynchrone [BEL 13] [BAG 99].

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est le couple électromagnétique.

Le schéma de base du régulateur est représenté par la figure IV.9, il repose sur la structure d'un régulateur classique.

Par matrice d'inference

Elle rassemble toutes les règles d'inferences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions , les entrées du tableau **IV.3** représentent les ensembles flous des variables d'entrées (dE_n, E_n). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie (dU_n) définie par la règle [BAG 99].

dU_n		dE_n				
		GN	N	Z	P	GP
E_n	GN	GN	GN	N	N	Z
	N	GN	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	GP
	GP	Z	P	P	GP	GP

Tableau IV.3 Matrice d'inference complète

Nous allons présenter les méthodes d'inference qui permettent d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisées les opérateurs ET et OU utilisés dans les règles d'inference. Nous présentons les trois méthodes les plus usuelles :

- La méthode d'inference Max-min.
- La méthode d'inference Max-produit.
- La méthode d'inference Somme-produit.

Le schéma de base du régulateur flou repose sur la strucutre d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale.

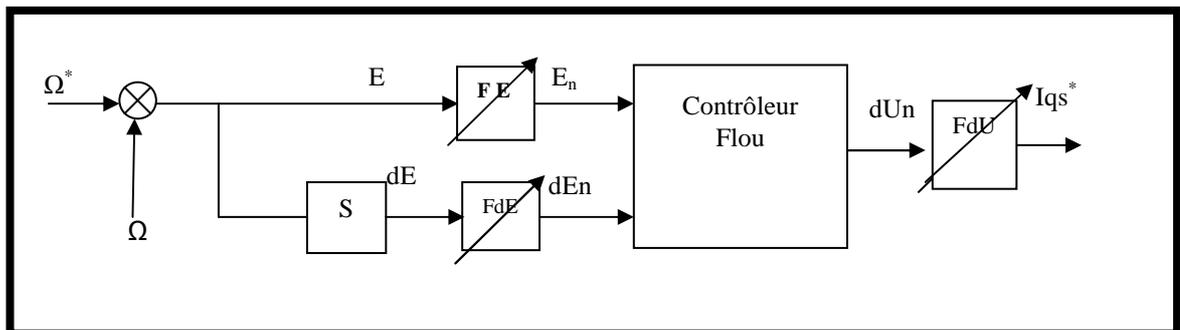


Figure IV.9 Schéma bloc du contrôleur flou

Dans le schéma ci-dessus, nous avons :

E : l'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \quad (4-23)$$

dE : la dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_e} \quad (4-24)$$

T_e : étant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$I_{qs}^*(k) = I_{qs}^*(k-1) + dU(k) \quad (4-25)$$

IV.5 Résultats de simulation

IV.5.1 Commande directe PI

La commande vectorielle devenant courante, il est intéressant de considérer le cas où un défaut surviendrait dans la machine. Nous nous proposons dans cette partie de voir l'influence des régulateurs sur la marche d'une machine asynchrone en commande vectorielle lorsqu'il se produit des ruptures de barres.

IV.5.1.1 Cas d'une machine saine

Dans la simulation suivante, la machine était initialement saine et chargée $C_r=3.5\text{N.m}$. Les paramètres des régulateurs sont donnés dans l'annexe A.

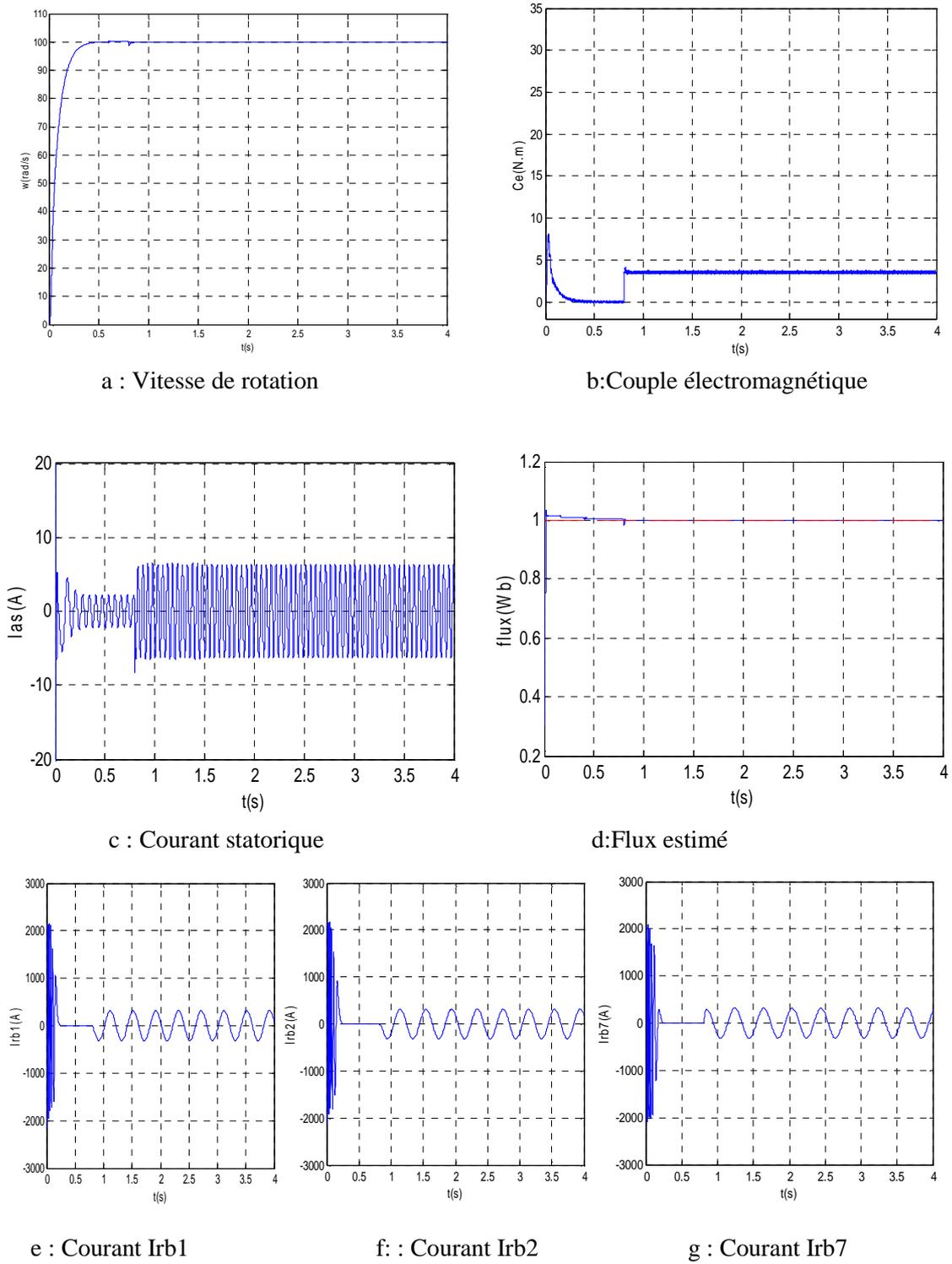


Figure IV.10: Simulation avec le modèle réduit : machine saine en charge ($C_r=3.5\text{N.m}$)

IV.5.1.2 Cas d'une machine avec défaut

A- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de référence de 100 rad/s. Puis, à $t=0.8s$ on applique une charge de 3.5N.m. A l'instant $t=2s$ une première barre est rompue. La barre 2 est rompue à l'instant $t=3s$.

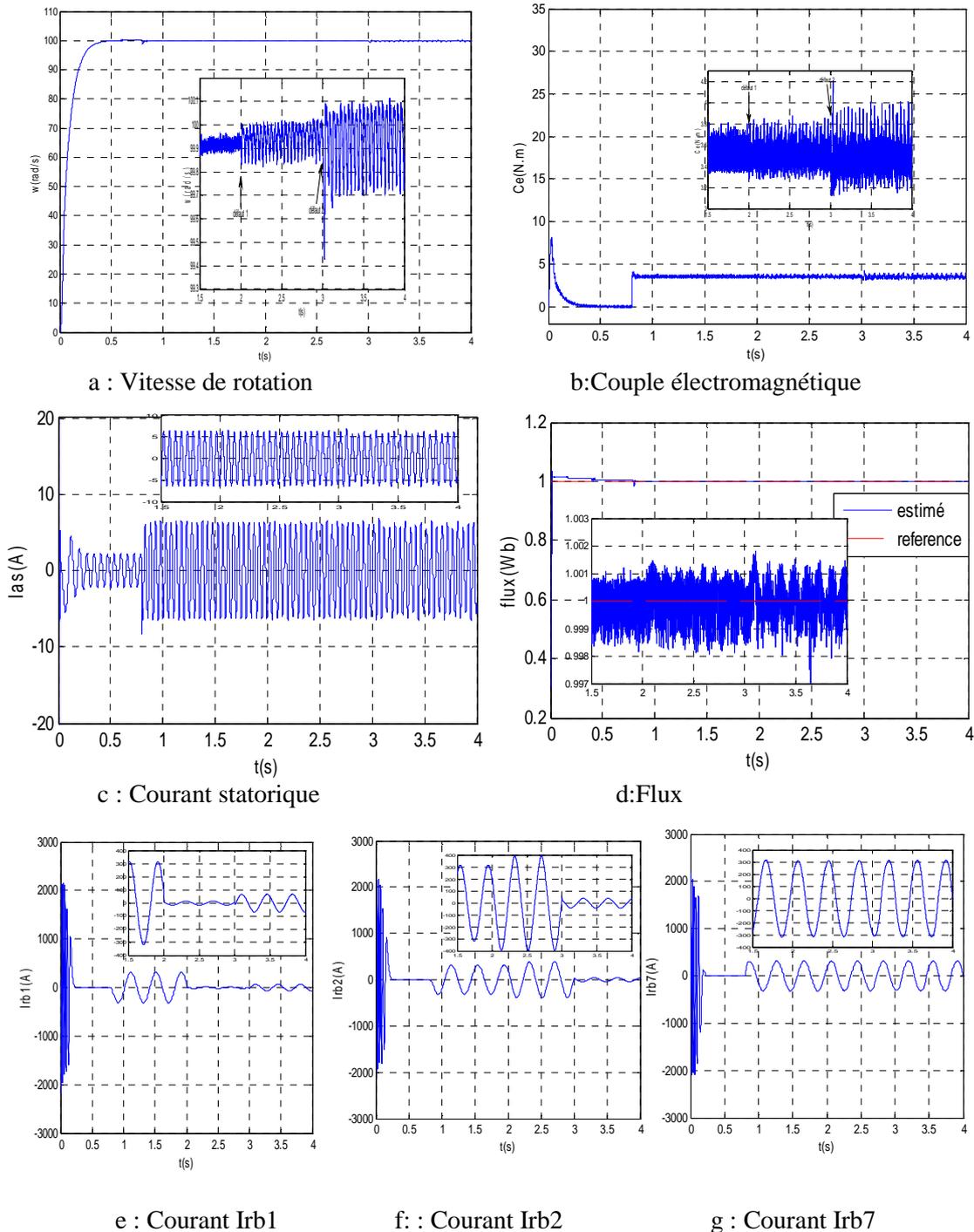


Figure IV.11 : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) avec ruptures successives des barres 1 puis 2 à partir de $t=2s$

B- Cas d'une cassure de deux barres espacées

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de référence de 100 rad/s. Puis, à $t=0.8s$ on applique une charge de 3.5N.m. A l'instant $t=2s$ une première barre est rompue. La barre 7 est rompue à l'instant $t=3s$.

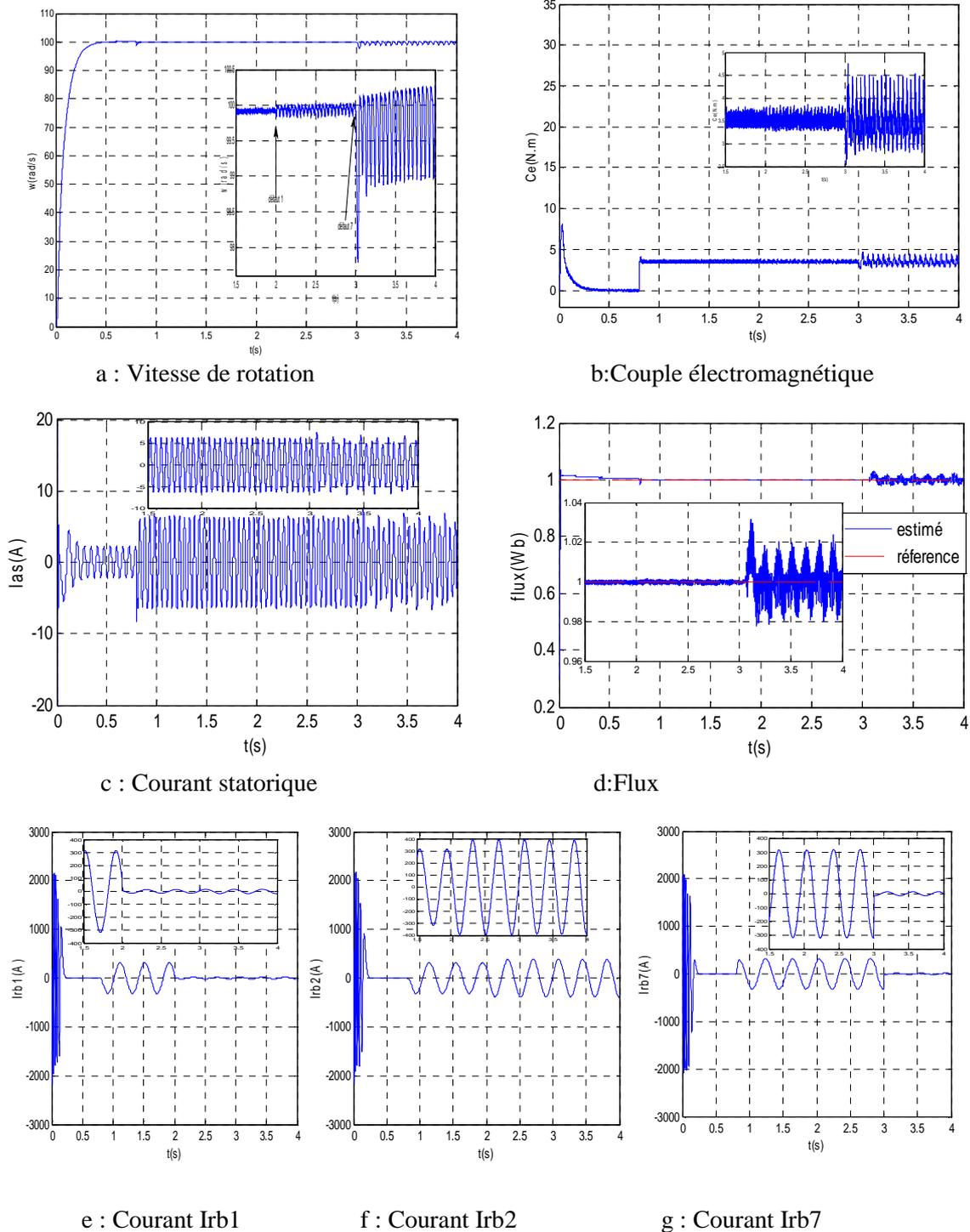


Figure IV.12 : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) avec ruptures des barres 1 puis 7 à partir de $t=2s$

Les figures (**IV-10-11-12**) présentent la simulation de la marche associée à la commande à l'état sain et avec défaut.

Un échelon de couple de 3.5N.m est appliqué à $t=0.8s$. Nous procédons à la simulation d'une première rupture de barre par une augmentation de 11 fois la résistance de cette barre. Après un régime transitoire très bref, la deuxième barre adjacente cède à $t=3s$. La vitesse oscille entre 100.05 et 100.14 rad/s. Pour le couple électromagnétique, les ondulations augmentent à l'instant où on applique la première rupture de barre, puis pour la deuxième.

Le flux rotorique s'établit après un temps court de 10ms pour atteindre sa valeur (1Wb). On voit bien une déformation lors des ruptures des barres.

IV.5.2 Simulation de la commande par PI floue

La commande vectorielle devenant courante, il est intéressant de considérer le cas où un défaut surviendrait dans la machine. Nous nous proposons dans cette partie de voir l'influence des régulateurs sur la marche d'une machine asynchrone associée à la commande vectorielle lorsqu'il se produit des ruptures de barres.

IV.5.2.1 Cas d'une machine saine

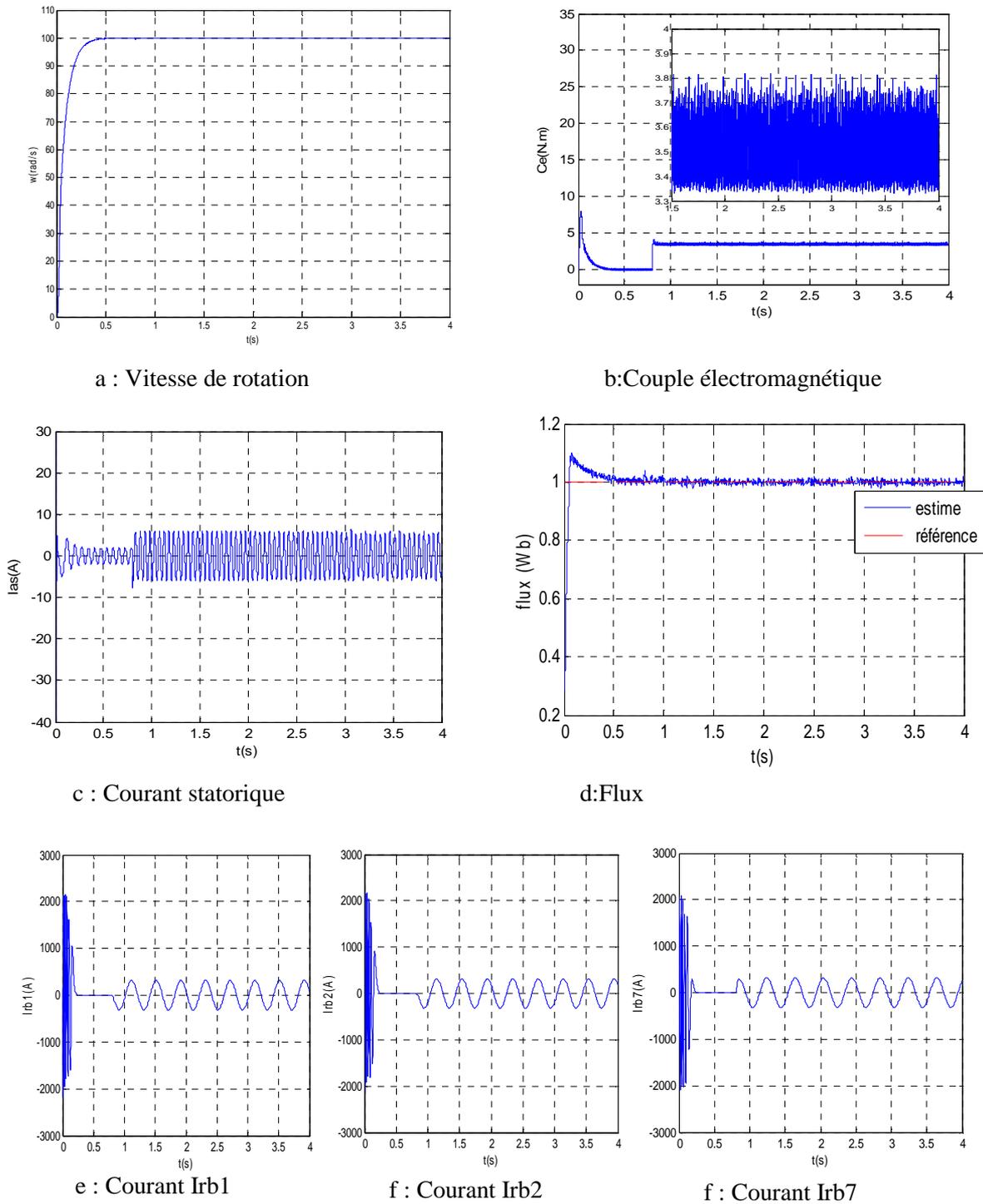


Figure IV.13 : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$)

IV.5.2.2 Cas d'une machine avec défaut

A- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

La vitesse de référence est de 100 rad/s et un couple de charge est appliqué à $t=0.8s$ (3.5N.m). A l'instant $t=2s$ une première barre est rompue. La barre 2 est rompue à l'instant $t=3s$.

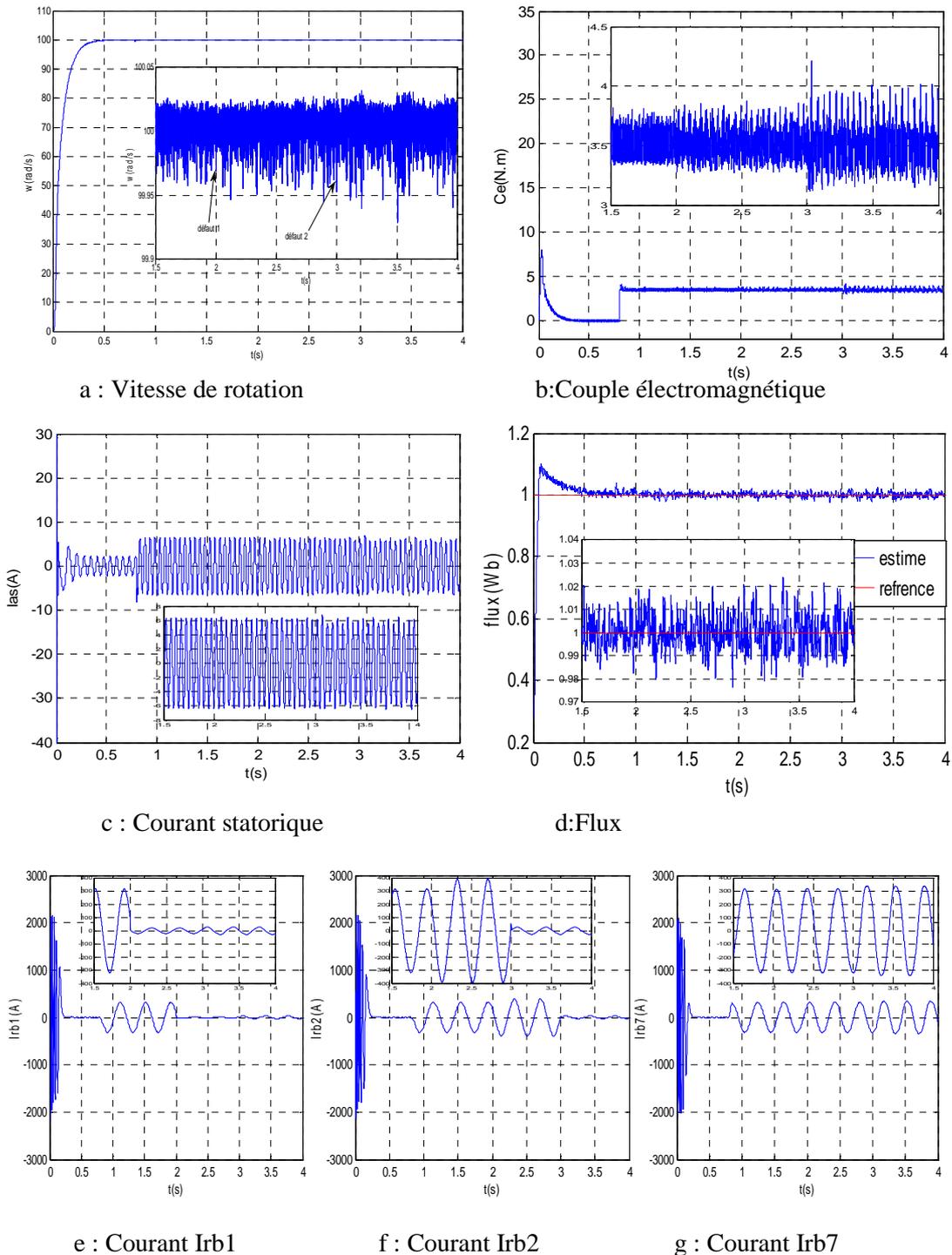


Figure IV.14: Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) ruptures successives des barres 1 puis 2 à partir de $t=2s$

B- Cas d'une cassure de deux barres espacées

La simulation est menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de référence de 100 rad/s. Puis, à $t=0.8s$ on applique une charge de 3.5N.m. A l'instant $t=2s$ la première barre est rompue. La barre 7 est rompue à l'instant $t=3s$.

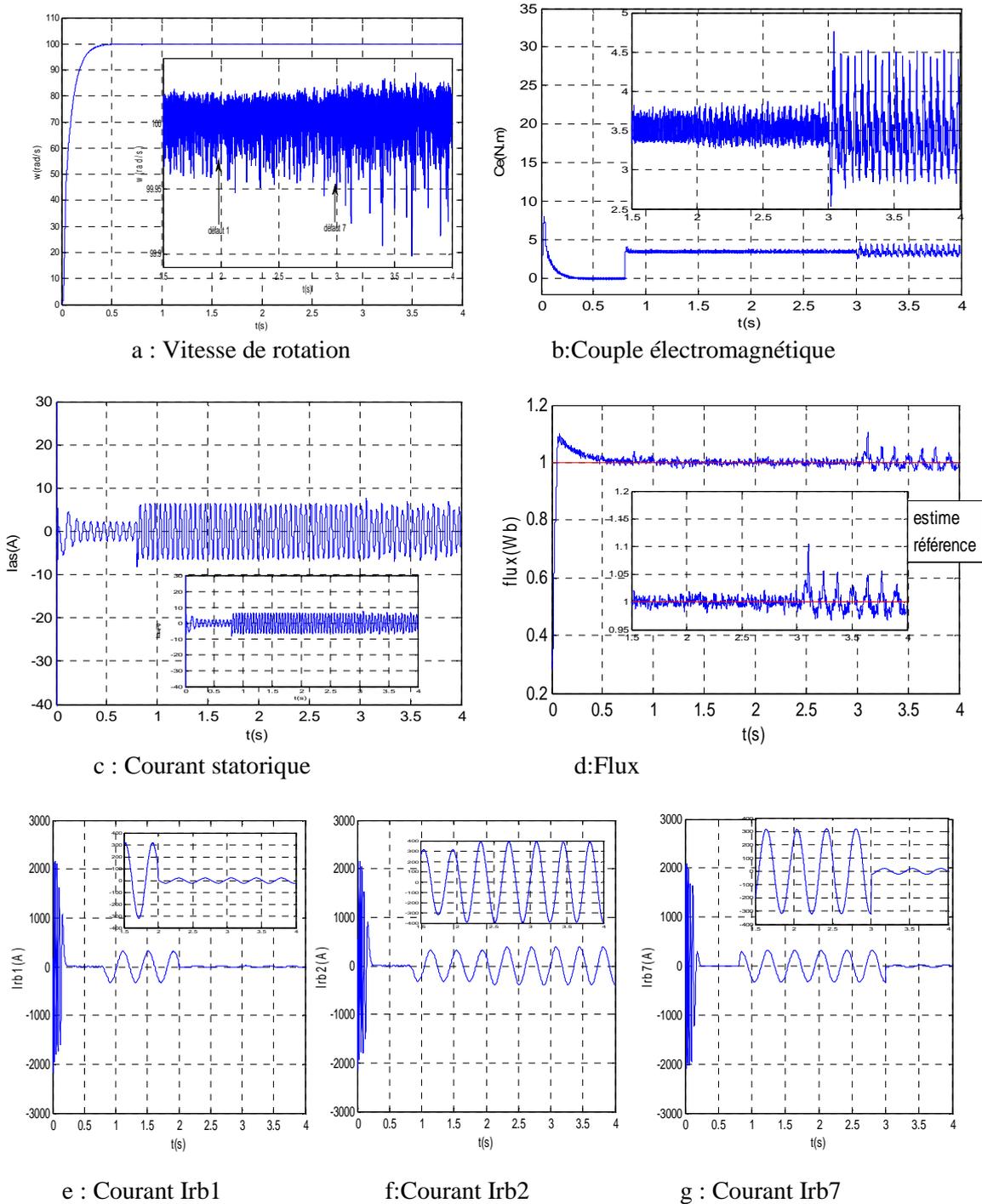


Figure IV.15 : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) ruptures des barres 1 puis 7 à partir de $t=2s$

C. Interprétation

On montre dans les figures (IV-13-14-15) le démarrage à vide de la machine asynchrone suivie par l'introduction d'un couple résistant de valeur 3.5 N.m à l'instant $t=0.8s$.

Les résultats montrent que le régulateur flou de vitesse répond en un temps de 0.4s. La figure (IV.14.e) montre que le flux a une bonne réponse dynamique et statique avec un régime transitoire un peu plus rapide. L'influence de la cassure des barres dans ce cas est négligeable par rapport à la commande par PI classique. Sur cette figure aussi, nous constatons une poursuite rapide du flux rotorique. Lors de la cassure des barres on remarque que la vitesse reste constante insensible à la cassure des barres, ce qui montre la robustesse de la commande par logique floue. On constate une petite déformation lors de la rupture de la barre. Pour le couple électromagnétique, les ondulations augmentent à l'instant où on applique une deuxième rupture de barre.

IV.6. Commande par mode glissant

La commande par mode glissant des systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée depuis son introduction [UTK 77]. Sa caractéristique principale est sa structure variable avec commutation d'une part et d'autre d'une surface appelée surface de glissement, choisie à priori de telle sorte que le comportement résultant correspond aux dynamiques souhaitées [UTK 77] [SLO 91]. L'objectif de la commande par mode glissant est de forcer le système à évoluer sur la surface de glissement. Ceci permet de forcer l'équation de glissement vers zéro et par un choix approprié de cette équation l'erreur tend aussi vers zéro. Le régime du système ainsi commandé est appelé mode glissant et sa dynamique devient insensible aux variations paramétriques, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations externes.

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples et les plus principaux sont sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre. Cependant, le problème principal de cette commande est le phénomène de réticence correspondant à des oscillations du système à haute fréquence autour de la surface de glissement. Ceci est dû au caractère discontinu de la commande. Il existe différentes méthodes pour

réduire ce phénomène comme les modes glissants d'ordre supérieur [UTK 06] [UTK 93].

Cependant, cette solution induit une augmentation de la complexité dans le choix des gains. Une autre solution est celle de la couche limite qui consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue au voisinage de la surface de glissement ; fonction saturation ou fonction sigmoïde [ABD 09].

IV.6.1. Conception de la commande par mode glissant

La conception des régulateurs par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes : [ABD 09].

Choix de surfaces.

- ☞ L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- ☞ Détermination de la loi de commande.

IV.6.1.1. Choix des surfaces de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = [A(x)] + [B][U] \quad (4-26)$$

Il faut choisir « m » surfaces de glissement, pour un vecteur [U] de dimension « m ». Pour ce qui est de la forme de la surface, J.J. Slotine [SLO 91] nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x_{ref} .

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (4-27)$$

Avec

x : variable à réguler.

$e(x)$: l'écart de la variable à réguler et sa référence ($x_{\text{ref}} - x$)

λ_x : Constante positive.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande. [MAD 98].

Pour :

- $r=1$: $S(x) = e(x)$
- $r=2$: $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$
- $r=3$: $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

Pour $r>1$, $S(x)=0$ est une équation différentielle linéaire dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ_x .

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant une condition de convergence.

IV.6.1.1. Condition d'existence et de convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système, dans le plan de phase de converger vers la surface de glissement, nous retenons deux conditions de la littérature :

☞ La fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin [UTK 77]. Elle s'exprime sous la forme :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (4-28)$$

☞ La fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$).

En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4-29)$$

Puisque la dérivée est négative, d'où la condition de convergence s'exprime par :

$$S(x).S'(x) < 0 \quad (4-30)$$

Cette fonction est généralement utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de robustesse et garantit la stabilité du système non linéaire.

IV.5.1.2. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement choisie ainsi que la vitesse de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

- *Définition des grandeurs de commande*

La structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande non linéaire car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et les perturbations extérieures. Nous posons;

$$U = U_{eq} + U_n \quad (4-31)$$

U_{eq} : correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne (continue) que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min} [TZA 98] (figure IV.16).

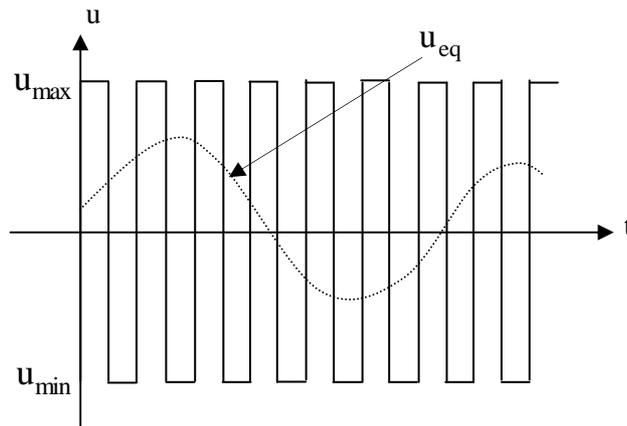


Figure IV.16: La valeur continue (U_{eq}) prise par la commande lors des commutations entre U_{min} et U_{max} .

La commande U_n est déterminée pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers la surface et satisfaite la condition de convergence $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$.

En d'autres termes, elle définit le comportement dynamique de système durant le mode de convergence.

- *Expressions analytiques de la commande*

Considérons le système [UTK 77] :

$$[\dot{X}] = [A(x)] + [B][U] \quad (4-32)$$

Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n .

$$U = U_{eq} + U_n$$

Nous nous intéressons à déterminer les expressions analytiques de ces grandeurs. Dans un premier temps nous nous occupons du calcul de la commande équivalente à partir des équations du système, ensuite du calcul de l'autre composante qui définit la dynamique du système.

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x) + BU_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} [BU_n] \quad (4-33)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, l'expression de la surface est égale à zéro, sa dérivée est donc nulle, nous avons :

$$U_n = 0$$

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} A(x) \right] \quad (4-34)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme U_{eq} par son expression (4-34) dans l'équation (4-29), nous obtenons l'expression de la dérivée de la surface suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} BU_n \quad (4-35)$$

Le problème revient à trouver U_n , telle que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$$

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B U_n < 0$$

Donc, il faut que le signe de U_n , soit l'opposé de celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B$.

La forme la plus simple que peut prendre U_n , est celle d'un relais figure (IV.17).

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (4-36)$$

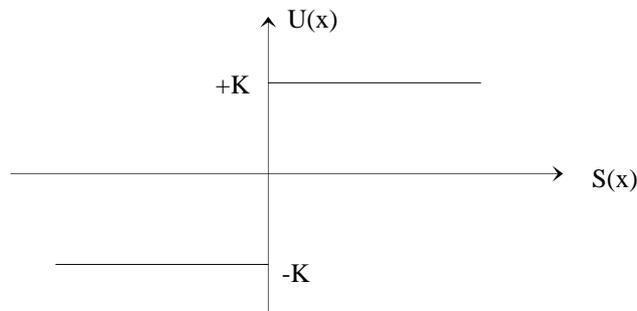


Figure IV.17. Définition de la fonction U_n .

Le choix de la constante K est très influant, car si la constante K est très petite le temps de réponse est trop long et si elle est trop grande, le « Chattering » apparaît.

IV. 7. Structure des régulateurs

Pour commander la machine asynchrone il faut :

- assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées,
- assurer la robustesse du système vis-à-vis les perturbations et les variations des paramètres et des charges mécaniques sur l'arbre du moteur.

On propose une structure en cascade des régulateurs à structure variable, dont le but est de contrôler la vitesse, le flux ainsi que les deux composantes du courant [BEL 05].

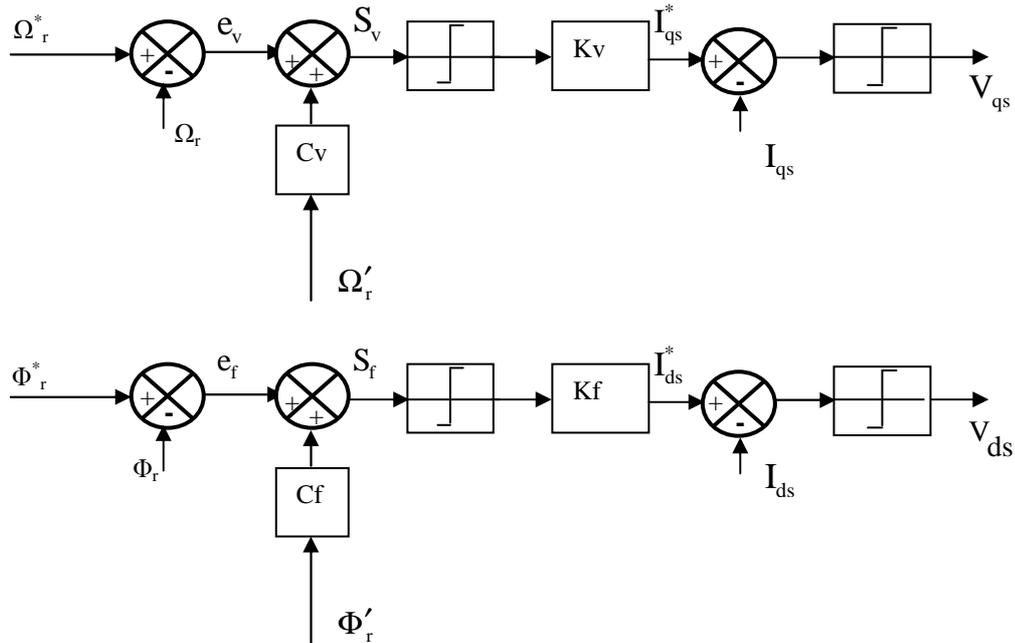


Figure IV.18 : Schémas bloc des régulateurs de vitesse et de flux

IV. 7.1. Sélection des surfaces de commutation

Les surfaces de commutation sont choisies dans le but d'imposer un comportement désiré au moteur dans le régime transitoire. Alors, pour les boucles de vitesse et de flux,

les surfaces de glissement sont choisies pour assurer un temps de réponse désiré, ainsi qu'une précision des grandeurs régulées. Ces surfaces sont données : [BEL 05]

- pour la vitesse :

$$\begin{cases} \mathbf{S}_v = C_v \dot{\mathbf{e}}_v + \mathbf{e}_v \\ \mathbf{e}_v = \boldsymbol{\Omega}_r - \boldsymbol{\Omega}_r^* \end{cases} \quad \text{avec } C_v > 0 \quad (4-37)$$

- pour le flux :

$$\begin{cases} \mathbf{S}_f = C_f \dot{\mathbf{e}}_f + \mathbf{e}_f \\ \mathbf{e}_f = \boldsymbol{\Phi}_r - \boldsymbol{\Phi}_r^* \end{cases} \quad \text{avec } C_f > 0 \quad (4-38)$$

Pour la boucle des courants, les surfaces sont choisies pour assurer une réponse instantanée.

Les composantes I_{qs} et I_{ds} sont contrôlées indépendamment. Les surfaces correspondantes sont :

- pour les courants I_{qs} et I_{ds} :

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_q &= \mathbf{I}_{qs}^* - \mathbf{I}_{qs} \\ \mathbf{S}_d &= \mathbf{I}_{ds}^* - \mathbf{I}_{ds} \end{aligned} \quad (4-39)$$

Les entrées de régulation correspondant sont données par :

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{qs}^* &= K_v \text{sign}(s_v) \\ \mathbf{I}_{ds}^* &= K_f \text{sign}(s_f) \\ \mathbf{V}_{qs} &= K_q \text{sign}(s_q) \\ \mathbf{V}_{ds} &= K_d \text{sign}(s_d) \end{aligned} \quad (4-40)$$

IV.8. Application de la commande par mode glissant à la machine asynchrone en tenant compte d'un défaut rotorique

Dans cette étude, nous établirons les expressions des valeurs de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre précédent. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux.

La structure cascade impose un choix de deux surfaces sur chaque axe. Les boucles internes permettent de contrôler les courants « i_{ds}, i_{qs} » et les boucles externes la vitesse et le flux « Ω_r, ϕ_r », Figure (IV.19).

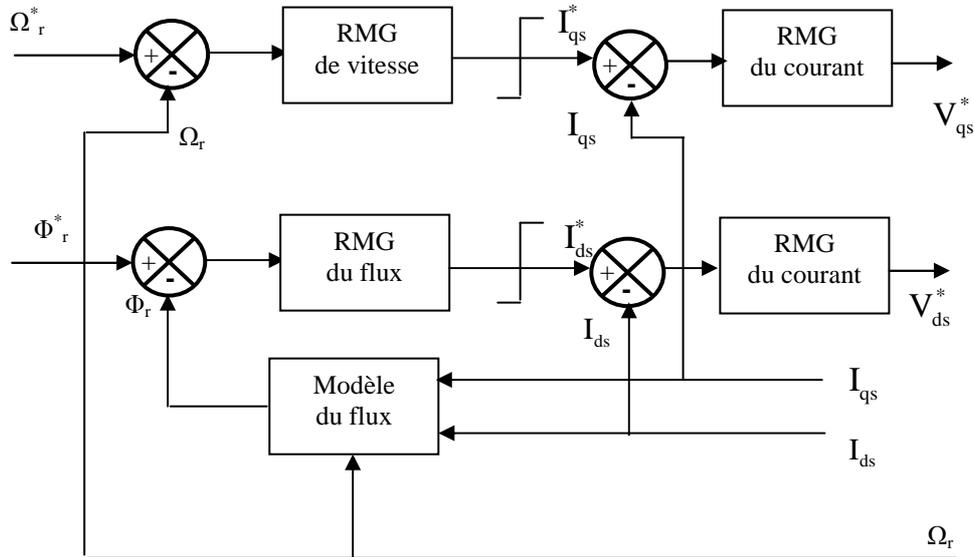


Figure IV.19 : Schéma de la structure CSV de la machine asynchrone

La figure (IV.19) représente la structure cascade de régulation de vitesse de la machine asynchrone. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le flux, les courants directe d'axe **d**, en quadrature d'axe **q**, et la vitesse.

Les grandeurs de sortie des boucles externes représentent les références des courants des boucles internes. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer à la machine asynchrone.

IV.9. Commande floue par mode glissant

Considérons le système non linéaire à dynamiques inconnues décrit par l'équation suivante [AYM 09]:

$$x'' = f(x, t) + bu(t) + d(t) \quad (4-41)$$

Ou b est une constante positive connue et $d(t)$ représente l'effet des perturbations externes.

La commande par mode glissant dédiée au contrôle des systèmes non linéaires est réputée pour ses qualités de robustesse en présence des erreurs de modélisation et des perturbations mais aussi par les contraintes imposées aux actionneurs [SLO 91]. L'inconvénient de cette commande est l'apparition du phénomène de réticence lorsque la surface de glissement est atteinte.

Ceci est dû à la discontinuité de la commande $U = k \text{sign}(x)$, aux passages par la surface de glissement. En pratique, ce phénomène de réticence peut être réduit en remplaçant la fonction **sign** par une approximation continue : fonction de saturation ou lissage.

La surface de glissement dans l'espace d'état est définie par :

$$S(x) = e^{(n-1)} + k_{n-1}.e^{(n-2)} + \dots + k_1.e \quad (4-42)$$

La stratégie proposée consiste à former une commande constituée de deux termes :

- Le terme nominal déduit de l'approximation floue de Takagi-Sugeno. L'approximation par le modèle de Takagi-Sugeno adoptée est avantageuse du fait que les paramètres de la conclusion sont facilement déduits et adaptés par l'approche de Lyapunov.

- Le terme additif déterminé par l'approche mode glissant.

Lorsque la dynamique $f(x, t)$ est connue et le système n'est pas soumis à des perturbations, la loi de commande proposée [SLO 91] [AYM 09] est donnée par :

$$\dot{u} = \frac{1}{b} \left(-f(x, t) + y_r^n - \sum_{i=1}^{n-1} k_i . e^i \right) \quad (4-43)$$

Avec un choix judicieux des coefficients k_i du polynôme P de Hurwitz, cette loi permet d'assurer la convergence de l'erreur $e(t)$. Or, dans la pratique $f(x, t)$ peut être inconnue, ce qui rend difficile la synthèse de la loi (4-39).

Ainsi, le premier terme composant la loi de commande est décrit par un ensemble de règles de la forme suivante :

$$R^1 = \text{Si } x_1 \text{ est } F_1^1 \text{ et } x_2 \text{ est } F_2^1 \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } F_n^1 \text{ Alors } u^1 = \theta_1 \quad i = 1, 2, \dots, k \quad (4-44)$$

Ou :

$R^l (1 \leq l \leq k)$ indique la $l^{\text{ème}}$ implication floue, $F_i^l (1 \leq l \leq n)$ sont les termes Linguistiques caractérisés par les fonctions d'appartenance $\mu_{F_i^l} (1 \leq l \leq n)$ et k est le nombre des règles floues.

En utilisant une inférence produit et la méthode de défuzzification du centre de gravité, les valeurs de la sortie du contrôleur flou sont obtenus en utilisant la relation suivante :

$$\hat{u}(x, \theta) = \frac{\sum_{l=1}^k \theta_l \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^k \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)} \quad (4-45)$$

L'application de la loi de commande (4-34) seule n'assure pas la convergence de $e(t)$ vers zéro du fait de l'existence des perturbations externes et des erreurs de modélisation. Pour avoir un bon suivi de la trajectoire désirée, la commande (4-35) est augmentée par un terme additif u_r assurant la robustesse.

$$u = \hat{u}(x, \theta) + \frac{1}{b} u_r \quad (4-46)$$

Le système en boucle fermée est donné par :

$$\dot{x}^n = f(x, t) + b(\hat{u}(x, \theta)) + \frac{1}{b} u_r + d(t) \quad (4-47)$$

IV.10. Résultats de simulation

IV.10.1. Commande par mode glissant

- Cas d'une machine saine

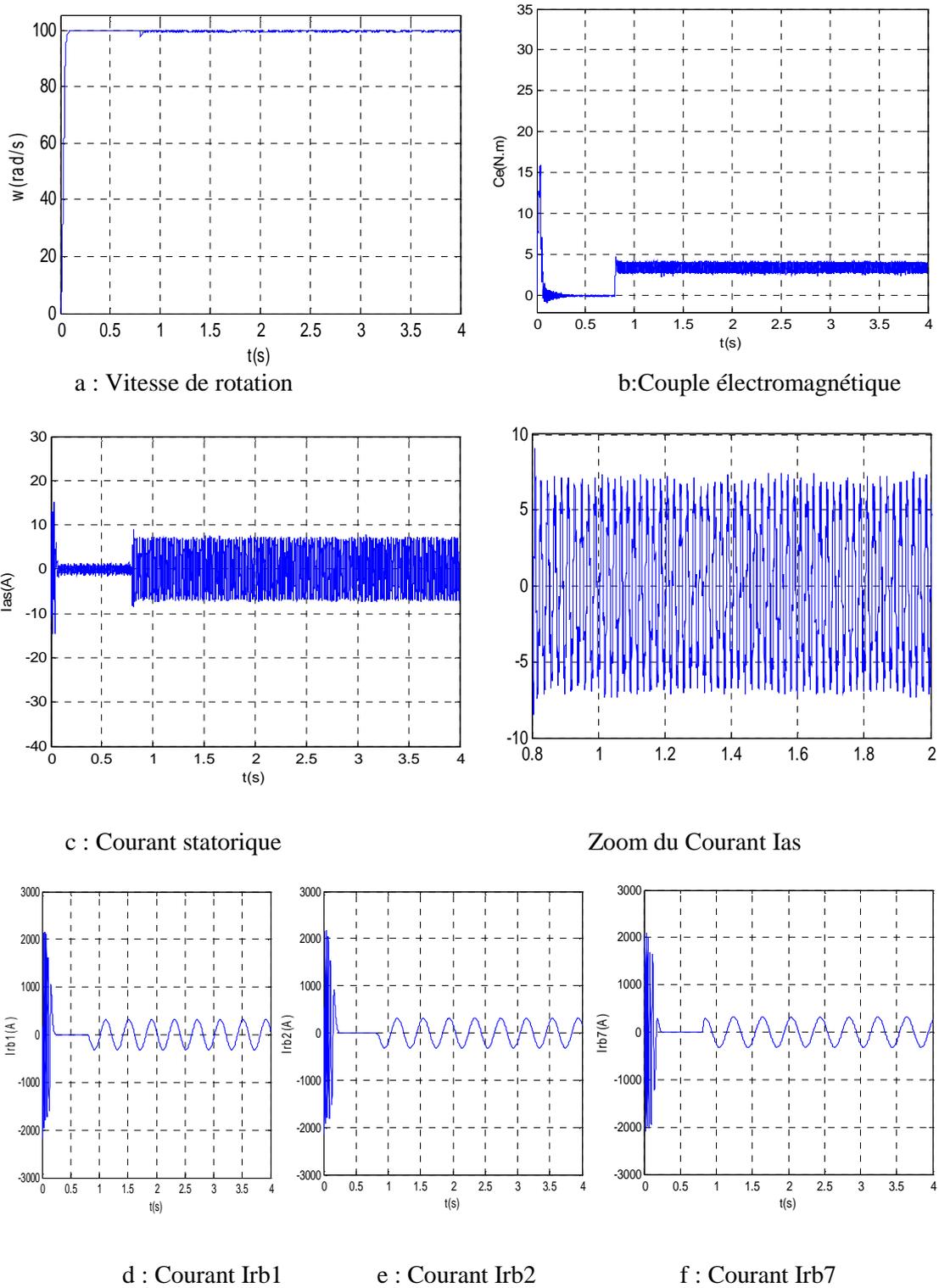


Figure IV.20: Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$)
Etat sain

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

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de référence de 100rad/s. Puis, à $t=0.8s$ une charge de 3.5N.m est appliquée. A l'instant $t=2s$, on réalise une cassure de la barre N°1 et de la barre N°2 à $t=3s$.

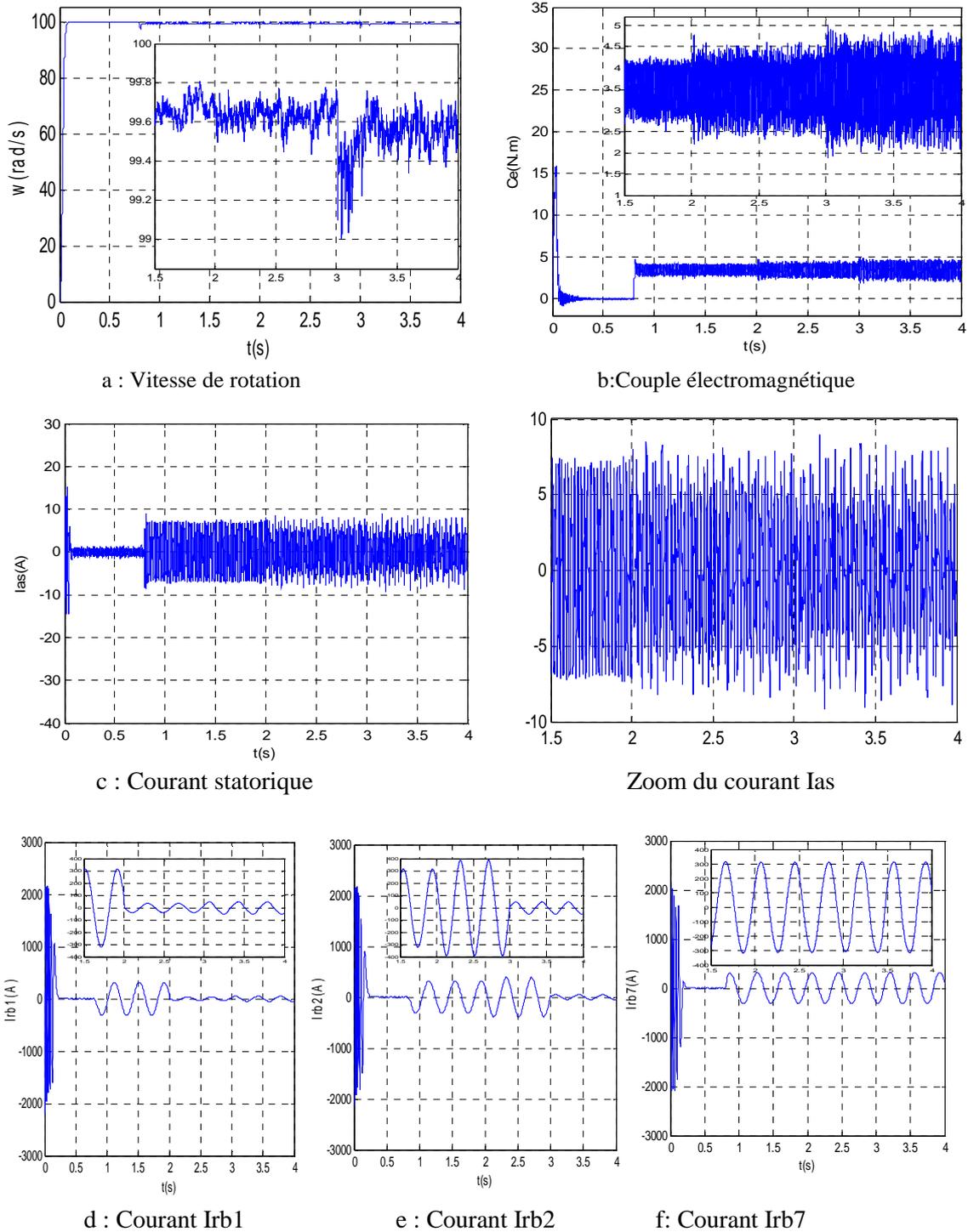
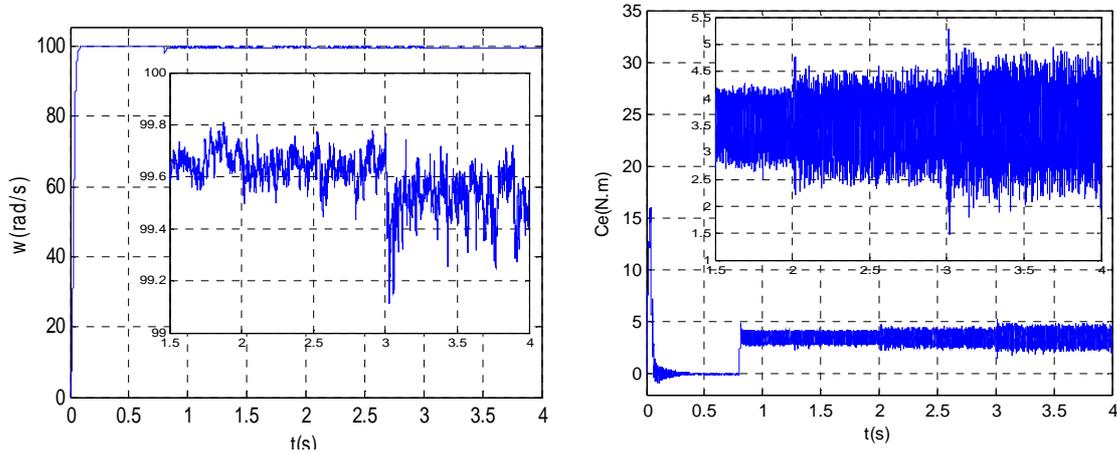


Figure IV.21 : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) avec ruptures successives des barres 1 puis 2 à partir de $t=2s$

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

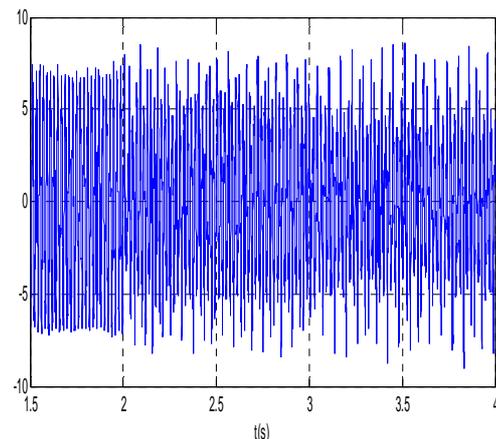
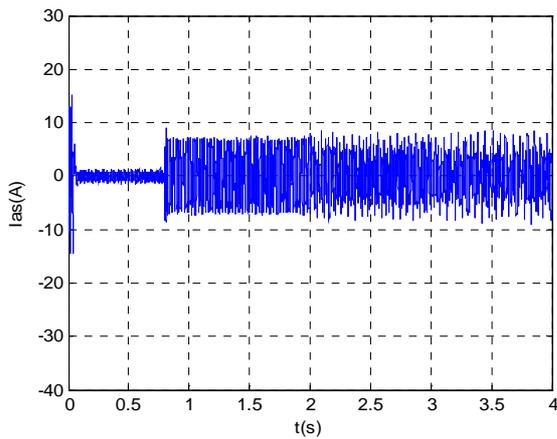
La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

En considérant une vitesse de référence de 100rad/s, à $t=0.8s$ une charge de 3.5N.m est appliquée. A l'instant $t=2s$ on réalise la cassure de la barre N°1 et de la barre N°7 à $t=3s$.



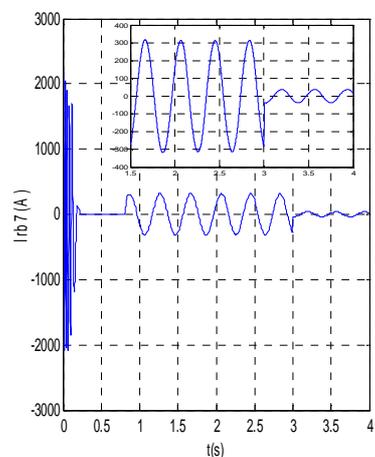
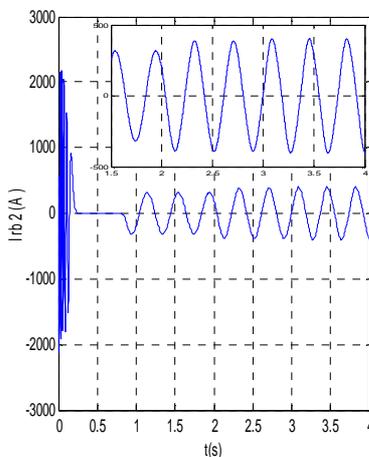
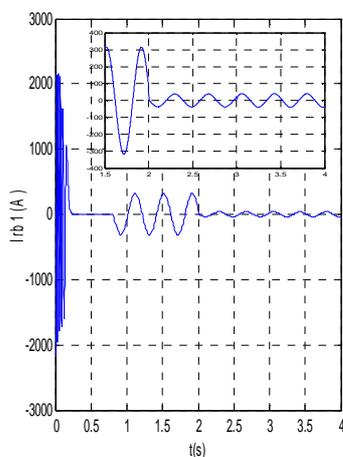
a : Vitesse de rotation

b: Couple électromagnétique



c : Courant statorique

Zoom du Courant Ias



d : Courant Irb1

e : Courant Irb2

f: Courant Irb7

Figure IV.22 : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) avec ruptures des barres 1 puis 7 à partir de $t=2s$

IV.10.2. Simulation de la commande associée à un régulateur mode glissant flou

La commande mode glissant flou devenant courante, il est intéressant de considérer le cas où un défaut surviendrait dans la machine. Nous nous proposons dans cette partie de voir l'influence des régulateurs sur le fonctionnement de la machine asynchrone commandée par mode glissant flou en tenant compte des défauts rotorique.

- **Cas d'une machine saine**

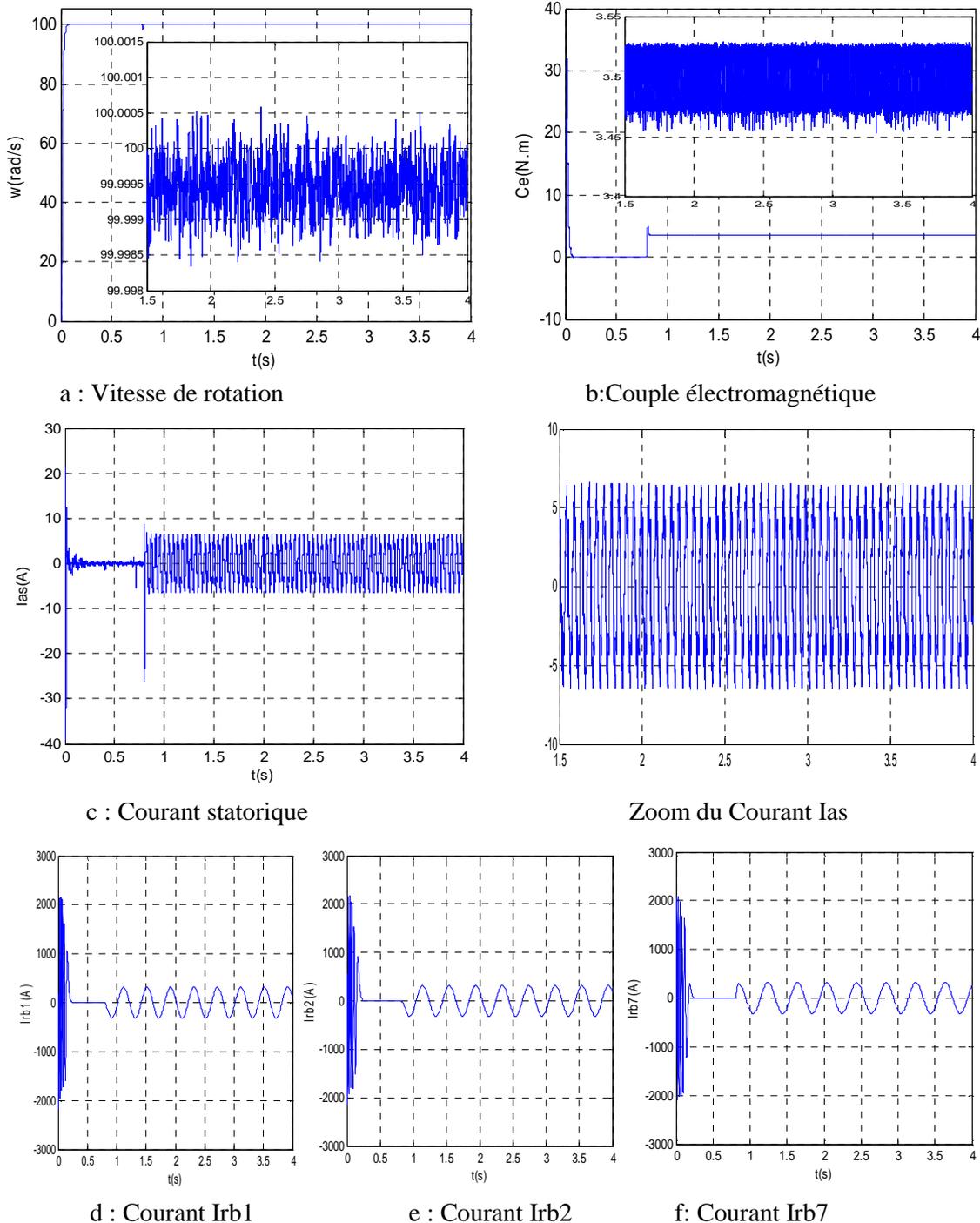
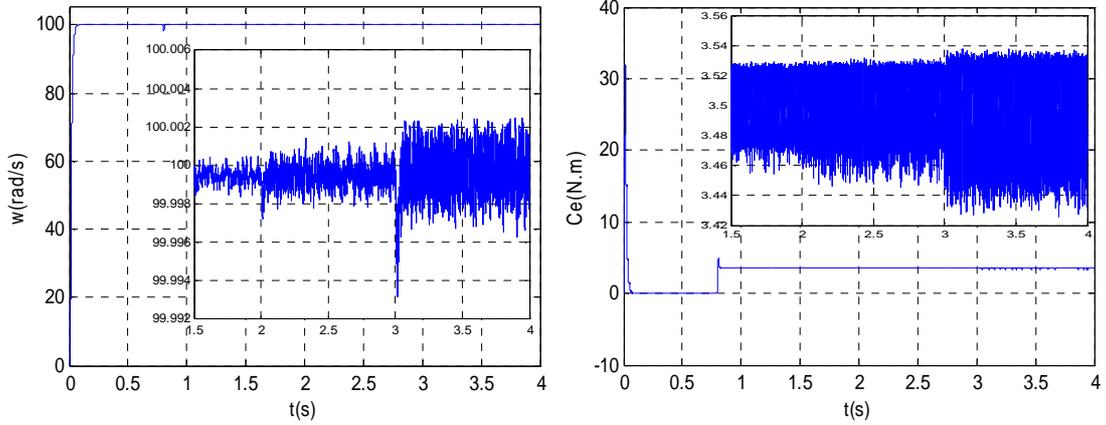


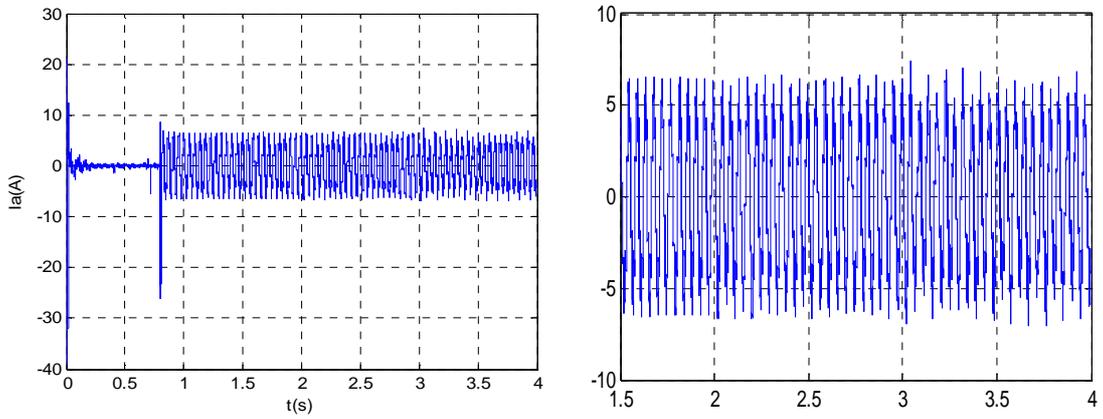
Figure IV.23 : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$)

• Cas d'une cassure de deux barres adjacentes



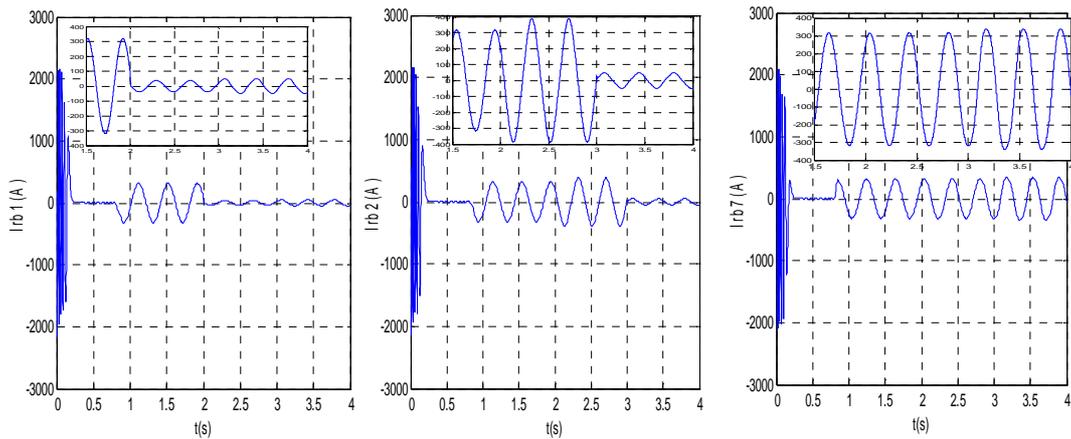
a : Vitesse de rotation

b: Couple électromagnétique



c : Courant statorique

Zoom du Courant I_a



d : Courant I_{rb1}

e: Courant I_{rb2}

f: Courant I_{rb7}

Figure IV.24: Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) avec ruptures successives des barres 1 puis 2 à partir de $t=2s$

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

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

En considérant une vitesse de référence de 100rad/s, à $t=0.8s$ une charge de 3.5N.m est appliquée. A l'instant $t=2s$, on réalise la cassure de la barre N^0_1 et de la barre N^0_7 à $t=3s$.

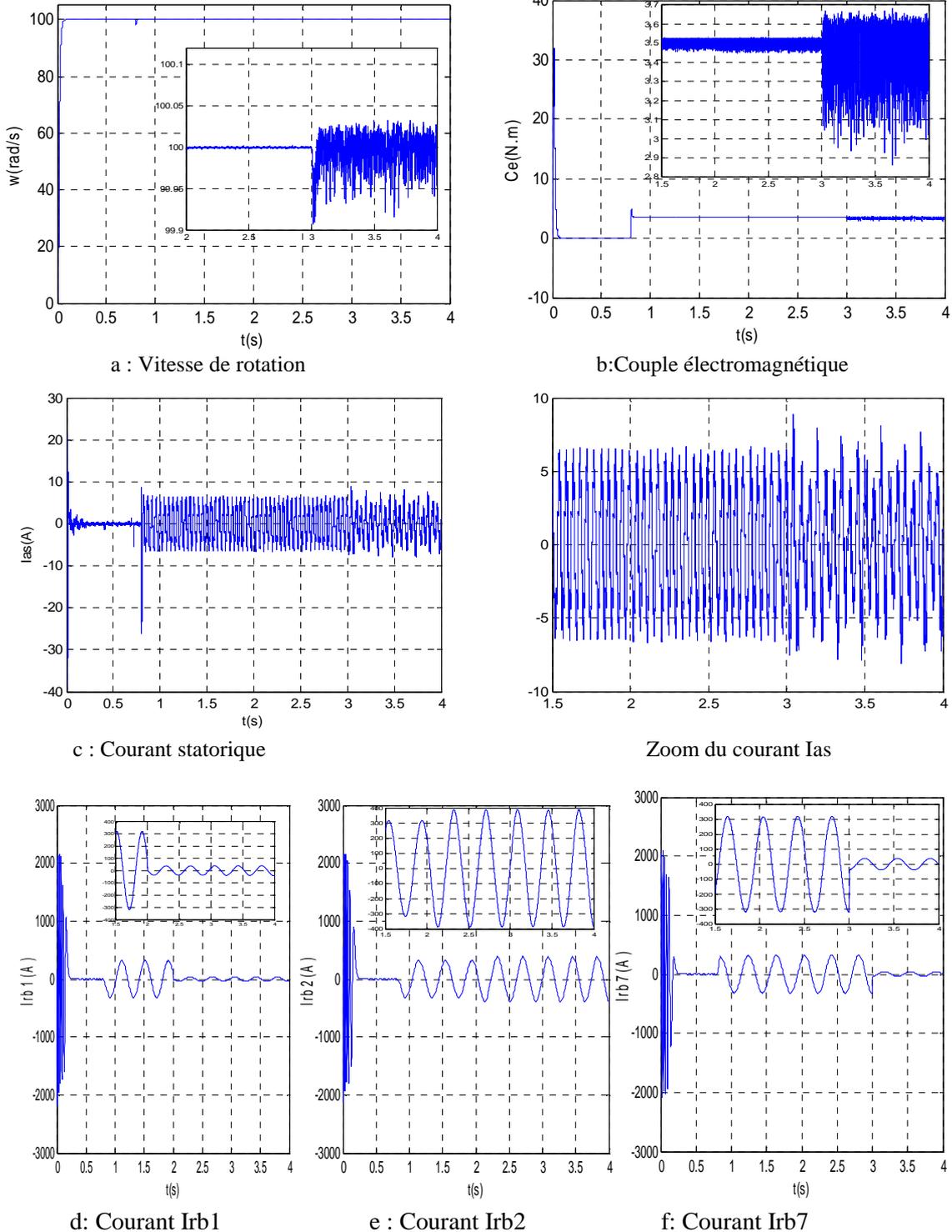


Figure IV.25 : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) avec ruptures des barres 1 puis 7 à partir de $t=2s$

IV.10.3. Interprétation

Les résultats de simulation obtenus sont donnés par les figures (IV.23-24-25). La figure (IV.23-a) représente la vitesse mécanique mesurée. A $t=0s$, la vitesse de référence est de 100rad/s . Nous remarquons que la vitesse de la machine atteint rapidement la référence avec une très faible erreur de poursuite. L'introduction du couple de charge à l'instant $t=0.8s$ se manifeste par une légère chute de vitesse mécanique. Les figures (IV. 23) montrent l'absence de variations brusques et de chattering malgré l'introduction d'un couple de charge dans le cas de la commande par mode glissant floue.

Pour illustrer les avantages de cette approche, trois cas sont traités, dans le premier, la machine est soumise seulement aux perturbations externes (un couple de charge). Dans le deuxième et le troisième cas, les contraintes sont augmentées en infligeant des incertitudes paramétriques aux systèmes (cassure des barres rotoriques).

Nous remarquons que la loi de commande force le système à rejoindre rapidement les trajectoires de références (fig. IV-24-25.a, et fig. IV-24-25.b) malgré la présence de perturbations externes et l'application de cassure des barres rotoriques. Nous remarquons que les figures du couple et de la vitesse, ne contiennent aucune variation brusque.

La fonction "sign" est définie par : $\text{sign}(s)$, or la commande U est : $U=K \cdot \text{sign}(s)$ (expression 4.27 et 4.28). Si le gain K est très petit, la réponse sera lente, si K est très grand, la réponse sera rapide. Les figures (IV.20 et IV.23) représentent un exemple d'application d'une commande discontinue de type "sign".

Sur les courbes du couple et des courants statoriques (figure IV.21.b et IV.22.c), on remarque que pour la rupture des barres espacées, l'influence est plus remarquable par rapport à celle de la rupture des barres adjacentes.

Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre s'inscrit dans le cadre de la commande floue robuste de la machine asynchrone. Nous avons introduit la logique floue dans la conception des régulateurs en commande linéaire et non linéaire de la machine asynchrone. Ses régulateurs montrent effectivement une grande efficacité.

Après avoir présenté le modèle de cette dernière, ainsi que l'approche de la commande stabilisante par mode glissant flou, nous avons proposé d'introduire un terme de robustification ; pour remédier aux effets de perturbations au niveau de la charge et la cassure des barres rotoriques. Les résultats obtenus lors de la simulation ont montré la supériorité du mode glissant flou par rapport au mode glissant classique.

Chapitre V

Commande DTC Floue de la MAS en tenant compte des défauts rotoriques

V.1.Introduction

Depuis une trentaine d'années, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine asynchrone. Ces méthodes conviennent pour une majorité d'applications. Cependant, la recherche d'autres algorithmes n'a pas cessé depuis et de nouvelles techniques de commande sont apparues.

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans recours à des capteurs mécaniques.

Le contrôle direct du couple **DTC** « Direct Torque Control », basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par *Depenbrock* en 1985 sous la terminologie **DSC** « Direct Self Control ». Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine.

Ce type de commande repose sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateur à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes **DTC** étaient fortement basés sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations). Une optimisation de ces séquences de commutation peut conduire à une diminution des ondulations du couple.

Ce chapitre est destiné principalement à la description de ces nouvelles lois de contrôles. Nous présentons le principe du Contrôle Direct du couple appelé **DTC** (Direct Torque Control). Dans la première partie, nous développons le principe du contrôle direct de couple de la machine. Pour cette stratégie de commande, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique.

La DTC 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, véhicule électrique ou la propulsion navale.

V.2. Principe de la commande DTC

Plusieurs travaux ont été réalisés, telles que la commande vectorielle par l'orientation de flux qui permet le découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique [BUI 07] [BES 05], pour s'affranchir de la complexité de la commande de la machine asynchrone. Bien qu'elles donnent des performances élevées à la machine asynchrone, ces structures de commande restent très sensibles aux variations des paramètres de la machine notamment la résistance rotorique, délicate à identifier en cours de fonctionnement [ABE 99] [RIJ 09].

Au cours des dernières années, plusieurs techniques d'entraînements à vitesse variable ont été développées [TOU 08]. De nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement inédites. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de la commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique. Deux principales stratégies ont été développées par plusieurs centres de recherche. Ces stratégies de commande sont essentiellement caractérisées par la régulation à structures variables du flux statorique et du couple électromagnétique, leur simplicité, bonnes performances et robustesse [CAM 00]. Elles sont connues sous les noms de:

- Contrôle direct du couple : (Direct Torque Control DTC).

- Contrôle vectoriel direct du flux statorique: (Direct Self Control DSC)

V.2.1. Modélisation vectorielle de la machine et du convertisseur de puissance

Les conditions de contrôle dynamique du couple de la machine asynchrone peuvent être mises en évidence par le modèle vectoriel de la machine. Ainsi, on reprendra les expressions de la machine établies pour les différents référentiels [AME 12] [ZAI 07].

Les tensions de la machine, côté stator et rotor s'écrivent :

Côté stator :

$$\begin{aligned} V_s &= R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_s &= V_{\alpha s} + jV_{\beta s} \\ I_s &= i_{\alpha s} + i_{\beta s} \end{aligned} \quad (5-1)$$

Côté rotor :

$$\begin{aligned} 0 &= R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega\Phi_r \\ \Phi_r &= \Phi_{dr} + j\Phi_{qr} \\ I_r &= i_{dr} + i_{qr} \end{aligned} \quad (5-2)$$

Avec Ω : la pulsation rotation mécanique ($\omega = p.\Omega$)

Le vecteur tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasé à deux-niveaux, dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits et représenté par trois grandeurs logiques. Les tensions de phase appliquées à la machine se déduisent de la tension d'entrée de l'onduleur (U_c) et des signaux de commande logiques.

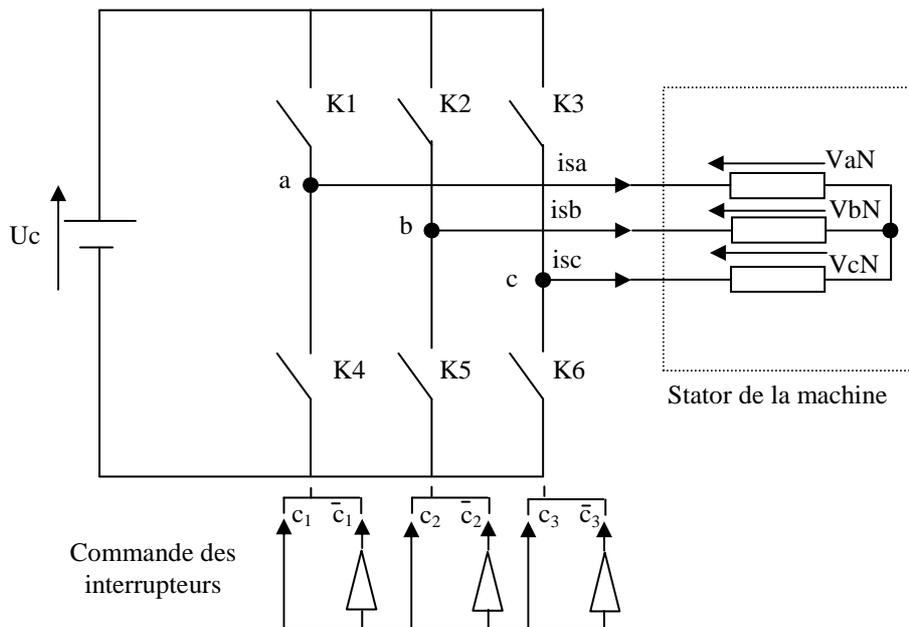


Figure V.1 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé et de sa charge.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Soit C_k les signaux de commande des bars K de l'onduleur, avec $K \in \{1,2,3\}$.

$C_k=1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert;

$C_k=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé;

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibré, ($V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$), alors

Pour les tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{U_c}{3}(2.C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bN} = \frac{U_c}{3}(2.C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cN} = \frac{U_c}{3}(2.C_3 - C_2 - C_1) \end{cases} \quad (5-3)$$

Sous formes matricielles:

$$[C_k] = [C_1 \ C_2 \ C_3]^T ; [V_{sabc}] = [V_{aN} \ V_{bN} \ V_{cN}]^T$$

En considérant le vecteur de tension statorique V_s , exprime dans le repère (α, β) s'écrit en fonction des tensions simples de la façon suivante: [CAR1 00] [BEL 01].

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{aN} + V_{bN} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cN} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (5-4)$$

Nous constatons qu'il existe huit combinaisons possibles de (C_{k1}, C_{k2}, C_{k3}) . A partir de ces combinaisons nous déterminons six séquences de tension active (V_1, \dots, V_6) délivrées par l'onduleur pour alimenter la machine et deux séquences de tension nulle (V_0, V_7).

Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison linéaire de deux de ces six vecteurs non nuls.

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des variables (C_{k1} , C_{k2} , C_{k3}). Vu que, pour l'onduleur à 2 niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a au total 8 séquences de niveaux de phase différentes.

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant: [EPA01] [BEN 09].

Vecteur	C_{k1}	C_{k2}	C_{k3}	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	V_s
V_0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\left(\frac{2}{3}U_c\right)$	$\left(-\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(-\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(\sqrt{\frac{2}{3}}U_c\right)$
V_2	1	1	0	$\left(\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(-\frac{2}{3}U_c\right)$	$\left(\sqrt{\frac{2}{3}}U_c\right)e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$\left(-\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(\frac{2}{3}U_c\right)$	$\left(-\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(\sqrt{\frac{2}{3}}U_c\right)e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$\left(-\frac{2}{3}U_c\right)$	$\left(\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(\sqrt{\frac{2}{3}}U_c\right)e^{j\pi}$
V_5	0	0	1	$\left(-\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(-\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(\frac{2}{3}U_c\right)$	$\left(\sqrt{\frac{2}{3}}U_c\right)e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_6	1	0	1	$\left(\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(-\frac{2}{3}U_c\right)$	$\left(\frac{U_c}{3}\right)$	$\left(\sqrt{\frac{2}{3}}U_c\right)e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0

Tableau V. 1. Table de vérité d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Comme on peut le voir, les combinaisons (C_{k1} C_{k2} C_{k3})= (111) et (0 0 0) correspondent au vecteur nul. La figure V.2 montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé à deux niveaux.

Choix du vecteur de tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de Φ_s dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit par la Fig V-2.

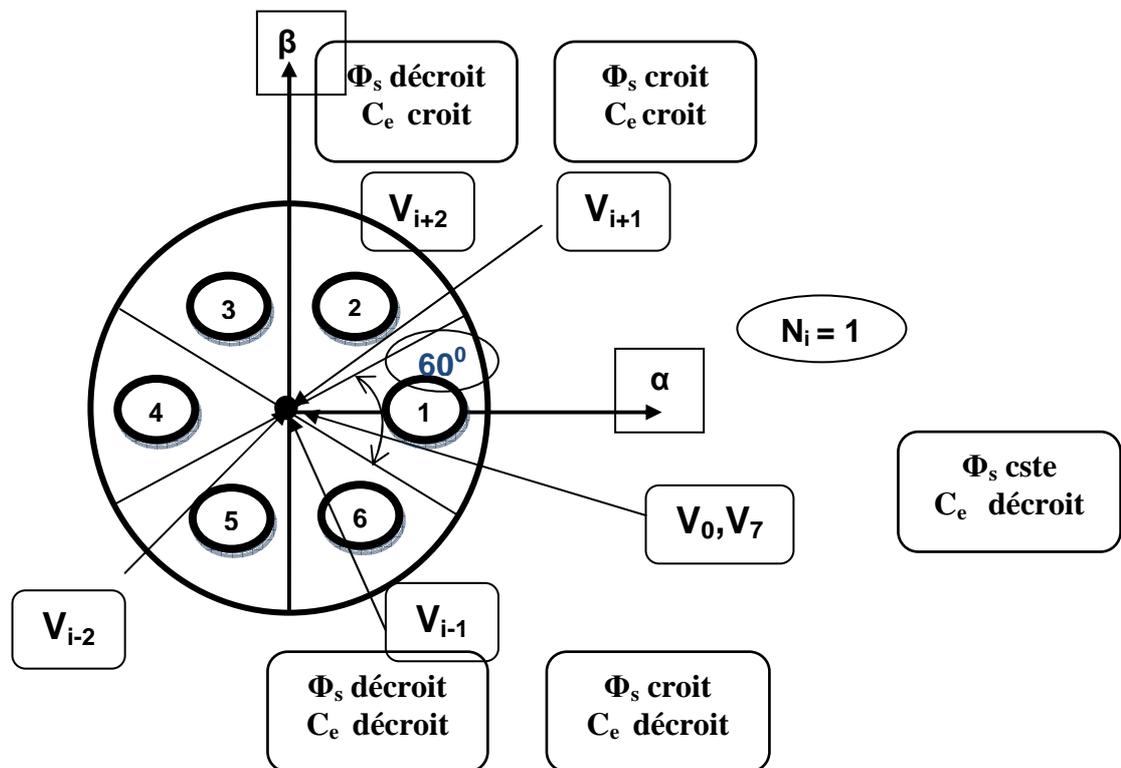


Fig V-2 : Choix du vecteur de tension

Le choix du vecteur V_s dépend :

- ❖ De la position de Φ_s dans le référentiel (s).
- ❖ De la variation souhaitée pour le module de Φ_s .
- ❖ De la variation souhaitée pour le couple.
- ❖ Ainsi le sens de rotation de Φ_s .

Lorsque le flux Φ_s se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant d'un des huit vecteurs de tensions suivants :

- Pour augmenter Φ_s on applique V1, V2 et V6
- Pour diminuer Φ_s on utilisera V3, V4 et V5
- Pour augmenter le couple on peut prendre V2, V3 et V4
- Pour diminuer le couple on peut appliquer V1, V6 ou V5 (ou V0, V7).

D'une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager:

Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux Φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux Φ_s reste inchangée [AME 12] [ZAI 07] [YAN 06] [TOU 06].

V.2.2. Contrôle du vecteur flux statorique

A partir de l'équation de la tension statorique exprimée dans le référentiel (S) lié au stator, on obtient un estimateur du flux statorique qui a pour expression :

$$\Phi_s(t) = \int (V_s - R_s I_s) dt \quad (5-5)$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $(0, T_c)$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes $(S_a S_b S_c)$ sont fixe. Ainsi on peut écrire :

$$\Phi_s(t) = \Phi_{s0} + V_s T_e - R_s \int_0^{T_e} I_s dt \quad (5-6)$$

Ou Φ_{s0} est le vecteur flux à l'instant $t=0$. Dans cette étude nous allons considérer le terme $R_s I_s$ négligeable devant la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée). Ainsi, on aura $\Delta\Phi_s \approx V_s \cdot T_e$

Par ailleurs, on constate que sur l'intervalle de temps $(0, T_e)$, l'extrémité du vecteur Φ_s

se déplace sur une droite dont la direction est donnée par V_s . La figure (V.3) décrit ce principe, lorsque l'on sélectionne le vecteur $V_s=V_3$.

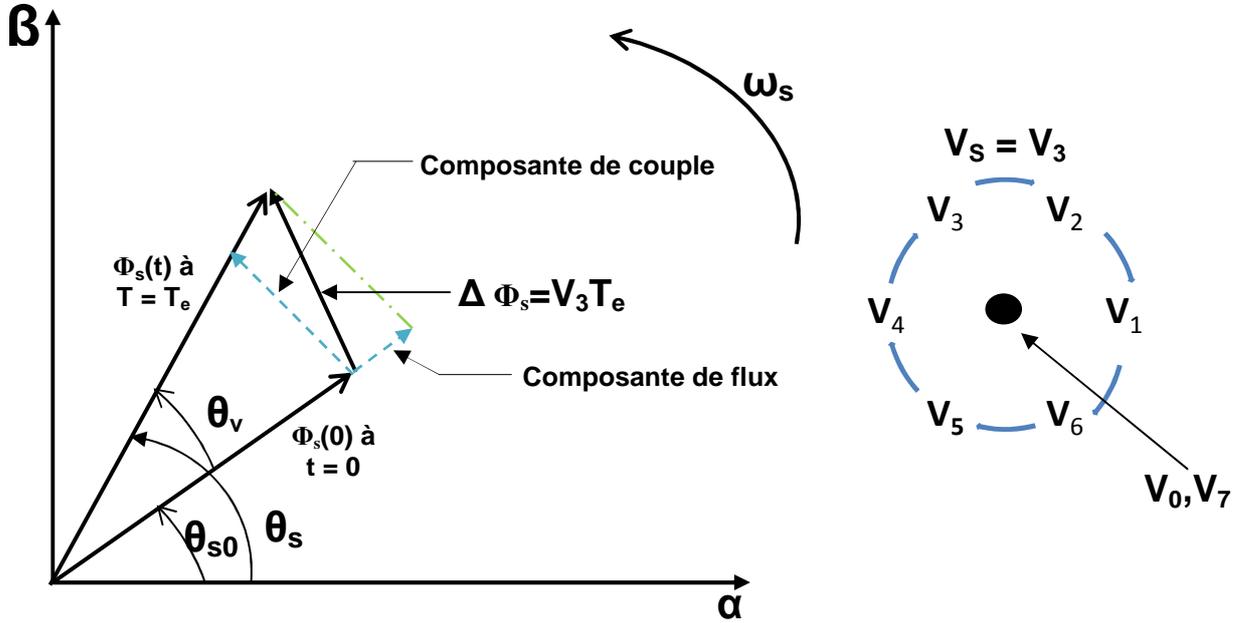


Fig. V.3 : L'évolution de l'extrémité de Φ_s pour $R_s I_s$ négligeable

En choisissant une séquence appropriée du vecteur V_s , sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur Φ_s la trajectoire désirée. La variation obtenue en fin de période peut être approchée par la série de Taylor au premier ordre soit : [AME 12] [ZAI 07] [TOU 06].

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_s &\approx V_s T_e \cos(\theta_v - \theta_s) \\ \Delta\theta_s &\approx T_e \frac{V_s \sin(\theta_v - \theta_s)}{\Phi_{s0}} \end{aligned} \tag{5-7}$$

Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux Φ_s pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire à l'extrémité de Φ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s . Cela n'est possible que si la période de contrôle et par conséquent la période de la MLI, est très faible devant la période de rotation du flux [AME 12] [ZAI 07] [TOU 06].

Lorsque le vecteur V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux Φ_s est donnée par sa dérivée correspondant à la force électromotrice E_s .

En supposant le terme $R_s I_s$ négligeable, on montre que le vecteur $\frac{d\Phi_s}{dt}$

qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux est pratiquement égal au vecteur tension V_s . Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la

direction de V_s à une vitesse constante et égale à $\sqrt{\frac{2}{3}}U_0$. Pour un vecteur V_s nul, le vecteur Φ_s reste stationnaire.

L'extrémité du flux statorique suit la direction donnée par la force électromotrice $\frac{d\Phi_s}{dt}$ avec un déplacement qui correspond à la dérive angulaire.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique Φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure. V.4. La sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative [BEN 09][BAP 09] [UTK 77]. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

V.2.3. Contrôle direct du couple

Le DTC a été introduit par *I.TAKAHASHI* et *Depenbrock* en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu [AZZ 10] [VIL 48]. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. La structure de base du contrôle direct du couple est présentée sur la figure V.4.

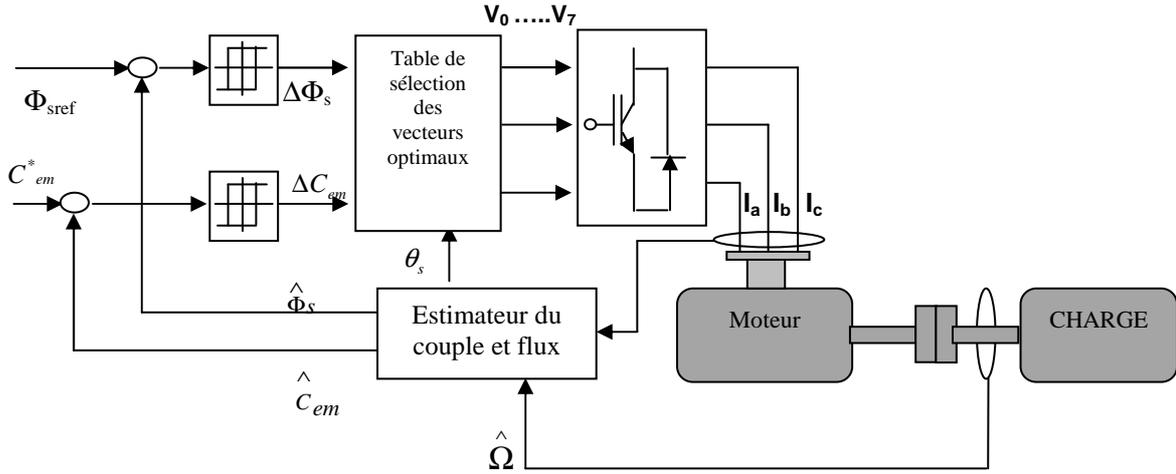


Fig .V.4. La structure du contrôle direct du couple

Le couple électromagnétique s’exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante :

$$C_{em} = K(\overline{\Phi}_s \times \overline{\Phi}_r) \tag{5-8}$$

K est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$\overline{\Phi}_r$ est le vecteur de flux rotorique.

$$K = \frac{3pM_{sr}}{2(\sigma.L_s.L_r)} \tag{5-9}$$

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme complexe :

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = [\Phi_s, \theta_s] = \Phi_s . e^{j\theta_s} \\ \overline{\Phi}_r = [\Phi_r, \theta_r] = \Phi_r . e^{j\theta_r} \end{cases} \tag{5-10}$$

$\|\Phi_s\|$: Module du vecteur flux stator.

$\|\Phi_r\|$: Module du vecteur flux rotor.

$$\begin{cases} \Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \\ \angle\Phi_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \end{cases} \tag{5-11}$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = K \|\overline{\Phi}_s\| \|\overline{\Phi}_r\| \sin(\theta_{sr}) \tag{5-12}$$

θ_{sr} : angle entre les vecteurs flux stator et rotor.

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence et l'expression (5.12) devient :

(5-13)

$$C_{em} = K\Phi_{sref} \cdot \Phi_r \sin(\theta_{sr})$$

Le couple dépend donc, de l'amplitude des deux vecteurs Φ_s et Φ_r et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux Φ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de Φ_s et Φ_r , donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_e de la tension V_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$ [AZZ 07] [VIL 48].

V. 3. Les estimateurs

V.3.1. Estimateur du flux statorique

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 [AZZ 07].

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes biphasées $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$,

$$\begin{cases} \overline{\Phi_{s\alpha}} = \int_0^t (\overline{V_{s\alpha}} - R_s \overline{I_{s\alpha}}) dt \\ \overline{\Phi_{s\beta}} = \int_0^t (\overline{V_{s\beta}} - R_s \overline{I_{s\beta}}) dt \end{cases} \quad (5-14)$$

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2}$$

Où $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation (5.14) qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant statorique et du vecteur tension statorique: $I_{s\alpha}, I_{s\beta}, V_{s\alpha}, V_{s\beta}$

Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés: I_{sa}, I_{sb} et I_{sc} .

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (5-15)$$

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs et de la tension d'entrée de l'onduleur .

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (5-16)$$

Le secteur **Si** dans lequel se situe le vecteur Φ_s est déterminé à partir des composantes

$\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (s) et le vecteur Φ_s est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (5-17)$$

V.3.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ et les grandeurs calculées du courant, $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ [MEY 87] :

$$C_e = p [\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (5-18)$$

V.4. Elaboration du vecteur de commande

V.4.1. Elaboration du contrôleur de flux

Comme on l'a déjà vu, lorsque le flux se trouve dans la zone $N=i$, V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_{i+2} ou V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux, figure (V.5). Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendamment de l'amplitude de l'erreur. Donc la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne :

- 1 : lorsque l'erreur de flux est positive
- 0 : lorsque l'erreur de flux est négative

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. Le choix du correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la plus adaptée à la commande

étudiée. En effet avec ce type de correcteur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux Φ_s , dans une couronne circulaire.

La sortie du contrôleur de flux **cflx**, indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux. Le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de respecter $|\Phi_{ref} - \Phi_s| < \Delta\Phi$, avec Φ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\Phi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur [ZAI 07] [TOU 08].

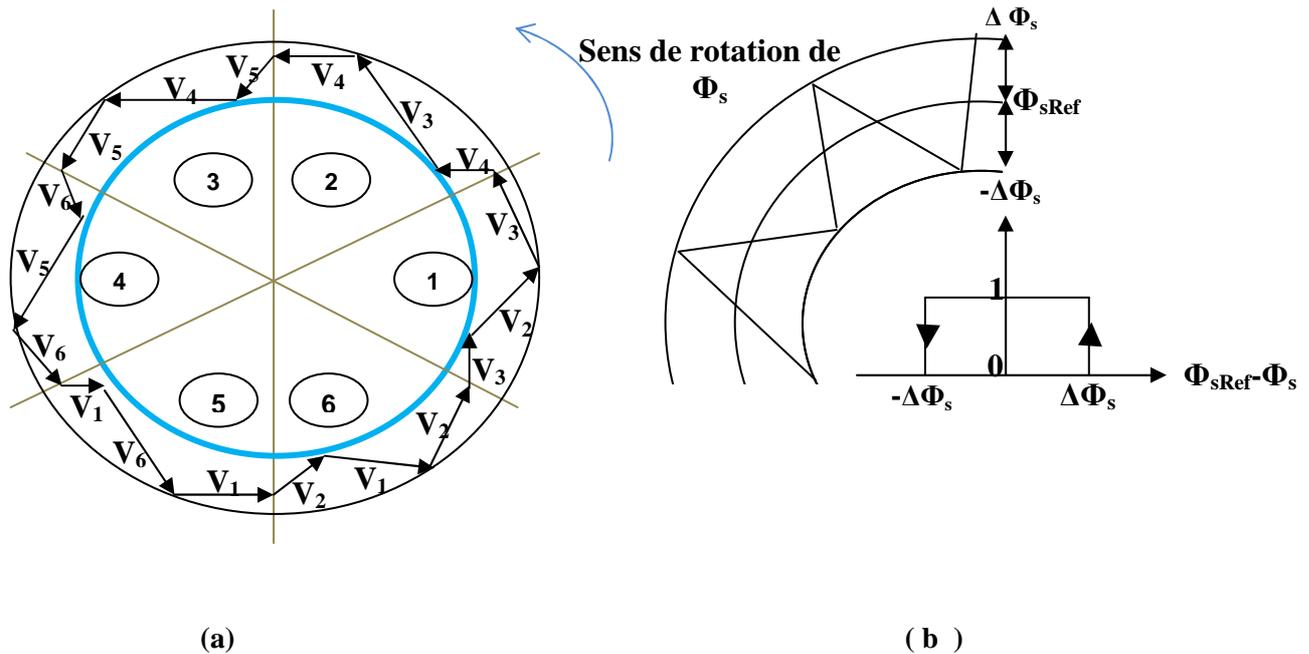


Fig.V.5 : (a) - Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux.

(b) - Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

V.4.2. Elaboration du contrôleur du couple

Deux types de comparateurs à hystérésis (deux niveaux ou trois niveaux), peuvent être envisagés pour contrôler le couple. Mais on sait que le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs tensions nuls. L'avantage d'utiliser le vecteur tension nul est que grâce aux changements moins rapides de couple (que lorsqu'on applique un vecteur tension non nul), on diminue le nombre de commutations. En plus le vecteur nul appliqué peut être choisi de manière à réduire encore plus le nombre de commutations.

On constate que pour appliquer V_{i-1} après V_{i+1} ou vice versa, il faut une commutation dans deux bras différents. De même pour appliquer V_{i-2} après V_{i+2} et

vice versa, mais il y a toujours un vecteur nul qu'on applique après un vecteur non nul avec une seule commutation.

V.4.2.1. Correcteur à deux niveaux

Le correcteur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple. On peut choisir le vecteur tension nul de manière à ce qu'un bras d'onduleur ne commute jamais quand le flux est situé dans une zone donnée.

V.4.2.2. Comparateur à trois niveaux

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation ($C_e > 0$ ou $C_e < 0$) soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. Ainsi, le comparateur à trois niveaux confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans modification de la structure de commande.

La **Fig.V.6** indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (**Ccpl** = 1), pour une consigne positive et (**Ccpl** = -1), pour une consigne négative, ou diminuée (**Ccpl** = 0). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

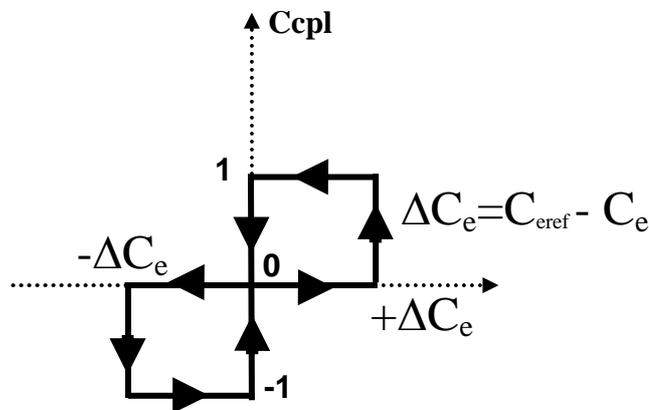


Fig.V.6 : Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple

V. 5. Table de commutation

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (cflx) et (ccpl) et de la zone N_i de la position de flux Φ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante [ZAI 07] :

		N	1	2	3	4	5	6	Comparateur
Cflx = 1	ccpl = 1		V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	ccpl = 0		V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	ccpl = -1		V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3niveaux
Cflx = 0	ccpl = 1		V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	ccpl = 0		V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	ccpl = -1		V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux

Tableau-2 : Table de vérité de la structure de la DTC

On retrouve bien la formulation de la sélection des vecteurs tensions V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} , correspondant à une zone $N=i$ et ceci pour un comparateur à deux ou à trois niveaux pour le couple. Les vecteurs nuls V_0 , V_7 sont choisis alternativement de manière à minimiser le nombre de commutations de l'onduleur.

V.6. Structure générale du contrôle direct de couple

La figure (V.7) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple des machines asynchrones. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite vis à vis des constantes de temps de la machine. Le choix du vecteur tension est effectué à chaque période d'échantillonnage, de plus, on applique un filtrage sur les grandeurs statoriques de courant afin de limiter les bruits sur le signal de flux calculé et l'effet d'échantillonnage.

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 des régulateurs du courant, du flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système.

La structure du contrôle direct du couple est résumée ci-dessous, Fig (V.7) :

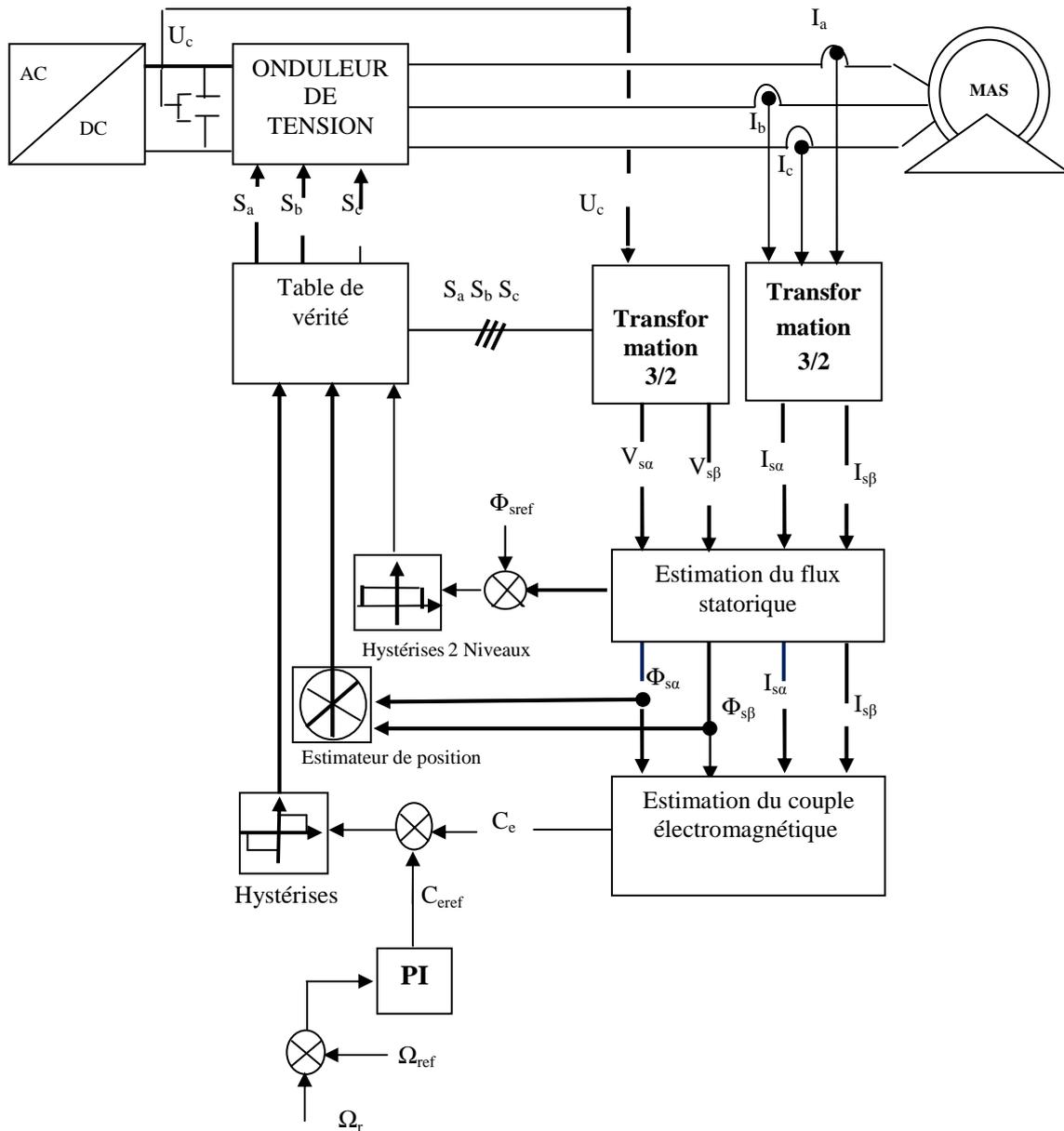


figure V.7: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

V.7. Etude par simulation du fonctionnement du contrôle direct du couple

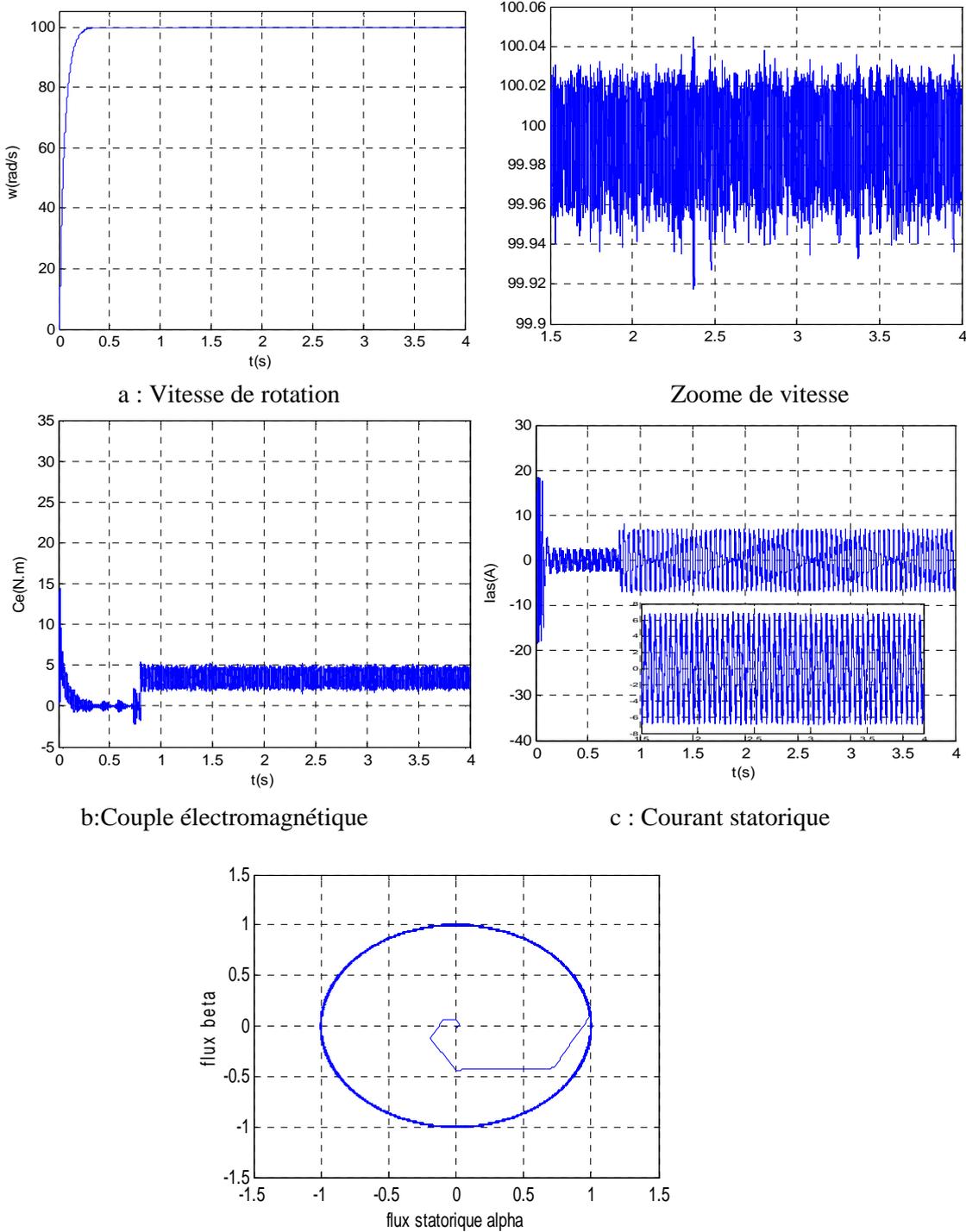
Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure de contrôle direct du couple appliquée à un modèle de machine asynchrone à l'état sain et défaillant.

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle direct du couple de la machine asynchrone associée à un régulateur de vitesse PI, on a simulé un

démarrage à vide puis l'introduction d'un couple de charge à l'instant $t=0.8s$ et par la suite l'introduction des ruptures de barres.

V.7.1.Cas d'une machine saine

Dans la simulation suivante, la machine est initialement saine et chargée ($C_r=3.5N.m$ à $t=0.8s$).



a : Vitesse de rotation

Zoome de vitesse

b: Couple électromagnétique

c : Courant statorique

d: Trajectoire de l'extrémité du vecteur flux

Figure V.8: Simulation avec le modèle réduit : machine saine

V.7.2 Cas d'une machine avec défaut

Nous présentons la simulation de la commande DTC avec défauts rotoriques

A- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

La simulation est menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

Nous avons considéré une vitesse de référence de 100 rad/s. Puis, à $t=0.8s$ on applique une charge de 3.5N.m. A l'instant $t=2s$ une première barre est rompue. La barre 2 est rompue à l'instant $t=3s$.

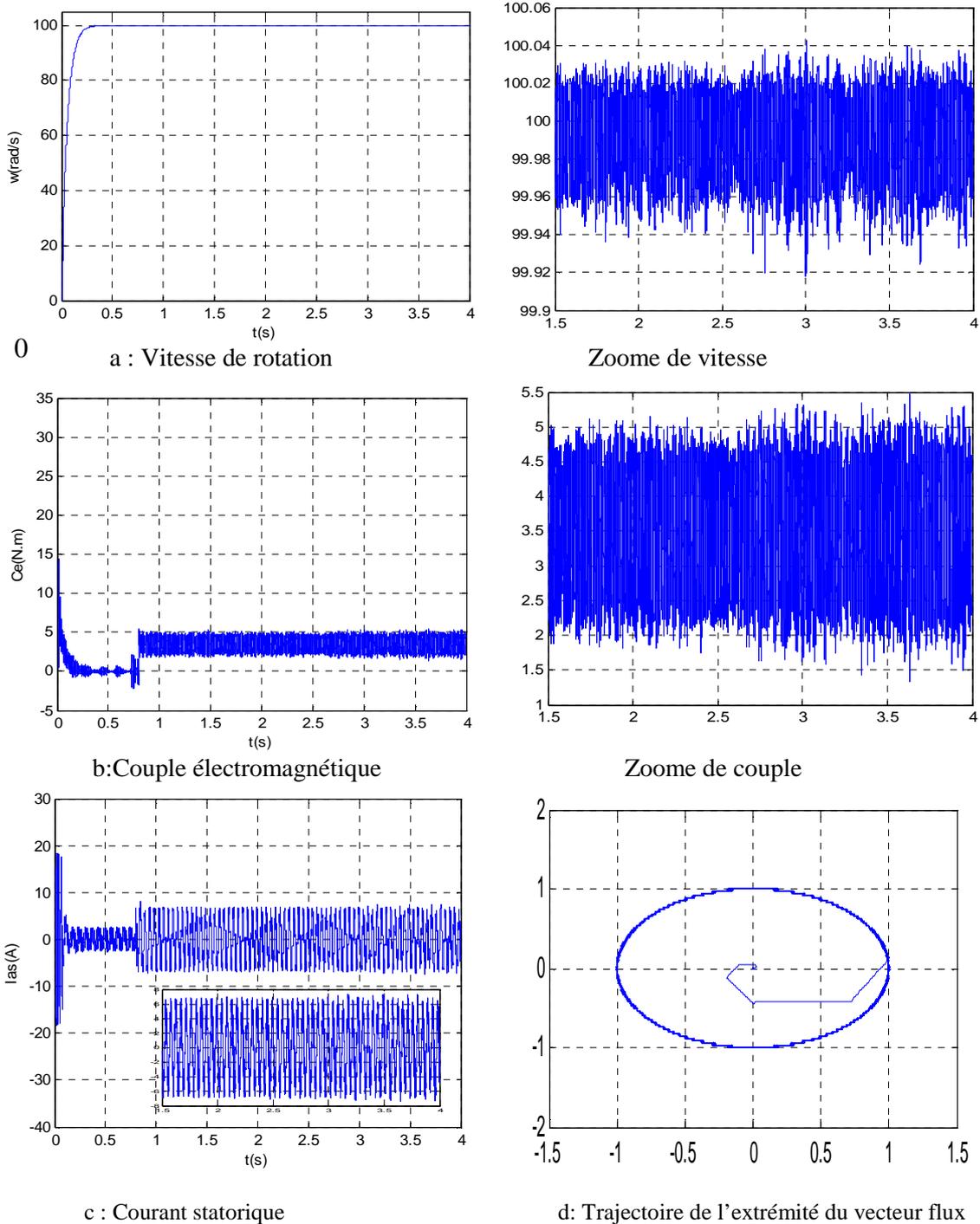


Figure V.9: Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) avec ruptures successives des barres 1 puis 2 à partir de $t=2s$

B- Cas d'une cassure de deux barres espacées

La simulation est menée sur une durée de 4s de la manière suivante :
 Nous avons considéré une vitesse de référence de 100 rad/s. Puis, à $t=0.8s$ on applique une charge de 3.5N.m. A l'instant $t=2s$ une première barre est rompue. La barre 7 est rompue à l'instant $t=3s$.

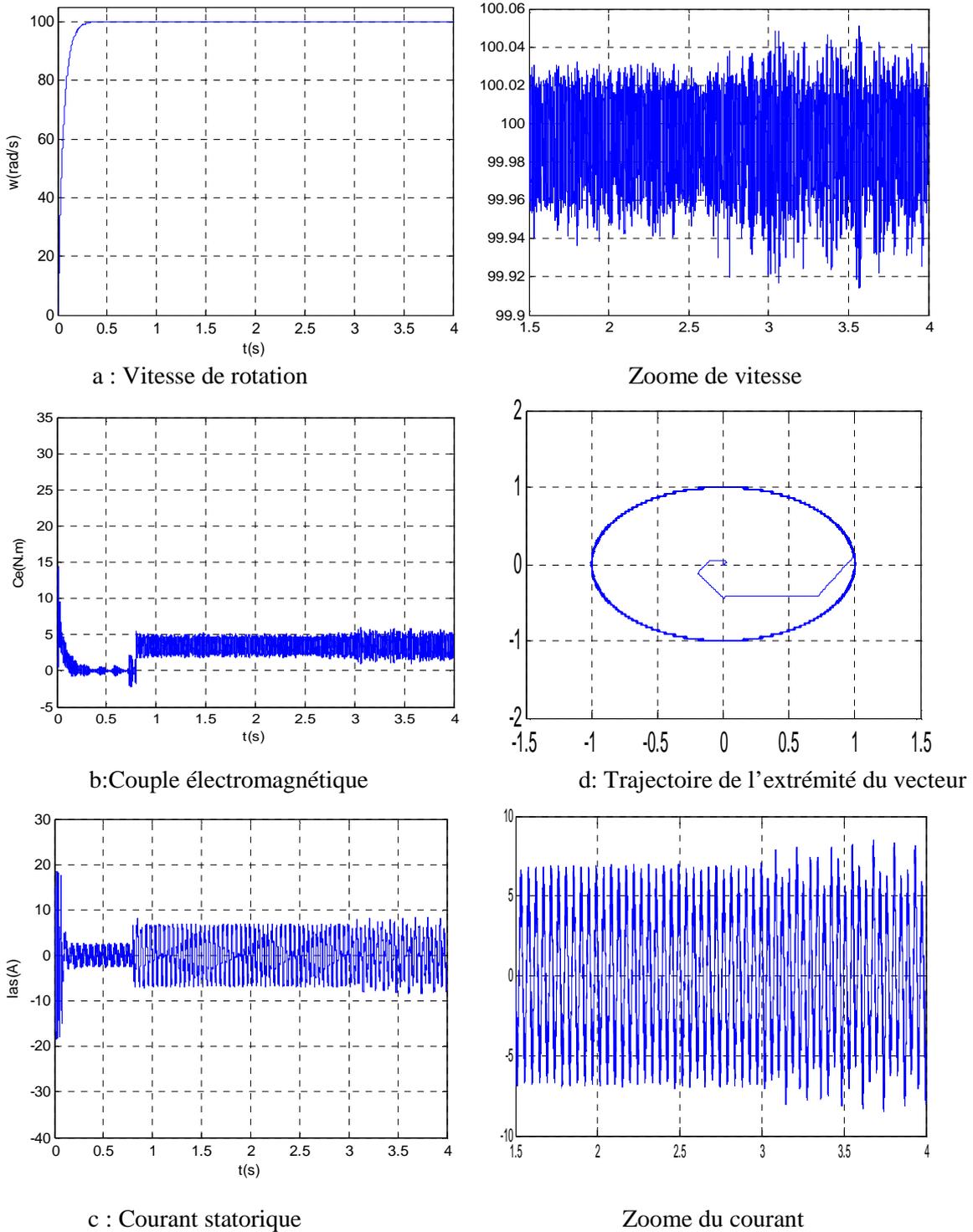


Figure V.10: Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) avec ruptures des barres 1 puis 7 à partir de $t=2s$

Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine. Par ailleurs, les figures (V. 8) (V.9) (V.10) montrent clairement la haute dynamique du couple avec l'application d'un échelon du couple de charge nominal de **3.5N.m** et une consigne de flux $\Phi_{ref} = 1Wb$.

En effet, le couple électromagnétique suit précisément sa référence, avec l'écart d'hystérésis $\Delta C_e = 0.5N.m$ imposé pour le contrôleur du couple. On note ainsi, les très bonnes performances de contrôle du couple. La trajectoire de l'extrémité du flux Φ_s est pratiquement circulaire ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante. De même, le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple. On observe également, qu'il s'établit rapidement dans la phase de transition et ceci sans dépassement important.

La dynamique de la vitesse est très rapide avec un temps de réponse court.

- Sur les courbes du couple (figure V.9.b et V.10.b), on remarque que pour la rupture des barres espacées une augmentation de l'amplitude des ondulations du couple par rapport au cas de la rupture des barres adjacentes.

- Au vu des résultats, on constate que la vitesse reste pratiquement insensible à la variation de charge. Elle se stabilise à sa valeur de référence, avec un temps de réponse de 0.2s.

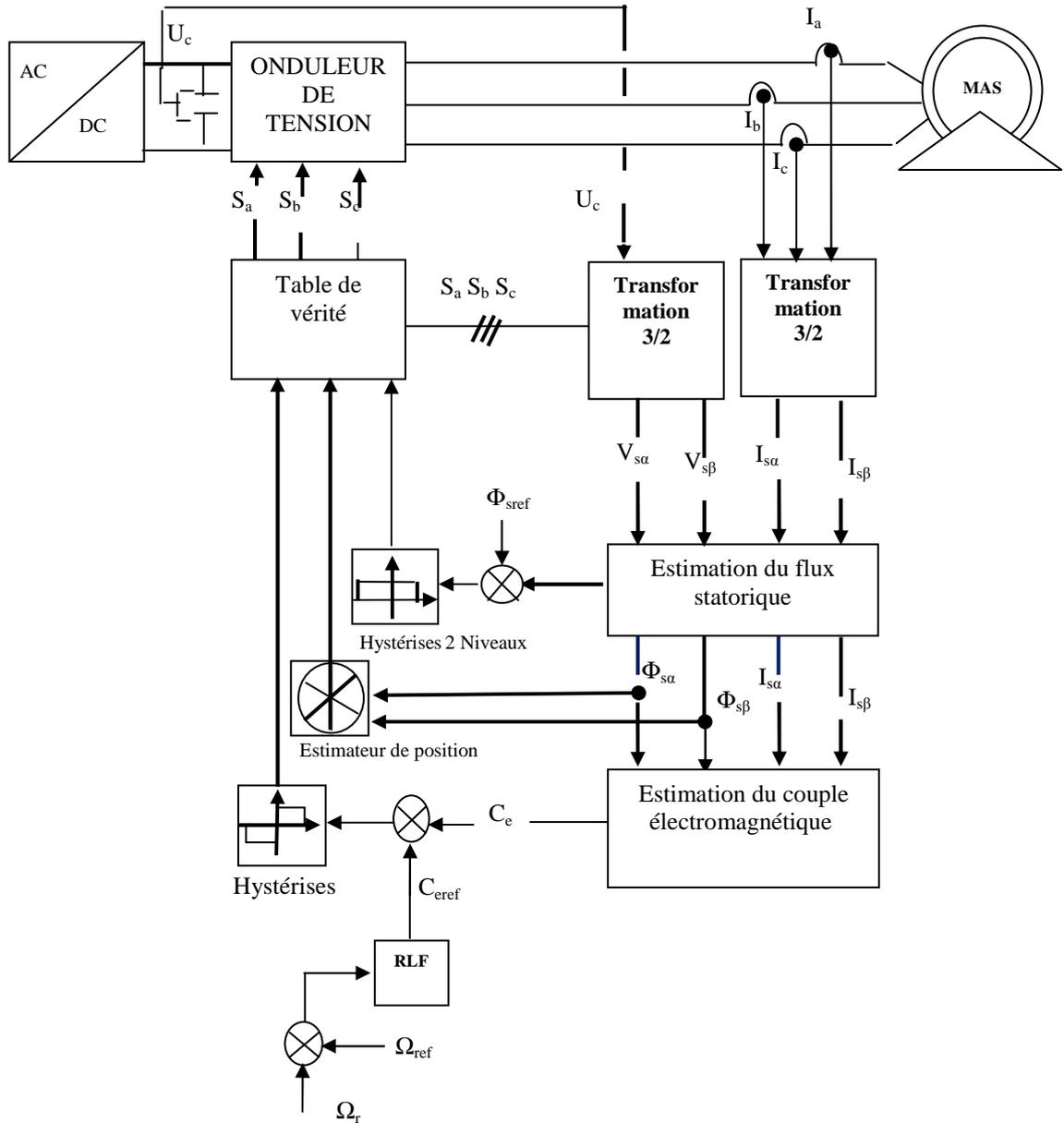
V.8. Commande DTC de la Machine Asynchrone Associée à des régulateurs flous

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la régulation des entraînements électriques exige le choix des paramètres suivants [AZZ 07] :

- Choix des variables linguistiques.
- Choix des fonctions d'appartenance.
- Choix de la méthode d'inférence.
- Choix de la stratégie de défuzzification.

Etant donné que l'objectif recherché est d'avoir une commande plus robuste comparativement à celle d'un DTC associée à un régulateur PI, on a retenu pour le régulateur flou :

- Une structure proportionnelle- intégrale, donc le régulateur reçoit comme entrée l'erreur, et la variation de l'erreur de la vitesse de rotation de la machine asynchrone par rapport à la référence.
- Une sortie représentant le couple électromagnétique de référence comme le montre la (figure V.11) suivante :



figureV. 11: Schéma de la structure par RLF de la DTC de la machine asynchrone

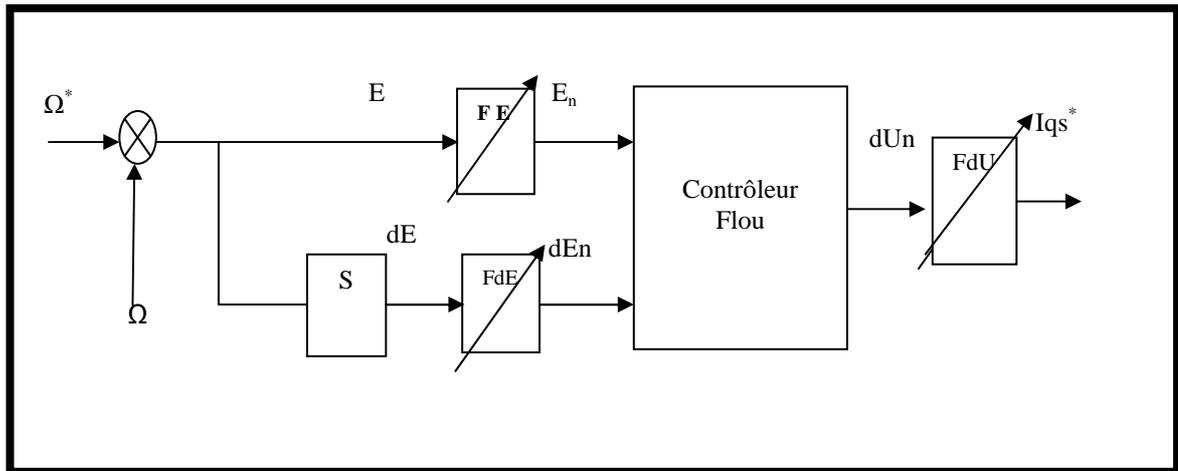


Figure V.12 Schéma bloc du contrôleur flou

V.8.1. RESULTATS DE SIMULATION

Afin d'illustrer les améliorations qu'offre un régulateur RLF par rapport à un PI classique aux performances statiques et dynamiques de la commande DTC d'une machine asynchrone, on a mené une étude par simulation avec les mêmes conditions de tests à savoir les deux régimes transitoires : état sain, et tester la robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques (cassure des barres).

Ces performances ont été établies à partir d'un choix adéquat des valeurs des gains du régulateur flou.

V.8.1.Cas d'une machine saine

Dans la simulation suivante, la machine était initialement saine et chargée avec un couple résistant : $C_r=3.5\text{N.m}$.

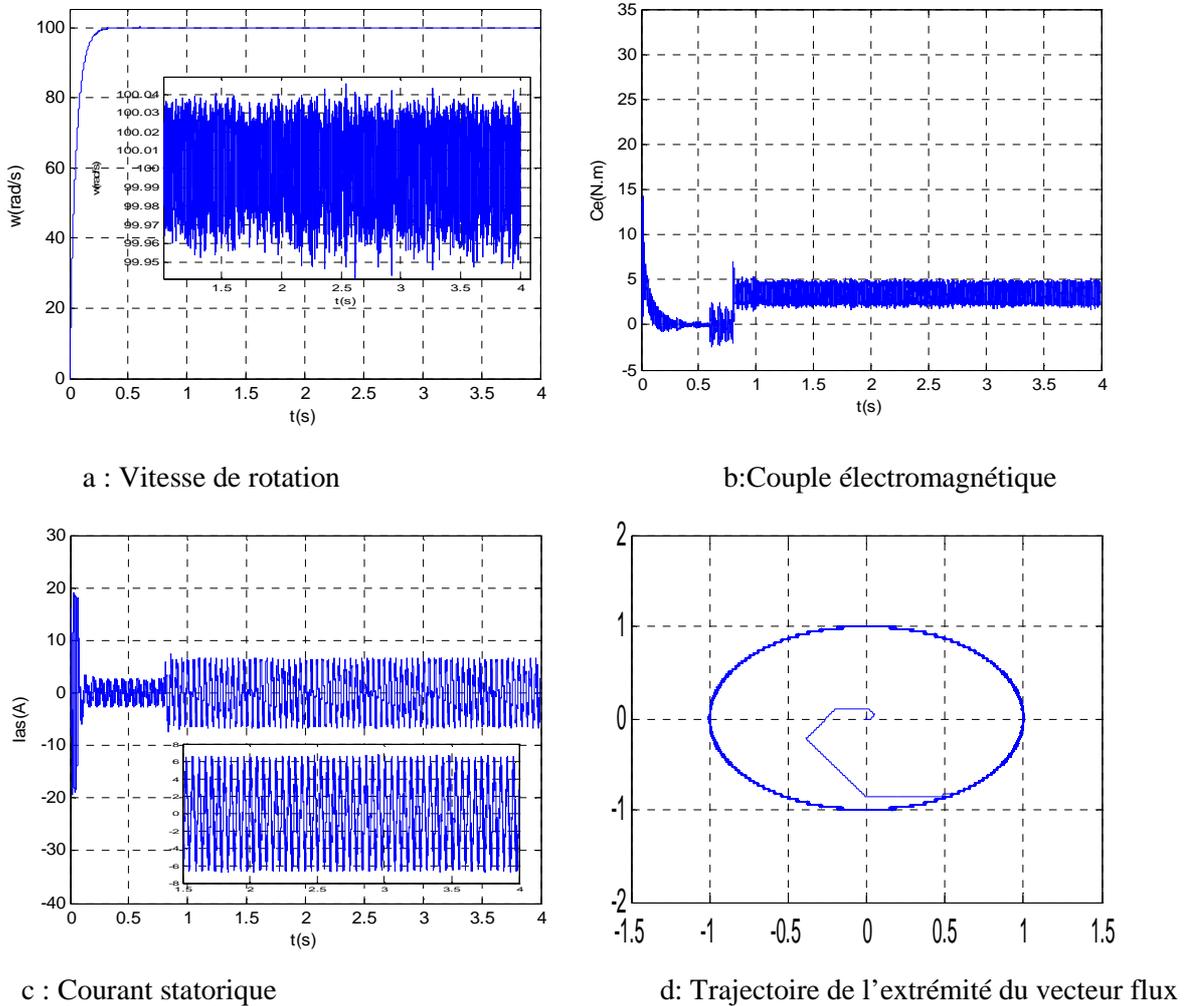


Figure V.13: Simulation avec le modèle réduit : machine saine

A- Cas d'une cassure de deux barres adjacentes

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :

En considérant une vitesse de référence de 100 rad/s . A $t=0.8\text{s}$ on applique une charge de 3.5N.m . A l'instant $t=2\text{s}$ une première barre est rompue. La barre 2 est rompue à l'instant $t=3\text{s}$.

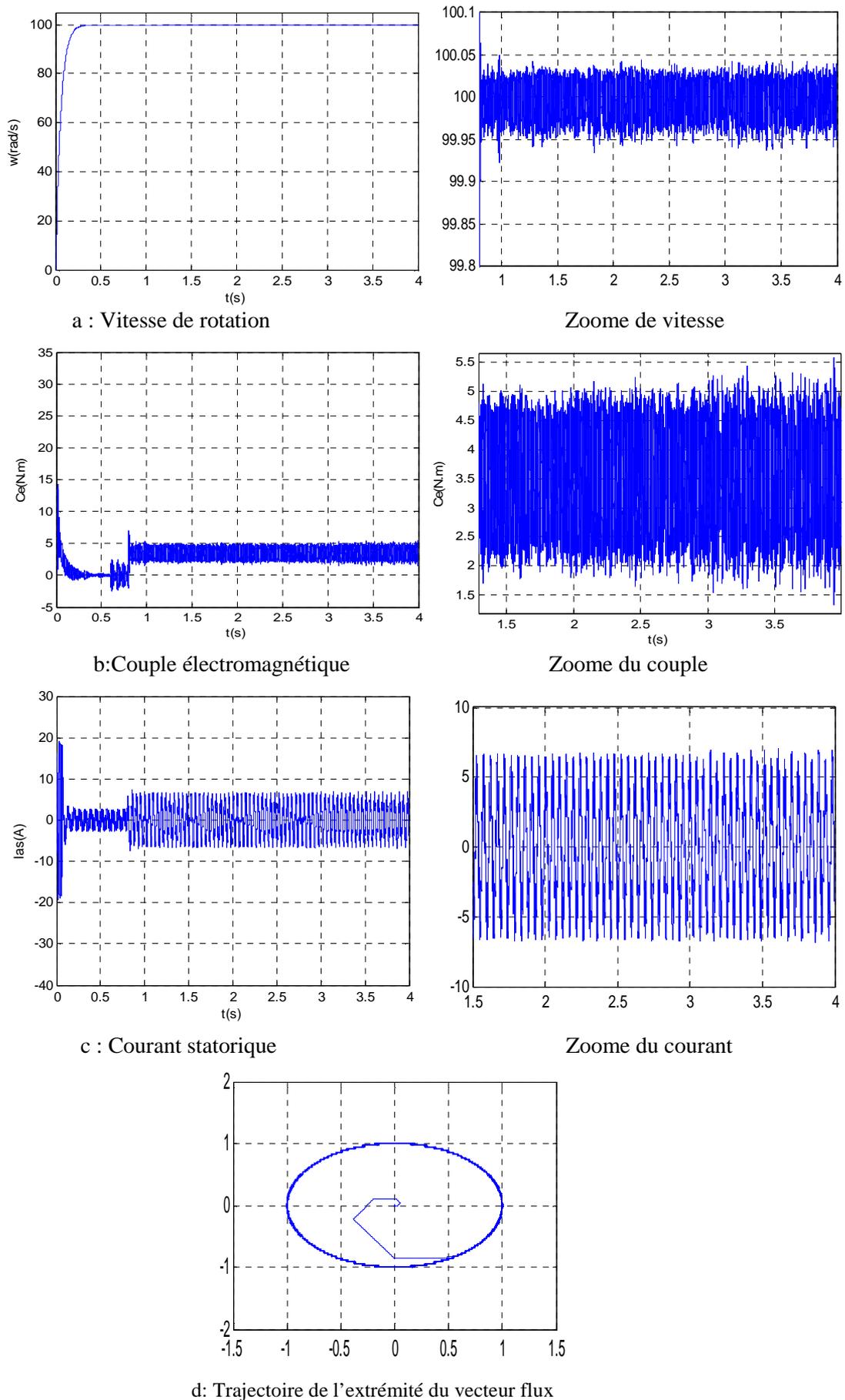


Figure V.14: Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5\text{N.m}$) avec ruptures des barres 1 puis 2 à partir de $t=2\text{s}$

B- Cas d'une cassure de deux barres espacées

La simulation est, menée sur une durée de 4s de la manière suivante :
 En considérant une vitesse de référence 100 rad/s, une charge est appliquée d'une valeur de 3.5N.m. A l'instant $t=2s$ la première barre est rompue. La barre 7 est rompue à l'instant $t=3s$.

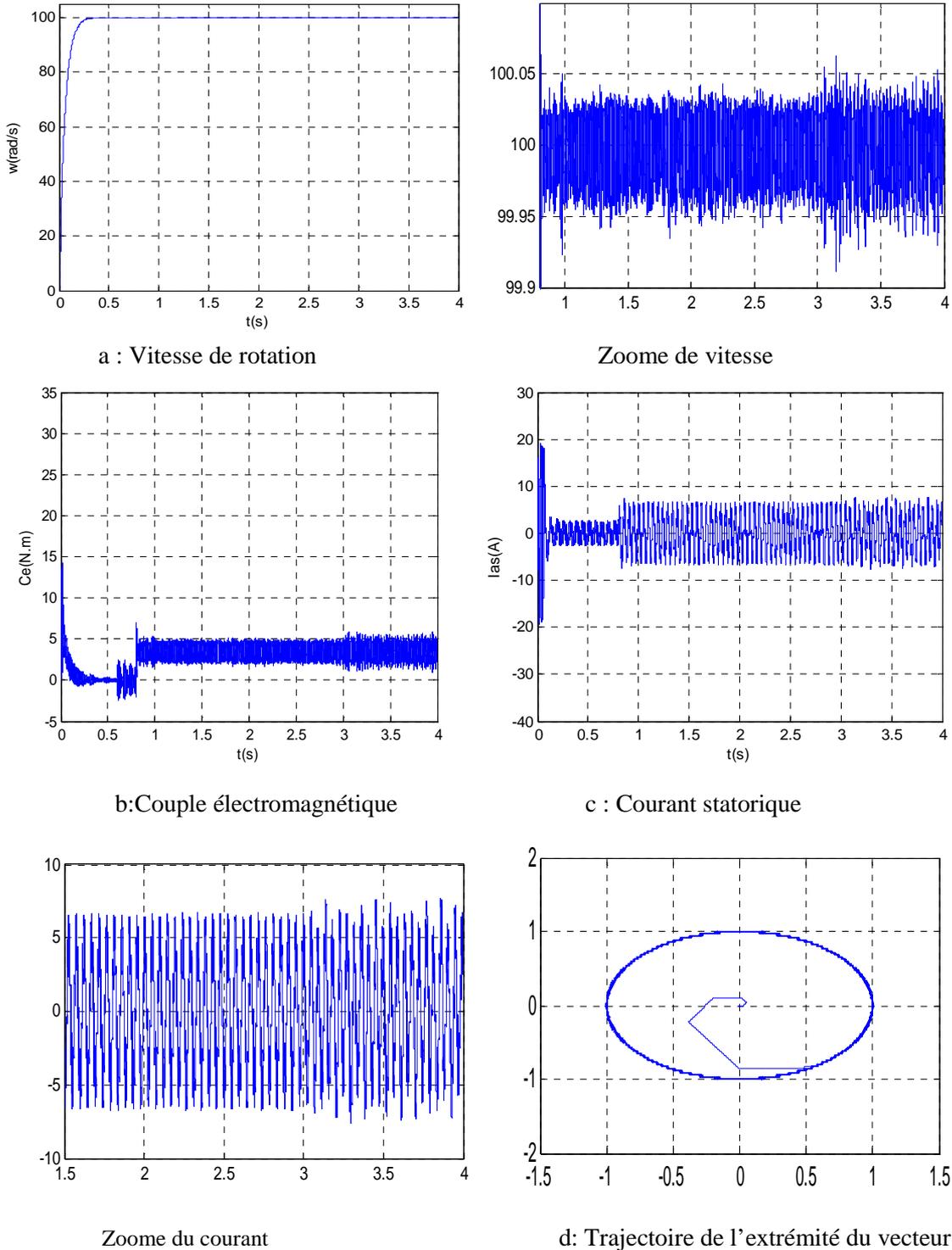


Figure V.15: Simulation avec le modèle réduit : machine en charge ($C_r=3.5N.m$) avec ruptures des barres 1 puis 7 à partir de $t=2s$

La simulation est réalisée sous différentes conditions de fonctionnement afin d'exploiter avec rigueur les différents résultats obtenus. Ainsi on a démontré clairement que le régulateur RLF flou surpasse le régulateur PI classique. Effectivement on constate sur la (**figure V.13**) que le RLF annule les effets de perturbation des consignes de charges appliquées aux instants $t = 0.8s$, de même on remarque aussi sur cette figure que le couple électromagnétique suit ces consignes sans provoquer des dépassements aux instants considérés et avec moins d'oscillations contrairement à la (**figure V.13. b**) où toutes ces imperfections se sont manifestées avec le PI classique. L'intérêt que suscite la présence du RLF est clairement défini aussi sur la (**figure V.14**) et la (**figure V.15**) qui traduisent respectivement la robustesse lors de la cassure des barres adjacentes et espacées. Mais malgré la robustesse du régulateur RLF flou pour toutes les variations considérées (état sain et cassure des barres adjacentes et espacées) face au PI classique, néanmoins il existe certaines réserves sur les caractéristiques de cette nouvelle technique de commande pour assurer une haute performance lorsque les conditions de fonctionnement changent sur une grande plage.

Conclusion

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Au 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 DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques avec une structure simple. Il apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande vectorielle. Le choix d'une stratégie de commutation dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, la cassure des barres mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. A travers les résultats de simulation obtenus la validité des stratégies proposées est prouvée. Ils se résument comme suit:

En régime transitoire, la rapidité de la réponse du couple est obtenue en sélectionnant le vecteur tension qui produit la pulsation statorique maximale pour avoir une

accélération du flux statorique, donc une croissance rapide du couple électromagnétique.

Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone en présence des défauts rotoriques. Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique (résistance rotorique).

Conclusion Générale

Conclusion générale

La machine asynchrone tient une place très importante dans le monde industriel d'aujourd'hui grâce à sa robustesse et à sa simplicité de construction. Actuellement, la structure polyphasée intéresse aussi bien le monde de la recherche que celui de l'industrie car, bien que plus coûteuse que la structure triphasée, elle présente plus de fiabilité et offre plus d'options pour la réalisation d'une commande tolérante aux défauts d'ordre électrique (au niveau du moteur ou de l'onduleur de tension).

Le travail que nous avons présenté dans cette thèse, a amené une contribution à l'analyse et la synthèse des lois de commande robuste appliquées à la machine asynchrone en présence des défauts rotorique.

Nous avons dressé une liste non exhaustive de nombreuses défaillances à travers le descriptif de l'état de la machine tournante à des fins de diagnostic.

Selon qu'on s'appuie sur un modèle ou non, la taxonomie des méthodes de diagnostic permet une classification en deux grandes familles : les méthodes dites internes et les méthodes dites externes.

Nous avons ensuite présenté les différentes approches de la modélisation des machines électriques asynchrones. Compte tenu de leur fréquence d'utilisation dans l'industrie, la détection précoce des défauts dans ces machines est devenue un enjeu économique important.

Le modèle utilisé permet de simuler plusieurs défauts envisageables dans les circuits électriques et magnétiques des machines asynchrones. Ceci a pour conséquence de ne pouvoir prétendre aboutir à un diagnostic en ligne. Nous avons également utilisé la transformation rapide de Fourier (FFT) et Ondelette pour l'analyse spectrale du courant statorique pour mettre en évidence les défauts rotoriques.

Nous avons analysé par modélisation et par simulation la commande découplée d'une machine asynchrone. Premièrement un régulateur PI est associé à la commande. Malgré les simplifications introduites dans la commande vectorielle étudiée, cette dernière garde des performances statiques et dynamiques acceptables, et une bonne robustesse. Mais elle présente un inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations paramétriques de la machine. La commande par logique floue a été choisie comme une méthode de commande nouvelle. Les notions de bases ont été présentées.

Les principes de la commande par logique floue ont été introduits tout en orientant notre choix pour commander les machines asynchrones en présence des défauts rotoriques. Un régulateur logique flou est par la suite conçu étape par étape pour la boucle de la vitesse. Les résultats obtenus montrent l'intérêt des algorithmes flous dans la régulation des processus aussi bien linéaire que non linéaire par rapport à la régulation en PI, car la plupart des processus sont non linéaires.

Le réglage par logique floue peut surpasser le réglage par (PI) en ce qui concerne la qualité de la réponse dynamique du système. En effet, ce dernier réduit davantage le temps de réponse en produisant un dépassement limité accompagné de faibles oscillations autour de la consigne en régime permanent.

L'inconvénient majeur des régulateurs flous est l'adaptation des gains assurant la stabilité du système. En outre, la commande est calculée seulement à partir des deux valeurs : l'erreur et la variation de l'erreur.

Dans une deuxième partie, notre objectif s'est orienté vers l'analyse et la synthèse d'une commande robuste des grandeurs de la MAS : courants, flux et vitesse. Il s'agit de trouver des correcteurs assurant une robustesse en stabilité ainsi que des performances acceptables. Le correcteur synthétisé doit garantir, à la grandeur régulée, une dynamique rapide, une sensibilité réduite par rapport aux variations paramétriques et une bonne atténuation des bruits.

Pour cela, nous avons présenté le correcteur robuste par commande mode glissant et mode glissant flou.

Pour la commande directe du couple DTC de la MAS avec l'utilisation de deux tables de commutation ; on peut dire que le modèle de simulation a pu donner des résultats très intéressants et a prouvé l'efficacité de cette stratégie d'entraînement. La réponse à un changement du couple est particulièrement rapide et moins sensible aux variations paramétriques (cassure des barres).

Le travail, présenté dans ce mémoire, amène à soulever les perspectives de recherche suivantes :

1. les conditions de déroulement de notre thèse nous ont obligés à limiter notre travail à une étude théorique et à des résultats de simulation. Il serait donc intéressant de tester sur un banc expérimental, la validité des algorithmes proposés dans ce travail surtout ceux dédiés au découplage et à la commande robuste, vis à vis les cassures des barres.

2. pour la commande DTC, plusieurs améliorations peuvent être apportées, à savoir :

L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique et la fréquence de commutation malgré la présence des défauts rotoriques.

3. A part le régulateur classique, nous avons introduit le calcul des correcteurs robuste, par l'approche H_{∞} . La structure de la MAS et l'accessibilité de ses grandeurs à la mesure nous invitent à comparer les performances des différents types de contrôle tel que la commande adaptative, la commande prédictive et la commande multi modèles, vis-à-vis les défauts de la machine.

4. nous proposons d'effectuer une étude approfondie sur la mise en œuvre des systèmes flous de type.2 permettant à la fois une meilleure prise en compte des incertitudes et la réduction du temps de calcul. De plus, les lois d'adaptation des systèmes flous ont été synthétisées de telle sorte qu'elles soient seulement stabilisantes. Ainsi, il serait judicieux de voir la possibilité d'y incorporer la notion de convergence en temps fini sans avoir recours à des lois de projection.

ANNEXES

Annexe A

Plaque signalétique : [BAG 99] [BEL 05]

U : 220 /380 V.

In = 4.5 / 2.6A.

n = 2850tr / min

Pn = 1.1KW

Paramètres du moteur utilisés

$R_r = 6.3 \Omega$

$R_s = 7.828 \Omega$

$J = 0.006093 \text{ kg m}^2$

$R = 0.03575 \text{ m (rayon)}$

$l = 0.065 \text{ m (longueur)}$

$e = 0.00025 \text{ m}$

$N_s = 160 \text{ spires par phase}$

$N_r = 16$

$L_{sf} = 0.018 \text{ H}$

$R_b = 150 \cdot 10^{-6} \Omega$

$R_e = 72 \cdot 10^{-6} \Omega$

$L_b = 10^{-7} \text{ H}$

$L_e = 10^{-7} \text{ H}$

$K_0 = 0.000725 \text{ N.ms/rd}$

$p = 1$

Les coefficients des différents régulateurs

Régulateurs (PI) des courants

$T_e = 200 \mu\text{s}$

$K_p = K_q = k_d = 34$

$K_i = 0.2869$

Régulateur de vitesse flou

$F_E = 0.025$

$F_{dE} = 0.5$

$F_{dU} = 4$

En réglage par logique floue type **Mamdani**, on utilise la méthode suivante :

- Méthode d'inférence Max-Min

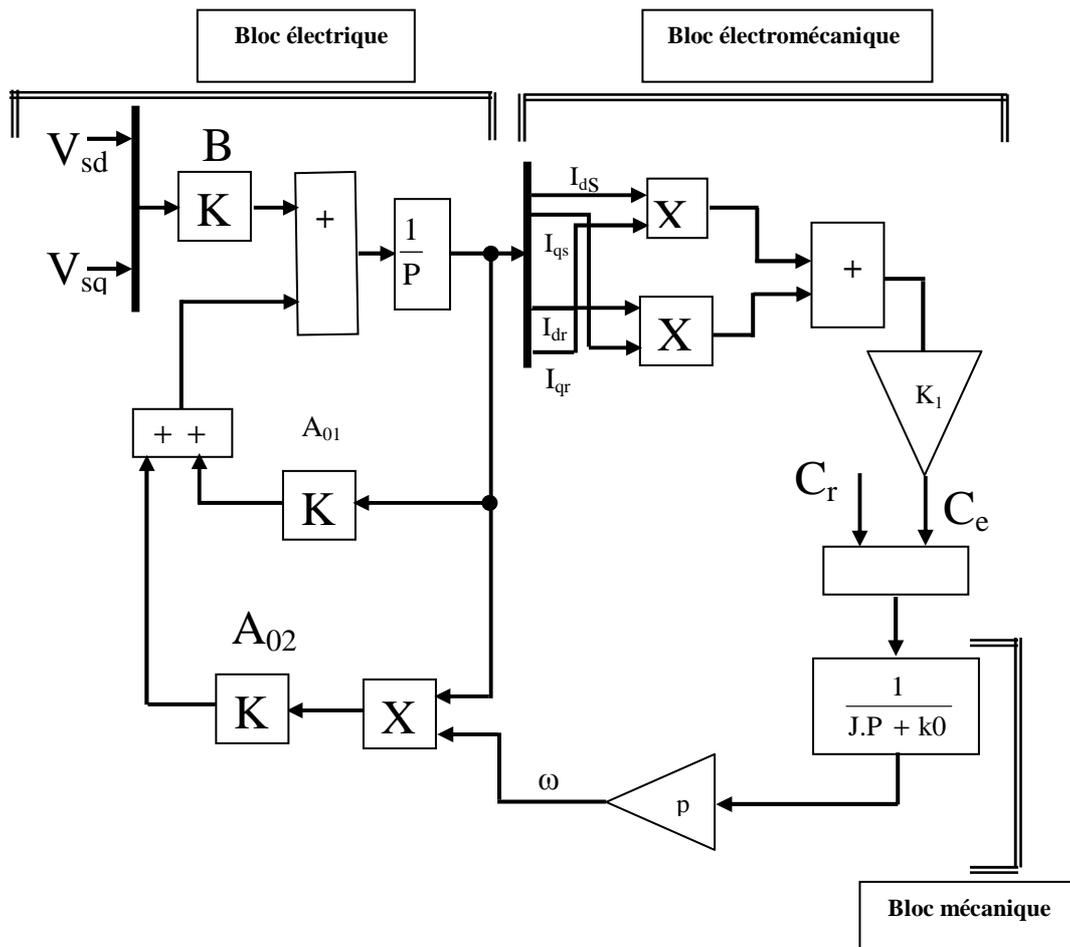
Méthode du centre de gravité

Modèle réduit

Dans le schéma de simulation Figure.1, trois blocs différents vont apparaître:

- Un bloc "mécanique" qui traduit l'équation du mouvement expression 2-28,
- Un bloc "électrique" qui traduit l'équation expression 2-36,
- Un bloc "électromécanique" qui traduit l'équation 2-41 du couple.

Le schéma bloc utilisé pour la simulation est le suivant:



Figur.1: Schéma de simulation en SIMULINK de modèle réduit

Le modèle (2-36) de la machine multi- enroulements permet de déterminer les matrices inductances et résistance.

La matrices inductances est donnée par:

$$[B] = [L]^{-1} \quad [L] = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -N_r \frac{M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -N_r \frac{M_{sr}}{2} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rdq} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rdq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix}$$

La matrice A est donnée par:

$$A = A_{01} + \omega_r \times A_{02}$$

avec:

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

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_e \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & \frac{N_r}{2}\omega_r M_{sr} & 0 \\ 0 & R_s & \frac{N_r}{2}\omega_r M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_e \end{bmatrix}$$

Annexe B

II Calcul des régulateurs [GAB 01], [BEL 05] :

II.1 Régulateur PI de flux

Le découplage proposé (4-9), permet d'écrire :

$$\Phi_r = \frac{k_1}{(s + \gamma) \left(s + \frac{1}{T_r} \right)} V_{sd}$$

$$\text{avec : } k_1 = \frac{M_s}{\sigma \cdot L_{sc} \cdot T_r}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2nd ordre. Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type.

$$G(P) = k_{pi} + \frac{k_{il}}{s}$$

La figure (2) présente un schéma bloc simplifié du système de control avec un régulateur PI.

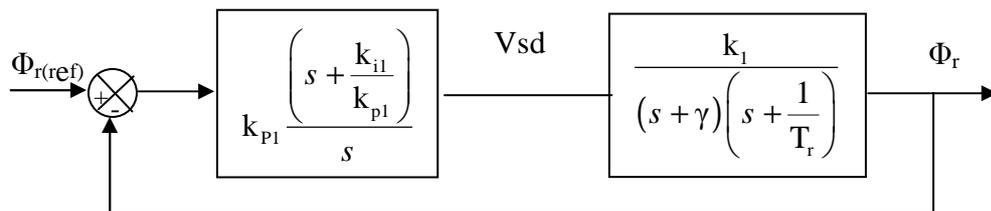


Figure 2 : Schéma en bloc simplifié de régulateur de flux

Compensons le pole le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur, soit :

$$\left(s + \frac{1}{T_r} \right)$$

Par $\left(s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}}\right)$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{1}{T_r} \quad (1)$$

en boucle ouverte, après compensation, la fonction de transfert s'écrira alors :

$$FT_{bo} = \frac{k_{p1}k_1}{s(s + \gamma)}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{k_{p1}k_{i1}}s + \frac{1}{k_{p1}k_1}s^2}$$

En comparant cette fonction de transfert avec l'équation caractéristique de second, on trouve que :

$$\begin{cases} \frac{1}{k_1k_{p1}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{k_{p1}k_1} = \frac{2\xi_1}{\omega_n} \end{cases}$$

Le gain k_{p1} , est donné par :

$$k_{p1} = \frac{\gamma}{k_1 4\xi_1^2} \quad (2)$$

L'équation (1) permet de déduire k_{i1}

$$k_{i1} = \frac{1}{T_r} k_{p1} \quad (3)$$

$$k_{p1}=691; k_{i1}=3036;$$

II.2 Régulateur PI de couple

De même, les équations de découplage (4-9) permettent d'exprimer C_e :

$$C_e = \frac{k_2}{s + \gamma} \cdot V_{qs}$$

avec :

$$k_2 = \frac{s \cdot M_s \cdot \Phi_{ref}}{\sigma L_{sc} L_{rc}}$$

Les paramètres du régulateur sont donc dépendants de la consigne de flux Φ_{ref} .

Le schéma –bloc du régulateur de couple est donnée par la Figure 3 :

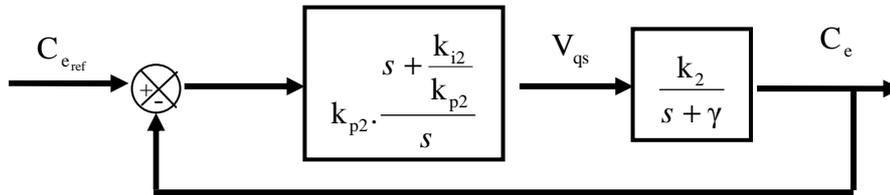


Figure 3 : Schémas bloc simplifié de régulateur de couple

Compensons le pole $(s + \gamma)$ par :

$$s + \frac{k_{i2}}{k_{p2}}$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i2}}{k_{p2}} = \gamma \quad (4)$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit maintenant :

$$\frac{C_e}{C_{eref}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_{p1} \cdot k_2} s}$$

: En comparant cette fonction de transfert avec l'équation caractéristique du 1^{ère} ordre.

On trouve que :

$$\tau = \frac{1}{k_{p2} k_2} .$$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep2(5\%)}$ nous obtenons la condition suivante :

$$t_{rep2(5\%)} = 3 \cdot \frac{1}{k_{p2} k_2}$$

Soit :

$$k_{p2} = \frac{3}{k_2 t_{rep2(5\%)}}$$

Et, d'après l'équation (4) :

$$k_{i2} = \gamma \cdot k_{p2} \quad k_{i1}=0.35; k_{p1}= 60.6;$$

II.3 Régulateur PI de vitesse

La dynamique de la machine, pour le contrôle de la vitesse, est donnée par l'équation mécanique, La chaîne de régulateur de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant Figure 4 :

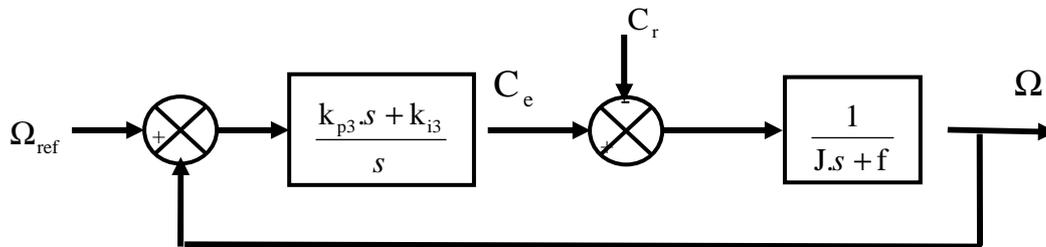


Figure 4 : Schémas bloc simplifié de régulateur de vitesse

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} (C_{em} - C_r)$$

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} \left(\frac{k_{p3}s + k_{i3}}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{Js + f} C_r$$

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1 + \frac{k_{p3}}{k_{i3}}s}{\frac{J}{k_{i3}}s^2 + \frac{k_{p3} + f}{k_{i3}}s + 1}$$

En comparant cette fonction de transfert avec l'équation caractéristique du second ordre, on trouve que :

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_0^2}$$
$$\frac{2 \cdot \zeta_3}{\omega_0} = \frac{k_{p3} + f}{k_{i3}}$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$k_{i3} = J \cdot \left(\frac{\omega_0 \cdot t_{rep3}}{t_{rep3}} \right)^2 \tag{5}$$
$$k_{p3} = J \cdot \frac{2 \cdot (\omega_0 \cdot t_{rep}) \cdot \zeta_3}{t_{rep}} - f$$
$$k_{p3}=10; k_{i3}=2;$$

Annexe C

III.1 Détermination des paramètres pour la loi de CSV [BEL 05] :

Les paramètres de la commande sont à définir à partir d'une seule condition nécessaire et suffisante d'existence du régime glissant :

III.1.1 Boucle de vitesse

On utilise une régulation à structure variable de vitesse qui génère le courant de référence i_{qs}^* . le contrôle direct du couple électromagnétique du moteur se fait par l'imposition des courants statoriques.

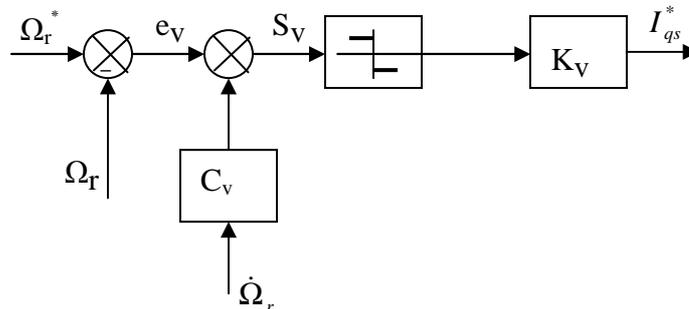


Figure 5 : Schéma bloc pour la régulation de vitesse

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

$$\dot{\Omega}_r = -\frac{f}{J}\Omega_r + \frac{1}{J}(C_e - C_r) \quad (1)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{3}{2}p \cdot \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} \quad (2)$$

D'où, pour une référence constante on a :

$$\begin{aligned}\dot{S}_v = \dot{\Omega}_r &= -\frac{f}{J}\Omega_r + \frac{1}{J} \frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - \frac{1}{J} C_r \\ \ddot{S}_v = \ddot{\Omega}_r &= -\frac{f}{J} \left[-\frac{f}{J}\Omega_r + \frac{1}{J} \frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - \frac{1}{J} C_r \right] + \frac{1}{J} \frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r I_{qs}\end{aligned}\quad (3)$$

On a :

$$\dot{S}_v = C_v \ddot{e}_v + \dot{e}_v \quad (4)$$

Rapportons (3) dans (4), on a:

$$J \cdot \dot{S}_v = -f \cdot \Omega_r + \frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - C_r \quad (5)$$

Selon le théorème de Lyapunov on a :

si $\dot{S}_v > 0 \Rightarrow \dot{S}_v < 0$:

$$(5) \Leftrightarrow -f \cdot \Omega_r + \frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r K_v - C_r < 0 \Rightarrow K_v < \frac{f \cdot \Omega_r + C_r}{\frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r} \quad (6)$$

: si $\dot{S}_v < 0 \Rightarrow \dot{S}_v > 0$

$$(5) \Leftrightarrow -f \cdot \Omega_r - \frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r K_v - C_r > 0 \Rightarrow K_v < -\frac{f \cdot \Omega_r + C_r}{\frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r} \quad (7)$$

A partir de (6) et (7), le gain K_v est donnée par :

$$K_v < \max_{C_r, \Omega_r, \Phi_r} \left| -\frac{f \cdot \Omega_r + C_r}{\frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r} \right| \quad (8)$$

III.1.2 Boucle de flux

On utilise aussi, comme pour la vitesse, une régulation à structure variable de flux qui génère le courant de référence I_{ds}^* .

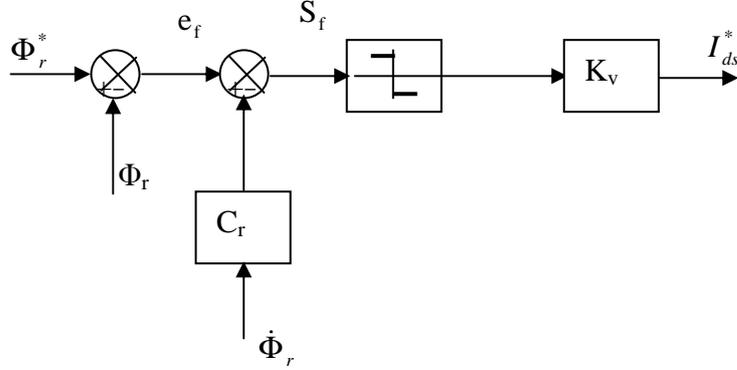


Figure 6 : Schéma bloc pour la régulation du flux

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation du flux de la machine asynchrone est effectuée à partir de l'équation (4-8).

$$\dot{\Phi}_r = -\frac{1}{T_r}\Phi_r + \frac{M}{T_r}I_{ds} \quad (9)$$

D'où, pour une référence constante ($\Phi_r^* = \text{constante}$) on a :

$$\begin{aligned} \dot{S}_f &= \dot{\Phi}_r = -\frac{1}{T_r}\Phi_r + \frac{M}{T_r}I_{ds} \\ \ddot{S}_f &= \ddot{\Phi}_r = -\frac{1}{T_r}\left[-\frac{1}{T_r}\Phi_r + \frac{M}{T_r}I_{ds}\right] + \frac{M}{T_r}I_{ds}^* \end{aligned} \quad (10)$$

A partir de l'équation (11), on a :

$$\dot{S}_f = C_f \ddot{e}_f + \dot{e}_f \quad (11)$$

Rapportons (10) dans (11), on obtient:

$$T_r^2 \dot{S}_f = C_f \Phi_r + (T_r M - C_f M) I_{ds} - T_r \Phi_r \quad (12)$$

Selon le théorème de Lyapunov on a :

si $\dot{S}_f > 0 \Rightarrow \dot{S}_f < 0$:

$$(12) \Leftrightarrow C_f \Phi_r + M(T_r - C_f)K_f - T_r \Phi_r < 0 \quad \Rightarrow \quad K_f < \frac{\Phi_r}{M} \quad (13)$$

si $S_f < 0 \Rightarrow \dot{S}_f > 0$:

$$(12) \Leftrightarrow C_f \Phi_r - M(T_r - C_f)K_f - T_r \Phi_r > 0 \Rightarrow K_f > -\frac{\Phi_r}{M} \quad (14)$$

a partir de (13) et (14), le gain K_f est donnée par :

$$K_f < \max_{\Phi_r} -\left| \frac{\Phi_r}{M} \right|$$

III.1.3 Boucles de courants

On utilise une régulation à structure variable des courants statoriques pour génère les tensions (V_{qs} et V_{ds})

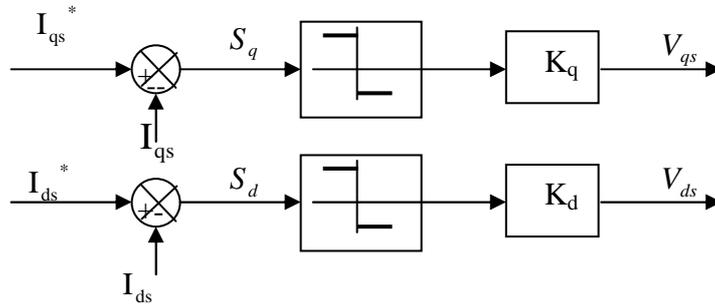


Figure 7: Schéma bloc pour la régulation des courants

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation des courants de la machine asynchrone est effectuée à partir des équations suivantes :

$$\begin{aligned} I_{ds}^* &= -\frac{1}{L_{sc}\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{M \cdot R_r}{L_{sc} \cdot \sigma \cdot L_{rc}^2} \Phi_r + \frac{1}{L_{sc}\sigma} V_{ds} \\ I_{qs}^* &= -\frac{1}{L_{sc} \cdot \sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} - \omega_s I_{ds} - \frac{M}{L_{sc} \cdot \sigma \cdot L_{rc}} \omega_r \Phi_r + \frac{1}{L_{sc}\sigma} V_{qs} \end{aligned} \quad (16)$$

On a :

$$\begin{aligned} \dot{S}_q &= -I_{qs}^* \\ \dot{S}_d &= -I_{ds}^* \end{aligned} \quad (17)$$

Rapportons (16) dans (17), on obtient:

$$L_{sc}\sigma \cdot \dot{S}_q = \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - V_{qs} \quad (18)$$

$$L_{sc}\sigma \cdot \dot{S}_d = \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{ds} - L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc}T_r} \Phi_r - V_{ds} \quad (19)$$

Selon le théorème de Lyaponov on a :

$$\begin{aligned} \text{si } S_q > 0 \Rightarrow \dot{S}_q < 0 : (18) &\Leftrightarrow \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - K_q < 0 \\ &\Rightarrow K_q > \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \text{si } S_q < 0 \Rightarrow \dot{S}_q > 0 : (18) &\Leftrightarrow \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - K_q < 0 \\ &\Rightarrow K_q > - \left(\left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \right) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \text{si } S_d > 0 \Rightarrow \dot{S}_d < 0 : (19) &\Leftrightarrow \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r - K_d < 0 \\ &\Rightarrow K_d > \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \text{si } S_d < 0 \Rightarrow \dot{S}_d > 0 : (19) &\Leftrightarrow \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r + K_d > 0 \\ &\Rightarrow K_d > - \left(\left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r \right) \end{aligned} \quad (23)$$

A partir de (20), (21) et (22), (23), respectivement, les gains K_q et K_d sont données par :

$$K_q > \left| \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \cdot \Phi_r \right| \quad (24)$$

$$K_d > \left| \left(R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r \right| \quad (25)$$

L'ondelettes sont réalisés à l'aide du Toolbox « Wave menu » de Simulink. La figure 8 montre l'éditeur de ce module avec ses différentes ondelettes.



Figure 8 Fenêtres de l'éditeur du Toolbox Wave menu de Matlab

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

[AME 12] **Ameur Aissa** « Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents En Utilisant Des Techniques De L'intelligence Artificielle », thèse de Doctorat en Sciences en Électrotechnique , Université de Batna ,2012.

[AZZ 10] **Azzedine Chaiba** « Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

[AYM 09] **Ayman Hussain** « Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants » thèse doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.

[ABD 09] **Abdelghani el Ougli** « Intégration des techniques floues a la synthèse de contrôleurs adaptatifs », thèse de doctorat, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès ,2009.

[ABE 02] **Abed. A** « Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone », thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy, 2002.

[ABE 99] **Abed .A Baghli, L Hubert.R, Rezzouk .A** « Neuro-fuzzy vector control of a broken bar induction motor», Université Henri Poincaré Nancy, EPE 99 Lausanne.

[ABE 99] **A.ABED.L Baghli, H.Razik. A.Rezzoug** « Modelling Induction Motors for Diagnostic Purpose »,EPE, Université Henri Poincaré Nancy, EPE, 99.

[BEL 13] **Belhamdi, S, Goléa, A** «Fuzzy logic Control of Asynchronous Machine Presenting Defective Rotor Bars», Association for the advancement of modeling & Simulation techniques in Enterprises , advancement of modeling C ,Vol 68, no.1-2,pp.54-63,Issue 2013.

[BEL 11] **Belhamdi, S, Goléa, A** «Sliding Mode Control of Asynchronous Machine Presenting Defective Rotor Bars», Association for the advancement of modelling & Simulation techniques in Enterprises , Vol 66, no.1-2,pp.39-49,Issue 2011.

[BAP 09] Baptiste TRAJIN « Analyse et traitement de grandeurs électriques pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones ;Application à la surveillance des roulements à billes », thèse de doctorat, Université Toulouse ,2009.

[BEN 09] Benameur Naceur « Introduction a la commande des machines électriques » ISBN 978-9973-37-520-9. Centre de publication Universitaire; Tunis 2009.

[BAB 09] Babak Vaseghi « Contribution a l'étude des machines électrique en présences de défaut entre spires Modélisation –Réduction du courant de défaut », Thèse de doctorat l'institut national polytechnique de Lorraine, Université de Nancy, 2009.

[BOU 07] Bousseksou Radouane « Modélisation analytique des machines asynchrones application au diagnostic », thèse de Magister, Université Mentouri de Constantine 2007.

[BUI 07] Bui Viet Phuong « Diagnostic des machines électriques par l'analyse du champ magnétique de fuite application a l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur a vide », Thèse de doctorat, l'institut National polytechnique, Université de Grenoble 2007.

[BEL 05] Belhamdi. S « Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone », thèse de magister, Université de Biskra ,2005.

[BES 05] Bessous Noureddine « Contribution au diagnostic des machines asynchrones » .thèse de magister, Université Mentouri de Constantine, 2005 .

[BEN 04] Bentoumi Mohamed « outils pour la détection et la classification. Application au diagnostic de défauts de surface de rail », thèse de doctorat, Université d'Henri Poincaré Nancy1, 2004.

[BAC 02] Smail Bachir, Jean Claude Trigeassau,Slim Tnani « Diagnostic des défauts statorique et rotoriques par identification paramétrique sans capteur de vitesse » , Conférence internationale francophone d'automatique Nantes8-10 juil 2002.

[BUC 01] Bûche .G « Commande vectorielle de la machine asynchrone environnement Temps réel Matlab/ Simulink », Mémoire d'ingénieur de CNAM, 2001.

[BOU 01] Boumegoura.T « Recherche de Signale électromagnétique des défauts dans une machines asynchrones et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic», thèse de doctorat Ecole centrale de Lyon France, 2001.

[BAG 99] Baghli. L, « Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisations de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques», thèse de doctorat Université Henri Poincaré Nancy, 99.

[BEN 98] Benchaib.A « Application des Modes de glissement pour la Commande en temps réel de la machine asynchrone », thèse de doctorat Université Henri Poincaré Nancy, 99.

[BUH 94] Buhler. H, « Réglage par logique floue », presse Polytechnique Romandes Lausanne, 1994.

[BON 88] A.H.Bonnet and G.C Soutkup « Cause and Analysis of Stotor and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel Cage Induction Motors », IEEE Transactions on Industry Applications, vol24, N6, November/December, 1988, pp1124-1130.

[BUH 86] Buhler. H « Réglage par mode de glissement », presse Polytechnique Romandes Lausanne, 1986.

[BLA 72] Blaschke. F « The Principle of Field Oriented as Applied to the New Transvector Closed- loop Control Systems for Rotating Machines », Siemens Rev, vol. 39 n°4, pp. 217-220,1972.

[CAS 03] Casimir .R « Diagnostic des défauts, des machines asynchrones par reconnaissance des Formes », thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2003.

[CAM 00] Camille Diou « Contribution à l'intégration sur silicium de la transformée en ondelettes Application au traitement d'images », thèse de doctorat université de Montpellier II, 2000.

[CAR 00] Carlos .D.A.M « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux a fréquence imposée », thèses de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse ,15 Décembre 2000.

[EZZ 10] Ezziani Nabil « Commande adaptatif floue Backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique », thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, 2010.

[EPA 01] Epaminonds D. M. Athanasios N. S and Emmanuel C.T. « A New Stator Resistance Tuning Method for Stator Flux-Oriented Vector- Controlled Induction Motor Drive», IEEE trans.ind.electron, vol48, n6, december2001.

[EDO 00] Edouard Laroche « Méthodologies Multi modèles pour l'identification et la commande Robuste de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique (LESIR) UPRESA, CNRS8029.2000.

[FER 08] Fernando Briz, Michael W, Degner ,Pablo Garcia , David Bragado « Broken Rotor Bar Detection in Line –Fed Induction Machines Using Complex Wavelet Analysis of Startup Transients », IEEE Transactions on Industry Applications, vol44, N3, May /June, 2008, pp760-768.

[GEA 04] Géaton Didier « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy1, 2004,

[GAE 02] Gaeton. D « Modélisation de la machine asynchrone », Université Henri Poincaré Nancy Notes de cours ,2002.

[GAE 01] Gaétan. D, Hubert. R « Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrone », GREEN.UHP Faculté des sciences Vandoeuvre -Lés –Nancy, 2001.

[GOD 99] Godjevae J « Idées nettes sur la logique floue », Presse polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne, 1999.

[HUB 03] Hubert R. 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 7janvier2003.

[HUE 03] Hubert. R « Commande des systèmes », Université Henri Poincaré Nancy1 Notes de cours, 2003.

[HUB 02] Hubert .R « 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.

[HEB 97] Heber. B. Xu.Tang Y « Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field oriented induction machine drive », IEEE Transactions on Power Electronics, vol12, N5, Septembre, 1997, pp772-778.

[HAU 95] Carlon .J. P.Hautier.J.P « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition 1995.

[HER 95] ED .Hermes « Diagnostic des défaillances, théorie et pratique pour les systèmes industriels », Paris, 1995.

[HAU 95] J-P-Carom J-P-Hautier « Modélisation et commande de la machine asynchrones», Editions Technip, Paris, 1995.

[KH0 11] DJ .Khodja, S.Belhamdi, B.Bendjaima « Vector Control of Induction Machine With Models Taking Into Account the Stator And Rotor Faults », International Science and Technologie Conférence, Istanbul, 7-9 Dec. 2011, pp 944-947.

[KHL 01] Khelfa. S « Commande vectorielle d'une machine à induction ; impacts de : la saturation de la machine et La modulation du convertisseur», thèse de magister Batna, 2001.

[MAR 06] B.Marc « Modélisation des machines électriques en vue du controle des efforts radiaux»,thèse de Doctorat, Université catholique de Louvain,Mars2006.

[MER 05] Merad Rafik. « Outils de diagnostic appliqués à la machine asynchrone triphasée a cage d'écureuil », Thèse de magister Université Mentouri de Constantine 2005.

[MAD 98] N. Madani .M.F. Benkhoris .S.Siala .M.O.Mahmoudi «Sliding Mode Control of an Asynchrone Motor Drive », France publication 1998.

[MAN 96] Manols,S-Tegopoulos,Papadopoulos,J,M «Analyse of sguirrel cage induction motor with broken bars»,ICEM ,vigo ,spaine 1996,pp19.23.

[MIR 94] Mir S.A, Zinger D.S, Elbuluk M.E « Fuzzy contoller for inverter fed induction machines », IEEE Transactions on Industry Application, vol30, N1, Janu/Febru, 1994, pp78-84.

[MEY 87] Meyer Y., Jaffard S., Rioul O « Analyse par ondelettes ». Pour la Science. pp. 28-38. 1987.

[NAI 03] N.Nait Said « contribution à l'indetification et a la commande de la machine a induction » ,thèse de doctorat Universite de Batna 2003.

[IBR 09] Ali Ibrahim « Contribution au diagnostic de machines electromécaniques:Exploitation des signaux electriques et de la vitesse instantanée », Thèse doctorat , Universite de Saint Etienne 2009.

[ISM 99] ISMAIL .E « Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple », thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse ,26mars1999.

[IVA 80] A.Ivanov, Smolenski « Machines Electriques », Edition Mir Moscow 1980.

[OUM 10] Oumaamar Mohamed El Kamel « Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques de la machine à induction avec différents types d'alimentation », thèse de doctorat Université Mentouri de Constantine 2010.

[OLI 06] Olivier Ondel « Diagnostic par reconnaissance des formes : applications à un ensemble convertisseur- Machine asynchrone », thèse de doctorat, L'École Centrale De Lyon, 2006.

[RIJ 09] Rijaniaina Njakasoa Andriamalala « modélisation du défaut d'excentricité dans une machine asynchrone .Application au diagnostic et à la commande de deux machines spécifiques », thèse de doctorat Université Henri Poincaré Nancy I, 2009.

[RIT94] E.Ritchie and X.Deng « Dynamic model of three-phase squirrel cage induction motor with rotor faults », Conference Proceedings of the International Conference on Electrical Machine 8, ICEM, pp694498.1994.

[REZ 03] Rezzoug.A, Hubert R, Abed .A « Un modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la simulation et au diagnostic », Université Henri Poincaré Nancy1, Notes de cours 2003.

[SAL 07] Saliou Diouf « Contribution au diagnostic industriel de défauts de roulement et de Balourd par techniques Neuronales Application à la machine asynchrone », thèse de doctorat, Université Paris XII Val De MARNE –CRETEIL ,2007.

[SPR 04] J.Sprooten. J.C.Maun, «Induction machine fault detection and quantification by means of superposed Analytical models», Speedam June 2004 CAPRI (ITALY).

[SAH 04] Sahroui.M, S.E.Zouzou, A.Menacer, A.Aboubou ET A .Derghal « Diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage », Université Mohamed Khider Biskra courrier du Savoir Biskra 2004.

[SMA 02] Smail bachir –Jean GT – Slim Tnani .Sebastien « Diagnostic des défauts statorique et rotorique par identification Paramétriques sans capteur de vitesse », conférence internationale Francophone d'Automatique, 2002 Nantes.

[SCH 99] 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 Nantes 1999.

[SCA 99] **Scah.wade.Mathero w.Dunnigan, barry w.willianrs** «Model Simulations of induction machine vector control with rotor Resistance identification », IEEE publication, 99.

[SLO 91] **J.Je. Slotine, W. Li** « Applied nonlinear control », Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991.

[SEG 81] **J.Lesnne - F.Notelet – G Segulier** « Introduction à l'électrotechnique approfondie », technique et documentation, 1981.

[SAE 98] **Saetieo S, Torrey D.A** « Fuzzy logic control of a space vector PWM current regulator for three phase power converters », IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, N3, May.1998, pp419-426.

[TOU 08] **Toufouti Riad** « Contribution a la commande direct du couple de la machine asynchrone », thèse de doctorat en sciences, Université de Constantine, 2008.

[TOU 06] **R.Toufouti S.Meziane, H. Benalla** «Direct Torque Control for Induction Motor Using Fuzzy Logic », ACSE Journal, Volume (6), Issue (2), June, 2006.

[TZA 98] **drit –Theodora-Zaharieva** « Théorie de la commande par mode glissement », thèse de doctorat LESIA-INSA Toulouse, 98.

[TOL 96] **Hamid A, Toliyat, Mohammed S, Arefeen, et Alenxender G,Parlos** «A method for dynamic Simulation of Air-Gap Eccentricity in Induction Machines », IEEE Transaction on Industry Applications,32(4) ;910-917, July –August1996.

[TAK 86] **Takahashi and T. Noguchi** « A New Quick –Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Machine », IEEE Transactions on Industry Applications, vol22, N3, Sep / Oct, 1986, pp820-827.

[Utk 06] **Utk06 V.Utkin and Hoon Lee** « Chattering problem in Sliding Modes Control Systems », VSS 06, pp346-350, Alghero Italy, 2006.

[Utk 77] **V. I. Utkin** «Variable structure systems with sliding modes», IEEE Trans. Automat. Control, vol. AC-22, pp. 212-222, 1977.

[Utk 77] **V.I.Utkin** « Variable structure systems with sliding modes », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.22, pp212-222, 1977.

[Utk 93] **V.I.Utkin** « Sliding mode control design principles and applications to electric drives », IEEE, Trans ,On Indust ,Electron ,vol40,N1,pp23-36,1993.

[VAS 99] **Vas.P** « Artificial –intelligence –Based Electrical Machines and Drives: application of fuzzy, neural, fuzzy –neural and genetic- algorithm – based techniques », Oxford University Press, 1999.

[VIL 48] **Ville J** « Théorie et applications de la notion de signal analytique », Laboratoire de Télécommunications de la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques . C & T, 2e A., No 1. pp. 61-77. 1948.

[YAN 06] **H. Yantour, J. Saadi, and A. Khoumsi.** « Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée a la machine asynchrone (DTC) », In 6`eme conf. francophone de Modélisation et Simulation (MOSIM), Rabat, Morocco, April 2006.

[YAN1 06] **H. Yantour, J. Saadi, H. Medromi, and A. Khoumsi** «An Event Approach to Model Direct Torque Control (DTC) », In 2nd Int. Sympo-sium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP), Marrakesh, Morocco, March 2006.

[ZAI 07] **Zaimeddine Rabah** « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux », thèse de doctorat, Ecole National Polytechnique Harache, 2007.