



Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Automatique  
Laboratoire de Commande des Processus



# Thèse de Doctorat en Génie Electrique

**Option : Automatique**

Présentée par  
**KOUCHIH DJILALI**  
Magister en Electrotechnique de l'UYFM

**Thème**

# Détection des Défauts et Commande Tolérante des Machines Asynchrones

Soutenue le 22 Fevrier 2015 devant le jury suivant:

<b>Président</b>	L. NEZLI	Professeur	ENP
<b>Directeur</b>	M.S. BOUCHERIT	Professeur	ENP
<b>Co-Directeur</b>	M. TADJINE	Professeur	ENP
<b>Examineurs</b>	K. BENMANSOUR	Professeur	ESDAT
	O. BENZINEB	Maître de Conférences	USDB
	O. BOUCHHIDA	Maître de Conférences	UYFM

### Résumé:

L'objectif principal de ce travail est la synthèse d'une commande tolérante aux défauts (FTC) de la machine asynchrone triphasée fonctionnant en commande directe du couple (DTC). La FTC proposée se base sur un observateur adaptatif pour la reconstruction des grandeurs contrôlées: vitesse, flux statorique et couple électromagnétique. Afin d'améliorer les performances de l'observateur adaptatif, la vitesse du rotor et la résistance statorique sont adaptées en utilisant des mécanismes d'adaptation. La théorie de Lyapunov est utilisée afin de garantir la stabilité de l'observateur. Pour vérifier la consistance de l'approche proposée, nous avons pris en compte les perturbations les plus fréquentes: variation de la charge et de la résistance statorique, court-circuit entre spires statoriques et cassure de barres rotoriques. En régime de défauts, la machine est déséquilibrée. Ainsi, un modèle convenable est nécessaire pour évaluer les performances de la machine. La théorie des circuits couplés est utilisée pour le diagnostic et la modélisation de la machine déséquilibrée en tenant compte de l'effet des harmoniques d'espace et de temps. Les résultats de simulation réalisés sous l'environnement MATLAB montrent la consistance des approches proposées.

**Mots clés:** Commande Tolérante aux Défauts, Diagnostic, Machine Asynchrone, Observateur Adaptative.

### Abstract:

The main objective of this work is the synthesis of a Fault Tolerant Control (FTC) of the three phase induction machine operating in Direct Torque Control (DTC). The proposed FTC is based on the adaptive observer to reconstruct the controlled variables: speed, stator flux and electromagnetic torque. To improve the performances of the adaptive observer, the rotor speed and stator resistance are adapted using adaptation mechanisms. Stability analysis based on Lyapunov theory is used to guarantee the stability of the observer. To verify the consistency of the proposed approach, we have taken into account the frequently disturbances: load and stator resistance variation, interturn fault of stator windings and broken rotor bars. In faulty mode, the machine is unbalanced. Therefore, an adequate model is necessary to evaluate the performances of the machine. The theory of magnetic coupled circuits is used for the modelling and diagnosis of the unbalanced machine taking into account the space and time harmonics effects. Simulation results provided with the MATLAB environment show the consistency of the proposed approaches.

**Key words:** Fault Tolerant Control, Diagnosis, Induction Machine, Adaptive Observer.

### ملخص:

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تشكيل تحكم متحمل للعطب للألة الثلاثية الاطوار اللائزمانية والتي تشتغل وفق التحكم المباشر في العزم. يعتمد التحكم المقترح على الملاحظ التكيفي لتشكيل المقادير المتحكم فيها: تدفق الجزء الثابت و العزم الكهرومغناطيسي. لتحسين الملاحظ التكيفي تم تكييف السرعة ومقاومة الجزء الثابت بواسطة اليات تكييف. تم استعمال التحليل الاستقراري المعتمد على نظرية ليابونوف لضمان استقرار الملاحظ التكيفي. للتحقق من نجاعة المقاربة المقترحة، أخذنا بعين الاعتبار الاضطرابات الاكثر حدوثا و المتمثلة في: تغير الحمولة و مقاومة الجزء الساكن، حدوث دارة قصيرة في وشائع الجزء الثابت و كسر قضبان العضو الدوار. عند حدوث عطب تصبح الالة غير متوازنة و عليه فانه من الضروري صياغة نموذج مناسب لهاته الحالة. لتقييم خصائص الالة تم استعمال نظرية الدارات المترابطة لنمذجة و تشخيص الالة الغير متوازنة، اخدين بعين الاعتبار التموجات الفضائية و الزمنية. نتائج المحاكات المنجزة وفق برنامج ماتلاب تظهر نجاعة المقاربات المقترحة.

**كلمات مفاتيح:** تحكم متحمل للعطب، التشخيص، الالة اللائزمانية، الملاحظ التكيفي.

## Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), sous la direction du Professeur **M.S. BOUCHERIT** à qui j'exprime ici ma profonde gratitude pour l'accueil, le soutien précieux qu'il m'a apporté et surtout pour sa disponibilité et son engagement.

Je tiens également à adresser mes sincères remerciements à Monsieur **M. TADJINE**, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour avoir co-dirigé ce travail ainsi que pour les conseils enrichissants, l'aide précieuse et surtout pour l'intérêt qu'il a constamment porté à ce travail.

J'adresse mes respectueux remerciements à Monsieur **L. NEZLI**, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour m'avoir fait l'honneur de faire partie de ce jury et d'en être le président.

Je remercie vivement Monsieur **K. BENMANSOUR**, Professeur à l'ESDAT, Monsieur **O. BENZINEB**, Maître de Conférences à l'USDB et Monsieur **O. BOUCHHIDA**, Maître de Conférences à l'UYFM, pour m'avoir fait l'honneur d'être les examinateurs de ce travail.

Ce travail a été également réalisé grâce au soutien illimité de mes Collègues Enseignants au Laboratoire des Systèmes et Télécommande (LABSET) - Université de Blida en particulier Messieurs: **H. SALHI, K. KARA, M. BELLAZOUG, R. HACHELAF**. Qu'ils reçoivent ici toute ma profonde considération.

Un remerciement très particulier s'adresse à mon Ami **M. ABDELLI**, Journaliste et Enseignant Chercheur au département de Physique - Université de Blida, pour son apport précieux dans l'élaboration de ce travail.

Que tous ceux qui m'ont soutenu ou qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à la réussite de ce travail, trouvent ici l'expression de mes sincères remerciements.

*« Le rôle de la douleur, des déceptions et des idées noires n'est pas de nous aigrir, de nous faire perdre notre valeur et notre dignité, mais de nous mûrir et de nous purifier ».*

*Hermann Hesse*

# Dédicaces

A la mémoire de mes parents

A ma femme et mes enfants

A ceux avec qui je partage de bons souvenirs

## Nomenclature

$\alpha_s$	Position d'un point d'entrefer par rapport à un repère statorique fixe
$\alpha_r$	Ouverture d'une maille rotorique
$\alpha_j$	Position de l'axe magnétique d'une bobine statorique « j »
$\alpha_{rb}$	Ouverture d'une maille rotorique portant des barres cassées
$\theta_r$	Position d'un repère rotorique par rapport au repère statorique fixe
$\theta_k$	Position de la k <sup>ème</sup> maille rotorique par rapport au repère statorique
$\beta$	Angle de contact de la bille avec les bagues
$\mu_0$	Perméabilité d'entrefer
$\omega_s$	Pulsation statorique
$\omega_r$	Pulsation rotorique
$\omega$	Pulsation mécanique
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel
$[\phi_s]$	Vecteur flux statorique
$[\phi_r]$	Vecteur flux rotorique
$\phi_{kr}$	Flux traversant la k <sup>ème</sup> maille rotorique
$\Delta\Phi_s$	Variation du flux statorique
$\Phi_s$	Module du flux statorique
$\Phi_s^*$	Flux statorique de référence
$\underline{\Phi}_s$	Flux complexe statorique
$\underline{\Phi}_r$	Flux complexe rotorique
$\Phi_r$	Amplitude du flux rotorique
$\delta$	Décalage angulaire entre les deux flux statorique et rotorique
$\alpha\beta$	Repère lié au stator
$B_r$	Champ magnétique créé par une maille rotorique.
$C_e$	Couple électromagnétique

## Nomenclature

---

$C_e^*$	Couple électromagnétique de référence
$C_r$	Couple résistant
$D_c$	Diamètre moyen du roulement,
$D_b$	Diamètre de billes,
$e$	Erreur d'observation
$E$	Tension d'entrée de l'onduleur
$f_s$	Fréquence statorique
$f_v$	Coefficient de frottement visqueux
$f_r$	Fréquence des grandeurs rotoriques
$f_m$	Fréquence de rotation mécanique du rotor
$f_{cc}$	Fréquence de court-circuit
$f_{bc}$	Fréquence de la rupture des barres rotoriques
$f_{exc}$	Fréquence d'excentricité
$f_{be}$	Fréquence de passage des billes sur la bague externe du roulement
$f_{bi}$	Fréquence de passage des billes sur la bague interne du roulement
$f_e$	Fréquence de rotation des billes sur eux-mêmes
$f_c$	Fréquence de passage d'un défaut de cage
$f_{hs}$	Fréquence des harmoniques d'espace
$G$	Matrice de gain de l'observateur
$g$	Epaisseur d'entrefer
$h$	Ordre des harmoniques
$H_\phi$	Bande d'Hystérésis du contrôleur de flux
$H_{Ce}$	Bande d'Hystérésis du contrôleur du couple
$[i_s]$	Vecteur des courants statoriques
$[i_r]$	Vecteur des courants rotoriques correspondant au modèle multi-spires
$i_e$	Courant d'anneau
$i_{rk}$	Courant rotorique d'ordre « k »
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	Courants statoriques
$\underline{I}_s$	Courant complexe statorique

## Nomenclature

---

$\underline{I}_r$	Courant complexe rotorique
$J$	Moment d'inertie
$[K_s]$	Matrice de transformation des grandeurs statoriques
$[K_r]$	Matrice de transformation des grandeurs rotoriques
$l$	Longueur utile de la machine
$l_s$	Inductance de fuite statorique
$l_b$	Inductance de fuite d'une barre rotorique
$l_e$	Inductance de fuite d'une portion d'anneau
$L_{kk}$	Inductance de magnétisation de la $k^{\text{ème}}$ maille rotorique
$L_{ms}$	Inductance de magnétisation statorique
$[L_s]$	Matrice des inductances statoriques
$[L_r]$	Matrice des inductances rotoriques
$[L_{sr}]$	Matrice des mutuelles stator-rotor
$[L_{rs}]$	Matrice des mutuelles rotor-stator
$L_s$	Inductance cyclique statorique
$L_r$	Inductance cyclique rotorique
$L_m$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
$m$	Indice de modulation
$n$	Point commun de la machine couplée en étoile
$N_s$	Nombre de spires d'une phase statorique saine
$N_{cc}$	Nombre de spires court-circuitées
$N_b$	Nombre de billes
$n_b$	Nombre de barres cassées
$O$	Matrice d'observabilité
$p$	Nombre de paires de pôles
$q$	Nombre des barres rotoriques
$q_s$	Nombre de bobines en série d'une phase statorique
$r$	Rayon moyen de la machine
$r_r$	Résistance d'une phase du modèle triphasé équivalent au rotor à cage

## Nomenclature

---

$r_s$	Résistance d'une phase statorique en régime sain
$[R_s]$	Matrice des résistances statoriques
$[R_r]$	Matrice des résistances rotoriques
$r_b$	Résistance d'une barre rotorique
$r_e$	Résistance d'une portion d'anneau
$s_\phi$	Signal de sortie du comparateur à hystérésis du flux statorique
$s_{Ce}$	Signal de sortie du comparateur à hystérésis du couple électromagnétique
$S$	Glissement
$[u_s]$	Vecteur des tensions composées
$[V_s]$	Vecteur des tensions simples

## Liste des abréviations

AFTC	Active Fault Tolerant Control
DFOC	Direct Field Oriented Control (Commande vectorielle directe)
DTC	Direct Torque Control (Commande Directe du Couple)
FDI	Fault Detection & Isolation
FMM	Force Magnétomotrice
FTC	Commande Tolérantes aux Défauts (Fault Tolerant Control)
IRFOC	Indirect Field Oriented Control (Commande vectorielle indirecte)
IA	Intelligence Artificielle
IMM	Interacting Multiple Models
LQG	Linear Quadratic Gaussian
MAS	Machine Asynchrone
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion
MMST	Multiple Model Switching and Tuning
MRAC	Commande adaptative avec modèle de référence
PFTC	Passive Fault Tolerant Control
SMC	Sliding Mode Control (Commande par Mode Glissant)
STC	Self Tuning Control (Commande auto-ajustable)
STPWM	Sinus Triangle Pulse Width Modulation
TF	Transformation de Fourier
VSC	Variable Structure Control (commande à structure variable)

# Liste des figures

## Chapitre I

Fig. 1.1 Taches principales du diagnostic.....	5
Fig. 1.2 Schéma de principe de la détection des défauts.....	6
Fig. 1.3 Test de franchissement de seuil.....	6
Fig. 1.4 Statistique des défauts.....	10
Fig. 1.5 Causes des défauts d'une machine asynchrone.....	10
Fig. 1.6 Répartition des facteurs aggravant les défauts.....	11
Fig. 1.7 Excentricité rotorique.....	14
Fig. 1.8 Géométrie d'un roulement à billes.....	15
Fig. 1.9 Méthodes de diagnostic.....	17
Fig. 1.10 Différentes méthodes de la commande tolérantes aux défauts.....	20
Fig. 1.11 Schéma de principe d'une commande AFTC.....	21
Fig. 1.12 Schéma d'une commande AFTC à base d'un banc de correcteurs.....	22
Fig. 1.13 Schéma de principe de la commande adaptative MRAC.....	27
Fig. 1.14 Principe de la commande adaptative à correcteur auto-ajustable.....	27

## Chapitre II

Fig. 2.1 Bobinage concentrique à pôles consécutifs.....	31
Fig. 2.2 Distribution de la FMM produite par une bobine statorique.....	31
Fig. 2.3 Circuits équivalents d'un rotor à cage.....	35
Fig. 2.4 FMM produite par une maille rotorique.....	35
Fig. 2.5 Résultats de simulation sans prise en compte des harmoniques d'espace et de temps.....	43
Fig. 2.6 Résultats de simulation avec prise en compte des harmoniques d'espace.....	46
Fig. 2.7 Résultats de simulation en tenant compte des harmoniques de temps.....	49
Fig. 2.8 Résultats de simulation en tenant compte des harmoniques d'espace et de temps.....	51
Fig. 2.9 Modèle triphasé du rotor à cage.....	52
Fig. 2.10 Représentation de l'image vectorielle d'un système triphasé.....	53
Fig. 2.11 Axes magnétiques des enroulements et repère $\alpha\beta$ .....	56
Fig. 2.12 Résultats de simulation de la machine avec deux modèles différents.....	58

## Chapitre III

Fig. 3.1 Couplage en étoile des phases statoriques.....	61
Fig. 3.2 Résultats de simulation pour un déséquilibre d'alimentation.....	66
Fig. 3.3 Représentation d'une spire en court-circuit.....	67
Fig. 3.4 Courants statoriques en présence d'un défaut de court-circuit entre spires.....	69
Fig. 3.5 Résultats de simulation de la machine présentant un défaut de court-circuit sous un réseau triphasé équilibrée.....	72

Fig. 3.6 Comportement de la machine en présence d'un court-circuit sous un onduleur MLI.	74
Fig. 3.7 Structure d'un rotor portant des barres cassées.....	75
Fig. 3.8 Comportement de la machine ayant 03 barres cassées sous un réseau triphasé équilibré.....	78
Fig. 3.9 Spectre du courant statorique dans la gamme [0-100] Hz pour 03 barres cassées ....	79
Fig. 3.10 Spectre du courant statorique dans la gamme [100-400] Hz en présence de 03 barres cassées .....	80
Fig. 3.11 Comportement de la machine fonctionnant sous un onduleur MLI et présentant un court-circuit .....	82
Fig. 3.12 Spectre du courant statorique dans la gamme [0-100] Hz d'une machine ayant trois barres cassées et fonctionnant sous un onduleur MLI.....	82
Fig. 3.13 Spectre du courant statorique dans la gamme [200-400] Hz d'une machine ayant 03 barres cassées et fonctionnant sous un onduleur MLI.....	83

## Chapitre IV

Fig. 4.1 Vecteurs d'état de l'onduleur.....	86
Fig. 4.2 Evolution du vecteur flux statorique en fonction de la tension appliquée.....	86
Fig. 4.3 Représentation vectorielle des flux magnétiques.....	87
Fig. 4.4 Evolution de l'angle de décalage $\gamma$ en fonction de la tension appliquée.....	88
Fig. 4.5 Evolution de l'amplitude du flux statorique.....	89
Fig. 4.6 Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	89
Fig. 4.7 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.....	90
Fig. 4.8 Schéma synoptique de la commande DTC conventionnel.....	93
Fig. 4.9 Caractéristiques de la commande DTC en régime sain.....	95
Fig. 4.10 Caractéristiques de la commande DTC lors d'une variation de la résistance statorique.....	97
Fig. 4.11 Caractéristiques de la commande DTC en présence d'un court-circuit de 5%.....	99
Fig. 4.12 Caractéristiques de la commande DTC en présence de 03 barres cassées.....	101

## Chapitre V

Fig. 5.1 Schéma de la commande DTC tolérante aux défauts.....	103
Fig. 5.2 Lieu de pôles de la matrice d'état pour un référentiel lié au stator .....	107
Fig. 5.3 Synoptique d'un observateur adaptatif.....	108
Fig. 5.4 Flux statorique de référence en fonction de la vitesse d'entraînement.....	111
Fig. 5.5 Caractéristiques de la commande FTC en régime de survitesse.....	112
Fig. 5.6 Caractéristiques de la commande FTC pour une variation de la résistance statorique.....	114
Fig. 5.7 Caractéristiques de la commande FTC en présence d'un court-circuit entre spires statoriques.....	116
Fig. 5.8 Caractéristiques de la commande FTC en présence des barres cassées.....	118

# Sommaire

**Introduction Générale**.....1

## **Chapitre I: Généralités**

1.1 Introduction.....4

1.2 Notions préliminaires.....4

    1.2.1 Définition d'une défaillance.....4

    1.2.2 Définition du diagnostic.....4

    1.2.3 Principe de la détection des défauts.....5

        1.2.3.1 Test de franchissement de seuil.....6

        1.2.3.2 Test de moyenne.....7

        1.2.3.3 Test de variance.....7

    1.2.4 Classification des défauts.....7

        1.2.4.1 Défaut actionneur.....8

        1.2.4.2 Défaut capteur.....8

        1.2.4.3 Défaut système.....8

1.3 Panorama des défauts affectant la machine asynchrone.....8

    1.3.1 Constitution de la machine asynchrone.....8

    1.3.2 Etat statistique des défauts.....9

    1.3.3 Défauts statoriques.....11

    1.3.4 Défauts rotoriques.....12

    1.3.5 Défauts d'excentricité.....13

    1.3.6 Défauts de roulements.....14

    1.3.7 Défauts divers.....16

1.4 Méthodes de diagnostic.....17

    1.4.1 Méthodes avec modèle.....17

    1.4.2 Méthodes de surveillance sans modèle.....18

        1.4.2.1 Techniques de traitement du signal.....18

        1.4.2.2 Techniques de l'intelligence artificielle.....20

1.5 Méthodes de la commande tolérante aux défauts.....20

    1.5.1 Méthodes passives.....21

    1.5.2 Méthodes actives.....21

        1.5.2.1 Méthode du pseudo inverse.....23

        1.5.2.2 Méthodes multi-modèles.....24

        1.5.2.3 FTC par observateur adaptatif.....26

        1.5.2.4 Commande adaptative.....26

        1.5.2.5 Commande prédictive.....27

1.6 Conclusion.....28

## Chapitre II: Modélisation de la machine en tenant compte de l'effet des harmoniques d'espace

2.1	Introduction.....	29
2.2	Calcul des inductances.....	30
2.2.1	Inductances statoriques.....	30
2.2.1.1	Description du stator.....	30
2.2.1.2	Distribution de la FMM statorique.....	31
2.2.1.3	Calcul des inductances statoriques.....	32
2.2.2	Inductances mutuelles stator-rotor.....	33
2.2.3	Inductances rotoriques.....	34
2.2.3.1	Distribution de la FMM rotorique.....	34
2.2.3.2	Inductances propres et mutuelles rotoriques.....	37
2.3	Equations électriques.....	37
2.3.1	Equations électriques au stator.....	37
2.3.2	Equations électriques au rotor.....	38
2.4	Equation mécanique.....	40
2.5	Comportement de la machine en régime sain.....	40
2.5.1	Alimentation par un réseau triphasé équilibré.....	41
2.5.2	Alimentation par un onduleur MLI.....	46
2.6	Modèle triphasé d'un rotor à cage.....	52
2.6.1	Modèle complexe du stator.....	52
2.6.2	Modèle complexe du rotor.....	54
2.7	Modèle d'état diphasé.....	56
2.8	Conclusion.....	59

## Chapitre III: Modélisation de la machine en régime déséquilibré

3.1	Introduction.....	60
3.2	Modèle d'une machine déséquilibrée.....	60
3.2.1	Couplage de la machine en étoile (Y).....	60
3.2.2	Expressions des courants statoriques et rotoriques en régime déséquilibré.....	62
3.2.3	Potentiel du point commun de la machine.....	63
3.2.4	Comportement de la machine asynchrone sous un réseau déséquilibré.....	63
3.3	Modélisation des défauts de court-circuit entre spires statoriques.....	67
3.3.1	Considérations générales.....	67
3.3.2	Comportement de la machine présentant un défaut de court-circuit sous un réseau triphasé équilibrée.....	70
3.3.3	Comportement de la machine présentant un court-circuit sous un onduleur MLI.....	73
3.4	Comportement de la machine présentant un rotor défaillant.....	75
3.4.1	Représentation d'un défaut rotorique.....	75
3.4.2	Matrice des résistances rotoriques.....	75
3.4.3	Matrice des inductances rotoriques.....	76

3.4.4 Comportement de la machine présentant un rotor défaillant sous un réseau triphasé équilibré.....	76
3.4.5 Comportement de la machine présentant un rotor défaillant sous un onduleur MLI.....	80
3.5 Conclusion.....	83

## **Chapitre IV: Diagnostic de la machine fonctionnant en commande DTC**

4.1 Introduction.....	84
4.2 Principe de la Commande DTC.....	85
4.2.1 Evolution du flux statorique.....	85
4.2.2 Evolution du couple électromagnétique.....	87
4.3 Elaboration de la Commande DTC.....	88
4.3.1 Régulation du flux statorique.....	88
4.3.2 Régulation du couple électromagnétique.....	89
4.3.3 Table de commande du flux statorique.....	90
4.3.4 Régulation de vitesse.....	91
4.3.5 Estimation du flux statorique et du couple.....	92
4.3.6 Schéma de la commande DTC conventionnel.....	93
4.4 Effet de variation de la résistance statorique.....	95
4.5 Caractéristiques de la commande DTC en présence d'un court-circuit entre spires.....	97
4.6 Caractéristiques de la commande DTC en présence des barres cassées.....	99
4.7 Conclusion.....	101

## **Chapitre V: Commande DTC Tolérante aux Défauts**

5.1 Introduction.....	102
5.2 Synthèse de la commande FTC.....	102
5.2.1 Schéma synoptique.....	102
5.2.2 Observateur adaptatif.....	103
5.2.2.1 Définition.....	103
5.2.2.2 Observateurs linéaires.....	104
5.2.2.3 Synthèse de l'observateur adaptatif.....	107
5.3 Résultats de simulation.....	111
5.3.1 Fonctionnement en régime de survitesse.....	111
5.3.2 Caractéristiques de la commande FTC pour une variation de la résistance statorique.....	113
5.3.3 Caractéristiques de la commande FTC en présence d'un court-circuit.....	114
5.3.4 Caractéristiques de la commande FTC en présence d'un défaut rotorique.....	117
5.4 Conclusion.....	119
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>120</b>
<b>Annexe.....</b>	<b>122</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>137</b>

# Introduction Générale

La machine asynchrone est la plus rentable et la plus robuste parmi les machines à courant alternatif. Elle est présente dans les domaines de l'aéronautique, nucléaire, propulsion navale, transport ferroviaire, traction électrique, les éoliennes, l'électroménager... Cette machine présente de nombreux atouts: sa puissance massique, sa robustesse, son coût de fabrication relativement faible et sa facilité d'entretien. Sa simplicité de construction et son faible coût de maintenance s'accompagnent par une complexité de son modèle d'état. Les progrès effectués dans les domaines de l'électronique de puissance, l'automatique et la commande numérique ont conduit à la maîtrise de cette complexité. C'est dans ce contexte que, depuis longtemps, plusieurs stratégies de commandes ont été développées et améliorées. Ces stratégies ont permis d'assurer des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues avec la machine à courant continu [1-4]. Cependant, la machine asynchrone présente quelques défaillances pouvant altérer son bon fonctionnement en produisant des vibrations et bruits indésirables et réduisant sa durée de vie [5-14]. Particulièrement dans un entraînement à vitesse variable, et suivant l'ampleur du défaut, la commande risque d'être instable et des conséquences très graves peuvent se produire [15-16]. De ce fait, le souci majeur dans le milieu industriel est d'élaborer une commande tolérante aux défauts (Fault Tolerant Control: FTC) lorsqu'il s'agit d'un entraînement à vitesse variable. Ainsi, une commande FTC permet de garantir la stabilité du système à commander, de maintenir des performances dégradées acceptables en présence de défauts. Pour réaliser les objectifs de la commande FTC, de nombreuses méthodes ont été développées et ont fait l'objet de plusieurs publications [17-30]. Dans la littérature, on distingue deux grandes approches. La première approche représente l'ensemble des méthodes passives (Passive Fault Tolerant Control: PFTC). La deuxième approche représente les méthodes dites actives (Active Fault Tolerant Control: AFTC). Les méthodes PFTC sont équivalentes aux méthodes de synthèse de loi de commande robuste où les régulateurs sont synthétisés de façon à être robustes à certains défauts [31-41]. L'idée principale est de faire en sorte que le système en boucle fermée soit robuste aux incertitudes et à quelques défauts spécifiques. Cette approche ne nécessite aucun module de détection et d'isolation de défauts (Fault Detection & Isolation: FDI) ni aucune restructuration des lois de commande. Sa capacité de tolérance est restreinte à quelques défauts. Sans utilisation de module FDI, et sans connaissance de l'ampleur du défaut, l'utilisation seule de la commande PFTC peut être risquée. Les méthodes AFTC requièrent tout d'abord de synthétiser un module FDI permettant de fournir, de manière aussi précise que possible, une information sur les défauts éventuels. Elle consiste à synthétiser en ligne un nouveau régulateur en réponse aux défauts du système afin de compenser l'effet de ceux-ci tout en assurant la stabilité et des performances dégradées acceptables de la commande [42-43].

Parmi les techniques avancées de la variation de vitesse des machines asynchrones, il y a la Commande Directe du Couple (Direct Torque Control: DTC). Cette commande est apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle de la commande scalaire et vectorielle [44-49]. Elle présente des avantages bien connus par rapport aux autres

méthodes, notamment, en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple, amélioration de sa robustesse par rapport à la variation paramétrique... Cependant, la commande DTC est très sensible à la variation de la résistance statorique et à la présence de défauts, notamment en fonctionnement à basse vitesse [50-55]. Dans ces conditions de fonctionnement, l'erreur d'estimation du flux statorique et celle du couple électromagnétique deviennent intolérables. Ceci conduit à l'instabilité de la DTC par l'application des séquences non conformes à l'état de l'entraînement. Compte tenu de cette problématique, nous allons apporter un soin particulier au diagnostic et à la commande tolérante de la machine asynchrone fonctionnant en commande DTC. La solution envisagée consiste à utiliser un observateur adaptatif pour la reconstruction des grandeurs contrôlées (flux et couple électromagnétique). Afin d'améliorer davantage les performances de l'observateur (précision et stabilité) et donc la tolérance de la commande DTC, la résistance statorique et la pulsation mécanique sont adaptées en utilisant des mécanismes d'adaptation, élaborés à partir de la théorie de stabilité de Lyapunov [56].

En régime de défaut, la machine devient déséquilibrée [57-66]. Avant de modéliser la machine en régime de défaut, notre souci est d'établir un modèle d'état d'une machine déséquilibrée. Le modèle développé permet de prévoir les dégradations électromécaniques pouvant être engendrées et de déterminer les signatures significatives du déséquilibre. Une fois que le modèle de la machine déséquilibrée est établi, nous pouvons facilement mettre en évidence l'effet des défauts électriques les plus fréquents, à savoir: déséquilibre d'alimentation, court-circuit entre spires statoriques et cassure de barres rotoriques.

La modélisation des défauts est une étape délicate. Elle doit intégrer un bon niveau de précision dans la description du comportement dynamique tout en respectant une certaine simplicité du modèle mathématique. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées, nous citons:

- ❖ Méthodes des éléments finis;
- ❖ Méthodes des réseaux de perméance;
- ❖ Méthodes des circuits électriques magnétiquement couplés.

La méthode des éléments finis prend en considération le comportement électromagnétique local de la machine. Elle permet d'avoir une modélisation très précise. Cette approche consiste à résoudre les équations de Maxwell régissant le comportement du champ électromagnétique [67-68]. La méthode des réseaux de perméance se base sur la décomposition en tubes de flux élémentaires du circuit magnétique de la machine. Chaque tube est caractérisé par sa perméance suivant qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, un réseau de perméance est construit. Ces réseaux peuvent être assimilés à un circuit électrique habituel à la différence près que ce sont les flux et les différences de potentiel magnétiques qui rentrent en jeu à la place des courants et tensions [8]. Par ailleurs, la méthode des circuits couplés consiste à représenter la machine par un modèle de circuits couplés. Les inductances seront calculées en tenant compte de la structure de la machine. Ces inductances contiennent les signatures des différents défauts pouvant apparaître. Ainsi, un calcul précis de ces inductances conduit à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que le courant statorique, couple électromagnétique, puissance... Un

système d'équations différentielles sera obtenu et permet de décrire le comportement électromagnétique de la machine. Cette approche offre un bon compromis entre la précision du modèle et le temps de calcul [69-75].

Dans une machine asynchrone portant un nombre fini d'encoches statoriques, la répartition de la force magnétomotrice (FMM) résultante le long de l'entrefer, n'est pas sinusoïdale. Elle porte des harmoniques d'espace dûs à la répartition non sinusoïdale des enroulements statoriques et aux ouvertures des encoches [76-79]. Ces harmoniques modifient le contenu spectral des grandeurs électromagnétiques que nous allons utiliser pour le diagnostic de la machine. Par ailleurs, lorsque la machine est associée à un convertisseur électronique, d'autres harmoniques de temps apparaissent et se superposent aux harmoniques d'espace. Ainsi, les grandeurs électromagnétiques deviennent très riches en harmoniques. Tous ces harmoniques seront pris en compte dans le cadre de cette étude afin de réaliser un diagnostic précis de la machine.

Bénéficiant des outils déjà existants en automatique, la recherche dans le domaine du diagnostic a connu une évolution très importante. Ceci lui a permis de développer plusieurs méthodes donnant une solution aux problèmes de la surveillance de défauts. Deux grandes approches sont utilisées. La première approche représente les méthodes sans modèle, tandis que la seconde représente les méthodes de diagnostic avec connaissance à priori d'un modèle physique de la machine. Les méthodes sans modèle se basent sur l'extraction d'informations via le traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables (courant, tension, vitesse, couple électromagnétique, flux magnétiques...) fournissent des informations significatives sur de nombreux défauts. Dans cette famille, la méthode la plus classique est l'analyse vibratoire [80-83]. Une autre méthode, très utilisée aussi, est l'analyse spectrale des courants de lignes [84-88]. Cette méthode est très simple à exploiter puisque les signatures fréquentielles des défauts sont aujourd'hui bien connues. C'est cette méthode que nous allons utiliser dans le présent travail. Autres méthodes, fondées sur les nouvelles techniques de l'intelligence artificielle, logique floue et les réseaux de neurones artificiels, ont été utilisées pour le diagnostic des machines asynchrones et ont fait l'objet de plusieurs publications [89-94]. Les méthodes à base de modèle, reposent sur le suivi des variables d'état de la machine où certains paramètres physiques qui sont considérés comme de très bons indicateurs de défauts [95-101].

Le présent travail s'introduit par la présentation des différents défauts pouvant altérer le fonctionnement de la machine asynchrone: leurs natures, effets, répartition sur les parties de la machine (stator, rotor), ainsi que leurs signatures. On y trouve aussi un panorama de méthodes de diagnostic des défauts et une description succincte de chaque méthode. Viennent ensuite des développements, à travers lesquels nous nous sommes étalés sur la théorie du couplage magnétique des circuits pour décrire le comportement de la machine en tenant compte des harmoniques d'espace. L'application de cette théorie, pour la simulation et l'analyse de défauts, complète le développement précédent à travers le troisième chapitre. Au quatrième chapitre, nous présentons la commande DTC et ses performances en présence de défauts. Le dernier chapitre s'intéresse à la synthèse d'une commande tolérante permettant l'amélioration des performances de la commande DTC. Nous terminons cette thèse par une conclusion portant sur les travaux effectués ainsi que sur les perspectives de recherches.

# Chapitre I

## Etat de l'art sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts

### 1.1 Introduction

Le diagnostic et la commande tolérante des machines électriques représentent aujourd'hui un souci majeur dans les entraînements à vitesse variable. L'objectif fondamental est d'assurer la sécurité des installations et des personnes, d'optimiser les opérations de maintenance en pratiquant la maintenance prédictive et ainsi, d'assurer la disponibilité des systèmes de production. De nombreux chercheurs ont abordé la problématique du diagnostic des machines électriques, mettant ainsi en évidence l'intérêt croissant, manifesté par la communauté scientifique et les industriels par rapport à cette problématique [5-13]. Le diagnostic et la commande tolérante des systèmes passent par une bonne connaissance des défauts et de leurs signatures. Dans ce contexte, nous allons, dans un premier temps, définir quelques notions fondamentales en expliquant les tâches du diagnostic et le principe de la détection des défauts. Ensuite, nous présentons succinctement la constitution de la machine asynchrone, un panorama des défauts pouvant affecter son bon fonctionnement ainsi que les dégradations électromagnétiques pouvant être engendrées. Ayant constaté l'importance de l'analyse spectrale des courants de lignes, nous nous sommes étalés sur les signatures fréquentielles des défauts les plus fréquents. Nous terminons ce chapitre par une présentation non exhaustive des différentes méthodes de la commande FTC.

### 1.2 Notions préliminaires

#### 1.2.1 Définition d'une défaillance

- ❖ **Norme AFNOR:** Une défaillance est l'altération de l'aptitude d'un ensemble de composants à accomplir sa ou ses fonctions requises avec les performances désirées dans les spécifications techniques.

#### 1.2.2 Définition du diagnostic

- ❖ **Norme AFNOR:** Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillances à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection d'un contrôle ou d'un test.

Les tâches principales du diagnostic des systèmes sont illustrées par la figure 1.1.

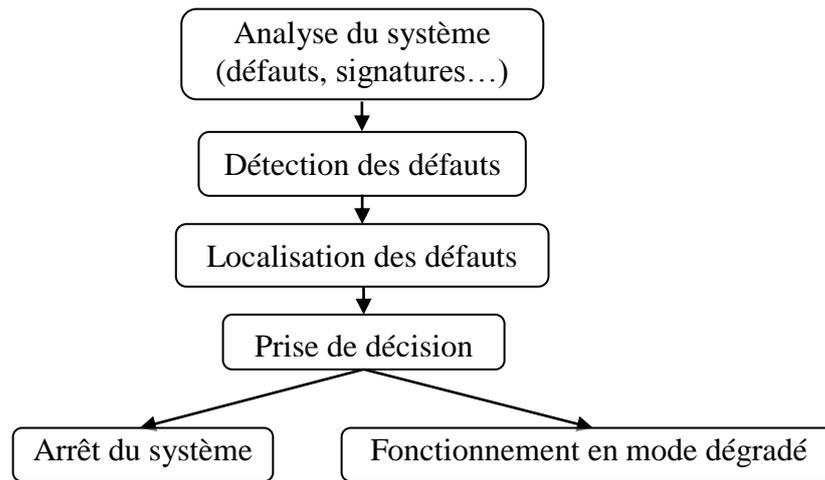


Fig. 1.1 Tâches principales du diagnostic

Ces tâches sont:

- a) **Analyse du système:** C'est la connaissance des caractéristiques du système à diagnostiquer. Elle consiste à déterminer les signatures significatives des défauts pouvant altérer le fonctionnement normal du système.
- b) **Détection des défauts:** L'opération de détection consiste à réaliser le suivi des indicateurs de défauts. Lorsque ces indicateurs dépassent un certain seuil, ceci traduit un dysfonctionnement inacceptable de la machine.
- c) **Localisation des défauts:** Il s'agit de localiser le défaut ou, d'une autre manière, déterminer l'élément défaillant de la machine. Les Anglo-Saxons utilisent souvent la terminologie de « **fault isolation** ».
- d) **Prise de décision:** Il s'agit de prendre la décision convenable à mener, comme accepter un fonctionnement en mode dégradé ou arrêter la machine pour lancer des opérations de maintenance.

### 1.2.3 Principe de la détection des défauts

Pour les systèmes décrits par un modèle analytique, la détection des défauts repose sur l'étude des signaux appelés résidus. Un résidu est un signal éventuellement indicateur de défauts. En régime sain, ce signal est statistiquement nul et s'écarte sensiblement de zéro en présence de défauts [102-104]. C'est à partir de la mesure des entrées et des sorties du processus que le signal résidu  $r(t)$  peut être généré.

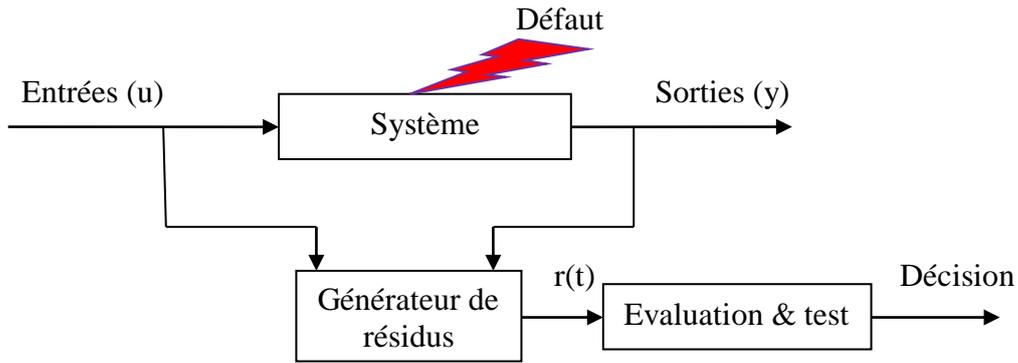


Fig. 1.2 Schéma de principe de la détection des défauts

Les approches les plus utilisées pour la génération des résidus sont:

- ❖ Génération des résidus par espace de parité [104];
- ❖ Approche par observateurs [95-96];
- ❖ Approche paramétrique [98];
- ❖ Approche structurelle [20];

La logique de décision dépend essentiellement de la définition des limites acceptables de fonctionnement (seuillage). Plusieurs tests peuvent être réalisés. Parmi lesquels, il y a:

### 1.2.3.1 Test de franchissement de seuil

Ce test consiste à comparer le signal résidu avec des seuils préétablis. Le franchissement de seuil du signal résidu génère une alarme. Deux types de seuil sont à considérer. Un premier type est dit seuil de pré-alarme qui permet d'entreprendre une action de maintenance préventive; le second type est le seuil d'alarme qui impose l'arrêt du système et l'engagement d'une action de maintenance curative. Ce type de test est très simple à mettre en œuvre mais, il ne permet pas d'établir un diagnostic des défaillances. Cette méthode est aussi très sensible aux fausses alarmes [102-103].

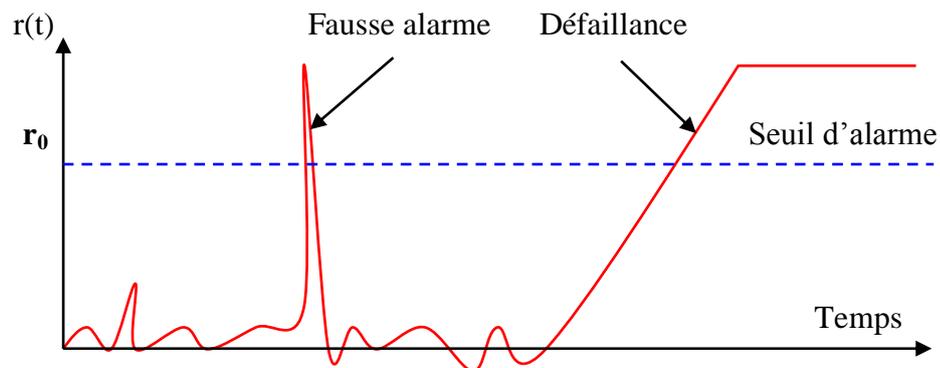


Fig. 1.3 Test de franchissement de seuil

On note par  $J(r(t))$  la fonction de décision et  $r_0$  le seuil de décision. Cette fonction est définie par:

$$J(r(t)) = \begin{cases} 1 & \text{si } r(t) \geq r_0 \\ 0 & \text{si } r(t) < r_0 \end{cases} \quad (1.1)$$

Le résidu obtenu doit être sensible uniquement aux défauts. Or des perturbations sont susceptibles de l'affecter. Cela pose le problème de robustesse des résidus vis-à-vis des perturbations inconnues et des incertitudes de modélisation. Le découplage est défini comme étant l'opération qui consiste à rendre le résidu complètement insensible à une entrée perturbatrice [102].

### 1.2.3.2 Test de moyenne

Contrairement à la méthode précédente, ce test est effectué sur la valeur moyenne contenue dans la fenêtre de  $n$  valeurs plutôt que sur une valeur ponctuelle. Tant que la valeur moyenne est inférieure à une certaine limite, l'évolution du système est supposée normale. Tout dépassement est considéré comme un signe de défaillance [20]. La valeur moyenne d'un échantillon de  $n$  points est définie par:

$$\bar{r} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n r_i \quad (1.2)$$

### 1.2.3.3 Test de variance

On peut également calculer la variance du signal résidu  $r(t)$ . Tant que cette variance se situe dans une bande acceptable, l'évolution du système est supposée normale. La variance d'un échantillon de  $n$  points est définie par:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (r_i - \bar{r})^2} \quad (1.3)$$

### 1.2.4 Classification des défauts

Dans un entraînement à vitesse variable, trois types de défauts peuvent être rencontrés [17-20]:

- ❖ Défaut actionneur
- ❖ Défaut capteur
- ❖ Défaut système

Ces défauts peuvent être qualifiés d'additifs ou multiplicatifs selon leur influence sur le système. Les défauts additifs affectent le comportement du système indépendamment des grandeurs d'entrée (tels que les défauts actionneurs et défauts capteurs). Par contre les défauts multiplicatifs affectent le système d'une manière dépendant des entrées connues [17].

#### 1.2.4.1 Défaut actionneur

Le défaut actionneur agit au niveau de la partie opérative et détériore le signal d'entrée du système. Ce défaut peut conduire à un dysfonctionnement très grave du système commandé. Une des solutions pour améliorer la tolérance vis-à-vis de ce type de défauts est d'utiliser des convertisseurs multiniveaux ou de multiplier les convertisseurs [17].

#### 1.2.4.2 Défaut capteur

Un défaut capteur produit un signal avec plus au moins d'adéquation avec la valeur vraie de la grandeur physique à mesurer. Une des solutions pour améliorer la tolérance vis-à-vis de ce défaut est de multiplier les capteurs. Cette solution s'avère extrêmement fiable et simple à implémenter mais entraîne un coût important en instrumentation. Elle est mise en œuvre essentiellement sur les systèmes à haut risque telles que les centrales nucléaires ou les systèmes aéronautiques [27].

#### 1.2.4.3 Défaut Système

Un défaut système résulte de l'altération d'un composant du système en réduisant les capacités de celui-ci à effectuer une tâche. Ce défaut est considéré comme une perturbation interne. Il provoque un changement des paramètres et du comportement dynamique du système [20].

### 1.3 Panorama des défauts affectant la machine asynchrone

#### 1.3.1 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone se compose des éléments suivants:

- a) **Stator:** Le stator se compose d'un circuit magnétique, constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches portant les enroulements statoriques. Ces enroulements sont répartis uniformément à travers les encoches statoriques et ayant pour objectif la création d'un champ magnétique tournant le long de l'entrefer.
- b) **Rotor:** Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes, on définit deux types de rotors, bobiné ou à cage d'écureuil. Le rotor à cage se compose d'un certain nombre de barres conductrices, court-circuitées en extrémité par deux anneaux de court-circuit. La cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. La structure d'un rotor à cage est équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [105-106]. Dans les applications de faible et moyenne puissance, le rotor à cage est le plus utilisé. Par contre, le rotor bobiné est destinée pour les applications de fortes puissances et le fonctionnement en mode génératrice (dans les éoliennes par exemple). Le rotor à cage est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné. De ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium ou par des barres massives de cuivre

préformées et frettées dans les tôles du rotor [9]. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones, actuellement en service. Son inconvénient majeur est qu'il a au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). Pour remédier à cette situation, 2 autres types de cage ont été développées. Rotor à double cage et rotor à encoche profonde [105]. Dans ce travail, c'est la machine asynchrone à cage qui fait l'objet de notre étude.

c) **Les paliers:** Ils représentent la partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur. Ils sont constitués de roulements et de flasques. Les roulements sont insérés sur l'arbre. Les flasques, moulés en alliage de fonte, sont fixés sur le carter statorique.

### 1.3.2 Etat statistique des défauts

Les défauts pouvant altérer le fonctionnement normal de la machine asynchrone sont très variés. Parmi ces défauts, nous pouvons citer [5-14]:

- ❖ Courts-circuits des bobines statoriques;
- ❖ Ouverture d'une phase statorique;
- ❖ Déséquilibre des tensions d'alimentation;
- ❖ Cassure des barres rotoriques ou des portions d'anneaux;
- ❖ Défaut d'excentricité;
- ❖ Déformation du rotor;
- ❖ Défauts de roulements.

D'une manière générale, ces défauts sont classés en quatre catégories:

- ❖ Défauts statoriques;
- ❖ Défauts rotoriques;
- ❖ Défauts de roulements;
- ❖ Défauts d'origines divers.

Ces défauts produisent les symptômes suivants:

- ❖ Déséquilibre des forces électromotrices et des courants de lignes;
- ❖ Augmentation des couples pulsatoires;
- ❖ Augmentation des pertes et réduction du rendement;
- ❖ Echauffement excessif.

Il est bien connu que l'occurrence d'un défaut quelconque dépend de l'utilisation spécifique de la machine. Par exemple, il a été constaté que dans les machines asynchrones à cage, les défauts de la cage rotorique sont plus élevés que les défauts d'enroulements statoriques pour les applications où la machine est fréquemment arrêtée et remise en marche sous une charge importante [5-6]. Plusieurs études statistiques des défauts ont été effectuées par différents groupes industriels. L'étude principale, effectuée par la compagnie « General

Electric » en 1982, concerne environ 5000 moteurs, dont 97% étaient des moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil. La figure 1.4 illustre la distribution des défauts dans les moteurs examinés [5-9].

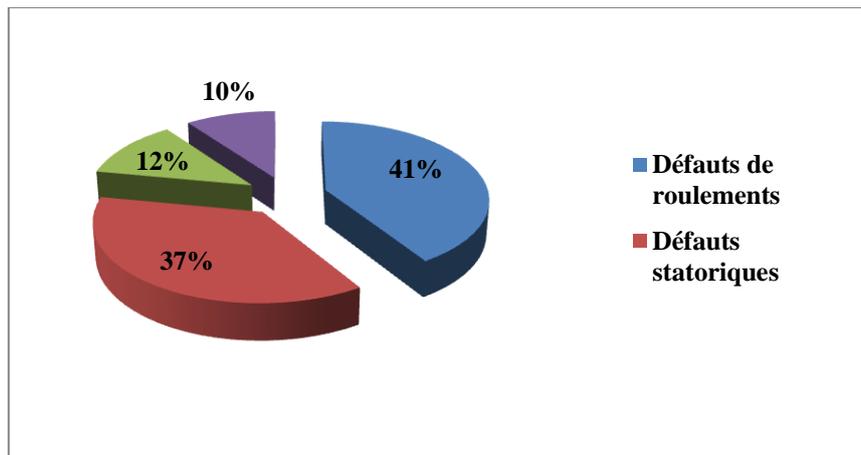


Fig. 1.4 Statistique des défauts

Ces statistiques représentent les données des machines fonctionnant dans différentes applications et branches industrielles. Ils montrent que les défauts se situent principalement dans les roulements et dans le stator. Ces défauts peuvent être d'origine mécanique (pulsation du couple, surcharge, mauvais montage...), électrique (transitoire de tension, déséquilibre de tension, fluctuation de tension...) ou environnemental (température, humidité...). La figure 1.5 représente une étude statistique des phénomènes pouvant être considérés comme des causes principales de l'occurrence des défauts [5-9].

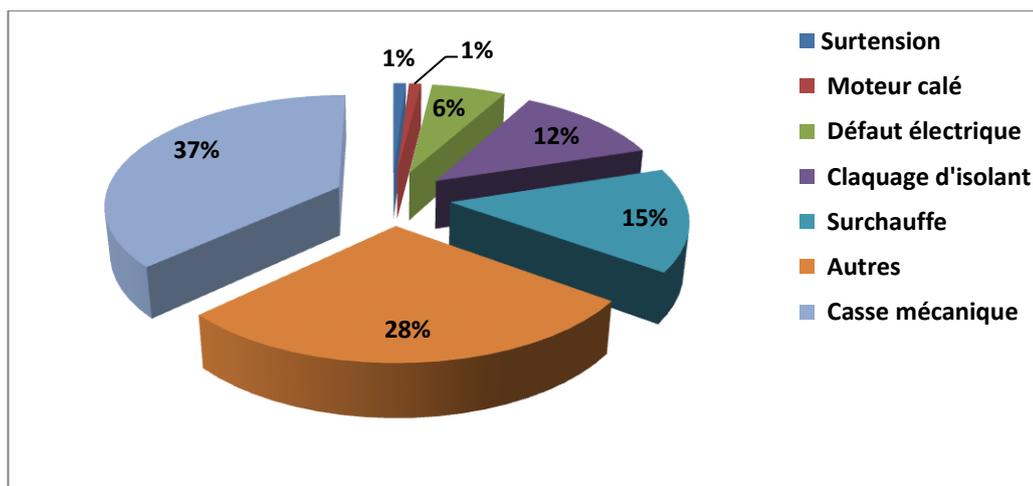


Fig. 1.5 Causes des défauts d'une machine asynchrone

Nous constatons que la principale cause provient de la mécanique, la deuxième cause de la surchauffe du moteur qui accentue le vieillissement des composants, la troisième cause du claquage d'isolants. La figure 1.6 précise l'aspect quantitatif des conditions aggravant les défauts [5-9]. La première source d'aggravation provient de l'usure des éléments avec l'âge et la durée de service. Cette usure est renforcée par les différentes conditions de fonctionnement (surchauffe, humidité...).

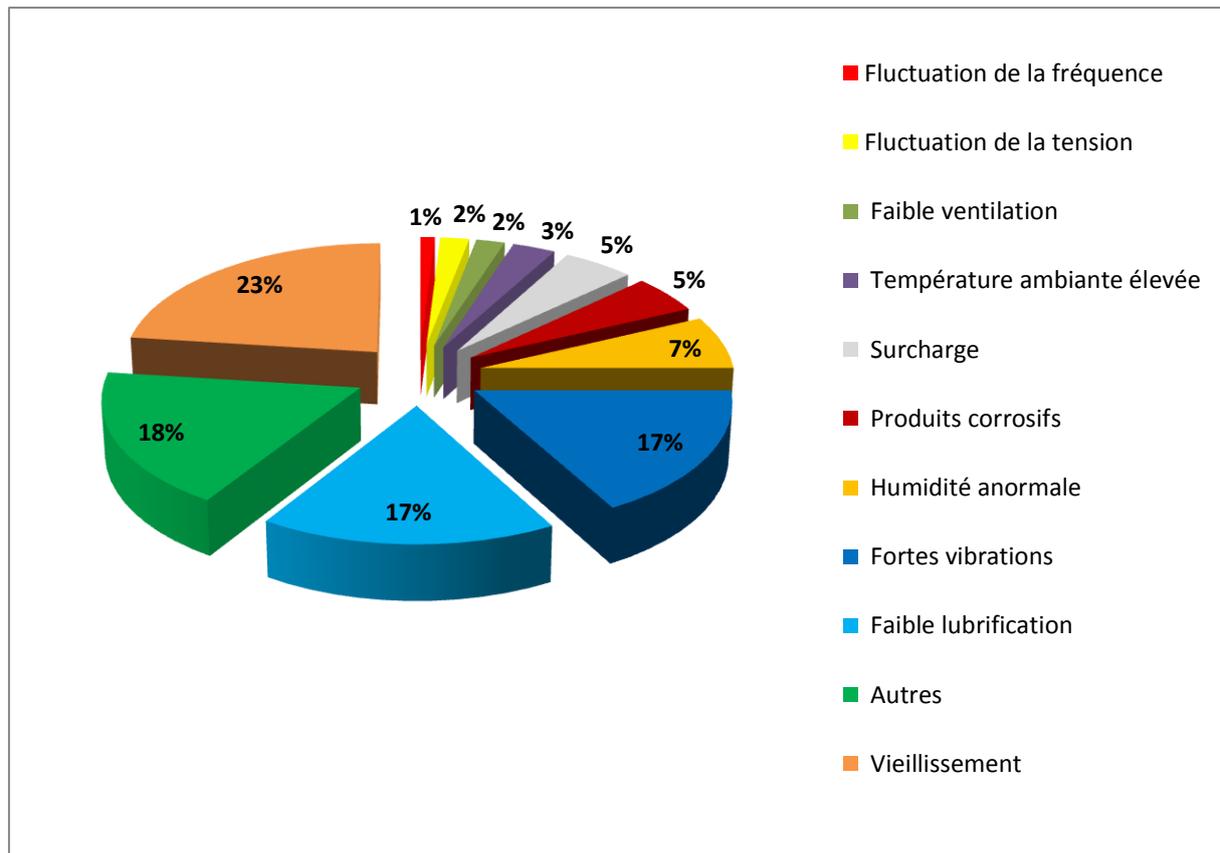


Fig. 1.6 Répartition des facteurs aggravant les défauts

### 1.3.3 Défauts statoriques

Ces défauts sont liés à une dégradation des matériaux d'isolation. L'isolation d'enroulement est exposée à une combinaison de contraintes thermiques, électriques, mécaniques et environnementales qui mènent à la destruction de l'isolant. Lorsque la température interne de la machine dépasse une valeur limite, les matériaux d'isolation se dégradent de manière prématurée [107-108]. Parmi les facteurs favorisant la dégradation de l'isolant, il y a:

- ❖ Surtension;
- ❖ Surointensité suite à une surcharge;
- ❖ Vieillessement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans des conditions de fonctionnement normal, l'isolant finit naturellement par se dégrader;
- ❖ Fonctionnement dans un environnement sévère (contamination provoquée par humidité).

Les défauts statoriques les plus fréquents sont:

- ❖ Un court-circuit entre spires de la même phase;
- ❖ Un court-circuit phase-neutre;
- ❖ Un court-circuit phase-carrosse métallique;

- ❖ Un court-circuit entre deux phases statoriques;
- ❖ Ouverture d'une phase statorique.

Un court-circuit entre spires de la même phase représente un défaut assez fréquent. Il entraîne une augmentation du courant dans la phase affectée et une légère variation de l'amplitude des autres courants statoriques et rotoriques. Un court-circuit dans l'enroulement statorique entraîne un grand courant circulant dans les spires court-circuitées. Il produit un échauffement excessif localisé et assure des conditions favorables pour que le défaut se propage à une plus grande section de l'enroulement. L'échauffement excessif provoqué par le court-circuit entre spires est la raison pour laquelle les moteurs tombent en panne rapidement. Chaque 10% additionnel fait détériorer l'enroulement deux fois plus rapidement que dans un fonctionnement à température normale [9].

L'évolution d'un court-circuit entre spires vers un défaut d'isolation entre l'enroulement et la terre se fait rapidement. Une surveillance en ligne de la décharge dans la structure d'enroulement statorique fournit une indication précise de processus de détérioration [9]. Une autre méthode de détection repose sur l'utilisation d'une bobine enroulée de manière concentrique autour de l'axe de la machine pour analyser la composante axiale du flux de la machine [109]. Les composantes fréquentielles à détecter dans le flux axial sont données par:

$$f_{cc} = \left[ k \pm \left( \frac{n}{p} \right) (1-s) \right] f_s \quad (1.4)$$

$f_{cc}$  : Fréquence de court-circuit;

$f_s$  : Fréquence d'alimentation;

$n = 1, \dots, 2p-1$ ;

$p$  : Nombre de paires de pôles de la machine;

$s$  : Glissement;

$k = 1, 3, \dots, k \in \mathbb{N}$ .

Les défauts statoriques se traduisent aussi à travers le contenu spectral des courants statoriques. Leur image fréquentielle s'exprime de la même manière que dans 1.4 [84-88]. Ils génèrent des composantes fréquentielles à basses et hautes fréquences similaires aux défauts liés à l'excentricité ou au déséquilibre des tensions d'alimentation [9].

### 1.3.4 Défauts rotoriques

Ces défauts apparaissent au niveau du rotor. Ils comptent environ 10% du total des défaillances du moteur asynchrone. En régime sain, les contraintes mécaniques sont accentuées si la machine est fréquemment arrêtée et remise en marche ou si la machine est surchargée [110]. Il est bien connu qu'au démarrage, l'appel du courant peut atteindre 10 fois le courant nominal ce qui provoque un échauffement excessif dans le circuit rotorique. Ces éléments contribuent à la détérioration du rotor et l'apparition des effets indésirables dans les

enroulements statoriques. Les conséquences des défauts rotoriques se manifestent par des performances médiocres au démarrage, des vibrations excessives et des échauffements. Tous ces échauffements contribuent à la détérioration du rotor. Les défauts rotoriques les plus fréquents au rotor sont:

- ❖ Rupture des barres rotoriques;
- ❖ Rupture d'une portion d'anneau.

La rupture des barres est le défaut le plus fréquent au rotor. Ce défaut engendre des ondulations dans le couple électromagnétique en provoquant des vibrations mécaniques indésirables et un échauffement excessif de la machine. La rupture de la portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment. Ces ruptures sont dues à des bulles ou aux dilatations entre les barres et les anneaux [5]. Ce défaut est généralement confondu avec la rupture de barres dans les études statistiques. La rupture d'une portion d'anneau engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure des barres [93]. A travers le spectre du courant statorique, ces harmoniques engendrés se caractérisent par des composantes fréquentielles [5]:

$$f_{bc} = (1 \pm 2ks)f_s \quad (1.5)$$

$f_{bc}$ : Fréquence du défaut rotorique;

$k$ : Entier positif.

### 1.3.5 Défauts d'excentricité

L'excentricité se répartit en deux types. La première est statique; la seconde est dynamique [111-112]. Dans le cas de l'excentricité statique, le centre de rotation de l'arbre du rotor n'est pas celui du centre géométrique du stator. L'excentricité dynamique correspond au cas où le centre de rotation du rotor est différent du centre géométrique du stator mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique du stator. L'excentricité mixte est la présence simultanée des deux excentricités. L'excentricité statique résulte d'un mauvais positionnement du rotor ou du stator. Par contre, l'excentricité dynamique peut être provoquée par plusieurs facteurs, tels que les tolérances de fabrication, l'usure des roulements, le désalignement. L'excentricité provoque des forces radiales déséquilibrées et avec le temps cela peut conduire à la dégradation des roulements et à la réflexion de l'arbre de la machine.

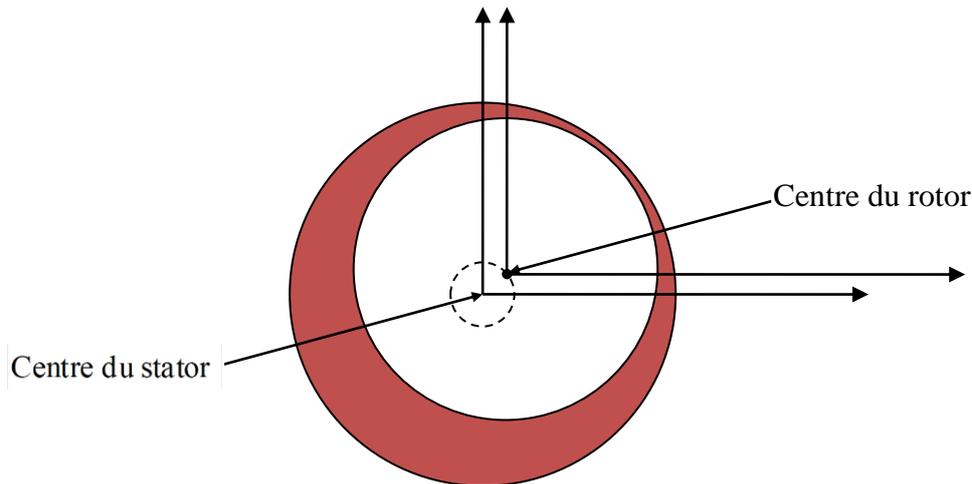


Fig. 1.7 Excentricité rotorique

Les composantes fréquentielles sont données par [111-112]:

$$f_{exc} = \left[ 1 \pm n \left( \frac{1-s}{p} \right) \right] f_s \quad (1.6)$$

$f_{exc}$ : Fréquence d'excentricité.

$n = 1, 2, 3, \dots, n \in N$ .

### 1.3.6 Défauts de roulements

Ce type est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances [93]. La fatigue des roulements a un effet ennuyeux sur le comportement de la machine. Cette fatigue augmente le niveau de bruit et celui des vibrations. Environ 40 % des défauts rencontrés dans les machines asynchrones sont dus aux roulements. Le roulement est composé des éléments suivants [83]:

- ❖ Deux bagues concentriques en acier, appelés bague intérieur et bague extérieur, comportant des chemins de roulements (surfaces sur lesquelles roulent les corps roulants).
- ❖ Des corps roulants, billes ou rouleaux généralement en acier, permettant le mouvement des deux bagues avec un frottement minimal. Le roulement à billes est le plus utilisé parce qu'il a le meilleur rapport performance – prix. Les billes sont, liées par une cage qui assure une distance uniforme entre elles et empêche tout contact.
- ❖ Une cage séparant et guidant les corps roulants.

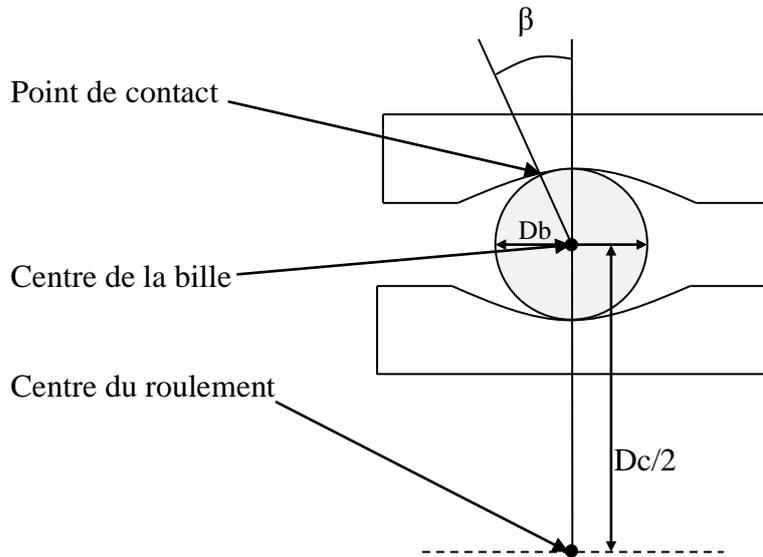


Fig. 1.8 Géométrie d'un roulement à billes

Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément à une dégradation des billes ou de la bande de roulement. L'écaillage des roulements se produit par suite de la destruction de quelques pièces de roulement, due à la fatigue de ce dernier. En plus, les roulements peuvent être détruits sous certaines conditions externes, par exemple:

- ❖ Contamination et corrosion due à l'effet de sables, impuretés, pénétration d'eau...;
- ❖ Lubrification non conforme qui peut produire un échauffement et l'usure des roulements;
- ❖ Mauvais placement des roulements;
- ❖ Désalignement du rotor;
- ❖ L'usure due au vieillissement.

Ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple électromagnétique, l'apparition des pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe entraînant des vibrations. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du moteur.

Suivant l'emplacement du défaut dans l'enroulement, on distingue les défauts suivants:

- ❖ Défaut de bague extérieur;
- ❖ Défaut de bague intérieur;
- ❖ Défaut de bille;
- ❖ Défaut de cage.

Chaque type de défaut est caractérisé par sa fréquence fondamentale. Ces fréquences caractéristiques sont définies à partir des signaux de vibrations [83].

$$\text{❖ Défaut de bague externe: } f_{\text{exc}} = \frac{N_b}{2} f_m \left[ 1 - \frac{D_b}{D_c} \cos\beta \right] \quad (1.7)$$

$$\text{❖ Défaut de bague interne: } f_{\text{in}} = \frac{N_b}{2} f_m \left[ 1 + \frac{D_b}{D_c} \cos\beta \right] \quad (1.8)$$

$$\text{❖ Défaut de bille: } f_{\text{bi}} = \frac{D_c}{2D_b} f_m \left[ 1 - \left( \frac{D_b}{D_c} \cos\beta \right)^2 \right] \quad (1.9)$$

$$\text{❖ Défaut de cage: } f_{\text{ca}} = \frac{1}{2} f_m \left[ 1 - \frac{D_b}{D_c} \cos\beta \right] \quad (1.10)$$

Avec:

$N_b$  : Nombre de billes;

$D_c$  : Diamètre moyen du roulement;

$D_b$  : Diamètre de billes;

$\beta$  : Angle de contact de la bille avec les bagues;

$f_m$  : Fréquence de rotation mécanique.

Un défaut de roulement se traduit dans le spectre du courant statorique par une fréquence caractéristique définie par:

$$f_{c - \text{elec}} = |1 \pm k f_c| \quad (1.11)$$

$k = 1, 2, 3, \dots, k \in N$ ,  $f_s$  est la fréquence d'alimentation électrique et  $f_c = f_{\text{ext}}, f_{\text{in}}, f_{\text{bi}}$  ou  $f_{\text{ca}}$  suivant le type du défaut.

### 1.3.7 Défauts divers

Généralement, ces défauts se produisent suite à un effet externe. Chaque défaut est caractérisé par une image fréquentielle à travers le courant statorique. Parmi ces défauts, nous pouvons citer:

- ❖ Défauts de fixation;
- ❖ Engrenage endommagé;
- ❖ Excitation hydrodynamique;
- ❖ Défauts induits par un desserrage.

## 1.4 Méthodes de diagnostic

Le développement des techniques d'automatisation des processus industriels conduit à l'élaboration des systèmes de plus en plus complexes. L'apparition d'un défaut partiel représente un danger réel sur le processus lui-même ou sur son environnement. L'élaboration d'un système de diagnostic est donc indispensable. De nombreuses méthodes de diagnostic ont été développées. Ces méthodes sont classées en deux grandes approches.

- ✚ Les approches qui se basent sur l'utilisation d'un modèle de comportement construit à partir de la physique de la machine. Les méthodes qui en découlent sont appelées méthodes de **diagnostic interne**.
- ✚ Les approches qui se basent sur l'analyse des signaux mesurables (courants, flux...). Les méthodes qui en découlent sont appelées méthodes de **diagnostic externe**. Dans cette catégorie, on trouve toutes les méthodes basées sur le traitement de signal et celles fondées sur les techniques de l'intelligence artificielle.

Les différentes méthodes sont représentées par la figure 1.9.

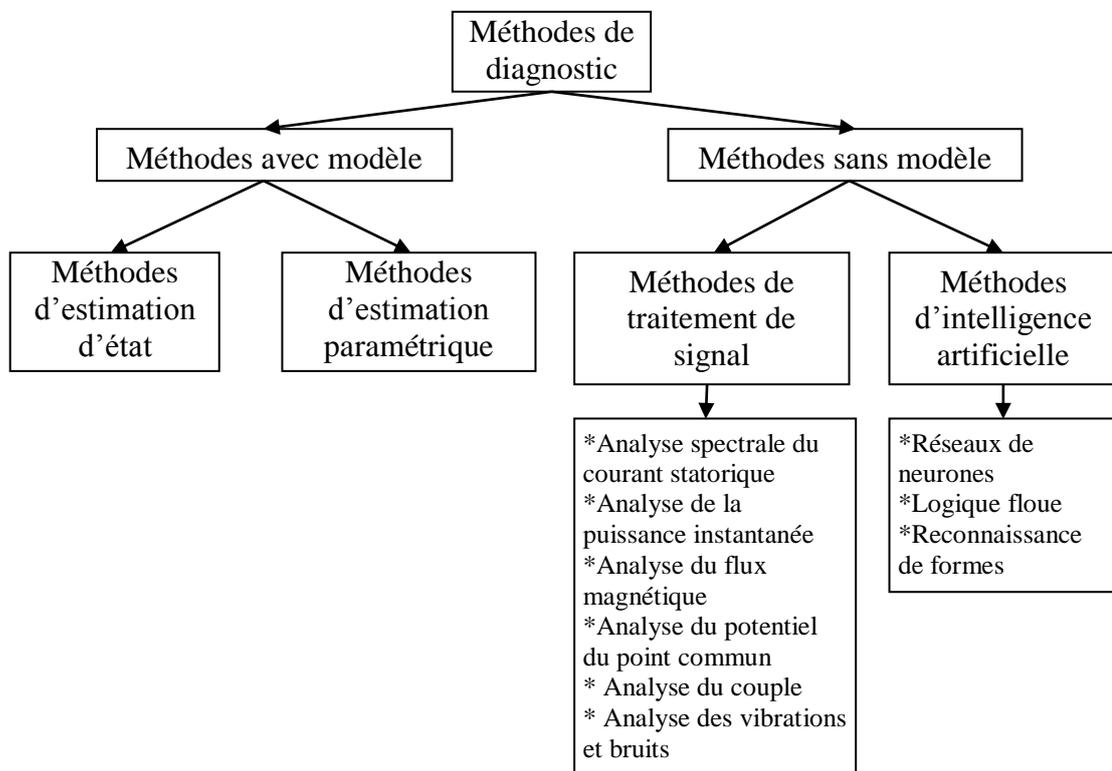


Fig. 1.9 Méthodes de diagnostic

### 1.4.1 Méthodes avec modèle

Ces méthodes reposent sur des connaissances à priori des modèles et des paramètres représentant la machine. La comparaison entre les signaux expérimentaux et les signaux générés par les modèles permet de diagnostiquer l'état de la machine.

**a) Technique d'estimation d'état**

Il s'agit de reconstruire les états et les sorties du système à partir des entrées et des sorties mesurées. Ces sorties estimées sont alors comparées aux sorties réelles en régime sain. Tout écart est considéré comme un signe de défaillance [95-97].

**b) Technique d'estimation paramétrique**

Le principe de cette technique repose sur le fait que les paramètres sensibles aux défauts permettent, par leur variation, de caractériser les différents défauts pouvant altérer le bon fonctionnement de la machine. L'estimation des paramètres du modèle est assurée par un algorithme de minimisation de l'erreur entre la sortie du modèle et celle de la machine. Les valeurs des paramètres en fonctionnement nominal sont connues. Pour détecter l'apparition de défaillance, il faut effectuer la comparaison entre les paramètres estimés et ceux correspondant au fonctionnement nominal. Tout écart est un signe de défaillance [98-100].

**1.4.2 Méthodes de surveillance sans modèle**

Ces méthodes ne nécessitent pas forcément de modèle précis de la machine. Mais reposent plutôt sur une reconnaissance des signatures. Les signatures de défauts, obtenues par modélisation ou par mesure directe, sont généralement enregistrées dans une base de données.

**1.4.2.1 Techniques de traitement du signal**

Ces méthodes se basent sur l'analyse des mesures que fournit la machine lors de son fonctionnement. Les techniques d'analyse temporelle ou fréquentielle identifient le comportement sain de la machine. Pour détecter l'apparition de défaillance, il faut effectuer la comparaison entre les mesures correspondant au régime sain et ceux obtenus en temps réel. Tout écart est un signe de défaillance. La précision de l'analyse effectuée est essentielle pour une bonne décision. Les méthodes classiques les plus utilisées sont: analyse temporelle, analyse de Fourier, analyse d'enveloppe, analyse de cepstre et analyse temps-fréquence [113]. Ces méthodes sont aujourd'hui disponibles dans tout analyseur de spectre moderne et abondamment utilisées dans l'industrie. Ces méthodes sont d'intérêt et suffisantes pour appréhender la plupart des problèmes du diagnostic. Le principal inconvénient de l'analyse spectrale est qu'elle est très sensible à la qualité de la mesure, ainsi qu'à la fréquence d'échantillonnage et aux nombres d'échantillons.

Les grandeurs susceptibles d'être analysées sont:

- ❖ Courant statorique;
- ❖ Puissance instantanée;
- ❖ Flux magnétique;
- ❖ Potentiel du point commun de la machine;
- ❖ Couple électromagnétique.
- ❖ Vibrations

**a) Analyse spectrale du courant statorique**

L'analyse spectrale est la méthode la plus courante et la plus simple. Le diagnostic des machines a été particulièrement dirigé vers cette méthode pour deux raisons. Les courants sont faciles à mesurer. En plus ils fournissent des informations sur de nombreux défauts [84-88].

**b) Analyse de la puissance instantanée**

La puissance instantanée est le produit des tensions d'alimentation et des courants absorbés par la machine. La présence d'un défaut affecte directement la valeur de cette puissance. Ainsi, l'analyse de cette grandeur peut donner des informations sur l'état de la machine. Plusieurs auteurs utilisent cette grandeur pour extraire des signatures fréquentielles significatives aux différents défauts. Il s'est avéré que cette puissance est très sensible à la présence de défauts. En plus, elle donne des résultats plus pertinents que ceux obtenus avec l'analyse spectrale du courant statorique [114].

**c) Analyse du flux magnétique**

La conversion électromagnétique de l'énergie électrique est localisée dans l'entrefer. Cette conversion est donc affectée par tout déséquilibre magnétique, mécanique ou électrique. Le flux d'entrefer représente une grandeur physique sensible aux différents défauts. Il constitue ainsi un très bon indicateur de défauts. La mesure du flux peut être réalisée à l'aide des bobines exploratrices, placées soit à l'extérieur soit à l'intérieur de la machine [115].

**d) Analyse du potentiel du point commun de la machine**

En présence de défauts, la machine devient déséquilibrée. Lorsque la machine est couplée en étoile, le potentiel du point commun de la machine est loin d'être nul. En plus, il est très sensible à la présence des défauts. Ainsi, la tension présente entre ce point commun et le neutre de la source peut être utilisée en vue de la détection des défauts [116].

**e) Analyse du couple électromagnétique**

L'apparition d'un défaut au stator ou au rotor affecte directement la valeur du couple électromagnétique. En conséquence, l'analyse spectrale de cette grandeur peut également donner des informations sur l'état de la machine [117]. Cette technique demeure moins efficace par rapport aux autres méthodes, citées précédemment, car l'acquisition nécessite un équipement assez coûteux par rapport aux autres types de capteurs.

**f) Analyse des vibrations**

L'analyse des vibrations s'effectue grâce à des accéléromètres placés sur les paliers. Les vibrations fournissent des informations sur de nombreux défauts. Cette technique convient particulièrement pour la surveillance des défauts mécaniques (Roulements, excentricité...) [80-82].

### 1.4.2.2 Techniques de l'intelligence artificielle

La surveillance par des techniques de l'intelligence artificielle consiste à associer un ensemble de mesures effectuées sur le système à des états de fonctionnement connus. Ces approches permettent d'avoir une relation d'un espace caractéristique vers un espace de décision [89-94]. Les techniques d'intelligence artificielle sont de plus en plus utilisées dans le domaine de la supervision et du diagnostic des machines électriques. Les industriels ont de plus en plus recours à ce genre de techniques pour augmenter l'efficacité du diagnostic des défauts. L'intelligence artificielle regroupe diverses techniques telles que les réseaux de neurones et la logique floue. Ces méthodes peuvent être utilisées de manière indépendante ou combinées pour améliorer l'efficacité du diagnostic.

### 1.5 Méthodes de la commande tolérante aux défauts

Une commande FTC permet de garantir la stabilité du système et de maintenir des performances dégradées acceptables en présence de perturbations internes et / ou externes (défauts, surcharge, pulsation du couple de charge, température....) et de s'en accommoder de manière automatique. Une perturbation interne se traduit par des défaillances du système physique à commander où par la défaillance des capteurs ou organes d'action (actionneurs, régulateurs...). Pour répondre aux exigences des systèmes tolérants, de nombreuses méthodes et techniques ont été développées et ont fait l'objet de plusieurs publications [17-30]. On distingue généralement deux approches. La première approche regroupe les méthodes dites passives (Passive Fault Tolerant Control, PFTC), tandis que la seconde regroupe les méthodes dites actives (Active Fault Tolerant Control, AFTC).

Les différentes méthodes de la commande tolérante sont illustrées par la figure 1.10.

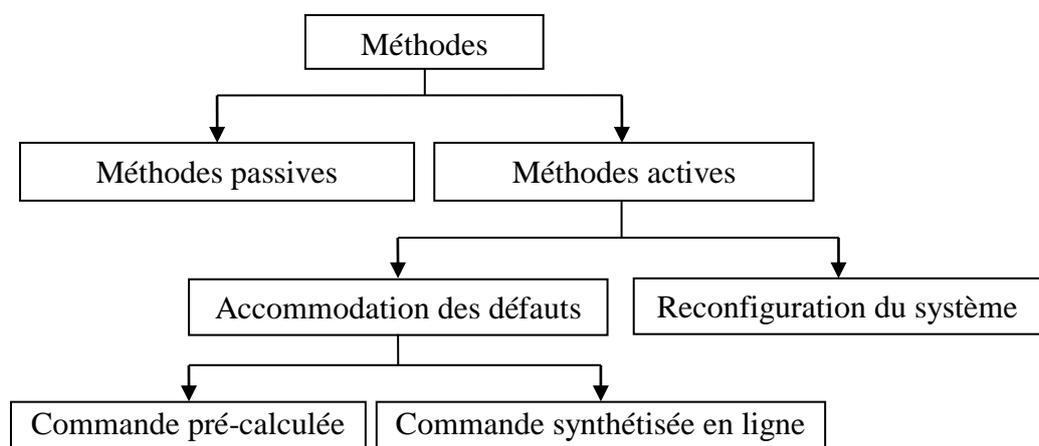


Fig. 1.10 Différentes méthodes de la commande tolérantes aux défauts

### 1.5.1 Méthodes passives

Les méthodes passives sont équivalentes aux méthodes de synthèse de loi de commande robuste. Ces méthodes ont été développées pour assurer que le système en boucle fermée demeure insensible aux différents défauts et perturbations. Cette approche se réalise sans changement de structure de régulateurs et sans utilisation de bloc de détection de défauts ni aucune restructuration des lois de commande. Plusieurs techniques de commande robuste ont été utilisées dans la littérature. Dans [102], les auteurs proposent une méthodologie basée sur la minimisation d'un critère de type LQG (Linear Quadratic Gaussian) permettant de synthétiser la loi de commande FTC. Dans [118], les auteurs utilisent la paramétrisation de Youla comme degré de liberté pour réaliser les objectifs de la commande FTC. La minimisation d'un critère  $H_\infty$  est aussi le point initial autour duquel l'article [119] a été élaboré. Dans les références [17] et [31], les auteurs utilisent une méthodologie basée sur les techniques de commande non linéaires: Backstepping et mode glissant pour synthétiser une commande FTC. Il s'est avéré que l'utilisation seule de la commande robuste peut être risquée. En effet, sans utilisation d'un module de diagnostic et sans connaissance de l'ampleur du défaut (dépassement en courant, ondulations du couple...), le système passif a alors une faible capacité de tolérance aux défauts.

### 1.5.2 Méthodes actives

L'approche active consiste à synthétiser un bloc de détection permettant de fournir de manière aussi précise que possible une information sur les défauts éventuels, puis d'exploiter cette information en ligne afin de compenser l'effet de ces défauts tout en assurant la stabilité et des performances dégradées acceptables [42-43]. Les méthodes actives sont divisées en deux types: la reconfiguration du système et l'accommodation des défauts.

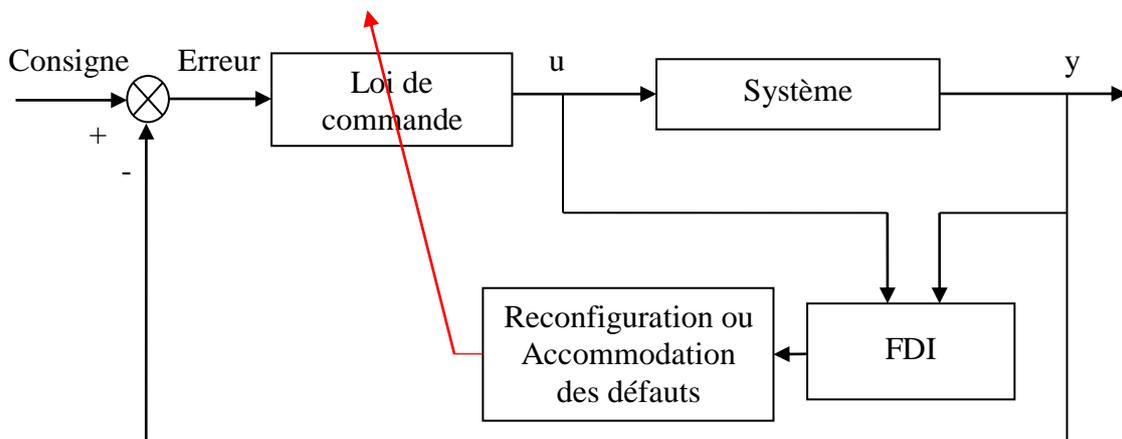


Fig. 1.11 Schéma de principe d'une commande AFTC

Les méthodes de reconfiguration du système sont souvent fondées sur l'existence de la redondance matérielle. L'idée consiste à détecter et à localiser convenablement les défauts et à commuter ensuite sur une nouvelle chaîne d'actionneurs et / ou de capteurs redondants sains. Pour un défaut système, il s'agit de modifier, si c'est possible, la structure du système afin de compenser l'effet du défaut. Lorsqu'un recours à une redondance matérielle n'est pas possible, la solution est de concevoir des stratégies d'accommodation permettant de compenser complètement ou partiellement l'effet du défaut en utilisant les solutions disponibles. Pour l'accommodation, deux solutions peuvent être utilisées. La première consiste à sélectionner la loi de commande adéquate à partir d'un ensemble de correcteurs précalculés hors ligne. Cette approche se base sur le fait qu'il existe un correcteur précalculé pour chaque mode de fonctionnement. Un correcteur pour le fonctionnement normal et un correcteur pour chaque régime de défaut. Cette approche est illustrée sur la figure 1.12. Elle comporte trois composantes [28]:

- ❖ Un banc de correcteurs;
- ❖ Un module de détection des défauts;
- ❖ Un mécanisme de commutation permettant la sélection des correcteurs.

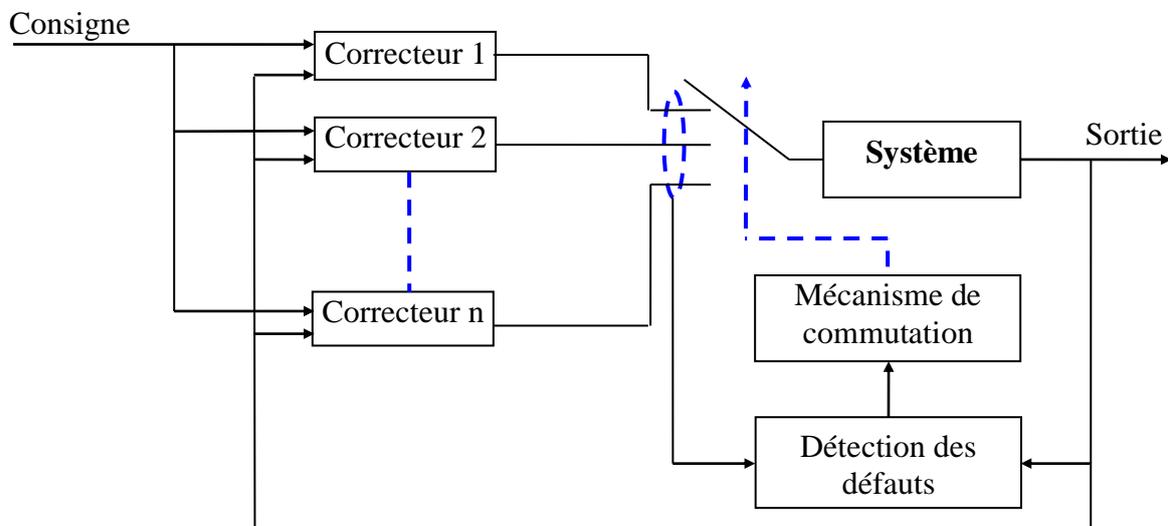


Fig. 1.12 Schéma d'une commande AFTC à base d'un banc de correcteurs

Cette approche n'est pas très pratique à cause du nombre important de défauts. Il faut donc un nombre important de correcteurs à mettre en place.

La seconde approche se base sur la conception en ligne des paramètres du correcteur. Deux cas peuvent être considérés: l'accommodation ou la restructuration de la loi de commande. En accommodation, la loi de commande est calculée par l'adaptation en ligne des paramètres du régulateur suite à l'occurrence d'un défaut. Dans ce cas, la loi de commande possède une structure fixe. Si les correcteurs ne peuvent être accommodés, la loi de commande doit être restructurée, en ajoutant un terme de compensation de défauts à la commande nominale [17-20].

Les deux principaux avantages de la commande AFTC sont [18]:

- La capacité de faire face à des défauts inconnus grâce au module FDI;
- La possibilité d'atteindre des performances optimales.

Grace à leurs meilleures performances et leurs capacités de tolérance, les méthodes AFTC sont plus développées dans la littérature que les méthodes PFTC. Pour toutes ces raisons nous nous orientons, dans le cadre de ce travail, vers l'approche AFTC. Il est judicieux de décrire succinctement les grandes méthodes utilisées dans la littérature pour l'accommodation des défauts. Sans être exhaustif, les méthodes les plus utilisées dans la littérature sont:

- ❖ Méthode du pseudo inverse ;
- ❖ Commande multi-modèles;
- ❖ Commande par observateur adaptatif;
- ❖ Commande adaptative;
- ❖ Commande prédictive.

### 1.5.2.1 Méthode du pseudo inverse

Cette méthode consiste à modifier la loi de commande par retour d'état de telle sorte que la dynamique du système défaillant en boucle fermée soit approximativement égale à celle du système nominal en boucle fermée [120-121]. En régime nominal, le système est décrit par la représentation d'état de la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (1.12)$$

$$x \in \mathbb{R}^n, y \in \mathbb{R}^m, u \in \mathbb{R}^r, A \in \mathbb{R}^{n \times n}, B \in \mathbb{R}^{n \times r}, C \in \mathbb{R}^{m \times n}$$

Supposons que le système est commandé avec un contrôleur par retour d'état défini par:

$$u = kx \quad (1.13)$$

$$k \in \mathbb{R}^{m \times n}$$

En boucle fermée, le système est décrit par le modèle d'état:

$$\begin{cases} \dot{x} = (A + Bk)x \\ y = Cx \end{cases} \quad (1.14)$$

En présence des défauts, le système est représenté par le modèle d'état:

$$\begin{cases} \dot{x}_f = A_f x_f + B_f u_f \\ y_f = C_f x_f \end{cases} \quad (1.15)$$

La méthode du pseudo inverse consiste à déterminer la matrice de gain  $k_f$  de telle sorte que la dynamique du système défaillant en boucle fermée soit approximativement égale à celle du système nominal.

$$\begin{aligned} u_f &= k_f x_f \\ A + Bk &= A_f + B_f k_f \end{aligned} \quad (1.16)$$

Le gain  $k_f$  est défini par:

$$k_f = B_f^+ (A - B_f + BK) \quad (1.17)$$

$B_f^+$  est la matrice pseudo-inverse de la matrice  $B_f$ .

Cette méthode a l'avantage d'être simple et facile à implémenter en ligne car les variations paramétriques causées par les défauts sont prises en compte directement dans la matrice de gain  $k_f$ . Le principal inconvénient de cette méthode réside dans le fait que la loi de commande ne garantit pas toujours la stabilité en boucle fermée du système défaillant [28]. Pour remédier à cet inconvénient, la méthode du pseudo-inverse modifié a été proposée dans la littérature [122].

### 1.5.2.2 Méthodes multi-modèles

Les méthodes précédentes se basent sur un modèle linéaire du système à commander. Dans le cas d'un système non linéaire, une approche possible pour développer des stratégies de commande FTC est d'utiliser une représentation multi-modèles. Ces méthodes se basent sur un ensemble fini de modèles linéaires reliés par des fonctions d'activation. Cet ensemble décrit le système dans des conditions nominale et défaillante. Le principe des méthodes multi-modèles est de synthétiser en ligne une loi de commande à appliquer à travers une combinaison pondérée des différentes lois de commande issues des correcteurs précalculés [19]. Deux principales méthodes peuvent être utilisées.

#### a) Multiple Model Switching and Tuning: MMST

La dynamique de chaque mode est décrite par un modèle spécifique qui se caractérise par un correcteur correspondant. La reconfiguration de la commande consiste à déterminer le couple Modèle ( $M_i$ ) / Contrôleur ( $C_i$ ) le plus adéquat à une situation dégradée spécifique. En présence des défauts, le système est supposé passer d'un modèle nominal  $M_0$  à un modèle défaillant  $M_f$  correspondant à un contrôleur pré-calculé ( $C_f$ ) [123]. Considérons le système représenté, en régime nominal, par la forme d'état:

$$M_0: \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (1.18)$$

Soit  $W$  l'ensemble de  $N$  modèles linéaires:

$$W = \{M_1, M_2, \dots, M_N\}$$

Tel que:

$$M_i : \begin{cases} \dot{x}_i = A_i x_i + B_i u_i \\ y_i = C_i x_i \end{cases} \quad (1.19)$$

Le choix du contrôleur est effectué en se basant sur un indice de performance à minimiser. L'indice de performance est calculé en fonction de l'erreur entre les sorties estimées du modèle  $M_i$  et les sorties mesurées. Un exemple d'indice de performance est donné par [124].

$$J_i = \alpha e_i^2(t) + \beta \int_0^t e^{-\lambda \tau} e_i^2(\tau) d\tau \quad (1.20)$$

$$\alpha \geq 0 ; \beta \geq 0 ; \lambda \geq 0.$$

$\alpha$  et  $\beta$  sont des coefficients de pondération des erreurs instantanées et des termes à long terme. Le facteur  $\lambda$  assure la bornitude de l'indice de performance  $J_i(t)$  pour une erreur  $e_i$  bornée. Le couple Modèle ( $M_i$ ) / Contrôleur ( $C_i$ ) possédant le plus petit indice de performance est alors choisi.

### b) Interacting Multiple Model: IMM

Dans cette méthode, chaque mode de fonctionnement est modélisé par une combinaison de modèles prédéfinis dans un ensemble  $W$ . Le système défaillant peut s'écrire sous la forme

$$M_f = \sum_{i=1}^N \mu_i M_i \quad (1.21)$$

$$M_i \in W, \mu_i > 0$$

$$\sum_{i=1}^N \mu_i = 1 \quad (1.22)$$

Dans cette méthode, le processus de détection consiste à identifier en ligne les variables  $\mu_i$ . Après l'identification du modèle défaillant, une multitude de stratégies d'accommodation peut être utilisée [19].

### 1.5.2.3 FTC par observateur adaptatif

Une approche d'identification des paramètres et variables d'état du système défaillant se réalise par l'utilisation d'un observateur adaptatif dans lequel les paramètres les plus sensibles aux défauts sont identifiés et adaptés dans le modèle d'état de l'observateur. Ces paramètres et variables d'état sont utilisés pour élaborer la loi de commande du système défaillant ou pour établir un module de détection et localisation des défauts (FDI). Lorsqu'il s'agit de plusieurs paramètres à identifier, la solution consiste à utiliser un ensemble d'observateurs adaptatifs. Chaque observateur adaptatif estime un seul paramètre du système commandé, en plus des variables d'état. Pour ses multiples avantages, les observateurs adaptatifs ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche ayant pour objectifs la synthèse d'une commande FTC [42].

### 1.5.2.4 Commande adaptative

La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement en ligne et en temps réel les régulateurs de la boucle de commande de manière à réaliser ou à maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé varient dans le temps ou sont inconnues [125]. Cette commande a pour capacité d'adapter automatiquement les paramètres du régulateur à structure fixe en fonction des changements des paramètres du système. C'est l'approche la plus simple pour l'accommodation des défauts. Les techniques de commande adaptative sont plus tolérantes que les méthodes passives parce que le calcul de la loi de commande dépend de l'état des paramètres en temps réel. Ces méthodes ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche pour l'élaboration d'une commande FTC [126-127].

La commande adaptative peut être structurée selon les catégories suivantes:

- ❖ Commande adaptative avec modèle de référence (MRAC).
- ❖ Système de commande auto-ajustable (Self Tuning Control – STC).

#### a) Commande adaptative avec modèle de référence MRAC

La commande MRAC consiste à l'ajustement en temps réel des régulateurs afin de maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du système varient dans le temps. Elle requiert la mesure d'un certain indice de performance qui est comparée à l'indice désiré. Suivant l'écart obtenu, le mécanisme d'adaptation modifie les paramètres du correcteur ajustable afin de minimiser l'erreur de sortie système – modèle de référence [128]. Elle utilise des méthodes d'identification en temps réel pour estimer le vecteur des paramètres  $\theta$ . Le principe de la commande adaptative MRAC est illustré par la figure 1.13.

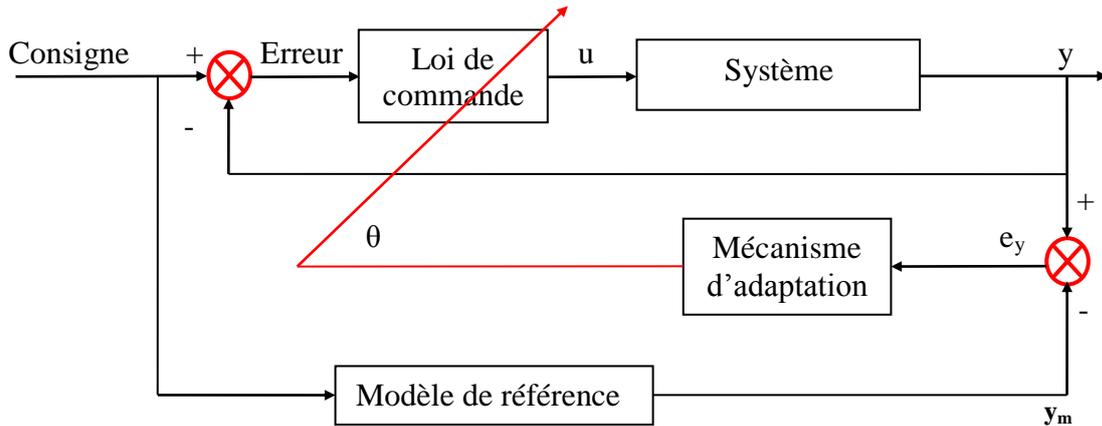


Fig. 1.13 Schéma de principe de la commande adaptative MRAC

### b) Commande adaptative à correcteur auto-ajustable

Son schéma de principe comporte une boucle interne, système – correcteur, et une boucle externe comprenant un bloc d'identification des paramètres du système et un mécanisme d'adaptation qui minimise l'erreur entre la sortie du système et son estimation [128].

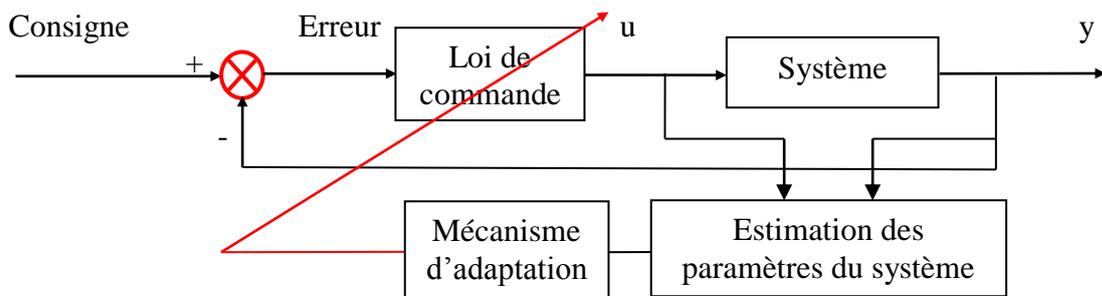


Fig. 1.14 Principe de la commande adaptative à correcteur auto-ajustable

### 1.5.2.5 Commande prédictive

L'objectif de la commande prédictive est de déterminer une séquence de commande qui réduit au minimum une fonction de coût  $J$ . Cette dernière est basée sur l'erreur entre la sortie prévue du modèle et celle de la référence désirée. Cette méthode permet de garantir la stabilité du système et de maintenir des performances très proches à celles du système nominal en réadaptant les correcteurs en régime défaillant. L'aptitude de cette commande à résoudre le problème d'accommodation des défauts a fait l'objet des travaux de recherche [128-130].

## 1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un panorama de défauts susceptibles d'affecter les différentes parties de la machine, leurs signatures, leurs causes, ainsi que les dégradations électromagnétiques pouvant être engendrées. Nous avons aussi présenté un aperçu des méthodes de diagnostic de la machine. Deux grandes familles ont été présentées. La première famille regroupe les méthodes basées sur un modèle analytique de la machine. Par contre, la deuxième famille regroupe les méthodes, dites sans modèle, basées sur le traitement du signal et les techniques de l'intelligence artificielle. Enfin, nous avons présenté l'objectif et les différentes techniques de la commande FTC. Il s'avère que l'approche AFTC est la plus appropriée par rapport à l'approche PFTC. L'avantage principal de l'approche AFTC est qu'elle permet de préserver les objectifs de la commande FTC tout en assurant le diagnostic de la machine en temps réel. Parmi les différentes méthodes AFTC, présentées précédemment, nous allons utiliser la méthode basée sur les observateurs adaptatifs pour la synthèse de la commande FTC. Les paramètres seront adaptés en utilisant des mécanismes d'adaptation élaborés grâce à la théorie de stabilité de Lyapunov.

## Chapitre II

# Modélisation de la machine en tenant compte de l'effet des harmoniques d'espace

### 2.1 Introduction

La modélisation d'une machine asynchrone en vue de son diagnostic représente une étape très délicate. Elle doit intégrer un bon niveau de précision dans la description du comportement dynamique de la machine tout en respectant une certaine simplicité du modèle mathématique. Le diagnostic de la machine nécessite une bonne connaissance de son fonctionnement en régime sain. Les méthodes de modélisation les plus utilisées sont:

- ❖ Méthode des éléments finis;
- ❖ Méthode des réseaux de perméance;
- ❖ Méthode des circuits couplés.

La méthode des éléments finis est une approche qui requiert un temps de calcul important. Elle se base sur la résolution des équations de Maxwell pour décrire le comportement de la machine [67-68]. La méthode des réseaux de perméance se base sur la décomposition en tubes de flux élémentaires du circuit magnétique de la machine. Chaque tube est caractérisé par sa perméance suivant qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, on construit un réseau dit de perméance. Ces réseaux peuvent être assimilés à un circuit électrique habituel à la différence près que ce sont les flux et les différences de potentiel magnétiques qui rentrent en jeu à la place des courants et tensions [8-9]. La troisième méthode se base sur la théorie des circuits couplés. Elle permet de calculer toutes les inductances en tenant compte de la structure géométrique de la machine [69-75]. En effet, les inductances contiennent les signatures des différents phénomènes pouvant apparaître au niveau d'une machine asynchrone. Un calcul précis de ces inductances conduit à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que le courant statorique, couple électromagnétique, puissance... Cette approche offre un bon compromis entre la précision du modèle et le temps de calcul. Pour cela, nous nous sommes orientés vers cette approche.

Dans une machine asynchrone portant un nombre fini d'encoches statoriques, la répartition de la FMM le long de l'entrefer n'est pas sinusoïdale. Les harmoniques de cette FMM modifient le contenu spectral des grandeurs électromagnétiques, utilisées souvent pour la commande ou le diagnostic de la machine [76-79]. Dans ce chapitre, nous allons présenter un modèle d'état dont lequel les différentes matrices des inductances sont calculées en tenant compte de l'effet de ces harmoniques d'espace. Nous terminerons ce chapitre par le calcul des paramètres du modèle triphasé équivalent au rotor à cage en fonction des dimensions et caractéristiques du rotor. Ces paramètres équivalents seront exploités en vue de déterminer les caractéristiques de la machine dans le repère  $\alpha\beta$ .

Pour simplifier la modélisation de la machine, certaines hypothèses simplificatrices doivent être adoptées. Les barres rotoriques sont isolées les unes des autres. Ceci permet d'éliminer les courants interbarres et leurs effets au niveau de la cage rotorique. Le circuit magnétique est supposé linéaire. Les pertes dans le fer, l'effet d'extrémités des têtes de bobines et l'effet pelliculaire sont aussi négligeables. Les harmoniques de temps créés par l'alimentation ont été incorporés dans la modélisation de l'alimentation de la machine.

## 2.2 Calcul des inductances

Les harmoniques d'espace sont générés dans le courant statorique à cause de deux facteurs:

- ❖ La distribution des bobines dans un nombre fini d'encoches (harmonique de distribution).
- ❖ Les ouvertures d'encoches qui modifient la longueur effective de l'entrefer (harmoniques de perméance). L'effet des harmoniques de perméance est faible par rapport à celui des harmoniques de distribution [11], [131]. Pour cette raison, nous tenons compte uniquement de l'effet des harmoniques de distribution.

### 2.2.1 Inductances statoriques

#### 2.2.1.1 Description du stator

Le stator de la machine est muni de trois enroulements identiques dont les axes magnétiques sont décalés d'un angle électrique de  $2\pi/3$ . La répartition de l'induction magnétique le long de l'entrefer ne dépend que de la distribution du bobinage le long du stator. Il existe Plusieurs types [132]. Nous citons:

- ❖ Bobinage imbriqué diamétral à pôles conséquents;
- ❖ Bobinage concentrique à pôles conséquents;
- ❖ Bobinage concentrique à pôles non conséquents;
- ❖ Bobinage imbriqué diamétral à pôles non conséquents;
- ❖ Bobinage imbriqué raccourci à pôles non conséquents.

Ces dispositions ne diffèrent que par la répartition et la longueur des têtes de bobines [132]. Elles n'altèrent que:

- ❖ La masse utilisée du cuivre, et donc le cout de construction;
- ❖ Les chutes ohmiques et le flux de fuite, donc le rendement;
- ❖ Le refroidissement de ces connexions, qui est souvent un critère important;
- ❖ La facilité de mise en œuvre de manière industrielle ainsi que la facilité d'isolation.

Certains types ne sont jamais utilisés car ils sont difficiles à mettre en œuvre, comme le cas de tous les bobinages imbriqués [132]. Les autres sont couramment utilisés. Dans le cadre de ce travail, nous considérons une machine bipolaire avec un bobinage concentrique à pôles conséquents dont chaque enroulement se compose de quatre bobines logées dans les encoches du stator comme il est illustré par la figure 2.1.

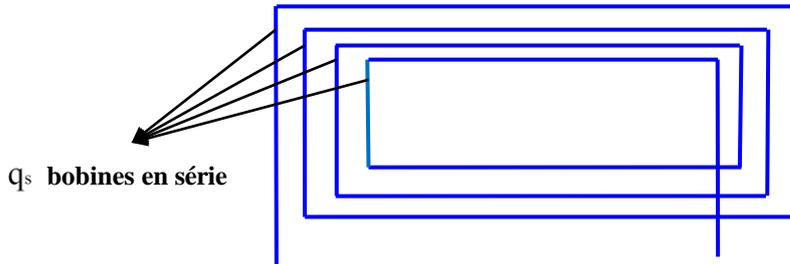


Fig. 2.1 Bobinage concentrique à pôles conséquents

Pour intégrer l'effet des harmoniques d'espace au modèle de la machine, la méthode consiste à calculer les différentes inductances à partir de l'expression de l'induction d'entrefer créée par chaque phase statorique. Pour calculer les différentes inductances, il est nécessaire de déterminer la répartition de la FMM produite par un circuit statorique d'ordre « j ». En utilisant la distribution de cette FMM, il est possible de calculer le flux mutuel entre deux circuits quelconques « i » et « j » et l'inductance mutuelle entre ces deux circuits. L'inductance de magnétisation s'obtient en mettant  $i = j$ .

### 2.2.1.2 Distribution de la FMM statorique

Dans le cas d'une machine ayant un bobinage concentrique à pôles conséquents, les bobines de chaque phase ont un axe magnétique commun. Chaque bobine constituant la phase « j » se compose d'un nombre de spires «  $N_j$  » et dont l'axe magnétique fait un angle  $\alpha_j$  avec l'axe de référence. La FMM produite par cette bobine est représentée par la figure 2.2.

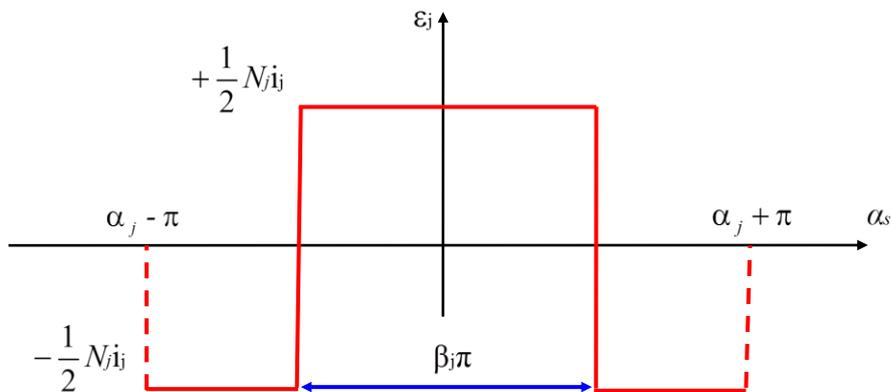


Fig. 2.2 Distribution de la FMM produite par une bobine statorique

Lorsque la bobine est traversée par un courant «  $i_j$  », la FMM produite, le long de l'entrefer, est représentée par le système d'équations:

$$\varepsilon_j(\alpha_s) = \begin{cases} -\frac{1}{2} N_j i_j & \Rightarrow \alpha_j - \pi \leq \alpha_s \leq \alpha_j - B_j \frac{\pi}{2} \\ +\frac{1}{2} N_j i_j & \Rightarrow \alpha_j - B_j \frac{\pi}{2} \leq \alpha_s \leq \alpha_j + B_j \frac{\pi}{2} \\ -\frac{1}{2} N_j i_j & \Rightarrow \alpha_j + B_j \frac{\pi}{2} \leq \alpha_s \leq \alpha_j + \pi \end{cases} \quad (2.1)$$

Cette FMM est décomposable en série de Fourier. Elle ne comprend, outre le fondamental, que des harmoniques impaires. En prenant comme origine l'axe de la bobine, Nous aurons:

$$\varepsilon_j(\alpha_s) = \frac{2}{\pi} N_j i_j \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h} \sin\left(h \beta_j \frac{\pi}{2}\right) \cos(h(\alpha_s - \alpha_j)) \quad (2.2)$$

$h$  : Ordre des harmoniques d'espace;

$\alpha_s$  : Position angulaire d'un point d'entrefer;

$\alpha_j$  : Position de l'axe magnétique de la phase «  $j$  ».

L'harmonique d'ordre  $h$  de cette FMM est donné par:

$$\varepsilon_{jh}(\alpha_s) = \frac{2}{\pi} N_j i_j \frac{1}{h} \sin\left(h \beta_j \frac{\pi}{2}\right) \cos(h(\alpha_s - \alpha_j)) \quad (2.3)$$

Pour une phase statorique ayant  $q_s$  bobines, l'harmonique d'ordre  $h$  de la FMM résultante s'obtient en appliquant le principe de superposition des harmoniques de même ordre. Elle s'exprime par:

$$\lambda_{jh}(\alpha_s) = \frac{1}{h} \frac{2}{\pi} i_j \sum_{j=1}^{q_s} N_j \sin\left(h \beta_j \frac{\pi}{2}\right) \cos(h(\alpha_s - \alpha_j)) \quad (2.4)$$

### 2.2.1.3 Calcul des inductances statoriques

En négligeant la réluctance du circuit magnétique, la distribution de l'induction magnétique le long de l'entrefer peut être déterminée en appliquant la loi d'Ampère [133-134]. Elle s'exprime par:

$$B_{jh}(\alpha_s) = \frac{\mu_0}{g} \lambda_{jh}(\alpha_s) \quad (2.5)$$

$\mu_0$  : Perméabilité du vide;

$g$  : Epaisseur d'entrefer;

L'harmonique d'ordre  $h$  du flux mutuel produit par la bobine «  $j$  » à travers une bobine d'une phase  $i$  et d'ouverture  $\beta_i$  est donné par [133-134]:

$$\phi_{ijh} = \int_{\alpha_i - \beta_i \frac{\pi}{2}}^{\alpha_i + \beta_i \frac{\pi}{2}} B_{jh}(\alpha_s) r l d\alpha_s \quad (2.6)$$

$l$  : Longueur utile de la machine;

$r$  : Rayon moyen de la machine.

De même, la phase «  $i$  » se compose de  $q_s$  bobines en série. Le flux mutuel entre les deux circuits «  $i$  » et «  $j$  » s'écrit:

$$\phi_{ijh} = \frac{1}{h^2} \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g} \cos(h(\alpha_j - \alpha_i)) \sum_{j=1}^{q_s} N_j \sin(h\beta_j \frac{\pi}{2}) \sum_{i=1}^{q_s} N_i \sin(h\beta_i \frac{\pi}{2}) \quad (2.7)$$

En conséquence, l'inductance mutuelle d'ordre  $h$  entre les deux circuits «  $i$  » et «  $j$  » s'exprime par:

$$L_{ijh} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g} \frac{1}{h^2} \cos(h(\alpha_j - \alpha_i)) \sum_{j=1}^{q_s} N_j \sin(h\beta_j \frac{\pi}{2}) \sum_{i=1}^{q_s} N_i \sin(h\beta_i \frac{\pi}{2}) \quad (2.8)$$

L'inductance mutuelle totale entre ces deux circuits s'écrit:

$$L_{ij} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h^2} \cos(h(\alpha_j - \alpha_i)) \sum_{j=1}^{q_s} N_j \sin(h\beta_j \frac{\pi}{2}) \sum_{i=1}^{q_s} N_i \sin(h\beta_i \frac{\pi}{2}) \quad (2.9)$$

Pour  $i = j$ , nous obtenons l'inductance de magnétisation. Elle est donnée par:

$$L_{ms} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h^2} \left( \sum_{j=1}^{q_s} N_j \sin(h\beta_j \frac{\pi}{2}) \right)^2 \quad (2.10)$$

### 2.2.2 Inductances mutuelles stator-rotor

Pour calculer l'inductance mutuelle entre l'enroulement «  $j$  » au stator et une maille rotorique d'ordre «  $k$  », il suffit de déterminer le flux mutuel entre ces deux circuits. Ce flux s'exprime par [105-106]:

$$\phi_{kjh} = \int_{\theta_k}^{\theta_k + \alpha_r} B_{jh}(\alpha_s) r l d\alpha_s \quad (2.11)$$

Avec:

$\theta_k$  : Position angulaire de la maille rotorique;

$\alpha_r$  : Ouverture d'une maille rotorique.

Après simple calcul, l'inductance mutuelle entre les deux circuits « j » et « k » est:

$$L_{kj} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h^2} \cos(h(\theta_k + \delta - \alpha_j)) \sin(h\delta) \sum_{j=1}^{q_s} N_j \sin(h\beta_j \frac{\pi}{2}) \quad (2.12)$$

Avec:

$$\delta = \frac{\alpha_r}{2} \quad (2.13)$$

$$\theta_k = \theta_r + (k - 1)\alpha_r, \quad k = 1, 2, \dots, q \quad (2.14)$$

$\theta_r$  : Position angulaire de la première maille rotorique.

Le circuit d'anneau est placé dans le plan parallèle aux lignes d'induction magnétique. Par conséquent, les inductances mutuelles entre ce circuit et les autres circuits sont nulles. Ainsi, le courant d'anneau  $i_e$  est résolument nul. De ce fait, ce courant n'est pas pris en compte lors de la modélisation de la machine.

### 2.2.3 Inductances rotoriques

#### 2.2.3.1 Distribution de la FMM rotorique

Le rotor se compose de n mailles identiques. Chaque maille est constituée par deux barres adjacentes ainsi que les deux segments d'anneau de court-circuit les relie. Chaque maille est étudiée sous forme de circuit électrique dans lequel chaque barre rotorique est modélisée par une résistance en série avec une inductance, tout comme chaque segment d'anneau de court-circuit.

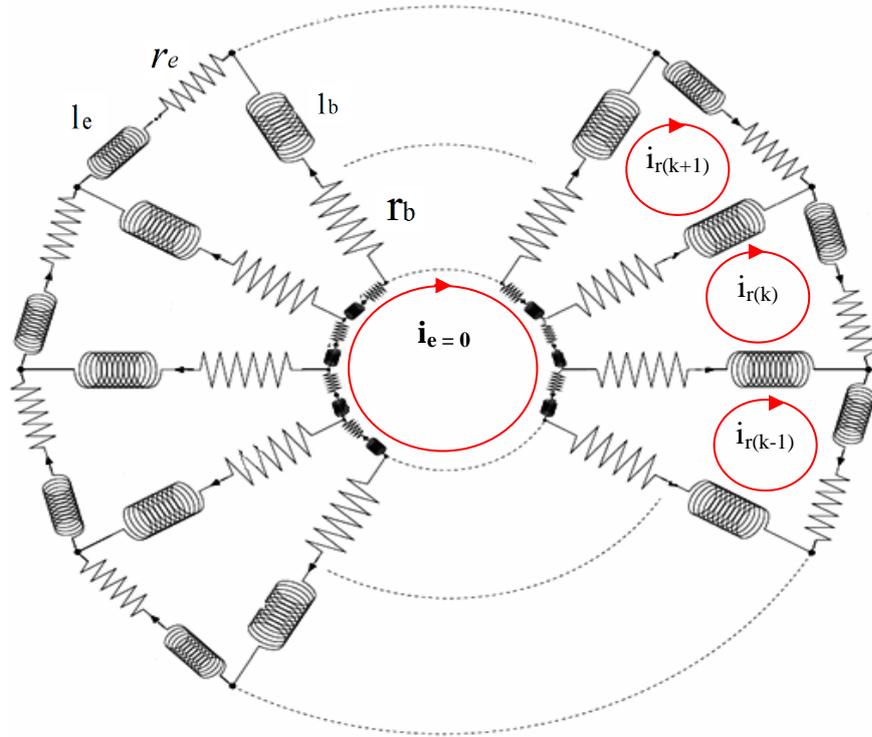


Fig. 2.3 Circuits équivalents d'un rotor à cage

Avant de calculer les différentes inductances rotoriques, il faut déterminer la FMM produite par une maille rotorique. La distribution de la FMM d'une boucle rotorique est telle qu'elle ne prenne seulement que deux valeurs suivant que nous sommes à l'intérieur ou à l'extérieur de la boucle. Elle est illustrée par la figure 2.4 [105-106].

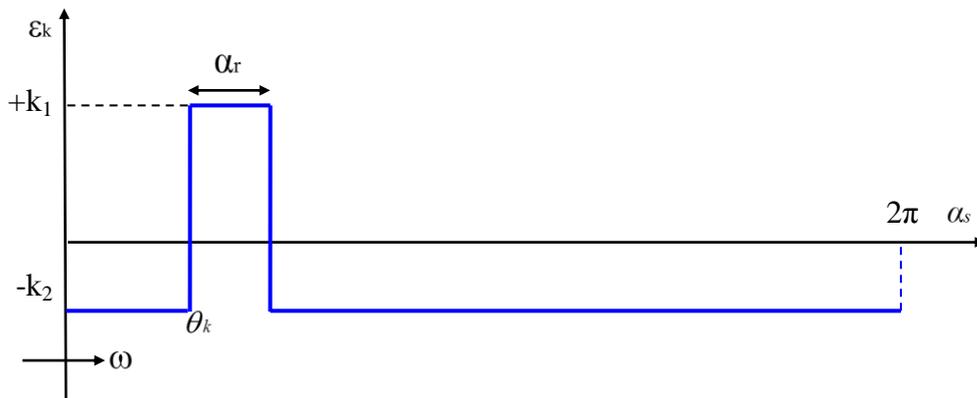


Fig. 2.4 FMM produite par une maille rotorique

Avec:

$\alpha_r$  : Ouverture d'une maille rotorique;

$\theta_k$  : Position de la  $k^{\text{ème}}$  maille rotorique par rapport au stator.

Pour déterminer les deux coefficients  $k_1$  et  $k_2$ , deux considérations s'imposent:

❖ La loi de **Gauss** s'écrit [133]:

$$\int_0^{2\pi} B_r(\alpha_s) r l d\alpha_s = 0 \quad (2.15)$$

Cette condition conduit à ce que la valeur moyenne de la FMM est nulle.

D'où:

$$k_1 \alpha_r = k_2 (2\pi - \alpha_r) \quad (2.16)$$

$B_r$  : Champ magnétique créée par une maille rotorique.

$\alpha_r$  : Ouverture d'une maille rotorique.

❖ Chaque maille est considérée comme un circuit à une spire, d'où:

$$k_1 + k_2 = 1 \quad (2.17)$$

Nous obtenons :

$$k_2 = \frac{\alpha_r}{2\pi} \quad (2.18)$$

$$k_1 = 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \quad (2.19)$$

La FMM créée par le circuit rotorique d'ordre « k » s'exprime par:

$$\varepsilon_k(\alpha_s) = \begin{cases} -\frac{\alpha_r}{2\pi} & \text{si } 0 \leq \alpha_s < \theta_k \\ 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} & \text{si } \theta_k \leq \alpha_s < \theta_{k+1} \\ -\frac{\alpha_r}{2\pi} & \text{si } \theta_{k+1} \leq \alpha_s < 2\pi \end{cases} \quad (2.20)$$

L'induction magnétique créée par ce circuit le long de l'entrefer s'exprime en fonction de la FMM par [133]:

$$B_k(\alpha_s) = \frac{\mu_0}{g} \varepsilon_k(\alpha_s) \quad (2.21)$$

C'est à partir de cette induction que les inductances de magnétisation des boucles rotoriques ainsi que les inductances mutuelles seront calculées.

### 2.2.3.2 Inductances propres et mutuelles rotoriques

Pour le calcul des différentes inductances rotoriques, il est nécessaire de déterminer le flux mutuel entre deux circuits rotoriques quelconques « k » et « m ». Après un simple calcul, nous pouvons exprimer l'inductance de magnétisation d'un circuit rotorique « k ». Elle s'écrit sous la forme:

$$L_{kk} = \frac{\mu_0 r l}{g} \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \quad (2.22)$$

L'inductance mutuelle  $L_{kj}$ , entre les circuits « k » et « j » s'exprime par:

$$L_{km} = \frac{\mu_0 r l}{g} \left[ -\frac{(\alpha_r)^2}{2\pi} \right] \quad (2.23)$$

## 2.3 Equations électriques

### 2.3.1 Equations électriques au stator

Les équations électriques permettent d'établir une relation entre les différentes grandeurs statoriques (tensions, courants et flux). En régime équilibré, l'équation électrique au stator s'écrit:

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (2.24)$$

$$[v_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T$$

$$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$$

$v_{as}$ ,  $v_{bs}$  et  $v_{cs}$  : Tensions simples statoriques;

$i_{as}$ ,  $i_{bs}$  et  $i_{cs}$  : Courants de lignes.

La matrice des résistances regroupe les trois résistances des trois phases statoriques. Elle se met sous la forme:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$r_s$  : Résistance d'une phase statorique;

Les trois phases statoriques sont magnétiquement couplées avec les trois phases rotoriques. Le vecteur flux statorique s'expriment par:

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [L_{sr}] [i_r] \quad (2.26)$$

$[L_{ss}]$ : Matrice des inductances statoriques,

$[L_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

La matrice inductance  $[L_{ss}]$  se compose des inductances propres, de magnétisation et de fuites des trois phases statoriques. La matrice  $[L_{sr}]$  se compose des inductances mutuelles entre les trois phases statoriques et les mailles rotoriques.

### 2.3.2 Equations électriques au rotor

Chaque barre rotorique est modélisée par une résistance en série avec une inductance, tout comme chaque segment d'anneau de court-circuit. Pour établir les équations électriques au rotor, ce dernier est remplacé par son modèle équivalent qui se compose de q circuits identiques. L'équation électrique d'une maille rotorique d'ordre « k » s'écrit [74-75]:

$$R_0 i_{rk} - r_b (i_{r(k-1)} + i_{r(k+1)}) + d\Phi_{rk} = 0 \quad (2.27)$$

$\Phi_{rk}$  : Flux total traversant la maille rotorique d'ordre « k »,

$i_{rk}$  : Courant dans la maille rotorique d'ordre « k »,

$r_b$  : Résistance d'une barre rotorique,

$r_e$  : Résistance d'un segment d'anneau.

$$R_0 = 2(r_b + r_e) \quad (2.28)$$

Le flux traversant la maille rotorique d'ordre « k » est [74-75]:

$$\phi_{rk} = L_{kk} i_{rk} + \sum_{m=1, m \neq k}^q (L_{km} i_{rm} + L_0 i_{rk} - l_b (i_{r(k+1)} + i_{r(k-1)})) \quad (2.29)$$

$l_b$  : Inductance de fuite d'une barre rotorique;

$l_e$  : Inductance de fuite d'une portion d'anneau;

$L_{kk}$  : Self inductance de la maille « k »;

$L_{km}$  : Inductance mutuelle entre les mailles « k » et « m ».

Avec:

$$L_0 = 2(l_b + l_e) \quad (2.30)$$

Sous forme condensée, l'équation électrique au rotor s'écrit [74-75]:

$$0 = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \quad (2.31)$$

Dans le cas de la machine à cage, le vecteur de tension est nul. Les boucles rotoriques sont aussi couplées avec les phases statoriques. Le vecteur flux rotorique dépend aussi des courants statoriques. Il est donné par:

$$[\Phi_r] = [\mathbf{L}_{rs}][\mathbf{i}_s] + [\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{i}_r] \quad (2.32)$$

La matrice inductance  $[\mathbf{L}_{rr}]$  se compose des inductances propres, de magnétisation, de fuites des trois boucles rotoriques. La matrice  $[\mathbf{L}_{rs}]$  se compose des inductances mutuelles entre les boucles rotoriques et les trois phases statoriques.

$[\mathbf{i}_r]$ : Vecteur des courants rotoriques

$[\mathbf{R}_r]$ : Matrice des résistances rotoriques, de dimension  $q \times q$ . En régime sain, cette matrice s'écrit [135]:

$$[\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -r_b & 0 & \cdot & \cdot & 0 & -r_b \\ -r_b & R_0 & -r_b & \cdot & \cdot & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & -r_b & R_0 & -r_b \\ -r_b & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & -r_b & R_0 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Avec:

$$R_0 = 2(r_b + r_e) \quad (2.34)$$

$$[\mathbf{L}_{rs}] = [\mathbf{L}_{rs}]^T \quad (2.35)$$

La matrice des inductances statoriques s'exprime par [135]:

$$[\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{kk} + L_0 & L_{km} - l_b & L_{km} & \cdot & L_{km} & L_{km} & L_{km} - l_b \\ L_{km} - l_b & L_{kk} + L_0 & L_{km} - l_b & \cdot & L_{km} & L_{km} & L_{km} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{km} & L_{km} & \cdot & \cdot & L_{km} - l_b & L_{kk} + L_0 & L_{km} - l_b \\ L_{km} - l_b & L_{kj} & \cdot & \cdot & \cdot & L_{km} - l_b & L_{kk} + L_0 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Avec :

$$L_0 = 2(l_b + l_e) \quad (2.37)$$

$l_b$  : Inductance de fuite d'une barre rotorique;

$l_e$  : Inductance de fuite d'un segment d'anneau de court-circuit.

## 2.4 Equation mécanique

L'équation mécanique est définie par:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (2.38)$$

$C_e$  : Couple électromagnétique,

$J$  : Moment d'inertie de la partie tournante,

$C_r$  : Couple résistant,

$f_v$  : Coefficient de frottement visqueux.

Le couple électromagnétique développé par la machine dépend de la matrice des inductances mutuelles stator-rotor ainsi que des courants statoriques et rotoriques. Il s'exprime par [133-134]:

$$C_e = \frac{P}{2} [i_s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta} [i_r] \quad (2.39)$$

$\theta$  : Position angulaire du rotor.

Enfin, le modèle d'état permettant de simuler la machine en régime sain s'exprime par:

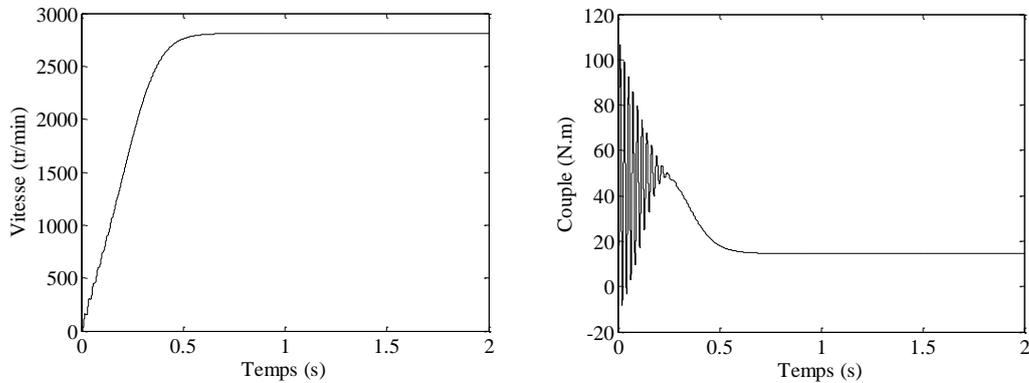
$$\left\{ \begin{array}{l} [v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \\ 0 = [R_r][i_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \end{array} \right. \quad (2.40)$$

## 2.5 Comportement de la machine en régime sain

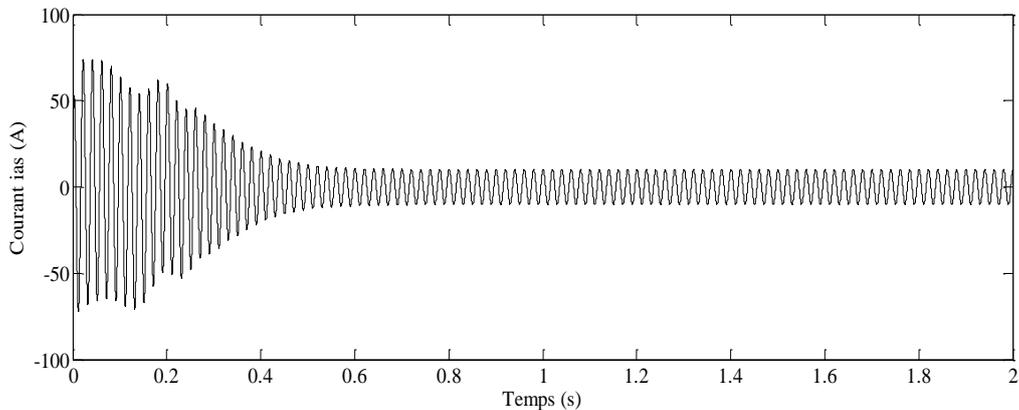
Pour mettre en évidence l'effet des harmoniques d'espace et de temps, nous allons simuler la machine en prenant deux modes de fonctionnement. Nous supposons tout d'abord que la machine est associée à un réseau triphasé équilibré. Puis la machine est associée à un onduleur à Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI).

### 2.5.1 Alimentation par un réseau triphasé équilibré

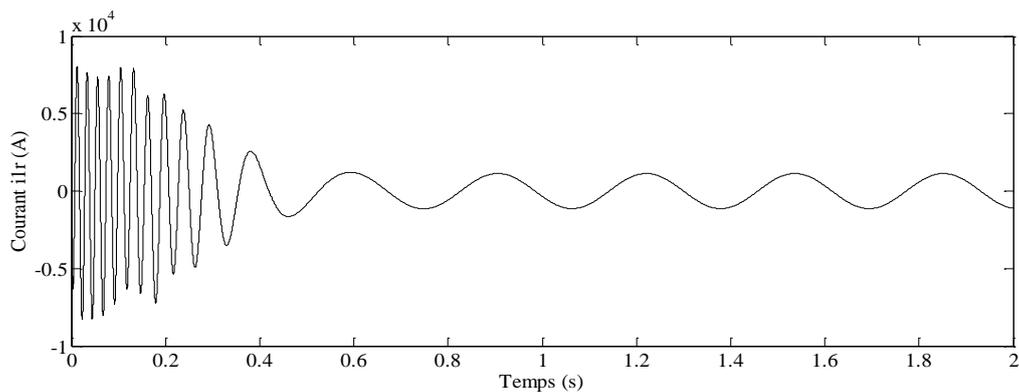
Ce mode de fonctionnement est le plus fréquent pour les entraînements à fréquence fixe. Nous allons représenter les caractéristiques de la machine pour deux cas. Le premier cas tient compte uniquement du fondamental de la FMM ( $h = 1$ ), tandis que le second cas tient compte de l'effet des harmoniques d'espace. La machine est alimentée par un réseau triphasé équilibré 230/400V – 50Hz. Dans le premier cas, les caractéristiques de la machine sont représentées par les figures suivantes.



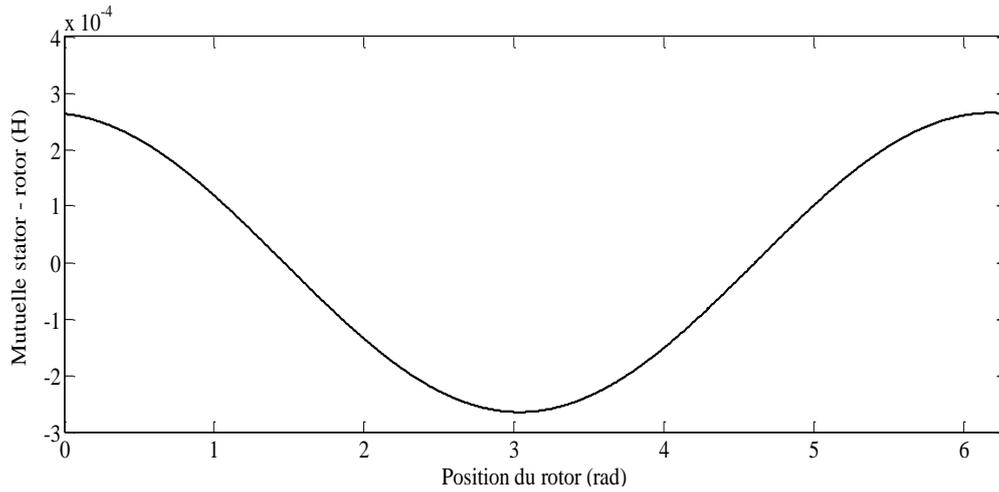
**a- Vitesse et couple électromagnétique**



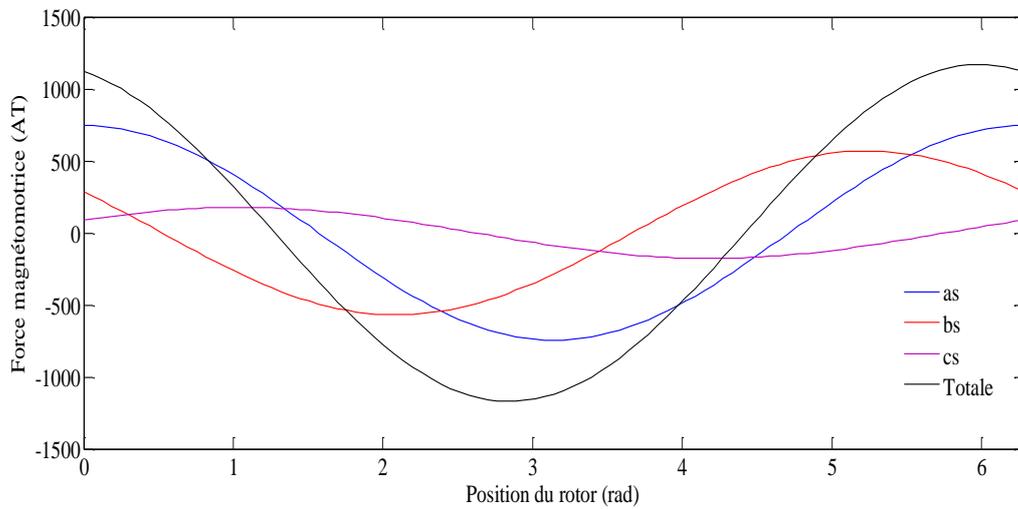
**b- Courant de la première phase statorique**



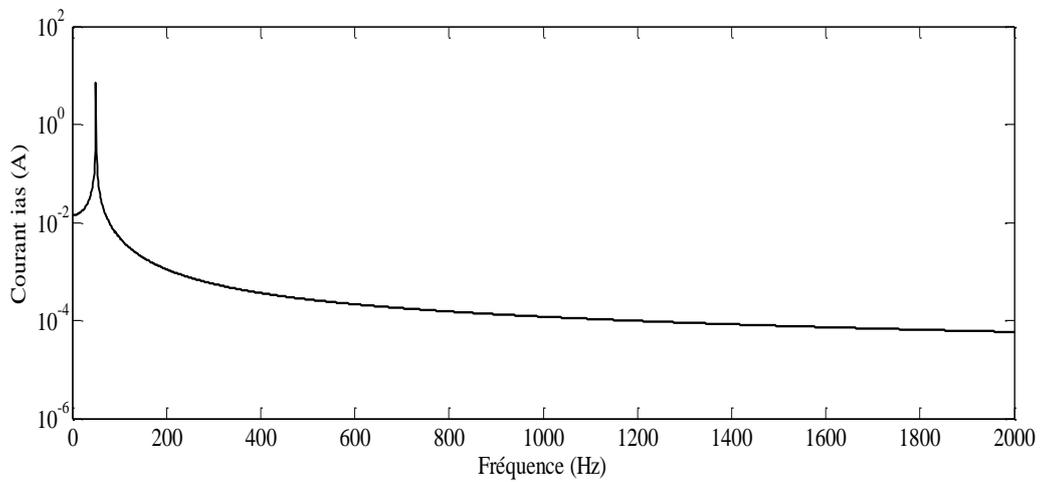
**c- Courant de la première maille rotorique**



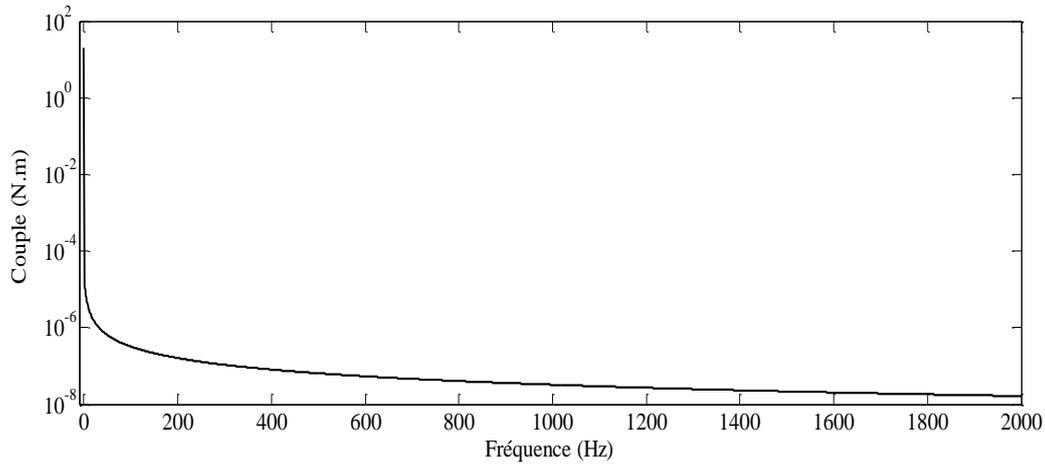
**d- Inductance entre la première phase statorique et la première maille rotorique**



**e- Forces magnétomotrice à  $t = 2$  s**



**f- Spectre du courant statorique**

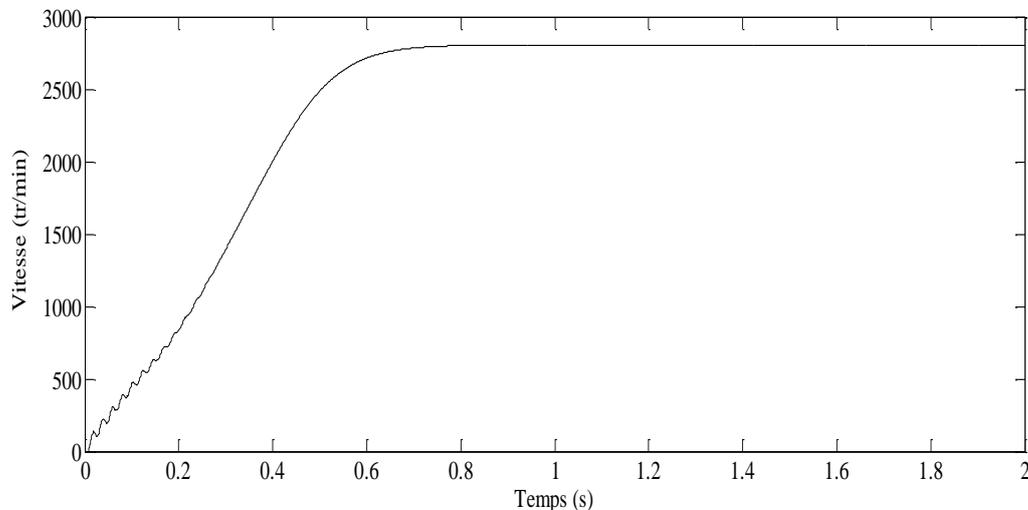


**g- Spectre du couple électromagnétique**

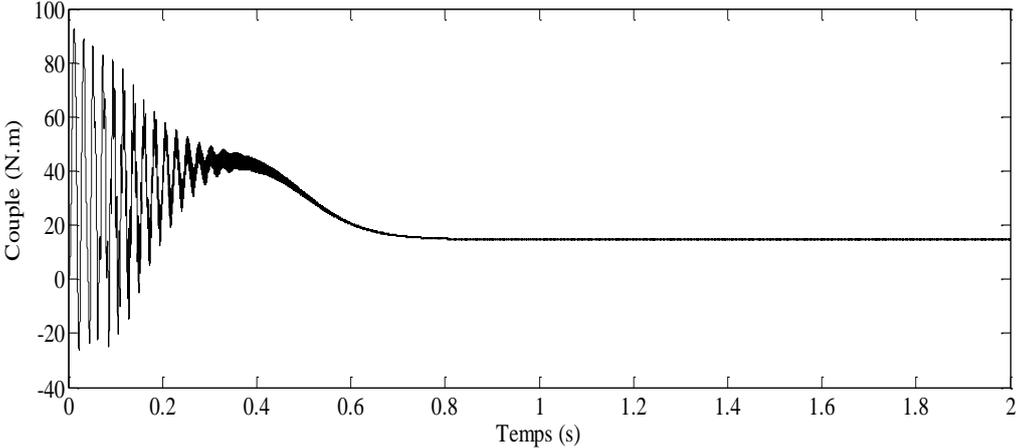
**Fig. 2.5 Résultats de simulation sans prise en compte des harmoniques d'espace et de temps**

En régime de démarrage, le couple électromagnétique est caractérisé par des oscillations d'amplitude élevée s'amortissant au fur et à mesure que la machine accélère. A la fin du régime transitoire, le couple atteint sa valeur nominale correspondant au couple de charge. Lorsqu'on ne tient pas compte des harmoniques d'espace et de temps, les FMM produites le long de l'entrefer ont une répartition sinusoïdale. Le spectre du courant statorique porte uniquement sa composante fondamentale correspondant au régime sain.

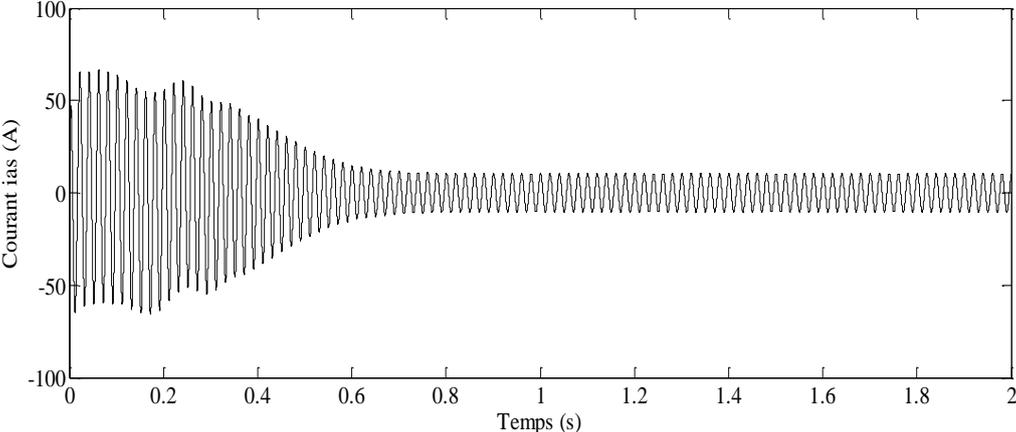
Pour mettre en évidence l'effet des harmoniques d'espace, nous prenons un ordre  $h$  égal à 55. Il est à noter qu'au-delà de cet ordre, les harmoniques correspondants ne sont pas vraiment significatifs. Les caractéristiques électromécaniques sont illustrées par les figures suivantes.



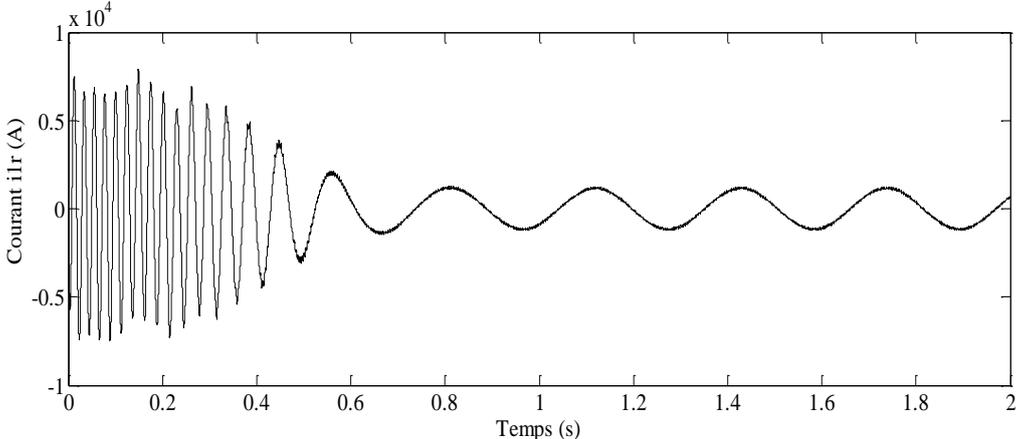
**a-Vitesse mécanique**



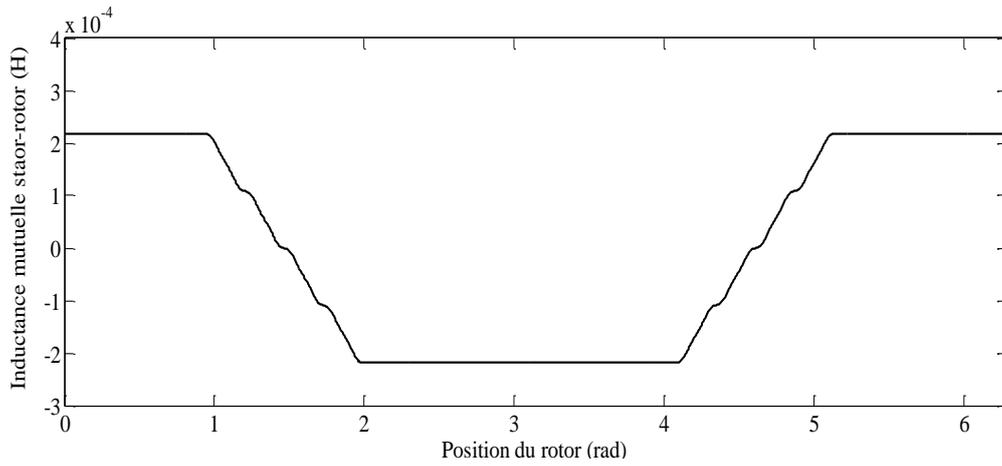
**b- Couple électromagnétique**



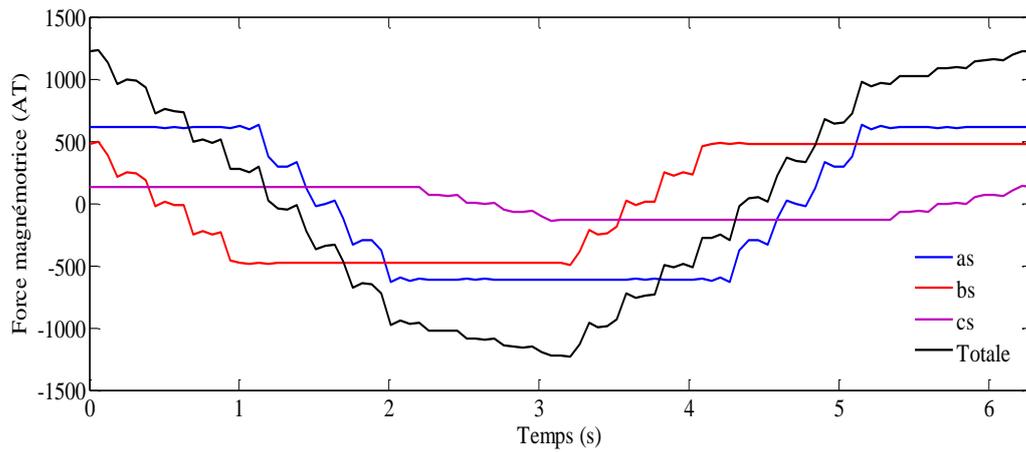
**c- Courant de la première phase statorique**



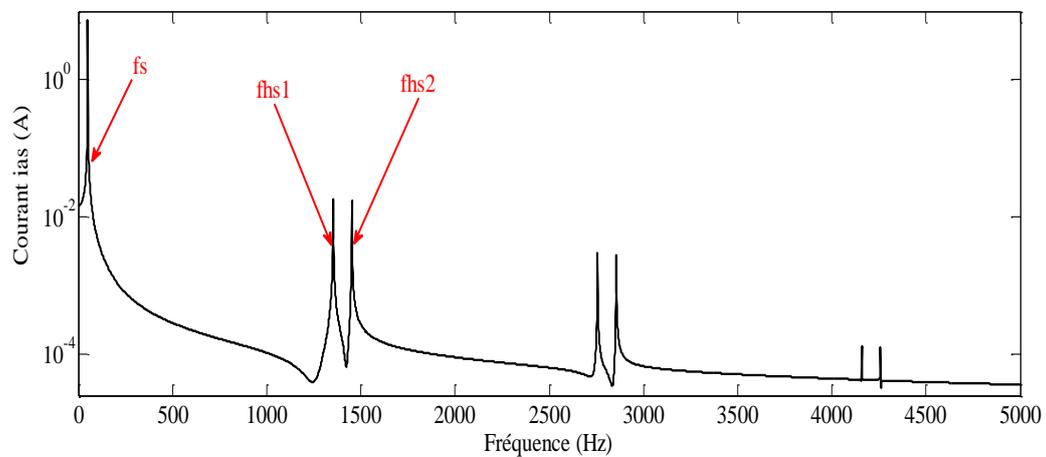
**d- Courant de la première maille rotorique**



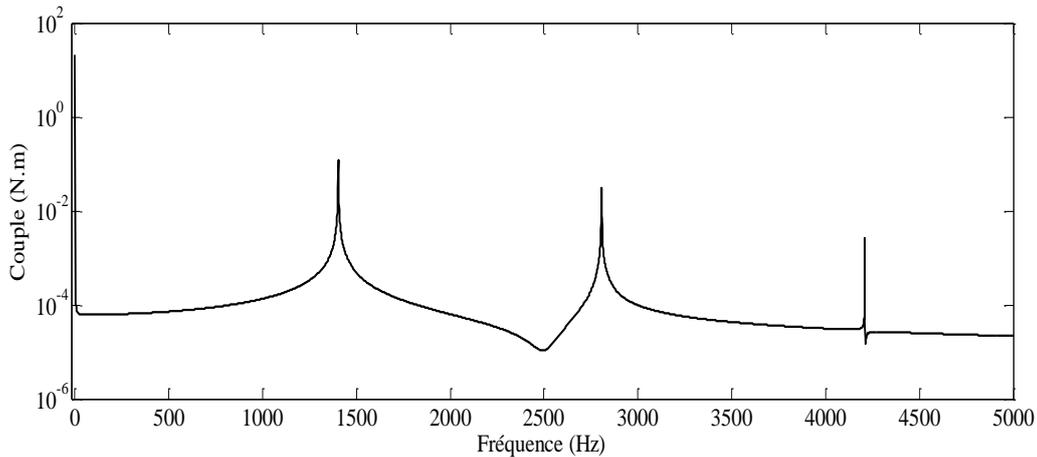
**e- Inductance entre la première phase statorique et la première maille rotorique**



**f- FMM statoriques à t = 2 s**



**g- Spectre du courant statorique**



### h- Spectre du couple électromagnétique

**Fig. 2.6 Résultats de simulation avec prise en compte des harmoniques d'espace**

Ces caractéristiques montrent que lorsqu'on tient compte des harmoniques d'espace, la distribution de la FMM n'est pas sinusoïdale. Outre le fondamental, des harmoniques s'engendrent. A travers le spectre du courant statorique, les harmoniques d'espace sont représentés par les fréquences [11]:

$$f_{hs} = \left( \frac{\lambda q}{p} (1 - s) \pm 1 \right) f_s \quad (2.41)$$

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

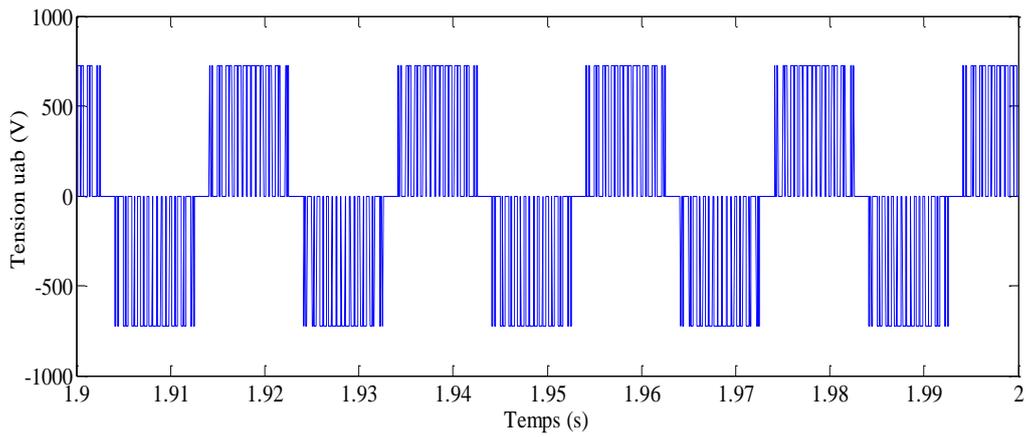
Pour  $\lambda = 1$  et un glissement  $g = 5,33 \%$ , les deux premiers harmoniques valent:

$$f_{hs1} = 1370 \text{ Hz et } f_{hs2} = 1470 \text{ Hz}$$

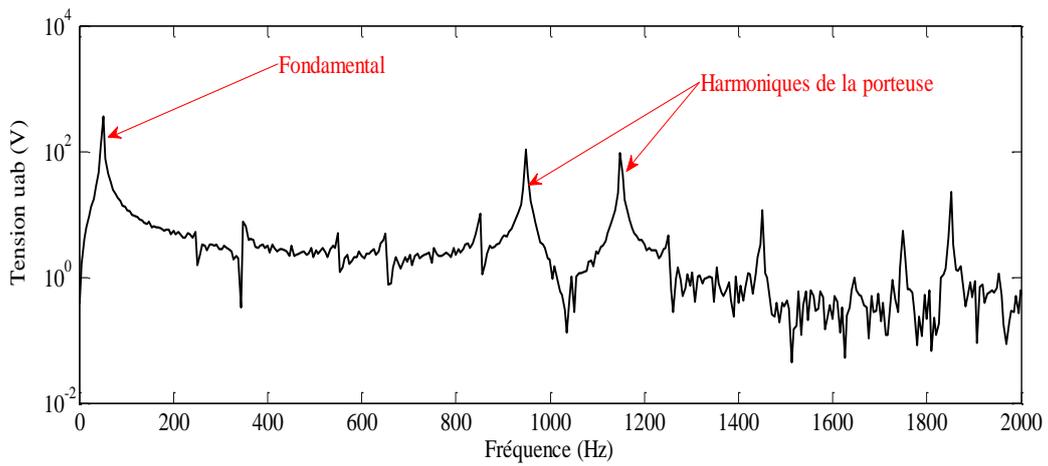
Ces deux premiers harmoniques apparaissent nettement à travers le spectre d'amplitude du courant statorique.

### 2.5.2 Alimentation par un onduleur MLI

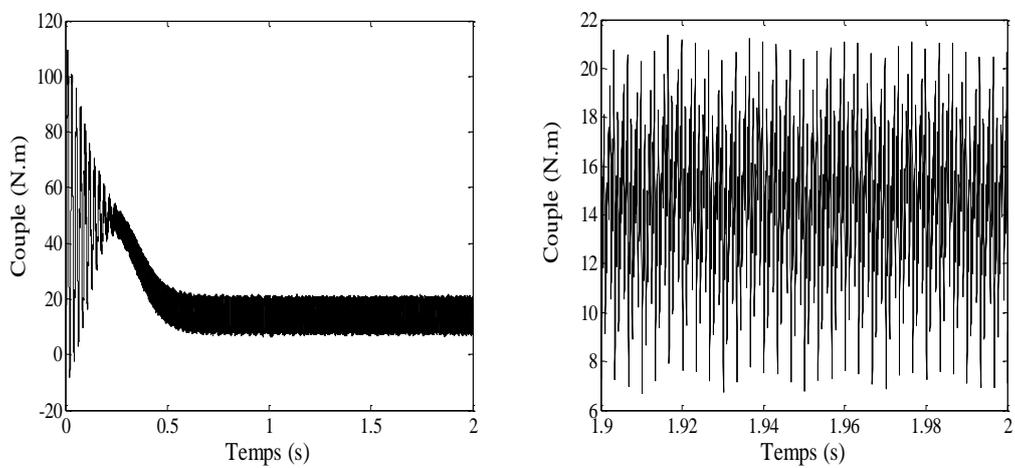
Dans les entraînements à vitesse variable, la machine est associée à un convertisseur statique fonctionnant à fréquence variable. Il est donc important de traiter ce mode de fonctionnement afin d'étudier l'interaction des harmoniques d'espace et de temps. Nous allons prendre deux cas, le premier est lorsqu'on tient compte uniquement des harmoniques de temps, le deuxième cas est lorsqu'on prend en compte l'effet des harmoniques d'espace et de temps à la fois. Dans le premier cas, la machine est associée à un onduleur triphasé de tension. Celui-ci est commandé avec la stratégie STPWM (Sinus Triangle Pulse Width Modulation). Le convertisseur délivre trois tensions en créneaux portant un fondamental et des harmoniques de temps. Pour une fréquence fondamentale  $f_s = 50 \text{ Hz}$ , et un indice de modulation  $m = 21$ , les caractéristiques de la machine sont illustrées par les figures suivantes.



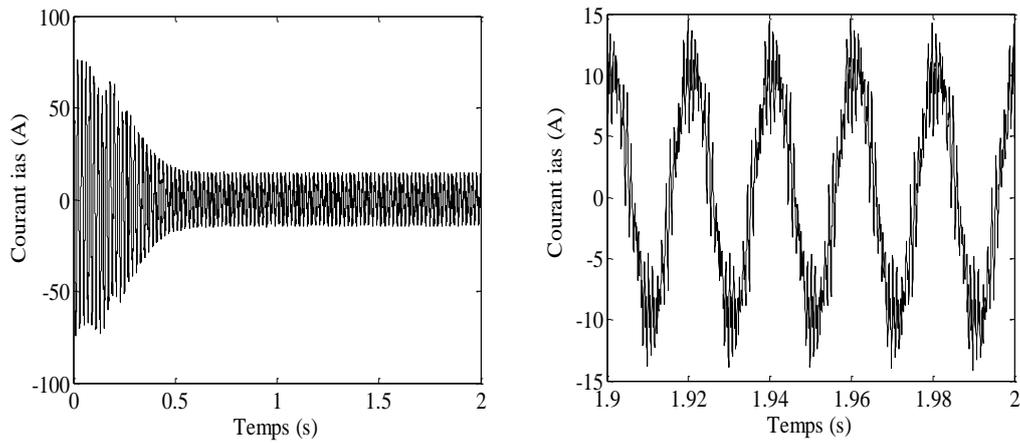
a- Tension composée  $u_{ab}$



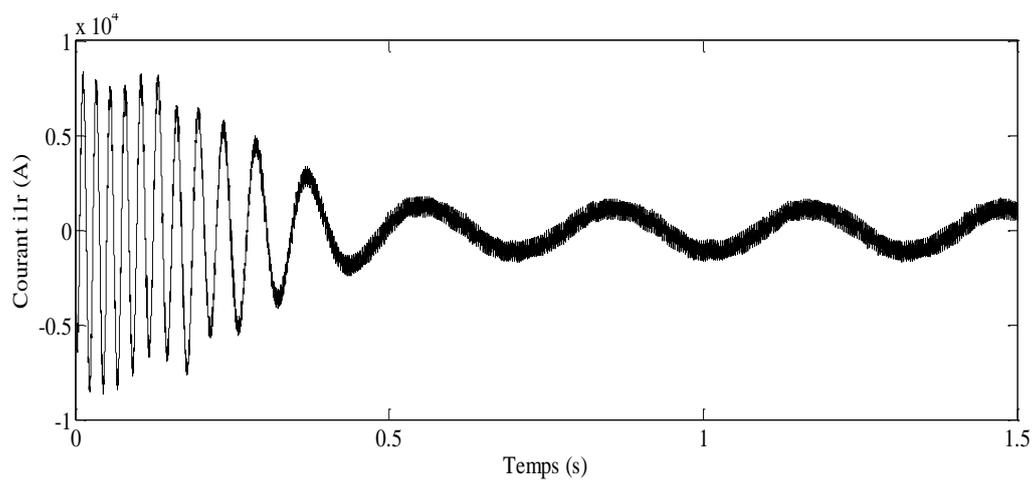
b- Spectre de la tension composée  $u_{ab}$



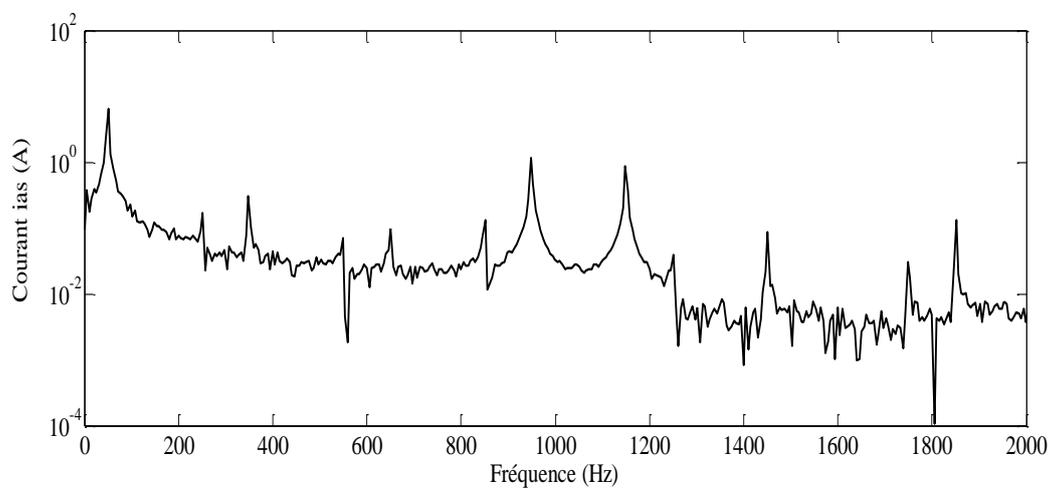
c- Couple électromagnétique



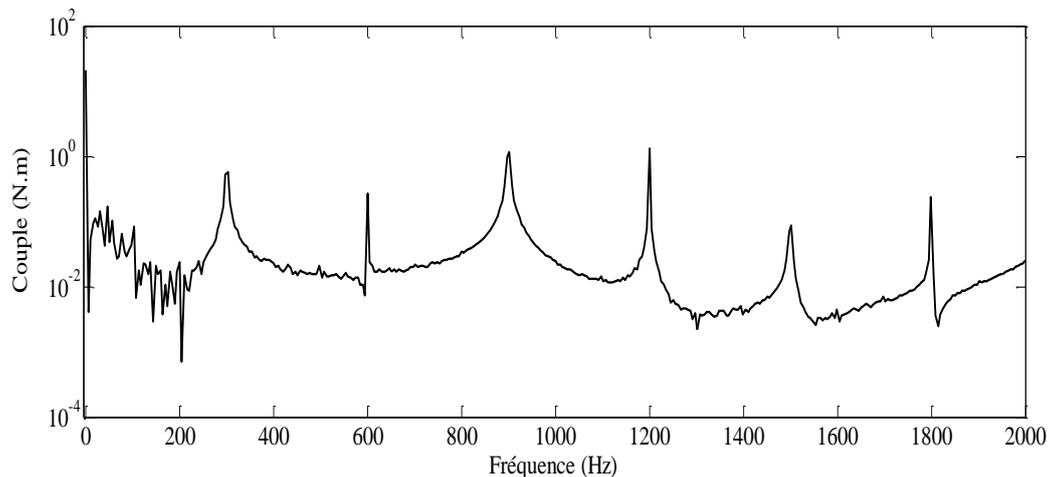
**d- Courant de la première phase statorique**



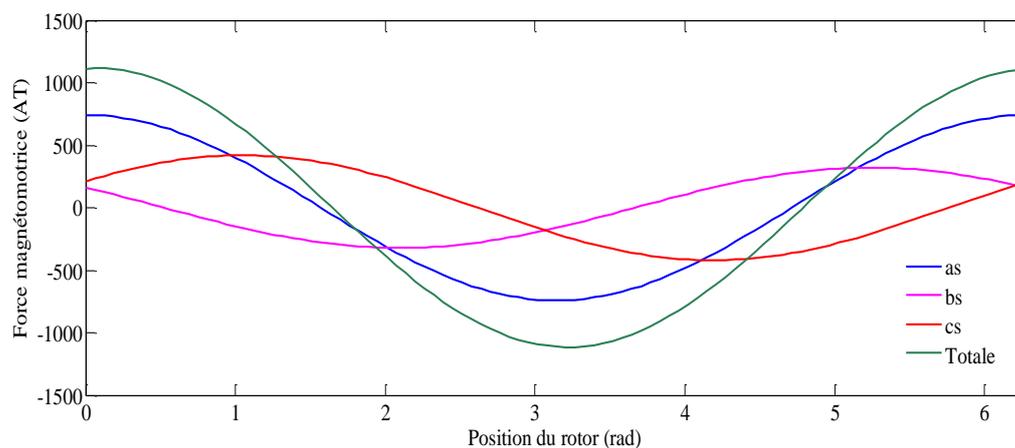
**e- Courant de la première maille rotorique**



**f- Spectre du courant statorique**



g- Spectre du couple électromagnétique

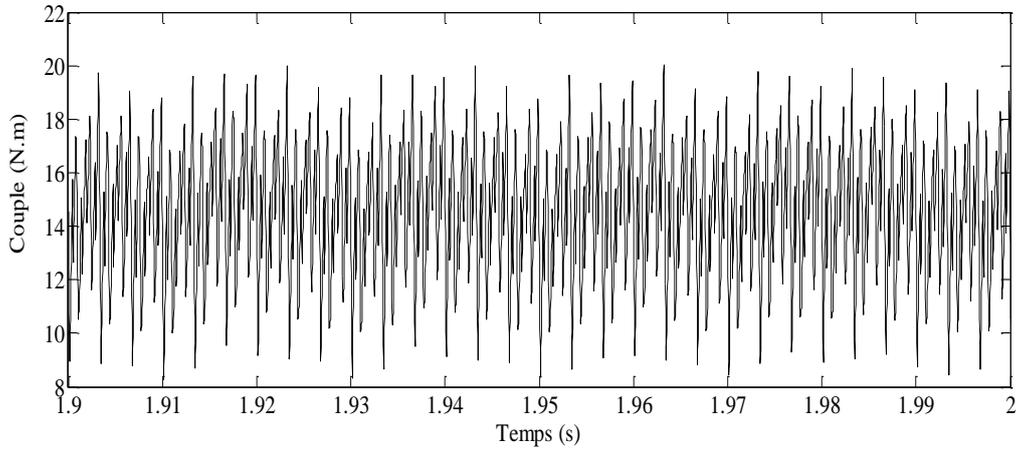


h- Distribution des FMM à  $t = 2s$

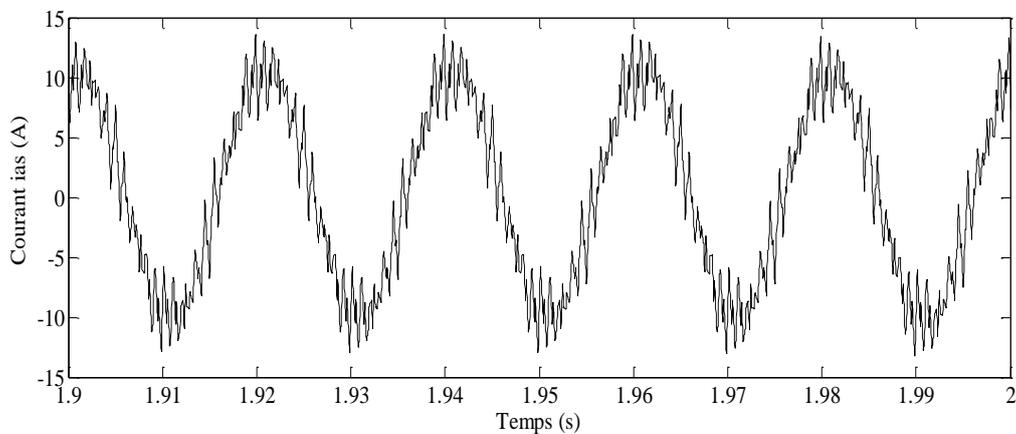
Fig. 2.7 Résultats de simulation en tenant compte des harmoniques de temps

Lorsque la machine est alimentée par un onduleur MLI, la tension de sortie du convertisseur porte, outre le fondamental, une première famille d'harmoniques. C'est l'ensemble des harmoniques impairs de rang  $3k \pm 1$ , avec  $k$  entier pair. Les premiers harmoniques sont:  $5f_s$ ,  $7f_s$ ,  $11f_s$ ,  $13f_s$ ,...etc. La deuxième famille représente les harmoniques de la porteuse. De part et d'autre de la fréquence  $mf_s$ , apparaît la paire d'harmoniques de rang  $m-2$  et  $m+2$  (harmoniques de la porteuse). De part et d'autre de la fréquence  $2mf_s$ , apparaît la paire d'harmoniques  $2m-1$  et  $2m+1$ , puis la paire  $2m-3$  et  $2m+3$ . De part et d'autre de la fréquence  $3mf_s$ , apparaît une troisième famille d'harmoniques de rang  $3m \pm 2$ ,  $3m \pm 4$  [136]. Tous ces harmoniques de temps s'engendrent à travers le spectre du courant statorique. Pour le spectre du couple électromagnétique, nous avons un décalage de  $\pm f_s$  par rapport au spectre du courant statorique.

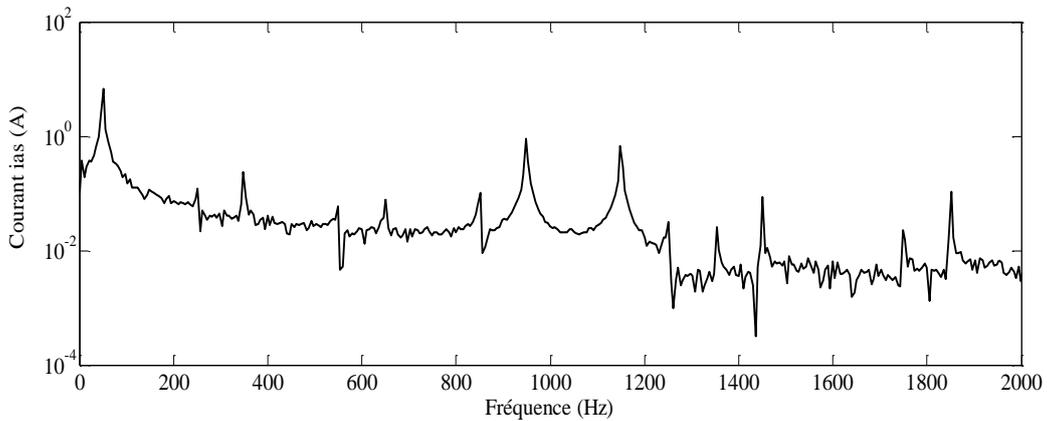
Pour étudier l'interaction entre les harmoniques d'espace et de temps, nous considérons une machine asynchrone alimentée par un onduleur à MLI de mêmes paramètres que précédemment. L'ordre des harmoniques d'espace  $h$  est égal à 55. Les caractéristiques de la machine sont représentées par les figures suivantes.



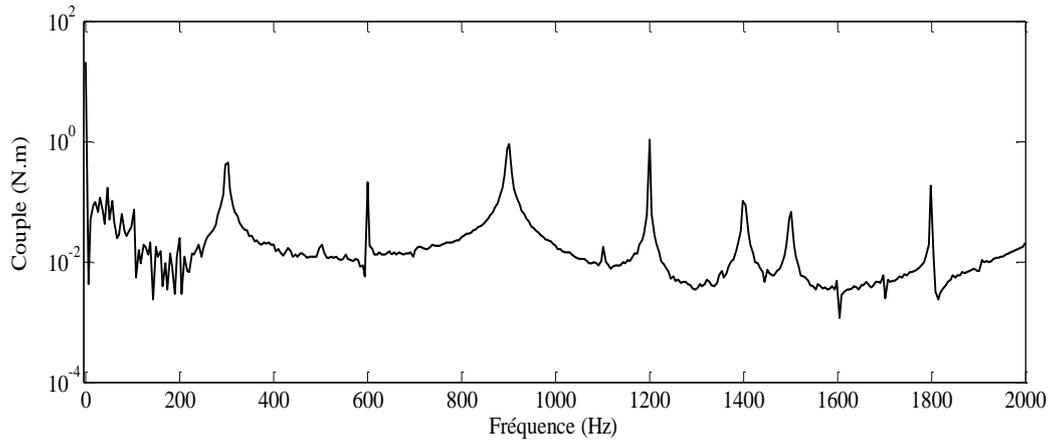
**a- Couple électromagnétique en régime permanent**



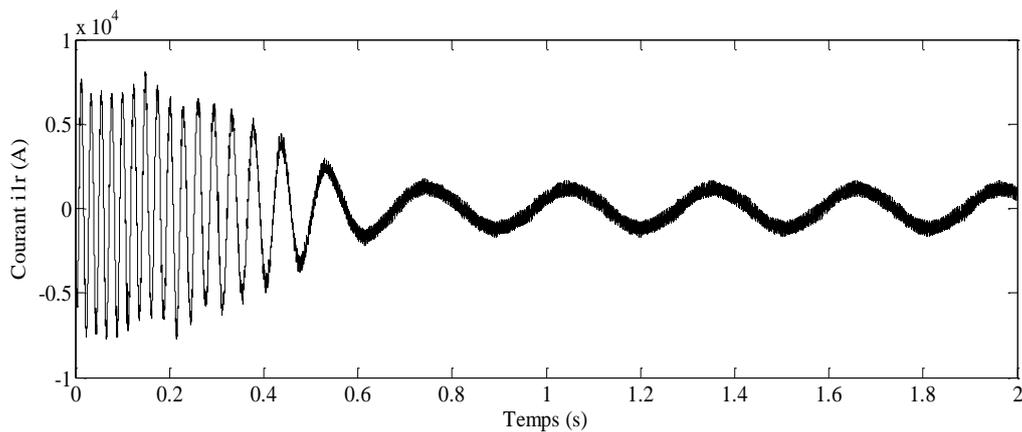
**b- Courant statorique  $i_{as}$  en régime permanent**



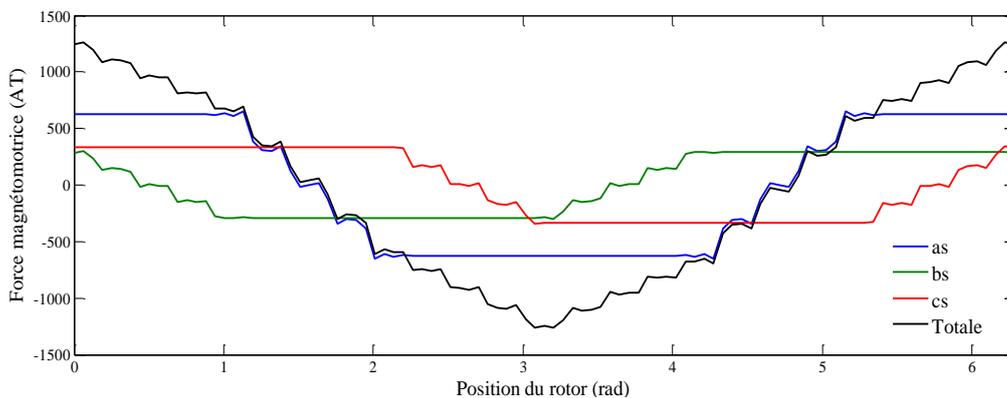
**c- Spectre du courant**



**d- Spectre du couple électromagnétique**



**e- Courant rotorique**



**f- Distribution des FMM à  $t = 2s$**

**Fig. 2.8 Résultats de simulation en tenant compte des harmoniques d'espace et de temps**

Lorsqu'on prend en compte l'effet des harmoniques d'espace et de temps, les grandeurs électromagnétiques sont très riches en harmoniques. Les harmoniques d'espace et de temps apparaissent conjointement à travers les spectres du courant statorique et du couple électromagnétique.

## 2.6 Modèle triphasé d'un rotor à cage

Le modèle établi précédemment permet d'étudier le comportement de la machine en tenant compte de l'effet des harmoniques d'espace. Son inconvénient est l'ordre important et la complexité du système d'équations différentielles. Pour synthétiser une loi de commande ou un observateur d'état, il est nécessaire d'établir le modèle diphasé de la machine. Pour cela, il faut tout d'abord, déterminer le modèle triphasé équivalent du rotor à cage. Ce dernier permet d'exprimer les valeurs des paramètres électriques du modèle diphasé en fonction des paramètres caractérisant le rotor à cage. Le calcul de ces paramètres se base sur la représentation complexe des grandeurs électromagnétiques (tensions, courants et flux magnétiques). Pour simplifier ce calcul, nous nous limitons uniquement au fondamental des FMM. Une fois que les dimensions géométriques et les paramètres électriques du rotor à cage sont bien connus, cette approche se caractérise par sa simplicité et sa précision [135].

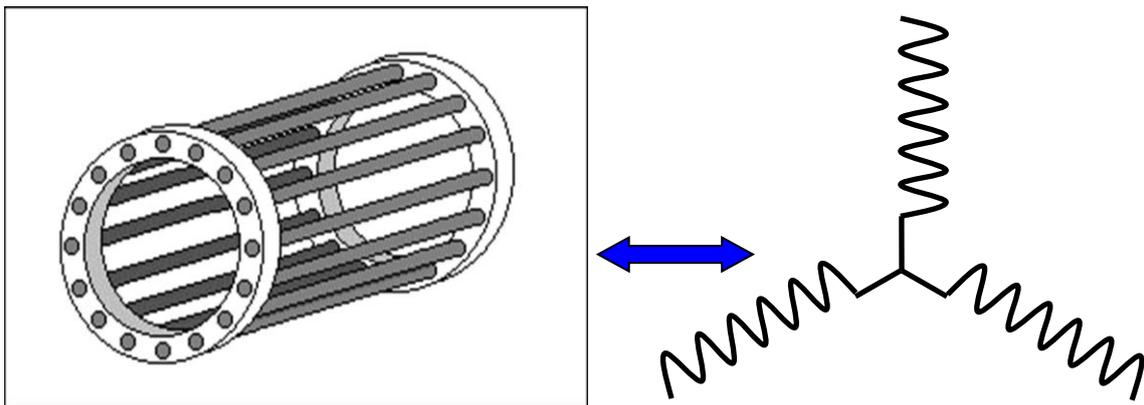


Fig. 2.9 Modèle triphasé du rotor à cage

### 2.6.1 Modèle complexe du stator

Aux trois grandeurs statoriques équilibrées (tensions, courants et flux), notées  $f_{as}$ ,  $f_{bs}$  et  $f_{cs}$ , on associe une image vectorielle  $\vec{F}_s$  dont l'image complexe  $\bar{F}_s$  est définie par:

$$\bar{F}_s = f_\alpha + jf_\beta \quad (2.42)$$

Les grandeurs  $f_\alpha$  et  $f_\beta$  représentent la projection des 03 tensions triphasées dans le repère d'axes  $(\alpha, \beta)$  fixe lié au stator.

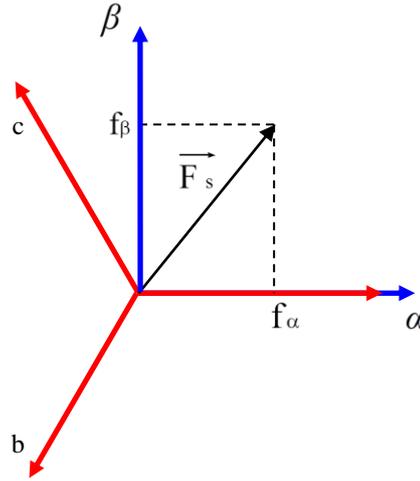


Fig. 2.10 Représentation de l'image vectorielle d'un système triphasé

Pour la transformation d'un système triphasé **abc** vers un système diphasé  **$\alpha\beta$** , il existe deux transformations: Clarke et Concordia. La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance. Par contre, la transformation de Concordia conserve la puissance mais pas les amplitudes. En tenant compte de la composante homopolaire des grandeurs triphasées, nous écrivons:

$$[\mathbf{f}_{\alpha\beta 0}] = [\mathbf{K}_s][\mathbf{f}_{abc}] \quad (2.43)$$

Dans le cas de la transformation de Clarke, la matrice de transformation s'exprime par:

$$[\mathbf{K}_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Quand les grandeurs  $f_{as}$ ,  $f_{bs}$  et  $f_{cs}$  varient en fonction du temps, le vecteur  $\vec{\mathbf{F}}_s$  tourne avec une vitesse angulaire égale à  $\omega_s$ .

La transformation de Clarke repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé peut l'être aussi par un système biphasé de deux bobines  $\alpha$  et  $\beta$ .

L'image complexe d'un système triphasé s'écrit sous la forme suivante:

$$\bar{\mathbf{F}}_s = \frac{2}{3} [\mathbf{f}_{as} + \underline{\mathbf{a}}\mathbf{f}_{bs} + \underline{\mathbf{a}}^2\mathbf{f}_{cs}] \quad (2.45)$$

$$\underline{\mathbf{a}} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

Dans le cas d'une machine équilibrée, l'image complexe des tensions statoriques s'exprime par (Annexe C):

$$\underline{V}_s = r_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} \underline{\Phi}_s \quad (2.46)$$

Avec:

$$\underline{\Phi}_s = L_s \underline{I}_s + \frac{q}{2} M e^{j(\theta_r + \delta)} \underline{I}_r \quad (2.47)$$

$$L_s = L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms1} \quad (2.48)$$

$$M = \frac{\sin \delta}{\sum_{j=1}^{qj} N_j \sin(\beta_j \frac{\pi}{2})} L_{ms1} \quad (2.49)$$

$L_s$  : Inductance cyclique statorique.

$\underline{I}_s$  est l'image complexe des courants statoriques ayant pour expression:

$$\underline{I}_s = \frac{2}{3} (\underline{i}_{as} + \underline{a} \underline{i}_{bs} + \underline{a}^2 \underline{i}_{cs}) \quad (2.50)$$

$\underline{I}_r$  est l'image complexe des courants rotoriques ayant pour expression:

$$\underline{I}_r = \frac{2}{q} \begin{pmatrix} \underline{1} & \underline{b} & \dots & \underline{b}^{q-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_{r1} \\ \underline{i}_{r2} \\ \vdots \\ \underline{i}_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.51)$$

### 2.6.2 Modèle complexe du rotor

Dans le cas d'un rotor à cage, les mailles rotoriques représentent un système polyphasé de  $q$  variables. De la même manière que pour les grandeurs statoriques, l'image complexe des grandeurs rotoriques (flux et courants) est définie par [135]:

$$\underline{F}_r = \frac{2}{q} \begin{pmatrix} \underline{1} & \underline{b} & \dots & \underline{b}^{q-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{f}_{r1} \\ \underline{f}_{r2} \\ \vdots \\ \underline{f}_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

$$\underline{b} = e^{j\alpha r}$$

L'image complexe des flux rotoriques est définie par:

$$\underline{\Phi}_r = \frac{2}{q} \begin{pmatrix} \underline{1} & \underline{b} & \dots & \underline{b}^{q-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ \vdots \\ \Phi_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.53)$$

Sous forme complexe, l'équation électrique au rotor s'écrit (Annexe C):

$$\underline{0} = r_r \underline{I}_r + \frac{d}{dt} \underline{\Phi}_r \quad (2.54)$$

L'image complexe des flux rotoriques s'exprime par:

$$\underline{\Phi}_r = \frac{3}{2} M e^{-j(\theta_r + \delta)} \underline{I}_s + L_r \underline{I}_r \quad (2.55)$$

Avec:

$$r_r = 2r_e + 2r_b(1 - \cos \alpha_r) \quad (2.56)$$

$$L_r = 2l_b(1 - \cos \alpha_r) + 2L_e + \frac{\mu_0 r l}{g} \alpha_r \quad (2.57)$$

Le paramètre  $r_r$  s'identifie à une résistance d'une phase rotorique du modèle triphasé équivalent au rotor à cage. De même, le paramètre  $L_r$  s'identifie à une inductance équivalente d'une phase rotorique du même modèle triphasé équivalent.

Les paramètres électriques, exprimés précédemment, représentent les paramètres du modèle triphasé équivalent au rotor à cage. Souvent, dans les schémas équivalents ou modèles d'état de la machine, on utilise les paramètres rotoriques ramenés au stator. Pour cela, on est amené à définir les rapports de transformation de la machine dans les deux sens [106]. Le

terme  $\frac{L_s}{L_m}$  représente le rapport de transformation de la machine dans le sens rotor-stator. Le

terme  $\frac{L_r}{L_m}$  représente le rapport de transformation de la machine dans le sens stator-stator. Si la machine n'a pas de fuite de flux, ces deux rapports de transformation doivent être inverses.

Dans ce cas:  $\frac{L_m}{L_s} = \frac{L_r}{L_m}$  ce qui conduit à un coefficient de dispersion de Blondel  $\sigma = 0$ .

Rappelons que le coefficient de dispersion de Blondel est défini par:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.58)$$

$$L_m = \frac{3}{2} M \quad (2.59)$$

## 2.7 Modèle d'état diphasé

Le modèle diphasé s'obtient par une transformation du repère triphasé en repère diphasé qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants). Ce modèle conduit à des relations indépendantes du temps et à la réduction d'ordre des équations de la machine. Le stator est constitué de trois enroulements, répartis dans l'espace, séparés d'un angle électrique de  $2\pi/3$ . Les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou bobiné.

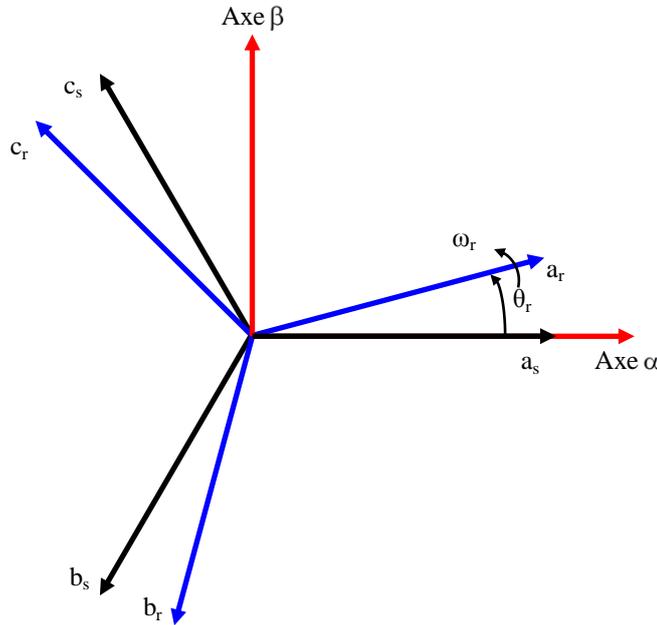


Fig. 2.11 Axes magnétiques des enroulements et repère  $\alpha\beta$

La matrice de transformation des grandeurs rotoriques dans le repère  $\alpha\beta$  s'exprime par:

$$[\mathbf{K}_r] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

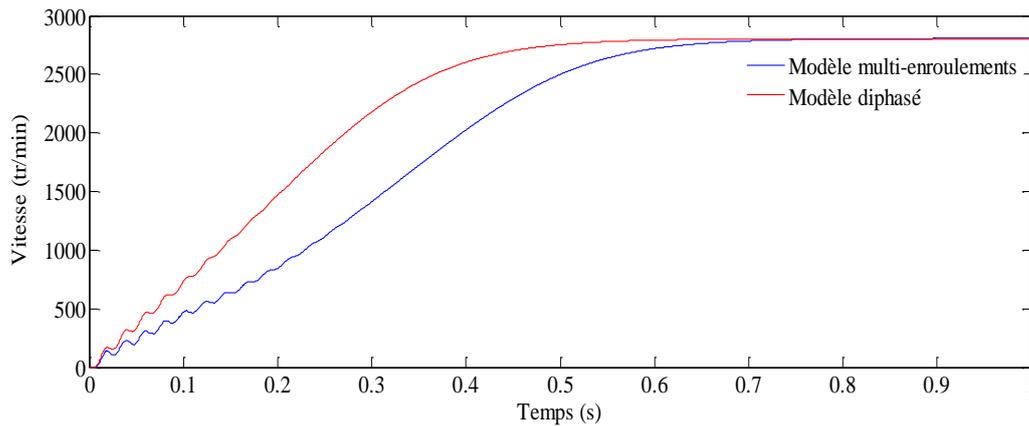
Dans le repère  $\alpha\beta$ , le modèle d'état de la machine s'écrit comme ceci:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{di_{\alpha s}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{\alpha s} + \frac{1}{\sigma L_s} r_r \frac{L_m}{L_r^2} \Phi_{\alpha r} + \frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{L_m}{L_r} \Phi_{\beta r} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{\alpha s} \\
 \frac{di_{\beta s}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{\beta s} - \frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{L_m}{L_r} \Phi_{\alpha r} + \frac{1}{\sigma L_s} r_r \frac{L_m}{L_r^2} \Phi_{\beta r} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{\beta s} \\
 \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} = \frac{r_r L_m}{L_r} i_{\alpha s} - \frac{r_r}{L_r} \Phi_{\alpha r} - \omega \Phi_{\beta r} \\
 \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} = \frac{r_r L_m}{L_r} i_{\beta s} - \frac{r_r}{L_r} \Phi_{\beta r} + \omega \Phi_{\alpha r} \\
 J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \cdot \Omega
 \end{array} \right. \quad (2.61)$$

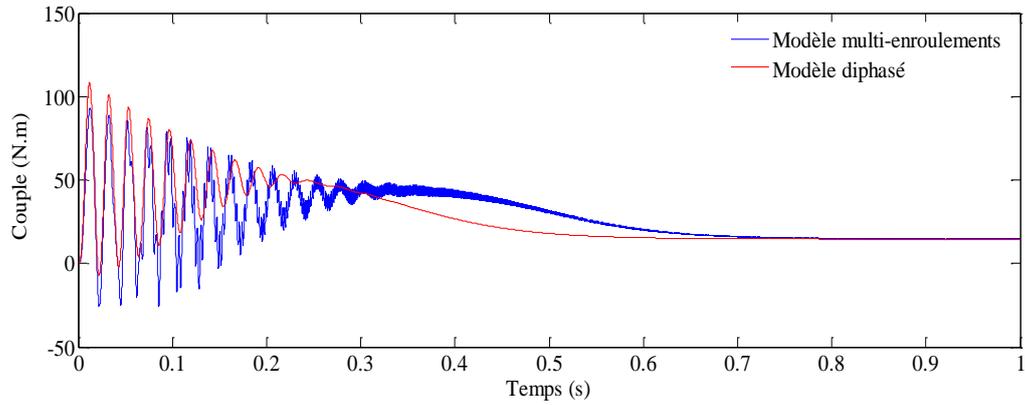
$v_{\alpha s}$ ,  $v_{\beta s}$  les deux tensions définies dans le repère  $\alpha\beta$ ,  $i_{\alpha s}$ ,  $i_{\beta s}$  les deux composantes du vecteur des courants et  $\Phi_{\alpha r}$ ,  $\Phi_{\beta r}$  les deux composantes du vecteur des flux statoriques.

$$C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_{\alpha s} \cdot i_{\beta s} - \Phi_{\beta s} \cdot i_{\alpha s}) \quad (2.62)$$

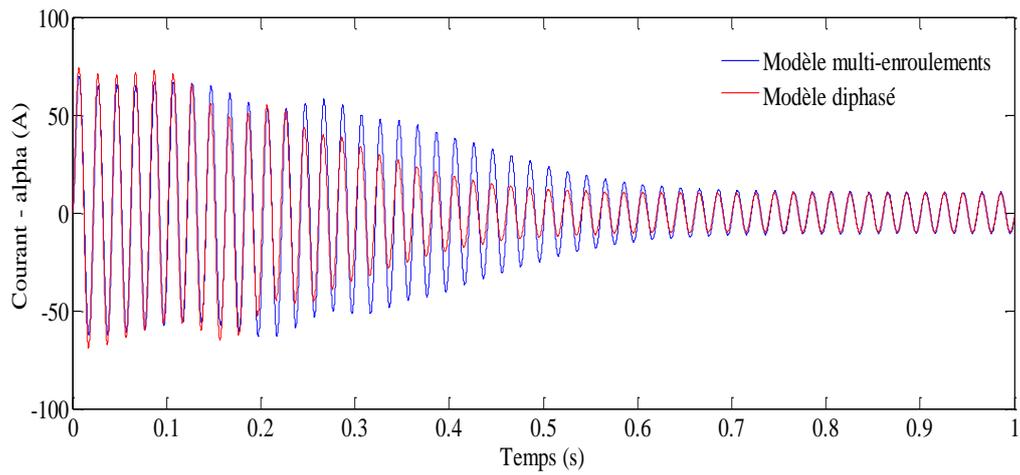
Pour vérifier la cohérence entre le modèle de la machine dans le repère  $\alpha\beta$  et le modèle multi-enroulements, nous représentons les caractéristiques électromécaniques obtenues par les deux modèles à travers les figures suivantes.



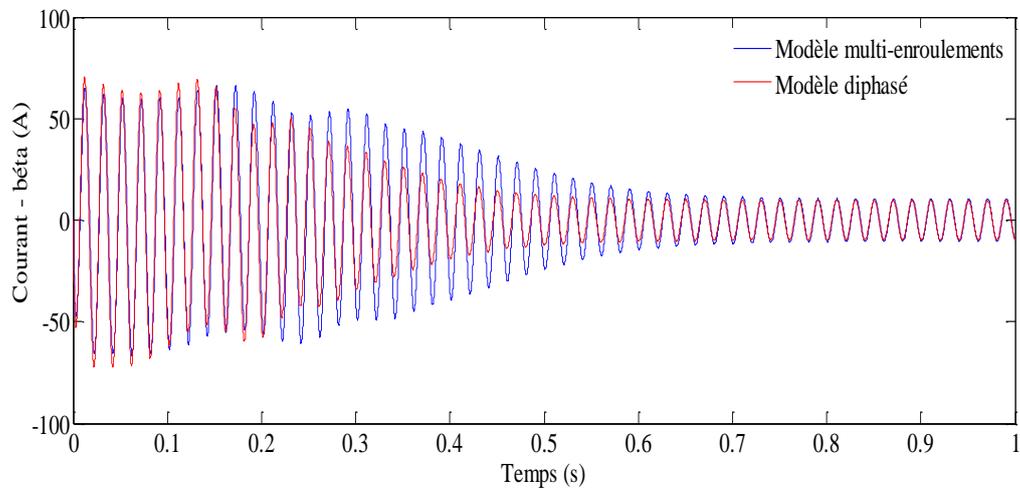
a- Vitesse mécanique



**b- Couple électromagnétique**



**c- Composante alpha du courant statorique**



**d- Composante bêta du courant statorique**

**Fig. 2.12 Résultats de simulation de la machine avec deux modèles différents**

Ces caractéristiques montrent qu'il y a un écart entre les grandeurs électromagnétiques obtenues par les deux modèles, particulièrement en régime transitoire. Ceci s'explique par le fait que dans le modèle multi-enroulements, les paramètres de la machine sont calculés en tenant compte de l'effet des harmoniques d'espace. Par contre, dans le modèle  $\alpha\beta$ , les paramètres sont calculés en tenant compte uniquement du fondamental des inductances.

## 2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé la théorie des circuits couplés pour mettre en évidence l'effet des harmoniques d'espace et de temps sur le comportement d'une machine asynchrone. Nous avons exprimé toutes les inductances en tenant compte de la géométrie et de la distribution du bobinage statorique en prenant, comme exemple d'étude, un bobinage concentrique à pôles consécutif. Il s'avère que les harmoniques d'espace et de temps modifient légèrement les caractéristiques temporelles des différentes grandeurs électromagnétiques. Par contre, ils se traduisent clairement à travers l'analyse spectrale des différentes grandeurs (courant statorique, couple électromagnétique...). Par ailleurs, nous avons calculé les paramètres électriques du modèle triphasé, équivalent au rotor à cage, en tenant compte uniquement du fondamental des FMM. Ces paramètres calculés dépendent des paramètres électriques et dimensions de la machine réelle. Le modèle diphasé de la machine équivalente permet d'avoir des caractéristiques cohérentes à celles obtenues avec le modèle multi-enroulements de la machine réelle.

# Chapitre III

## Modélisation de la machine en régime déséquilibré

### 3.1 Introduction

Lorsque la machine asynchrone est couplée en étoile, le point commun des enroulements statoriques doit être, de préférence, isolé du point neutre de l'alimentation. En conséquence, il n'y a que trois fils qui relient le réseau ou le convertisseur électronique à la machine. En régime déséquilibré, le potentiel du point commun ne doit jamais être considéré comme nul. Par ailleurs, les trois tensions appliquées aux bornes des enroulements statoriques sont différentes des trois tensions simples de l'alimentation. Le modèle d'état de la machine réelle, établi dans le chapitre précédent, n'est valable qu'en régime équilibré. Une simulation rigoureuse d'une machine déséquilibrée doit passer nécessairement par l'élaboration d'un modèle adéquat pouvant tenir compte de la problématique évoquée. Le fonctionnement déséquilibré peut se produire pour plusieurs raisons: déséquilibre des tensions d'alimentation, ouverture d'une phase, présence d'un défaut électrique (au stator ou même au rotor)... [57-66]. Le modèle que nous allons proposer permet de prévoir les dégradations électromécaniques pouvant être engendrées et de déterminer les signatures significatives du déséquilibre. Nous allons traiter les cas les plus fréquents: déséquilibre d'alimentation, court-circuit entre spires statoriques et cassure de barres rotoriques. Cette approche de modélisation du déséquilibre est très précise et très simple à utiliser par rapport à la méthode des composantes symétriques (méthode de Fortescue). Cette dernière méthode n'est pas écrite sous forme d'un modèle d'état. En plus, les différentes impédances (directe, inverse et homopolaire) sont connues à fréquence constante. En conséquence, l'exploitation de cette méthode est très délicate dans un entraînement à vitesse variable. La méthode proposée dans ce chapitre permet de surmonter tous ces problèmes. Les résultats de simulation, comparés aux résultats expérimentaux antérieurs, justifient la consistance de l'approche proposée [5-9].

### 3.2 Modèle d'une machine déséquilibrée

Lorsque la machine fonctionne en régime déséquilibré, l'équation électrique au stator doit être reformulée pour y intégrer les tensions composées de l'alimentation. Par contre, l'équation électrique au rotor et l'équation mécanique restent les mêmes.

#### 3.2.1 Couplage de la machine en étoile (Y)

Lorsque la machine est couplée en Y, le montage correspondant est celui de la figure 3.1. Pour traiter cette situation, nous prenons les tensions composées comme variables d'entrée dans le modèle de la machine. Ces tensions composées s'expriment en fonction des tensions simples à travers la matrice de connexion  $[T_d]$  comme ceci

$$[u_{sd}] = [T_d][v_s] \quad (3.1)$$

Avec:

$$[\mathbf{u}_{sd}] = [\mathbf{u}_{ab} \ \mathbf{u}_{bc} \ \mathbf{u}_{ca}]^T$$

$$[\mathbf{T}_d] = \begin{bmatrix} +1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

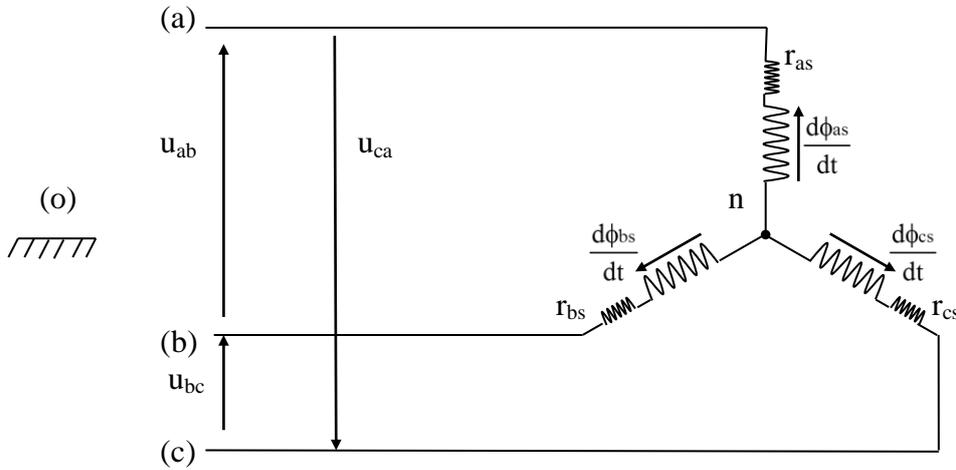


Fig. 3.1 Couplage en étoile des phases statoriques

En introduisant les tensions composées comme variables d'entrée dans le modèle d'état de la machine, les équations électriques s'écrivent:

$$[\mathbf{u}_{sd}] = [\mathbf{R}_{sd}][\mathbf{i}_{sd}] + \frac{d[\Phi_{sd}]}{dt} \quad (3.3)$$

Avec

$$[\mathbf{R}_{sd}] = \begin{bmatrix} r_{as} & -r_{bs} & 0 \\ 0 & r_{bs} & -r_{cs} \\ -r_{as} & 0 & r_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$r_{as}$ ,  $r_{bs}$  et  $r_{cs}$ , les résistances des trois enroulements statoriques;

$$[\mathbf{i}_{sd}] = [\mathbf{i}_{as} \ \mathbf{i}_{bs} \ \mathbf{i}_{cs}]^T$$

Le vecteur  $[\phi_{sd}]$  est défini par:

$$[\Phi_{sd}] = [\mathbf{T}_d][\Phi_s] \quad (3.5)$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T$$

### 3.2.2 Expressions des courants statoriques et rotoriques en régime déséquilibré

Dans le cas où le point commun de la machine est isolé, nous pouvons écrire:

$$\mathbf{i}_{as} + \mathbf{i}_{bs} + \mathbf{i}_{cs} = 0 \quad (3.6)$$

Ceci donne :

$$\mathbf{i}_{cs} = -(\mathbf{i}_{as} + \mathbf{i}_{bs}) \quad (3.7)$$

En conséquence, le vecteur courant statorique est composé de 03 courants non indépendants. Pour les calculer, il suffit de de déterminer seulement deux composantes. Nous définissons un vecteur courant à deux composantes indépendantes  $\mathbf{i}_{as}$  et  $\mathbf{i}_{bs}$ . Sous forme matricielle, nous écrivons:

$$[\mathbf{i}_{sd}] = [\mathbf{B}_s][\mathbf{i}_{abs}] \quad (3.8)$$

Avec:

$$[\mathbf{B}_{sd}] = \begin{bmatrix} +1 & 0 \\ 0 & +1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$[\mathbf{i}_{abs}] = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{as} \\ \mathbf{i}_{bs} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Pour les flux magnétiques, nous définissons un vecteur flux à deux composantes indépendantes comme suit:

$$[\Phi_{abs}] = [\mathbf{A}_{sd}][\Phi_s] \quad (3.11)$$

Avec :

$$[\mathbf{A}_{sd}] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Partant du fait que:

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{i}_s] + [\mathbf{L}_{sr}][\mathbf{i}_r] \\ [\Phi_r] = [\mathbf{L}_{rs}][\mathbf{i}_s] + [\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{i}_r] \end{cases} \quad (3.13)$$

Les deux grandeurs (flux et courants) statoriques et rotoriques sont liés par:

$$\begin{cases} [\Phi_{abs}] = [\mathbf{L}_{sd}][\mathbf{i}_{abs}] + [\mathbf{L}_{srd}][\mathbf{i}_r] \\ [\Phi_r] = [\mathbf{L}_{rsd}][\mathbf{i}_{abs}] + [\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{i}_r] \end{cases} \quad (3.14)$$

Avec:

$$\begin{cases} [\mathbf{L}_{sd}] = [\mathbf{A}_{sd}] [\mathbf{L}_s] [\mathbf{B}_{sd}] \\ [\mathbf{L}_{srd}] = [\mathbf{A}_{sd}] [\mathbf{L}_{sr}] \\ [\mathbf{L}_{rsd}] = [\mathbf{L}_{rs}] [\mathbf{B}_{sd}] \end{cases} \quad (3.15)$$

A partir de 3.14, nous pouvons exprimer les deux courants statoriques et rotoriques. Nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} [\mathbf{i}_{abs}] = \left( [\mathbf{L}_{sd}] - [\mathbf{L}_{srd}] [\mathbf{L}_r]^{-1} [\mathbf{L}_{rsd}] \right)^{-1} \left( [\boldsymbol{\phi}_{abs}] - [\mathbf{L}_{srd}] [\mathbf{L}_r]^{-1} [\boldsymbol{\Phi}_r] \right) \\ [\mathbf{i}_r] = \left( [\mathbf{L}_r] - [\mathbf{L}_{rsd}] [\mathbf{L}_{sd}]^{-1} [\mathbf{L}_{srd}] \right)^{-1} \left( [\boldsymbol{\Phi}_r] - [\mathbf{L}_{rsd}] [\mathbf{L}_{sd}]^{-1} [\boldsymbol{\phi}_{abs}] \right) \end{cases} \quad (3.16)$$

### 3.2.3 Potentiel du point commun de la machine

On définit un point de référence « o » dont le potentiel est nul. Le potentiel du point commun « n » peut être calculé en utilisant les forces électromotrices aux bornes des trois phases statoriques et les trois tensions simples du réseau. Les tensions statoriques s'expriment comme suit.

$$v_{jn} = r_{js} i_{js} + \frac{d\phi_{js}}{dt}, \quad j = a, b, c \quad (3.17)$$

Ces tensions peuvent être calculées en utilisant la dérivation numérique des flux statoriques. Elles s'expriment en fonction des tensions simples de l'alimentation et du potentiel du point commun par:

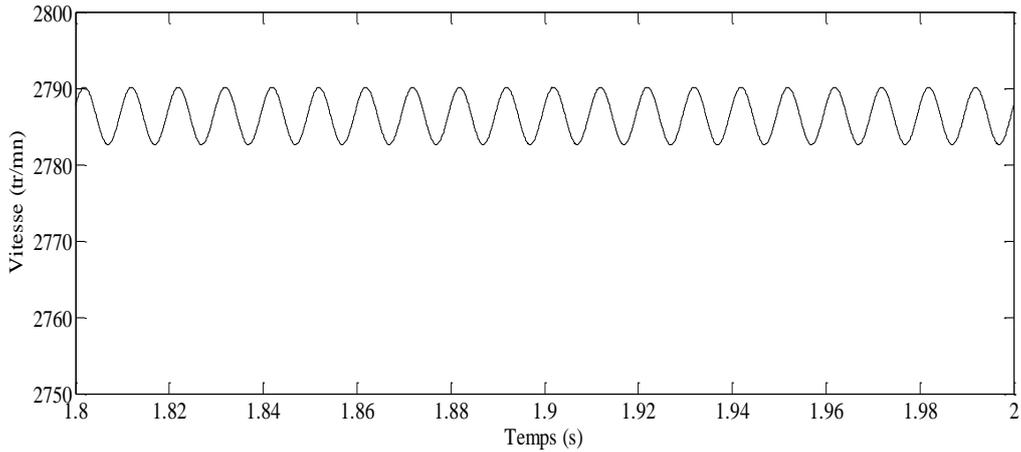
$$v_{jn} = v_{jo} - v_{no}, \quad j = a, b, c \quad (3.18)$$

En conséquence, le potentiel du point commun s'exprime par:

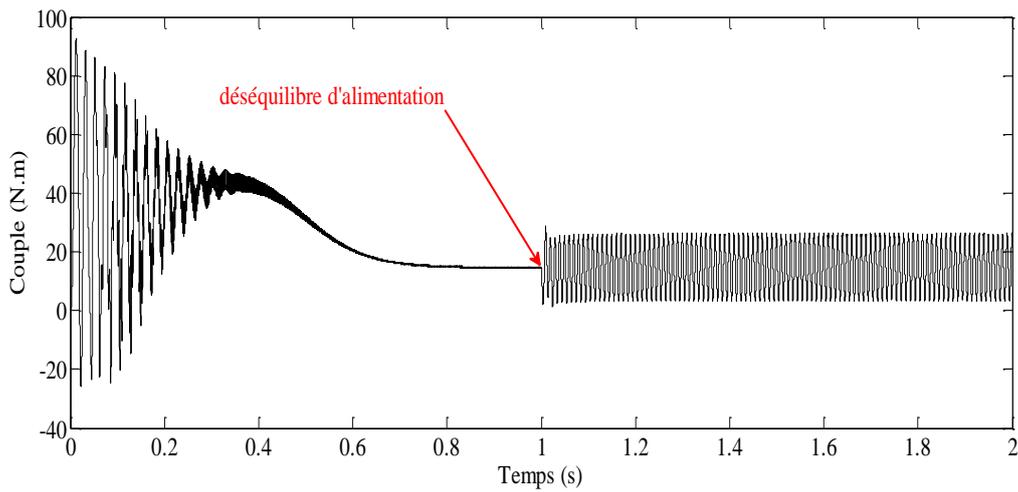
$$v_{no} = \frac{\sum_{j=a,b,c} (v_{jo} - v_{jn})}{3} \quad (3.19)$$

### 3.2.4 Comportement de la machine asynchrone sous un réseau déséquilibré

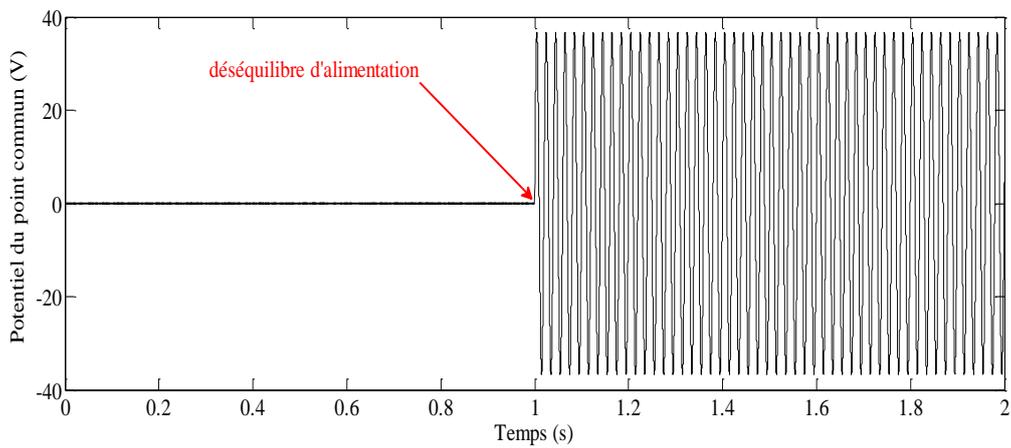
Pour montrer l'effet du déséquilibre d'alimentation sur le comportement de la machine asynchrone, nous supposons qu'une alimentation triphasé équilibré 230/400 V - 50 Hz est appliquée aux bornes des trois phases statoriques d'une machine couplée en étoile. Nous prenons en considération l'effet des 55 harmoniques d'espace pour le calcul des inductances. A t = 1 s, un déséquilibre d'alimentation de +15 % et -15 % se produit respectivement sur les phases a et c. Les caractéristiques de la machine sont illustrées par les figures suivantes.



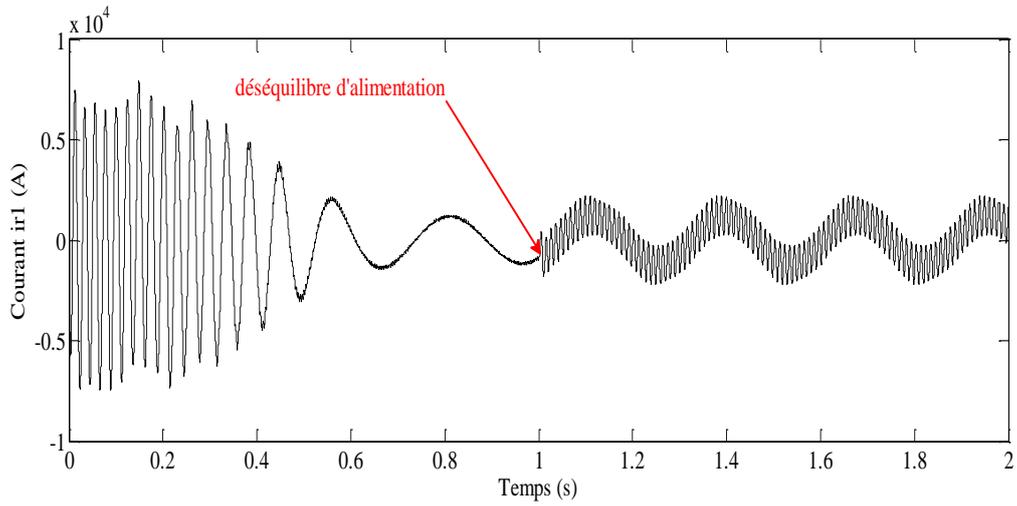
a- Vitesse mécanique en régime permanent



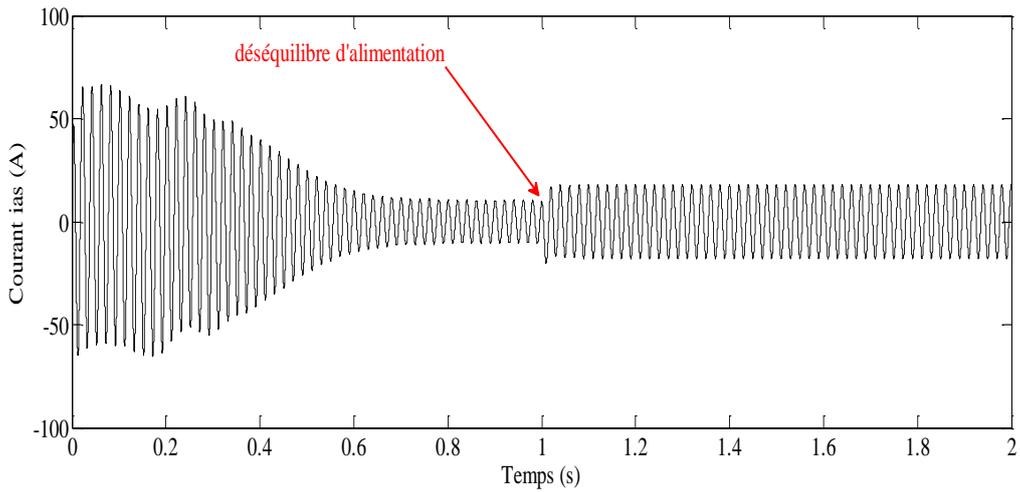
b- Couple électromagnétique



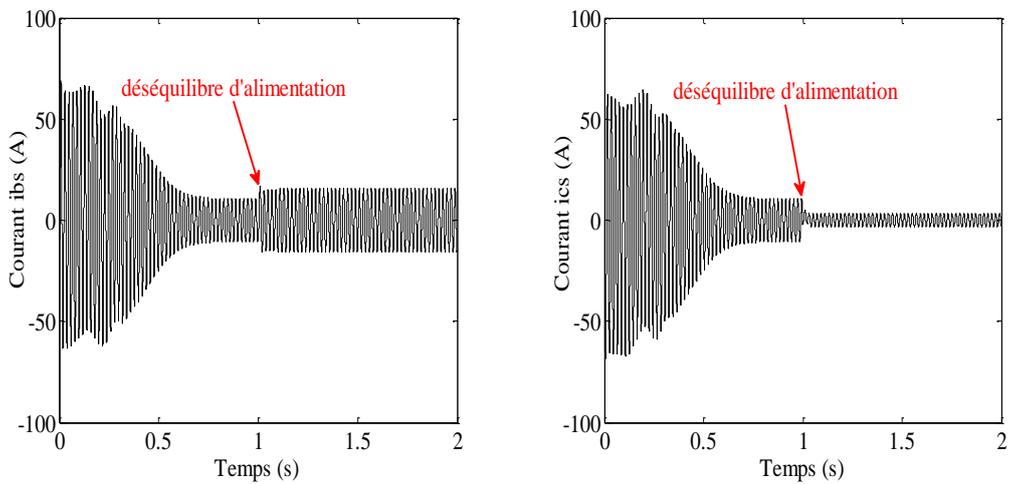
c- Potentiel du point commun de la machine



d- Courant d'une maille rotorique



e- Courant statorique  $i_{as}$



f- Courants statoriques  $i_{bs}$  et  $i_{cs}$

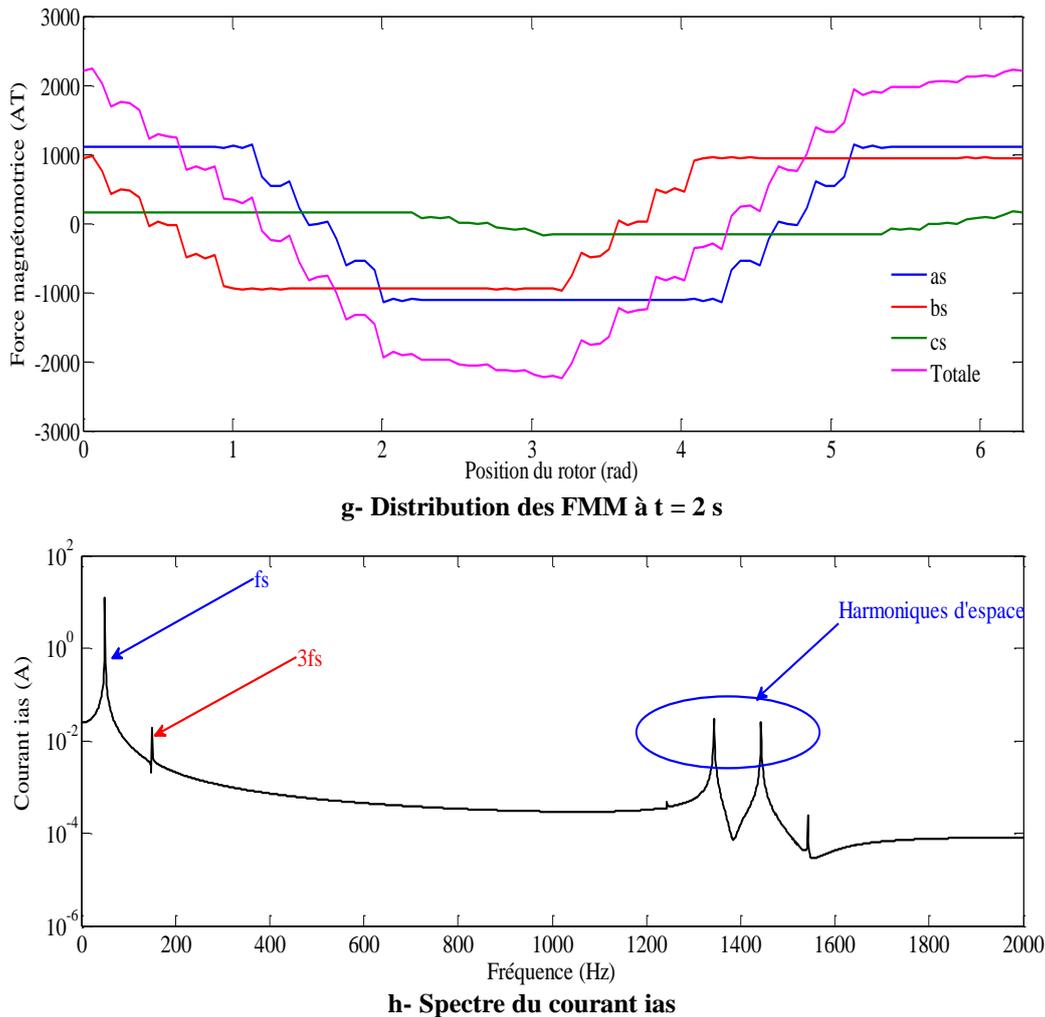


Fig. 3.2 Résultats de simulation pour un déséquilibre d'alimentation

Lorsqu'un déséquilibre d'alimentation se produit, des ondulations du couple s'engendrent en produisant une oscillation de la vitesse d'entraînement, des vibrations, un bruit acoustique et un échauffement excessif de la machine. En conséquence, la machine se détruit progressivement. Les ondulations du couple s'expliquent par le fait que lorsque l'alimentation est déséquilibrée, la FMM résultante le long de l'entrefer n'est pas symétrique, outre la composante directe du champ magnétique, une composante inverse se produit. Cette composante produit un couple inverse qui se superpose avec le couple direct en produisant des ondulations du couple électromagnétique. Pour une machine dont le stator est couplé en étoile, le potentiel du point commun peut atteindre des valeurs extrêmement élevées en produisant des chutes de tensions importantes au stator. Sur le spectre du courant, le déséquilibre d'alimentation se traduit par l'apparition de l'harmonique caractéristique de rang  $3f_s$ , tandis que sur le spectre du couple électromagnétique, il se présente par l'harmonique de rang  $2f_s$ . A cause de l'interaction mutuelle des grandeurs statoriques et rotoriques, le déséquilibre de l'alimentation produit aussi des fluctuations des grandeurs rotoriques (courants et flux magnétiques).

### 3.3 Modélisation des défauts de court-circuit entre spires statoriques

#### 3.3.1 Considérations générales

Chaque enroulement statorique se compose d'un certain nombre de bobines placées dans des encoches différentes. Ces bobines sont complètement isolées les unes des autres. Lorsqu'un court-circuit se produit, il est localisé au niveau d'une même bobine. Pour expliquer le processus de court-circuit, nous considérons un exemple très simple où chaque bobine se compose de quatre spires comme illustré par la figure 3.3.

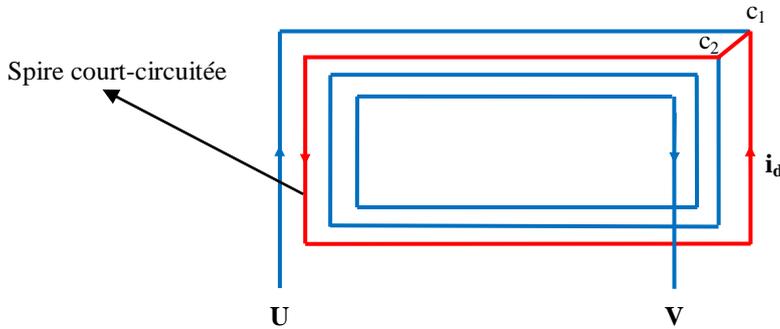


Fig. 3.3 Représentation d'une spire en court-circuit

Lorsqu'un court-circuit se produit entre les deux points c1 et c2, le nombre de spires utiles se réduit à trois spires et un nouveau circuit se produit (spire court-circuitée) [137]. Ce circuit est couplé magnétiquement avec tous les autres circuits. L'équation électrique de ce nouveau circuit s'écrit:

$$r_d i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} = 0 \quad (3.20)$$

$\Phi_d$ ,  $i_d$  et  $r_d$  sont respectivement, le flux magnétisant, le courant et la résistance du circuit de défaut. En appliquant la théorie du couplage magnétique des circuits, nous pouvons calculer facilement les différentes inductances de ce circuit. D'une manière générale, lorsqu'un défaut de court-circuit se produit entre  $N_{cc}$  spires d'une même bobine, il y aura création d'un même nombre de nouveaux circuits. Ces circuits sont identiques et couplés magnétiquement entre eux et avec tous les autres circuits. Dans ce cas, l'équation électrique au stator s'écrit:

$$[\mathbf{u}_{scc}] = [\mathbf{R}_{scc}] [\mathbf{i}_{scc}] + \frac{d[\Phi_{scc}]}{dt} \quad (3.21)$$

Avec:

$$[\mathbf{u}_{scc}] = [u_{ab} \quad u_{bc} \quad u_{ca} \quad 0]^t$$

$$[\mathbf{i}_{scc}] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad i_d]$$

$$[\mathbf{R}_{scc}] = \begin{bmatrix} r_{as} & -r_{bs} & 0 & 0 \\ 0 & r_{bs} & -r_{cs} & 0 \\ -r_{as} & 0 & r_{cs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_d \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Le vecteur  $[\phi_{scc}]$  est défini par:

$$[\Phi_{scc}] = [T_{cc}] [\Phi_s] \quad (3.23)$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{as} \quad \Phi_{bs} \quad \Phi_{cs} \quad \Phi_d]^T$$

$$[T_{cc}] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

De la même manière que dans le cas général du déséquilibre, nous définissons un vecteur de courants indépendants. Le vecteur courant réel s'exprime en fonction des composantes indépendantes par:

$$[i_{scc}] = [B_{scc}] [i_{abds}] \quad (3.25)$$

Avec :

$$[B_{scc}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$[i_{abds}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_d \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Pour les flux magnétiques, nous définissons un vecteur flux à trois composantes indépendantes.

$$[\phi_{abds}] = [A_{scc}] [\Phi_s] \quad (3.28)$$

Avec :

$$[A_{scc}] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Les deux grandeurs (flux et courants) statoriques et rotoriques sont liés par:

$$\begin{cases} [\Phi_{abds}] = [L_{scc}] [i_{abds}] + [L_{srcc}] [i_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rscc}] [i_{abds}] + [L_{rr}] [i_r] \end{cases} \quad (3.30)$$

Avec:

$$\begin{cases} [\mathbf{L}_{scc}] = [\mathbf{A}_{scc}] [\mathbf{L}_s] [\mathbf{B}_{scc}] \\ [\mathbf{L}_{srcc}] = [\mathbf{A}_{scc}] [\mathbf{L}_{sr}] \\ [\mathbf{L}_{rscc}] = [\mathbf{L}_{rs}] [\mathbf{B}_{scc}] \end{cases} \quad (3.31)$$

A partir de 3.30, nous pouvons exprimer les deux courants statoriques et rotoriques. Ils sont donnés par:

$$\begin{cases} [i_{abds}] = \left( [\mathbf{L}_{scc}] - [\mathbf{L}_{srcc}] [\mathbf{L}_r]^{-1} [\mathbf{L}_{rscc}] \right)^{-1} \left( [\Phi_{abds}] - [\mathbf{L}_{srcc}] [\mathbf{L}_r]^{-1} [\Phi_r] \right) \\ [i_r] = \left( [\mathbf{L}_r] - [\mathbf{L}_{rscc}] [\mathbf{L}_{scc}]^{-1} [\mathbf{L}_{srcc}] \right)^{-1} \left( [\Phi_r] - [\mathbf{L}_{rscc}] [\mathbf{L}_{scc}]^{-1} [\Phi_{abds}] \right) \end{cases} \quad (3.32)$$

Lorsqu'un contact se crée entre deux points c1 et c2, les deux courants statoriques, courant de ligne et courant de défaut, sont représentés par la figure 3.5.

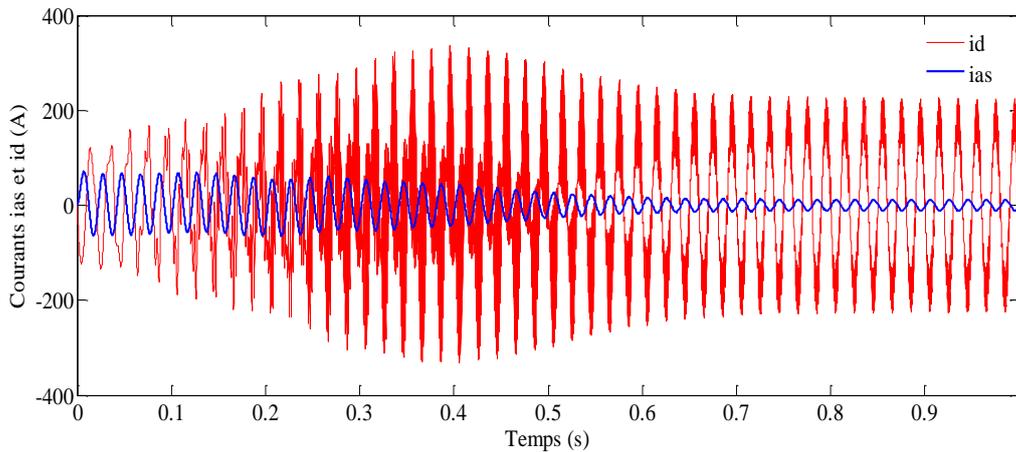


Fig. 3.4 Courants statoriques en présence d'un défaut de court-circuit entre spires

Le courant de défaut  $i_d$  atteint des valeurs extrêmement élevées. Ce courant ne dure que pendant un régime transitoire très court. En effet, le circuit de défaut se détruit rapidement.

Lorsqu'un court-circuit se produit entre  $N_{cc}$  spires d'une même bobine, il y aura création d'un même nombre de nouveaux circuits. Ces circuits sont identiques et couplés magnétiquement entre eux et avec tous les autres circuits. Pour simplifier le modèle de défauts, nous utilisons le fait qu'en présence de court-circuits, les courants traversant les spires court-circuitées sont très forts. En conséquence, les spires en question se détériorent rapidement. La phase défectueuse fonctionne comme étant une bobine de  $(N_s - N_{cc})$  spires. Pour simplifier le modèle de court-circuit, nous allons adopter une deuxième approche beaucoup plus simple à mettre en œuvre. Elle se base sur le fait qu'un défaut de court-circuit mène tout simplement à une réduction du nombre total de spires de la phase défectueuse. En effet, nous définissons le coefficient de court-circuit par:

$$k_{cc}\% = 100 \frac{N_{cc}}{N_s} \quad (3.33)$$

Posons:

$$f_i = 1 - \frac{N_{cc}}{N_s}, \quad i = a, b, c \quad (3.34)$$

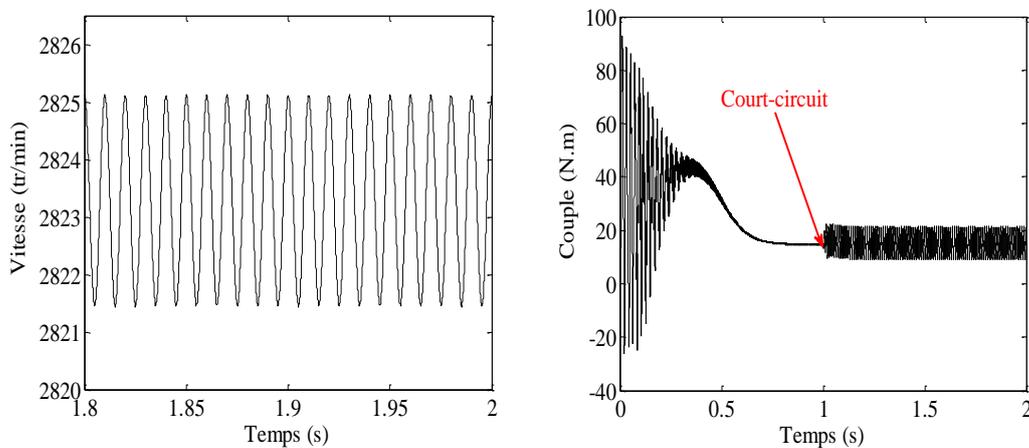
Le nombre utile de spires est:

$$N_i = f_i N_s, \quad i = a, b, c \quad (3.35)$$

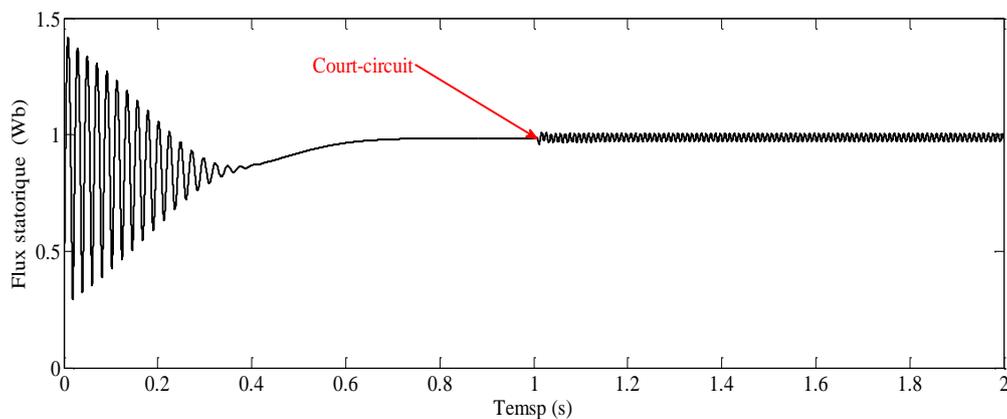
Connaissant le nombre utile de spires par phase, nous pouvons recalculer les matrices des résistances et inductances des trois phases statoriques ainsi que la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

### 3.3.2 Comportement de la machine présentant un défaut de court-circuit sous un réseau triphasé équilibré

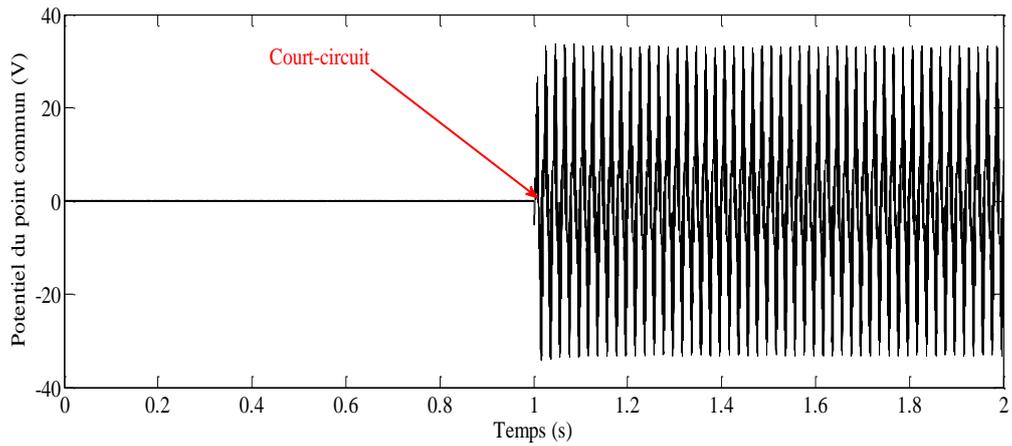
Un réseau triphasé équilibré 230/400 V - 50 Hz est appliquée aux bornes des trois phases statoriques d'une machine couplée en étoile. Nous tenons compte de l'effet des 55 harmoniques d'espace pour le calcul des inductances de la machine. Nous considérons un démarrage à pleine charge, puis à  $t = 1$  s, un défaut de CC de 15% est survenu sur la première phase. Les caractéristiques électromécaniques sont illustrées par les figures suivantes.



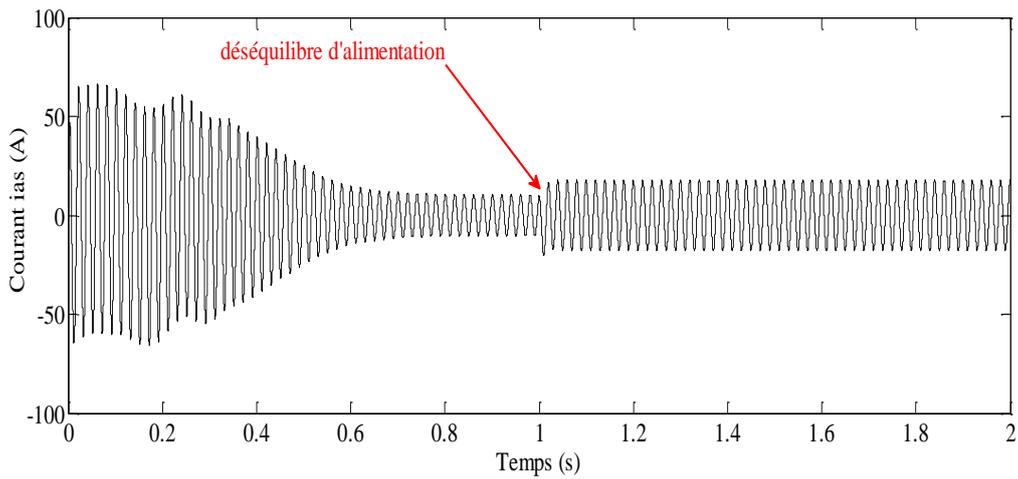
a- Vitesse mécanique et couple électromécanique



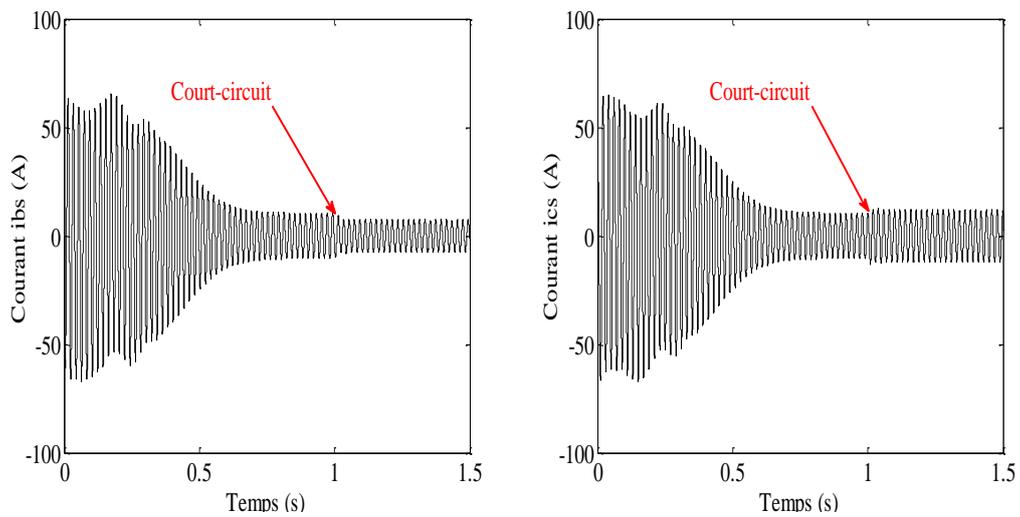
b- Amplitude du flux statorique



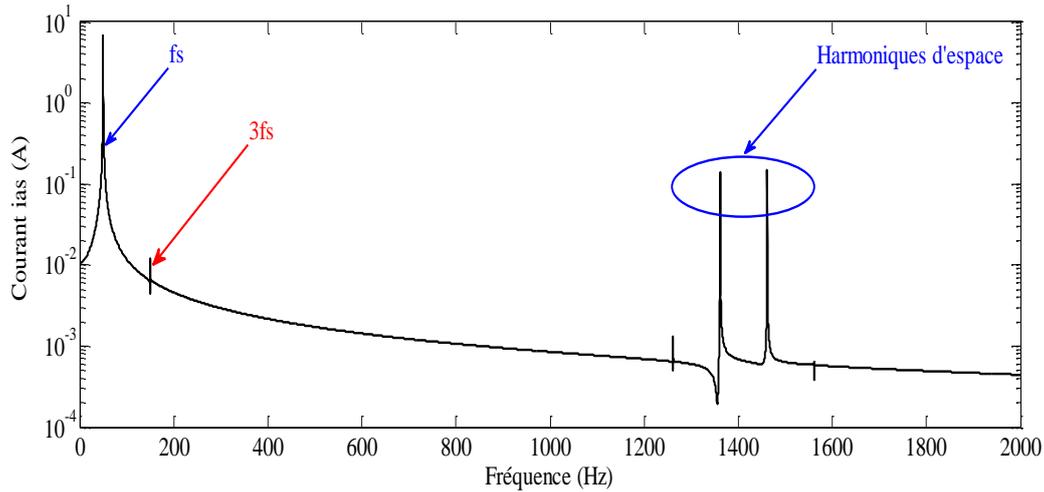
**b- Potentiel du point commun**



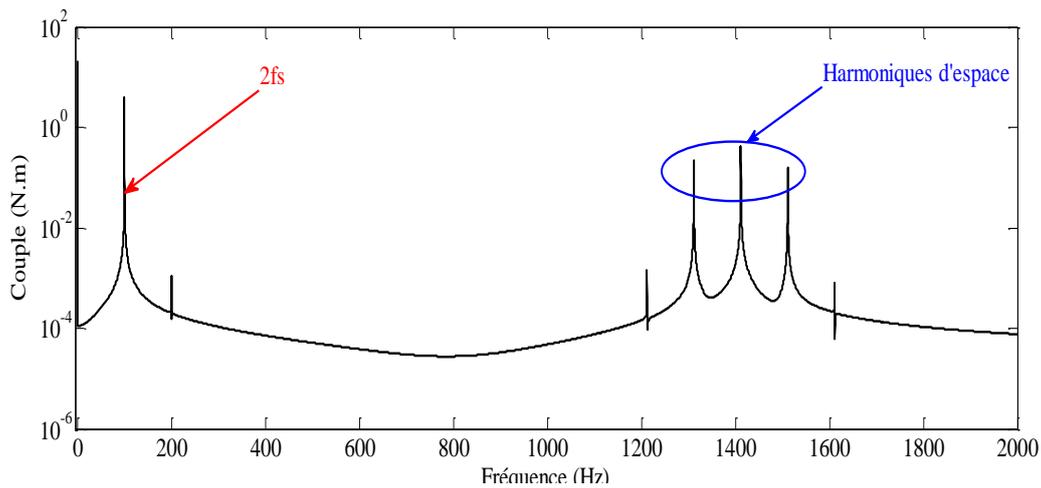
**c- Courant statorique ias**



**d- Courants statoriques ibs et ics**



e- Spectre du courant statorique  $i_{as}$



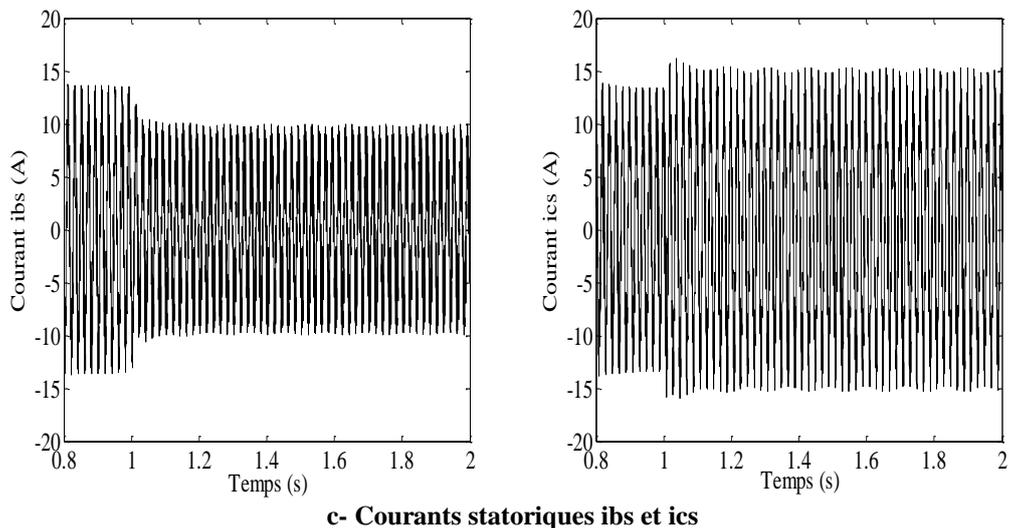
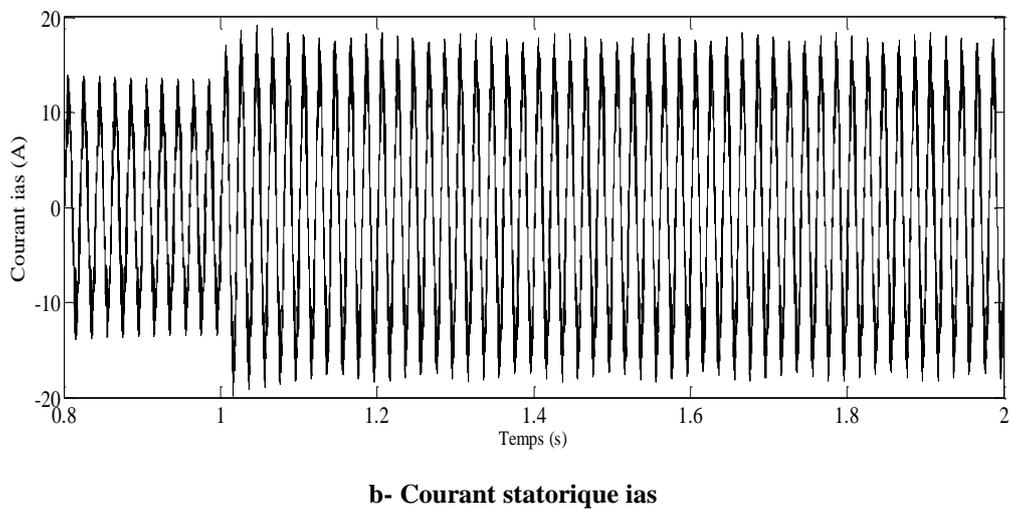
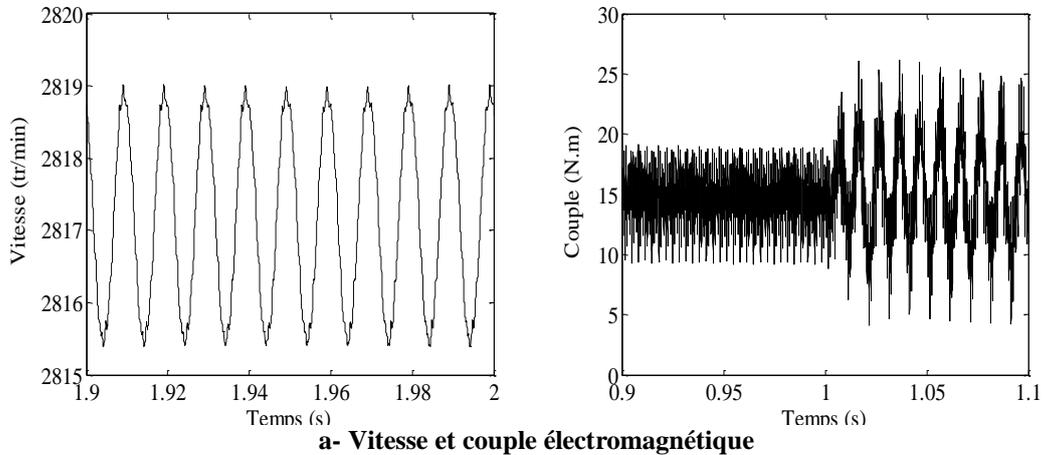
f- Spectre du couple électromagnétique

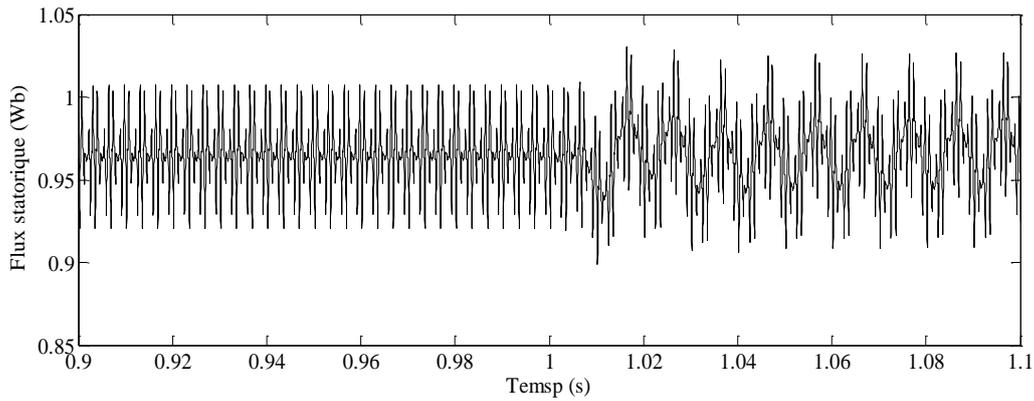
Fig. 3.5 Résultats de simulation de la machine présentant un défaut de court-circuit sous un réseau triphasé équilibré

Une fois que le défaut de court-circuit se produit entre spires de la première phase statorique, des ondulations importantes du couple électromagnétique se créent. Ces ondulations provoquent des vibrations importantes et des oscillations de la vitesse d'entraînement. La vitesse oscille avec une fréquence égale à  $2f_s$ . Ces ondulations sont très faibles car elles dépendent essentiellement de l'inertie de la partie tournante. Plus l'inertie sera grande, moins la variation de la vitesse sera importante. Ces ondulations du couple électromagnétique produisent un bruit acoustique et un échauffement excessif de la machine en favorisant la propagation du défaut de court-circuit. Nous notons que ces ondulations s'expliquent de la même manière que dans le cas du déséquilibre d'alimentation. Pour une machine dont le stator est couplé en étoile avec un neutre isolé, le potentiel de ce dernier n'est pas nul et peut atteindre des valeurs élevées en provoquant une chute de tension au stator. Sur le spectre du courant, le défaut de court-circuit se traduit par l'harmonique caractéristique de rang  $3f_s$ .

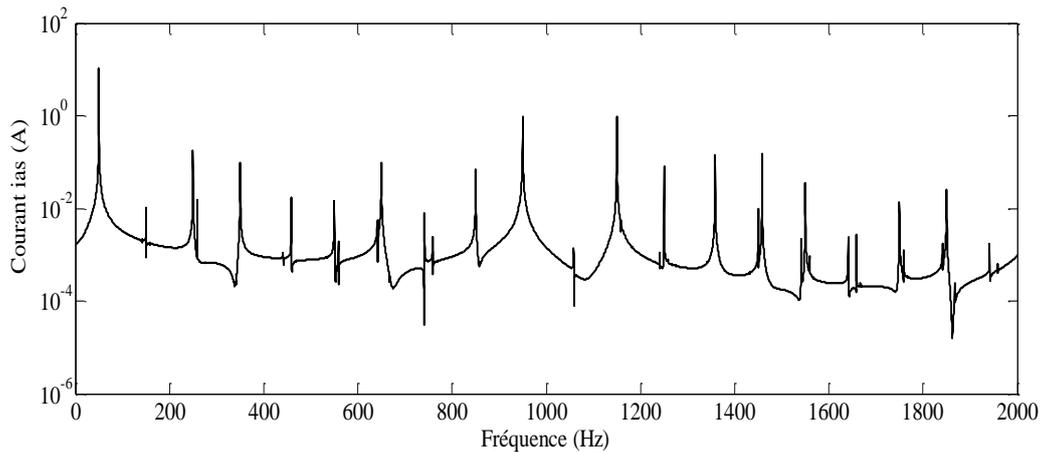
### 3.3.3 Comportement de la machine présentant un Court-circuit sous un onduleur MLI

Afin d'analyser l'interaction des harmoniques d'espace et de temps lorsqu'un défaut de court-circuit est survenu sur la machine, nous supposons que cette dernière est alimentée par un onduleur MLI et fonctionnant à pleine charge. A  $t = 1$ s, un défaut de CC de 15% survient sur la première phase. Le comportement de la machine est illustré par les figures suivantes.

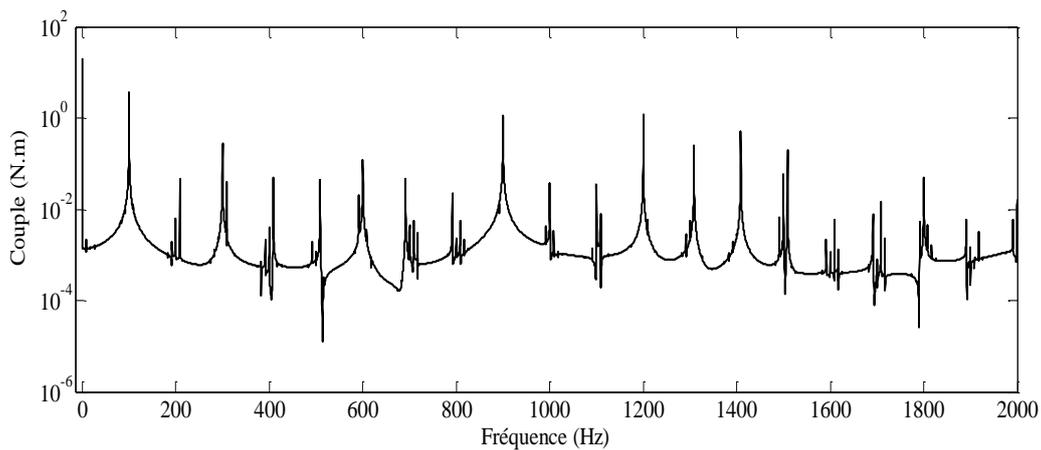




d- Courants statoriques ibs et ics



e- Spectre du courant statorique ias



f- Spectre du couple électromagnétique

Fig. 3.6 Comportement de la machine fonctionnant sous un onduleur MLI et présentant un court-circuit

La vitesse mécanique et le couple électromagnétique oscillent avec une fréquence relativement élevée, de l'ordre de  $2f_s$ . En conséquence, le bruit acoustique et les vibrations mécaniques sont les symptômes les plus significatifs du défaut de court-circuit. La différence par rapport au mode de fonctionnement précédent réside dans le contenu harmonique des spectres du courant statorique et du couple électromagnétique. En plus de l'harmonique de rang  $3f_s$ , les harmoniques d'espace et de temps apparaissent. A cause de la dissymétrie de la machine suite au défaut de court-circuit, les harmoniques multiples de  $3f_s$  [150, 450, 750,...] Hz sont aussi présents dans le spectre du courant statorique.

### 3.4 Comportement de la machine présentant un rotor défaillant

#### 3.4.1 Représentation d'un défaut rotorique

Un défaut de cassure de barres rotoriques provoque une dissymétrie au rotor. La modélisation de ce défaut consiste à reconstituer totalement le circuit électrique rotorique. Dans cette approche, la barre rotorique défaillante est enlevée du circuit électrique, ce qui nous amène à recalculer les matrices des résistances et inductances rotoriques de la machine. La suppression d'une barre de la cage réduit l'ordre des matrices précédentes. Nous nous intéressons au cas le plus fréquent: cas des barres cassées placées l'une à côté de l'autre. Soit  $n_b$  le nombre de barres cassées, le nombre de mailles élémentaires se réduit à  $q - n_b$ . La maille contenant les barres cassées représente la maille de défaut.

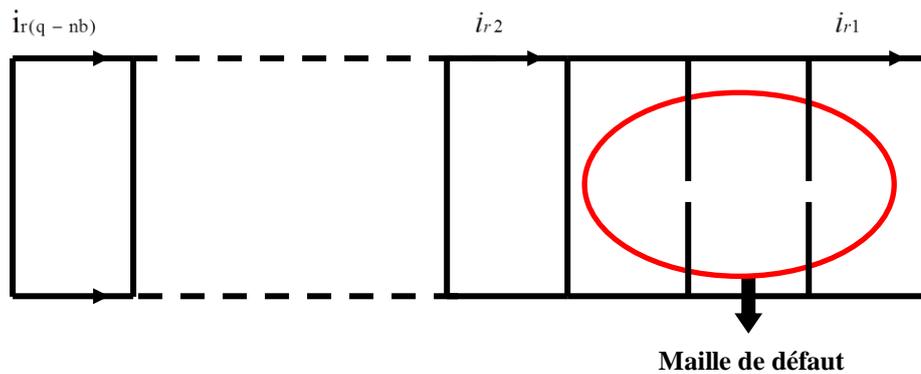


Fig. 3.7 Structure d'un rotor portant des barres cassées

#### 3.4.2 Matrice des résistances rotoriques

Pour déterminer la matrice des résistances rotoriques, il suffit de réécrire les équations électriques au rotor. L'équation de la maille de défaut s'écrit:

$$(\mathbf{R}_0 + 2n_b r_b) \mathbf{i}_{r1} - r_b (\mathbf{i}_{r2} + \mathbf{i}_{r(q-nb)}) + d\phi_{r1} = 0 \quad (3.36)$$

L'équation d'une maille rotorique saine d'ordre « k » est

$$\mathbf{R}_0 \mathbf{i}_{rk} - r_b (\mathbf{i}_{r(k-1)} + \mathbf{i}_{r(k+1)}) + d\phi_{rk} = 0 \quad (3.37)$$

A partir des équations 3.36, 3.37, la matrice des résistances rotoriques devient:

$$[\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_0 + 2n_b r_b & -r_b & 0 & . & . & 0 & -r_b \\ -r_b & \mathbf{R}_0 & -r_b & . & . & 0 & 0 \\ . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . \\ 0 & 0 & . & . & -r_b & \mathbf{R}_0 & -r_b \\ -r_b & 0 & . & . & . & -r_b & \mathbf{R}_0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

### 3.4.3 Matrice des inductances rotoriques

Pour déterminer la matrice des inductances rotoriques, il faut exprimer les flux propres rotoriques. Le flux traversant la maille de défaut s'exprime par:

$$\phi_{r1} = L_1 i_{r1} + \sum_{k=2}^{q-nb} L_{1k} i_{rk} + (2l_b + 2(nb+1)l_e) i_{r1} - l_b (i_{r2} + i_{r(q-nb)}) \quad (3.39)$$

$L_{11}$  : Self inductance de la maille de défaut;

$L_{1k}$  : Inductance mutuelle entre la maille de défaut et une maille rotorique d'ordre « k ».

Le flux traversant une maille saine s'écrit:

$$\phi_{rk} = L_{k1} i_{r1} + \sum_{m=2}^{q-nb} (L_{km} i_{rm} + 2(l_e + l_b) i_{rk} - l_b (i_{r(k+1)} + i_{r(k-1)})) \quad (3.40)$$

$L_{k1}$  : Inductance mutuelle entre la maille de défaut et la maille d'ordre k,

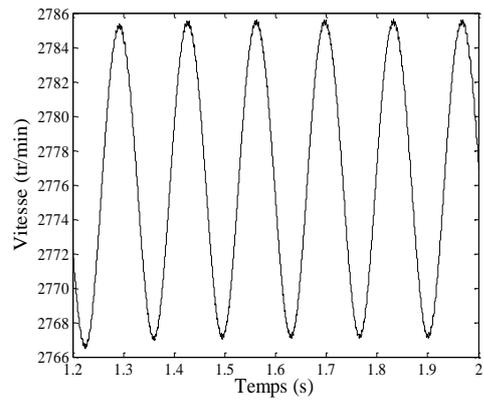
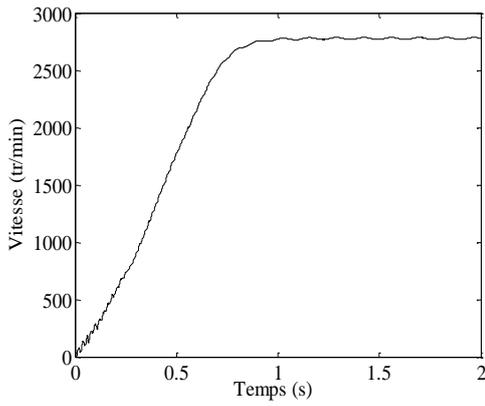
$L_{km}$  : Inductance mutuelle les mailles k et m.

A partir des équations 3.39 et 3.40, on peut déterminer l'expression de la matrice des inductances rotoriques. Nous obtenons:

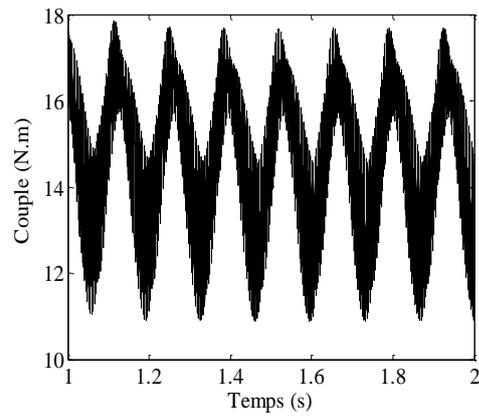
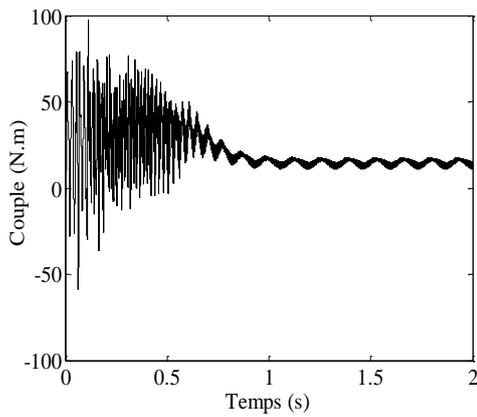
$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{11} + (L_0 + 2nb l_e) & L_{k1} - l_b & L_{k1} & \cdot & \cdot & L_{k1} & L_{k1} - l_b \\ L_{km} - l_b & L_{kk} + L_0 & L_{km} - l_b & \cdot & \cdot & L_{km} & L_{km} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{km} & L_{km} & \cdot & \cdot & L_{km} - l_b & L_{kk} + L_0 & L_{km} - l_b \\ L_{km} - l_b & L_{km} & \cdot & \cdot & \cdot & L_{km} - l_b & L_{kk} + L_0 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

### 3.4.4 Comportement de la machine présentant un rotor défaillant sous un réseau triphasé équilibré

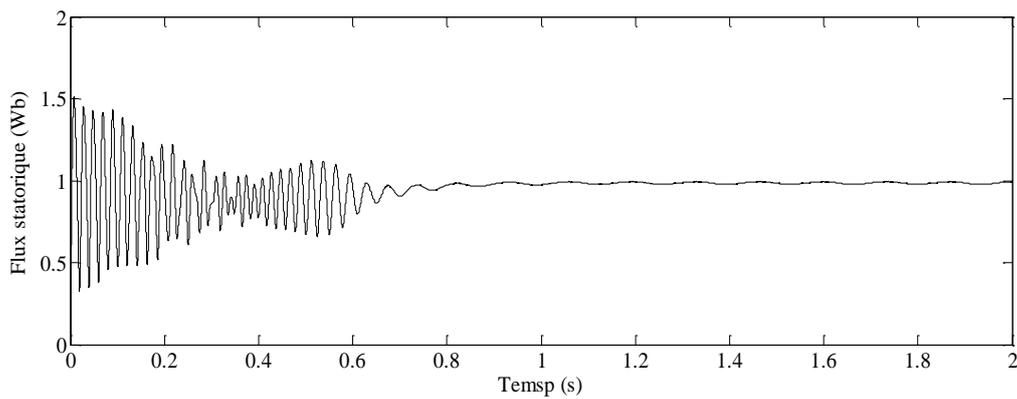
Un réseau 3~ 230/400 V - 50 Hz est appliquée aux bornes des trois phases statoriques d'une machine couplée en étoile. Nous prenons l'effet des 55 harmoniques d'espace dans le calcul des inductances de la machine. La machine fonctionne en charge avec 03 barres cassées. Les caractéristiques électromécaniques sont illustrées par la fig. 3.8.



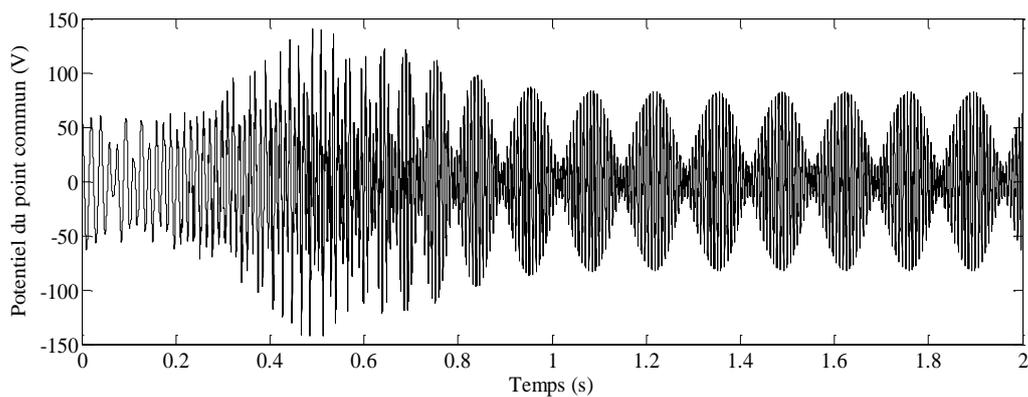
a- Vitesse mécanique



b- Couple électromagnétique



c- Flux statorique



d- Potentiel du point commun

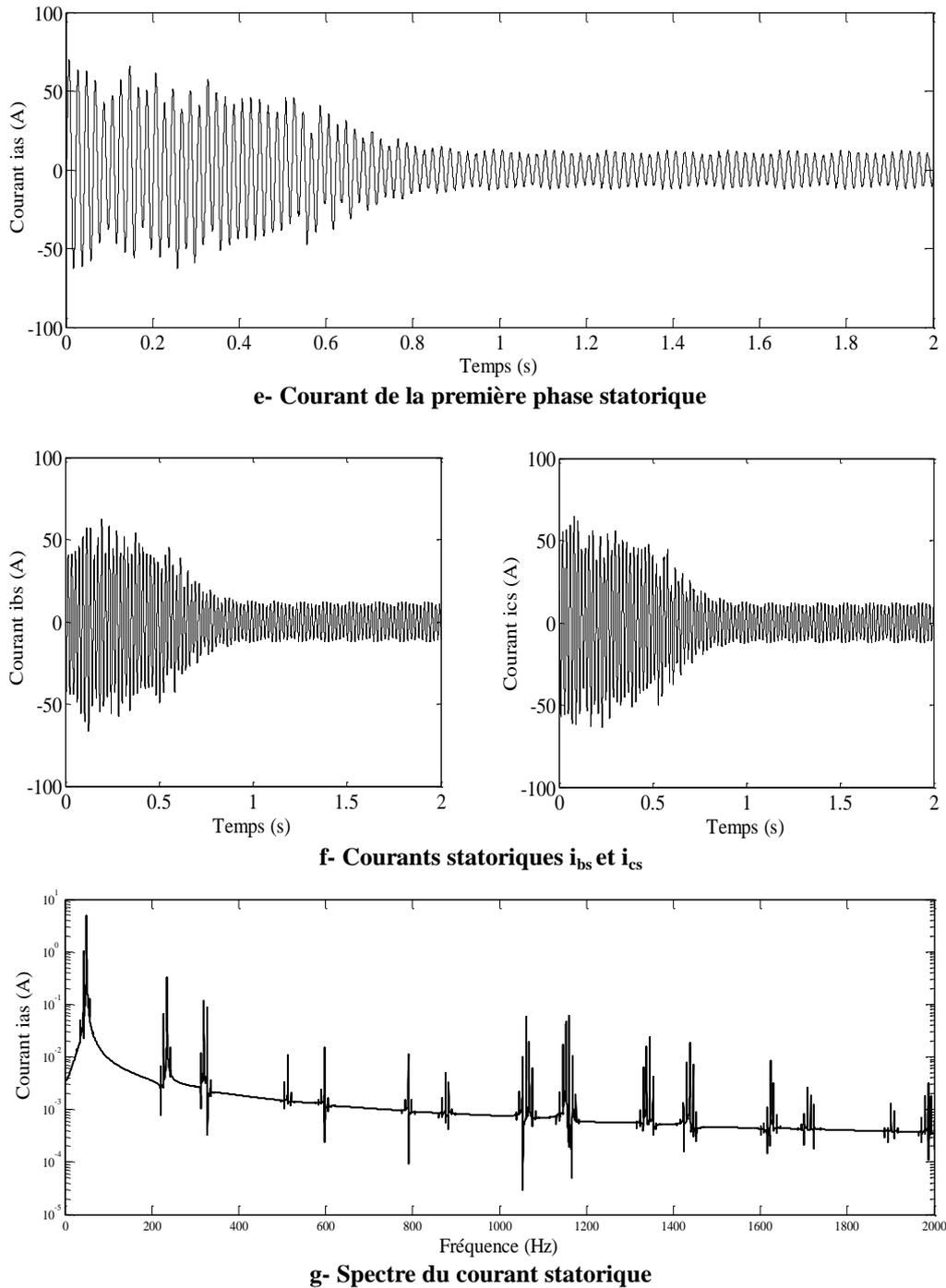


Fig. 3.8 Comportement de la machine ayant 03 barres cassées sous un réseau triphasé équilibré

Nous constatons l'apparition d'une légère ondulation de la vitesse d'entraînement suite à l'apparition d'une rupture de barre rotorique. La variation de la vitesse oscille à une fréquence  $2sf_s$ . Pour le couple électromagnétique, nous constatons qu'une légère modulation se manifeste lorsqu'il y a des barres cassées. Cette modulation a une fréquence identique à celle de vitesse, c'est-à-dire  $2sf_s$ . Il est tout à fait clair que le spectre du courant statorique est beaucoup plus riche en harmoniques que celui issu de l'analyse avec un rotor sain. Cette modification apparait aussi bien dans la partie des basses fréquences que dans la partie des hautes fréquences. La figure 3.34 représente le spectre du courant statorique dans le domaine des basses fréquences ( $<100$  Hz).

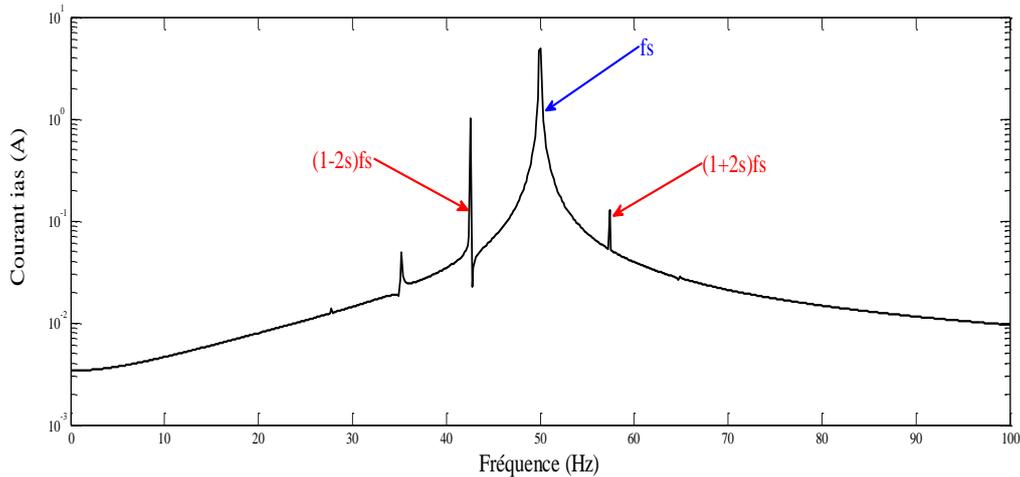


Fig. 3.9 Spectre du courant statorique dans la gamme [0-100] Hz pour 03 barres cassées

Dans des conditions de dissymétrie au rotor, on retrouvera des composantes dans les courants statoriques de fréquence [5-6].

$$f_{bc} = (1 \pm 2ks)f_s \quad (3.42)$$

$k$  : Entier positif;

$f_{bc}$  : Fréquence de la rupture des barres rotoriques.

La rupture des barres rotoriques fait apparaître des composantes principales dans la partie des hautes fréquences. Nous remarquons l'apparition des harmoniques dans le spectre fréquentiel du courant aux fréquences [8]:

$$f_{bcp} = (x(1-s) \pm s)f_s \quad (3.43)$$

Avec:

$$x = 5, 7, 11, 13, \dots$$

Nous représentons à la figure 3.10 le spectre du courant statorique dans la bande [100-400] Hz. Cette figure montre la présence des composantes additionnelles autour des composantes principales. L'analyse précise des harmoniques additionnelles autour d'une composante principale montre que toutes les fréquences additionnelles sont séparées les unes des autres de  $2sf_s$ . Pour tenir compte des harmoniques principales et additionnelles, nous utilisons la relation suivante [14].

$$f_{bca} = (x(1-s) \pm (1+2k)s)f_s \quad (3.44)$$

Avec:

$$x = 5, 7, 11, 13, \dots, k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

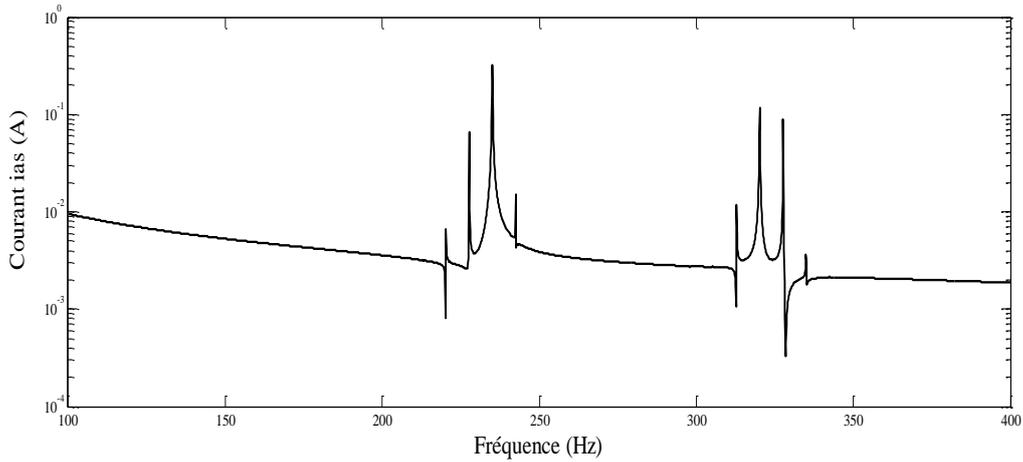
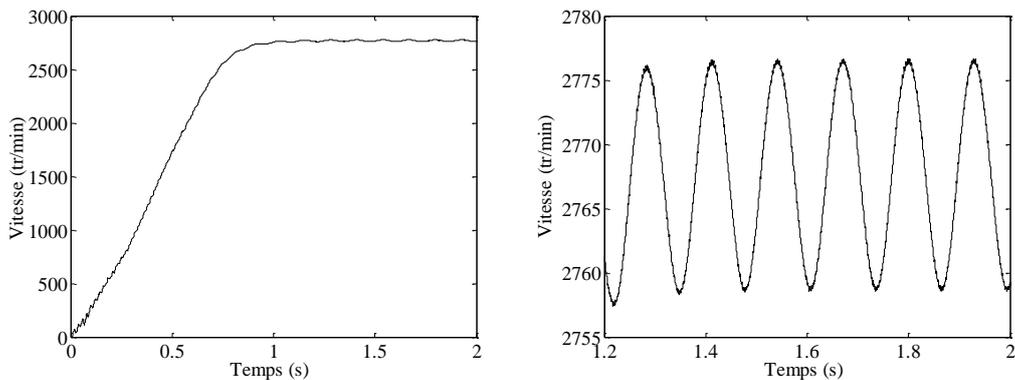


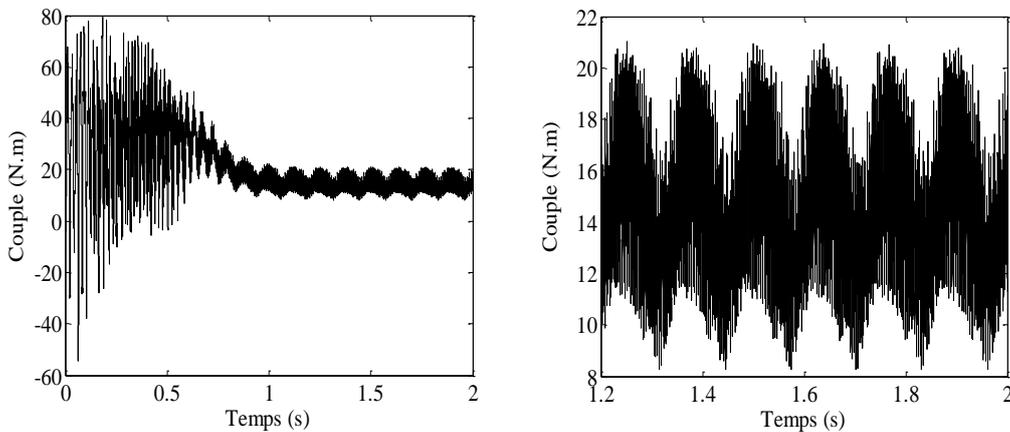
Fig. 3.10 Spectre du courant statorique dans la gamme [100-400] Hz en présence de 03 barres cassées

### 3.4.5 Comportement de la machine présentant un rotor défaillant sous un onduleur MLI

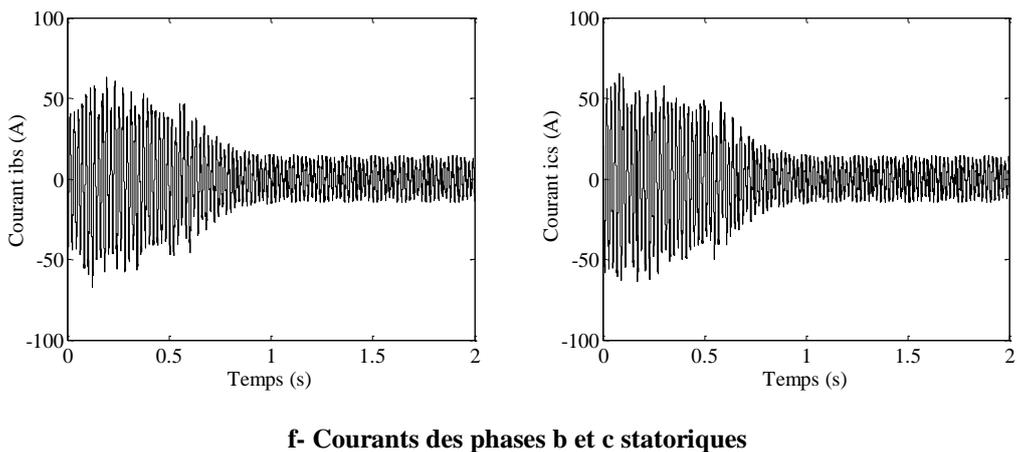
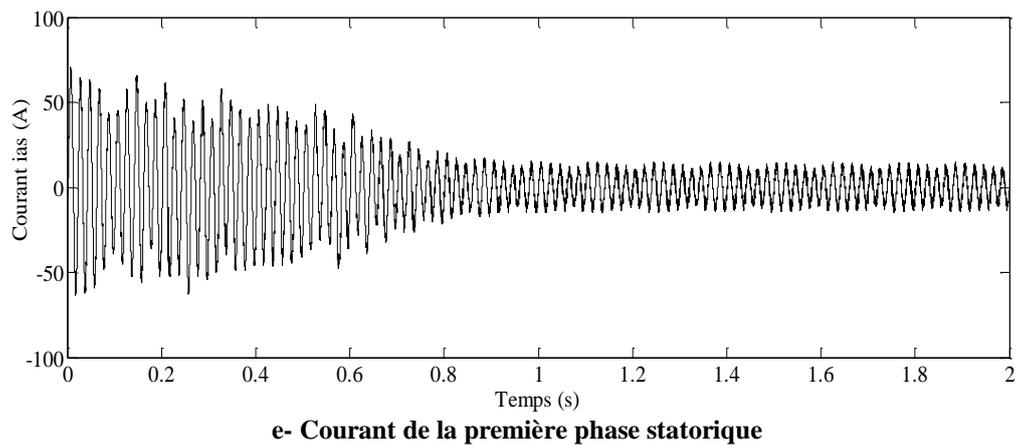
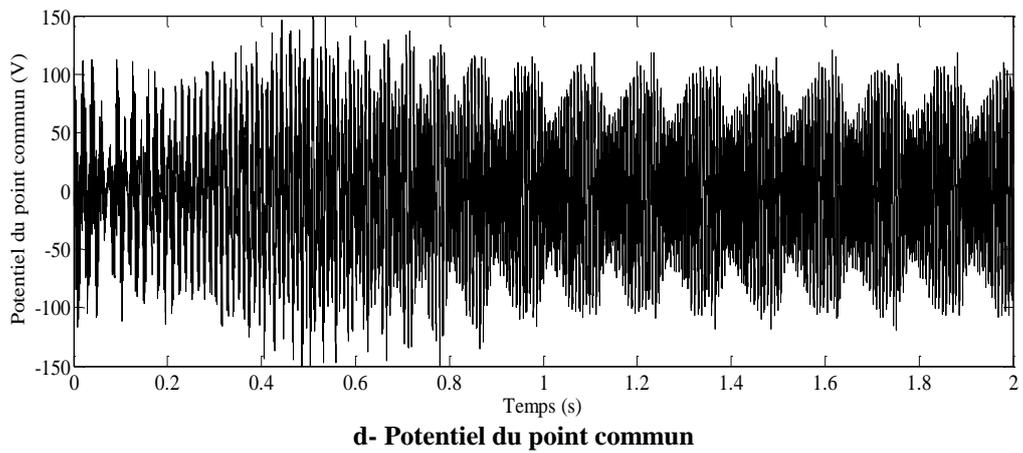
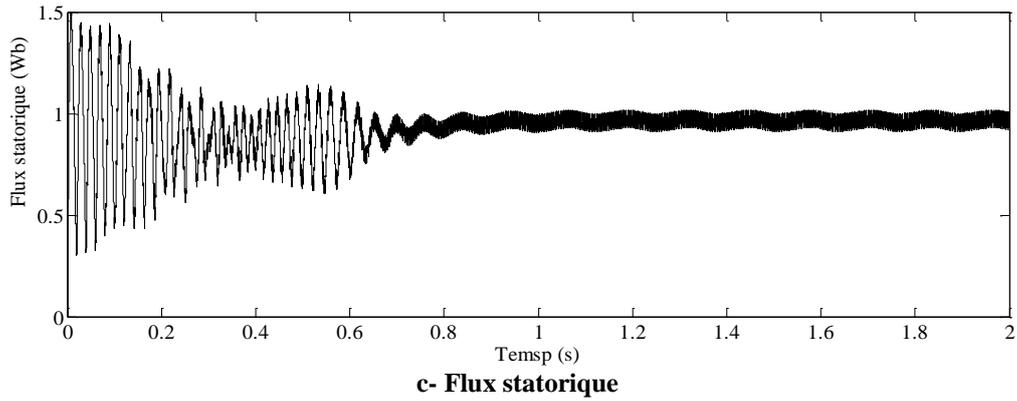
Nous supposons que la machine à rotor défaillant est alimentée par un onduleur triphasé de tension à commande STPWM. Pour mettre en relief l'effet de la rupture de barres rotoriques, nous simulons le cas de trois barres cassées placées l'une à côté de l'autre. Nous prenons en compte l'effet des harmoniques d'espace dont l'ordre est égal à 55. Les différentes caractéristiques électromécaniques sont illustrées par la figure 3.11.

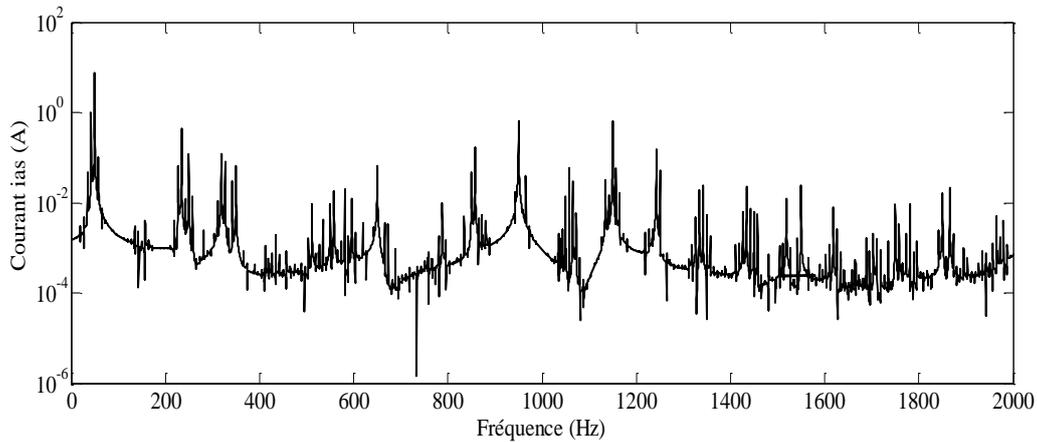


a- Vitesse mécanique

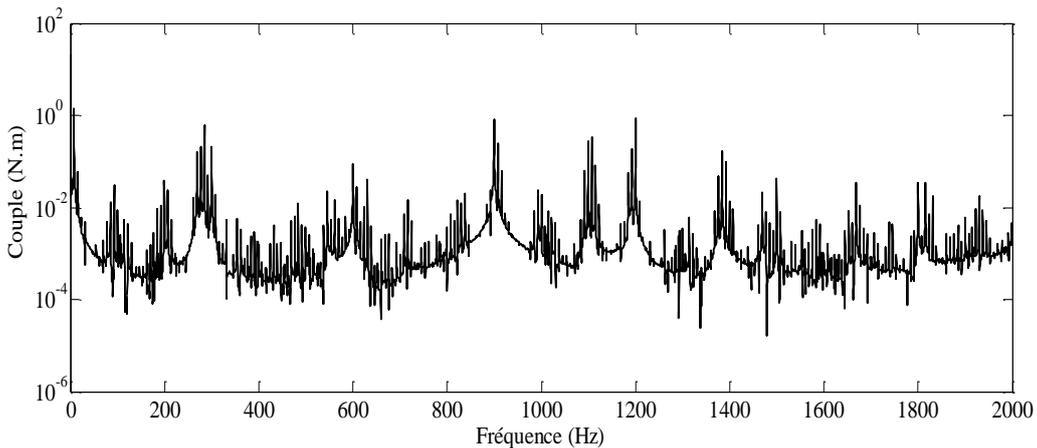


b- Couple électromagnétique





g- Spectre du courant statorique dans la gamme [0-2000] Hz



h- Spectre du couple électromagnétique dans la gamme [0-2000] Hz

Fig. 3.11 Comportement de la machine fonctionnant sous un onduleur et présentant 03 barres cassées

Lorsque la machine à rotor défaillant est associée à un onduleur MLI, nous constatons l'apparition des ondulations de la vitesse à une fréquence  $2sf_s$ . La caractéristique du couple électromagnétique est modulée à une fréquence identique à celle de la vitesse. Le spectre du courant statorique est beaucoup plus riche en harmoniques. La figure 3.12 représente le spectre du courant statorique dans le domaine des basses fréquences ( $<100$  Hz). On retrouvera des composantes dans les courants statoriques de fréquences  $(1 \pm 2ks)f_s$ .

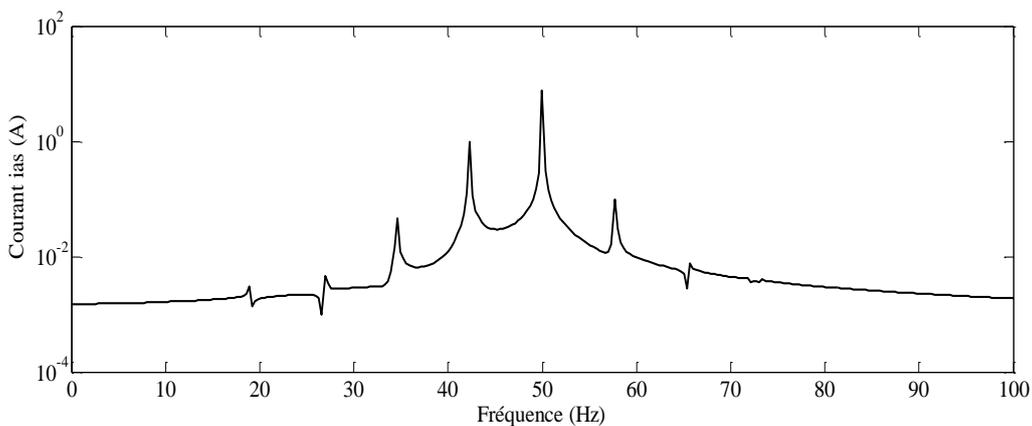
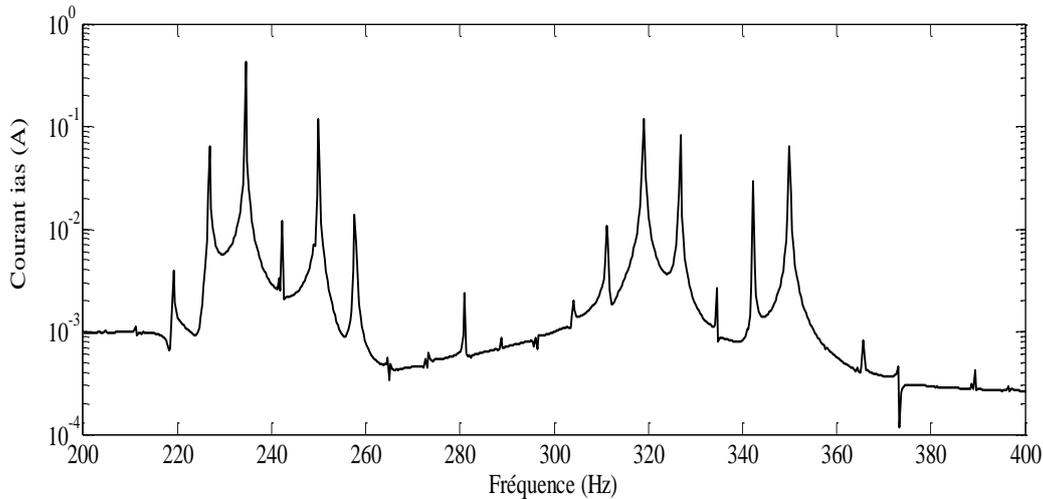


Fig. 3.12 Spectre du courant statorique dans la gamme [0-100] Hz d'une machine ayant trois barres cassées et fonctionnant sous un onduleur MLI

Dans la gamme des hautes fréquences (>100 Hz), outre les harmoniques définis dans le cas d'une alimentation par un réseau, nous constatons l'apparition des harmoniques d'ordre impair (5,7, 11,13...) ainsi que les harmoniques de la porteuse. Ce sont les harmoniques de temps délivrés par l'onduleur MLI.



**Fig. 3.13 Spectre du courant statorique dans la gamme [200-400] Hz d'une machine ayant 03 barres cassées et fonctionnant sous un onduleur MLI**

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle d'une machine déséquilibrée. Ce modèle nous a permis de simuler le comportement de la machine pour un déséquilibre d'alimentation et en présence de défauts électriques (court-circuits entre spires et cassure de barres rotoriques). En régime défaillant, des ondulations du couple électromagnétique se produisent. Ces ondulations provoquent une oscillation de la vitesse d'entraînement, des vibrations mécaniques, un bruit acoustique et un échauffement excessif de la machine. Ces symptômes provoquent la propagation des défauts et ainsi, une destruction progressive de la machine. L'analyse spectrale du courant statorique ou du couple électromagnétique nous a permis de mettre en évidence les signatures fréquentielles de chaque défaut pouvant apparaître au niveau de la machine pour les deux sources d'alimentation: réseau triphasé et onduleur triphasé de tension. Le contenu spectral du courant statorique dépend fortement de la nature du défaut, des harmoniques de temps générés par la source d'alimentation et aussi bien de l'effet des harmoniques d'espace.

# Chapitre IV

## Diagnostic de la machine fonctionnant en commande DTC

### 4.1 Introduction

Les progrès effectués dans les domaines de l'électronique de puissance, l'automatique et la commande numérique ont conduit à améliorer les performances dynamiques des machines asynchrones fonctionnant à vitesse variable. Dans ce contexte, plusieurs stratégies de commandes ont été développées et améliorées [1-4]. La première utilisation de commande de la fréquence variable a été réalisée avec le contrôle scalaire (loi  $V/f = \text{constant}$ ). Cette technique assure une variation de vitesse pouvant être étendue vers le régime de survitesse. Cependant, cette commande qui a l'intérêt d'être très simple ne contrôle pas les régimes transitoires [46]. La commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70, en deux méthodes distinctes. Le principe de la commande vectorielle est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la MCC à excitation séparée. Dans la première méthode (**Hasse**), on impose une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Indirect Field Oriented Control: IRFOC). Dans la seconde (**Blaschke**), on utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (Direct Field Oriented Control: DFOC). Cependant, la commande vectorielle reste très sensible aux variations paramétriques, notamment celle de la constante de temps rotorique. Pour cela, plusieurs améliorations ont été développées pour tenir compte de la variation des paramètres de la machine [138-147]. Néanmoins, ces améliorations augmentent la complexité et le coût de la réalisation. La commande DTC est apparue dans la deuxième moitié des années 1980 (**Takahashi & Noguchi 1984, Depenbrock 1985**) comme concurrentielle de la commande scalaire et vectorielle [44-45]. Elle présente des avantages bien connus par rapport aux autres méthodes, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple, amélioration de sa robustesse par rapport aux variations paramétriques. Ses principaux inconvénients sont:

- ❖ Le nombre de vecteurs de tensions est limité. Ceci engendre l'oscillation des grandeurs électromagnétiques (couple, flux, et courants statoriques) qui se traduisent par des bruits acoustiques accrus;
- ❖ Sensibilité aux variations de la résistance statorique.

Dans ce chapitre, nous allons présenter brièvement le principe de la commande DTC des machines asynchrones. Ensuite, un soin particulier sera apporté au diagnostic de la machine fonctionnant en commande DTC. Nous allons traiter l'effet de la variation de la résistance statorique, présence d'un court-circuit entre spires statoriques et cassure des barres rotoriques.

## 4.2 Principe de la Commande DTC

La commande DTC vise une exploitation directe du couple électromagnétique et flux magnétique produits par la machine. Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que sur la base des erreurs entre les valeurs de référence et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les bandes d'hystérésis [44-45].

### 4.2.1 Evolution du flux statorique

On se place dans un repère stationnaire  $\alpha\beta$ . Le flux statorique est défini par le système d'équations différentielles:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{\alpha s}}{dt} = v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s} \\ \frac{d\Phi_{\beta s}}{dt} = v_{\beta s} - R_s i_{\beta s} \end{cases} \quad (4.1)$$

Introduisons la notation complexe:

$$\underline{X} = x_{\alpha} + jx_{\beta} \quad (4.2)$$

Le flux statorique peut être obtenu par l'équation:

$$\underline{\Phi}_s = \underline{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\underline{V}_s - R_s \underline{I}_s) dt \quad (4.3)$$

A l'intérieur d'une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliquée à la machine est pratiquement constant. Si on néglige, en première approximation la chute de tension due à la résistance statorique, le flux statorique s'exprime par la relation de récurrence suivante:

$$\underline{\Phi}_s(k+1) = \underline{\Phi}_s(k) + \underline{V}_s T_e \quad (4.4)$$

La variation du flux statorique due à l'application du vecteur de tension pendant une période d'échantillonnage est:

$$\Delta \underline{\Phi}_s \approx \underline{V}_s T_e \quad (4.5)$$

$\underline{\Phi}_s(k)$ : Vecteur flux statorique actuel;

$\underline{\Phi}_s(k+1)$ : Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant;

$\Delta\underline{\Phi}_s$ : Variation du flux statorique.

Cette relation montre que la trajectoire de  $\underline{\Phi}_s$  suit la direction du vecteur de tension  $\underline{V}_s$ . Si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur  $\underline{\Phi}_s$  suit la direction de  $\underline{V}_s$ , et si  $\underline{V}_s$  est une tension nulle,  $\underline{\Phi}_s$  est alors fixe.

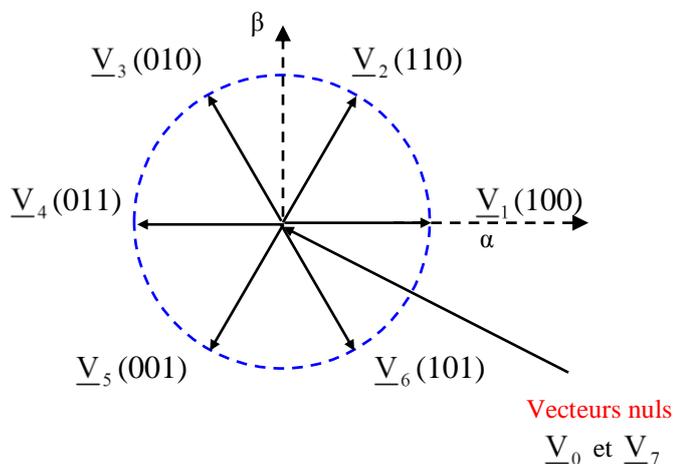


Fig. 4.1 Vecteurs d'état de l'onduleur

Pour une période d'échantillonnage, l'erreur du flux statorique est proportionnelle au vecteur de tension appliquée au stator. Nous représentons deux situations de la variation du flux statorique lorsqu'on applique deux tensions différentes dans le premier secteur.

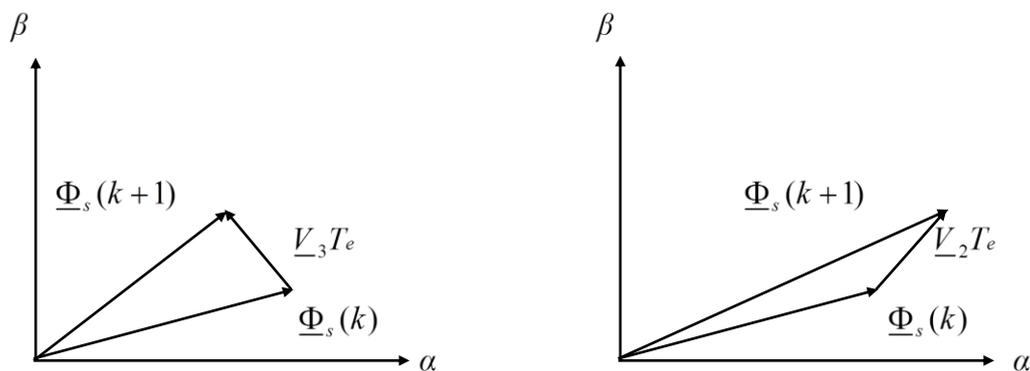


Fig. 4.2 Evolution du vecteur flux statorique en fonction de la tension appliquée

En choisissant une séquence correcte des vecteurs  $\underline{V}_s$  sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\underline{\Phi}_s$  la trajectoire permettant d'avoir une bonne dynamique de la machine. Pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa [49].

### 4.2.2 Evolution du couple électromagnétique

En fonction des grandeurs diphasées, le couple électromagnétique s'exprime par [46]

$$C_e = k_T (\Phi_{\beta s} \Phi_{\alpha r} - \Phi_{\alpha s} \Phi_{\beta r}) \quad (4.6)$$

On peut démontrer que:

$$C_e = k_T \Phi_s \Phi_r \sin(\gamma) \quad (4.7)$$

$\Phi_s$  : Module du flux statorique;

$\Phi_r$  : Module du flux rotorique;

$\gamma$  : Décalage angulaire entre les deux flux statorique et rotorique.

P : Nombre de paires de pôles.

$$k_T = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad (4.8)$$

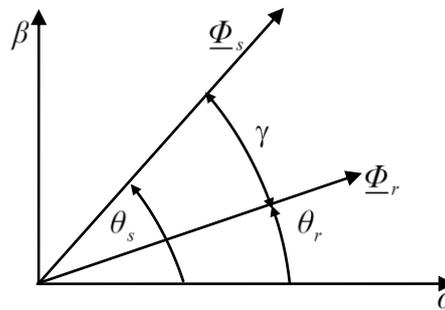


Fig. 4.3 Représentation vectorielle des flux magnétiques

Il est évident que le couple électromagnétique dépend de l'angle  $\gamma$  et de l'amplitude des deux vecteurs  $\Phi_s$  et  $\Phi_r$ . En admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéfinie, et que l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique. L'expression du couple électromagnétique à l'instant  $t + T_e$  devient:

$$C_e = k_T \Phi_s^* \Phi_r \sin(\gamma + \Delta\gamma) \quad (4.9)$$

La figure 4.4 illustre l'évolution de l'angle  $\gamma$ , pour deux vecteurs différents de tensions.

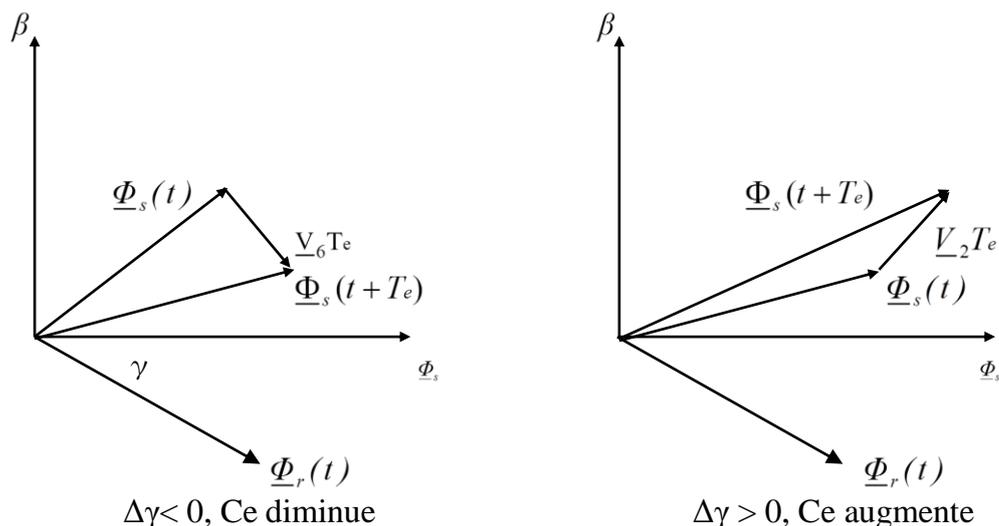


Fig. 4.4 Evolution de l'angle de décalage  $\gamma$  en fonction de la tension appliquée

### 4.3 Elaboration de la Commande DTC

La stratégie de la commande DTC consiste à contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple, de manière directe et simultanée. Ceci se fait par un choix judicieux de la tension appropriée de l'onduleur. Le choix de la tension dépend de la variation souhaitée pour les deux grandeurs: flux statorique et couple électromagnétique. Ces derniers sont estimés en utilisant les tensions et courants de lignes, puis comparés à leurs références respectives par des comparateurs à hystérésis. Le choix de la tension se fait donc suivant l'état des comparateurs et en fonction de la position du flux statorique dans le plan complexe [46].

#### 4.3.1 Régulation du flux statorique

Un régulateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction du flux statorique afin de maintenir son extrémité dans une couronne circulaire. La sortie de ce régulateur, donnée par la variable logique  $s_\phi \in [0,1]$ , indique l'évolution souhaitée de l'amplitude du flux statorique. La valeur  $s_\phi = 1$  sert à augmenter le flux et  $s_\phi = 0$  sert à le réduire. En effet, le régulateur à hystérésis du flux statorique réalise la condition suivante.

$$|\Phi_s^* - \Phi_s| < H_\phi \quad (4.10)$$

$H_\phi$  : Bande d'Hystérésis du contrôleur.

La sortie du correcteur est définie par:

$$\begin{cases} \text{si } e_\Phi > +H_\Phi & s_\Phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq |e_\Phi| \leq H_\Phi & \text{et } \frac{de_\Phi}{dt} > 0 & s_\Phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq |e_\Phi| \leq H_\Phi & \text{et } \frac{de_\Phi}{dt} < 0 & s_\Phi = 0 \\ \text{si } e_\Phi < -H_\Phi & s_\Phi = 0 \end{cases} \quad (4.11)$$

Avec:

$$e_\Phi = \Phi_s^* - \Phi_s \quad (4.12)$$

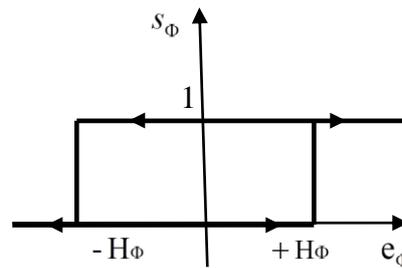
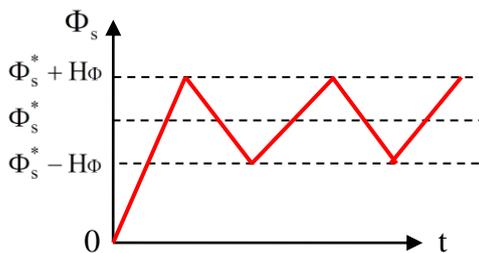


Fig. 4.5 Evolution de l'amplitude du flux statorique Fig. 4.6 Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

### 4.3.2 Régulation du couple électromagnétique

La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis: un comparateur à hystérésis à deux niveaux et à trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux présente l'avantage de la simplicité de contrôle mais dans un seul sens de rotation de la machine, alors que le contrôleur à trois niveaux assure le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation [49]. La sortie de ce régulateur est définie de telle sorte qu'il réalise la condition suivante.

$$|C_e^* - C_e| < H_{ce} \quad (4.13)$$

La figure ci-dessous montre l'évolution de la sortie logique  $s_{ce}$  du contrôleur suivant l'évolution du couple  $C_e$  par rapport au couple de référence.

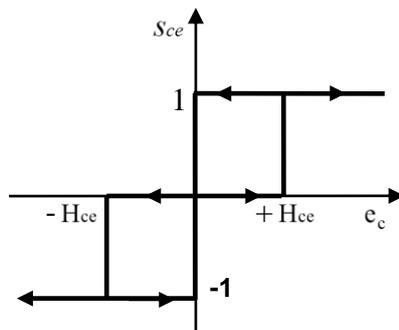


Fig. 4.7 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux

Le régulateur à hystérésis à 3 niveaux génère à sa sortie la valeur  $s_{ce} = +1$  pour augmenter le couple,  $s_{ce} = -1$  pour le réduire et  $s_{ce} = 0$  pour le maintenir constant à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le signal de sortie du contrôleur du couple est défini par 4.14.

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } e_c > +H_{ce} & s_{ce} = +1 \\ \text{si } 0 \leq e_c \leq H_{ce} \quad \text{et} \quad \frac{de_c}{dt} > 0 & s_{ce} = 0 \\ \text{si } 0 \leq e_c \leq H_{ce} \quad \text{et} \quad \frac{de_c}{dt} < 0 & s_{ce} = +1 \\ \text{si } e_c < -H_{ce} & s_{ce} = -1 \\ \text{si } -H_{ce} \leq e_c \leq 0 \quad \text{et} \quad \frac{de_c}{dt} > 0 & s_{ce} = -1 \\ \text{si } -H_{ce} \leq e_c \leq 0 \quad \text{et} \quad \frac{de_c}{dt} < 0 & s_{ce} = 0 \end{array} \right. \quad (4.14)$$

Avec :

$$e_c < C_e^* - C_e \quad (4.15)$$

### 4.3.3 Table de commande du flux statorique

Le tableau ci-dessous résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique selon chaque secteur.

Secteur	1	2	3	4	5	6
$\uparrow \Phi_s$	$\underline{V}_6, \underline{V}_1, \underline{V}_2$	$\underline{V}_1, \underline{V}_2, \underline{V}_3$	$\underline{V}_2, \underline{V}_3, \underline{V}_4$	$\underline{V}_3, \underline{V}_4, \underline{V}_5$	$\underline{V}_4, \underline{V}_5, \underline{V}_6$	$\underline{V}_5, \underline{V}_6, \underline{V}_1$
$\downarrow \Phi_s$	$\underline{V}_3, \underline{V}_4, \underline{V}_5$	$\underline{V}_4, \underline{V}_5, \underline{V}_6$	$\underline{V}_5, \underline{V}_6, \underline{V}_1$	$\underline{V}_6, \underline{V}_1, \underline{V}_2$	$\underline{V}_1, \underline{V}_2, \underline{V}_3$	$\underline{V}_2, \underline{V}_3, \underline{V}_4$

Le tableau ci-après résume les séquences de tensions actives à appliquer pour contrôler le couple en fonction du secteur.

Secteur	1	2	3	4	5	6
$\uparrow C_e$	$\underline{V}_2, \underline{V}_3$	$\underline{V}_3, \underline{V}_4$	$\underline{V}_4, \underline{V}_5$	$\underline{V}_5, \underline{V}_6$	$\underline{V}_6, \underline{V}_1$	$\underline{V}_1, \underline{V}_2$
$\downarrow C_e$	$\underline{V}_5, \underline{V}_6$	$\underline{V}_6, \underline{V}_1$	$\underline{V}_1, \underline{V}_2$	$\underline{V}_2, \underline{V}_3$	$\underline{V}_3, \underline{V}_4$	$\underline{V}_4, \underline{V}_5$

La comparaison des tables de commande du module du flux et du couple permet la synthèse d'une seule table de commande illustrée dans le tableau suivant:

Secteur	1	2	3	4	5	6
$\uparrow C_e \uparrow \Phi_s$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$
$\uparrow C_e \downarrow \Phi_s$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$
$\downarrow C_e \uparrow \Phi_s$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$
$\downarrow C_e \downarrow \Phi_s$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$

La table de commande ci-dessous permet l'utilisation des séquences de tension nulle afin de limiter les pertes par effet de commutation [46].

Secteur		1	2	3	4	5	6
$s_\Phi = 0$	$s_{C_e} = +1$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$
	$s_{C_e} = 0$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$
	$s_{C_e} = -1$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$
$s_\Phi = 1$	$s_{C_e} = +1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$
	$s_{C_e} = 0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$	$\underline{V}_0$
	$s_{C_e} = -1$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$

#### 4.3.4 Régulation de vitesse

Pour la correction de la vitesse d'entraînement, on doit faire appel à une technique qui répond aux exigences de l'insensibilité aux variations de paramètres et aux perturbations. La technique de commande par mode glissant est très connue par sa robustesse envers les perturbations internes, externes et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation [148-149]. Le couple électromagnétique de référence se met sous la forme suivante (voir annexe C).

$$C_e^* = C_e^{eq} + C_e^n \quad (4.16)$$

Avec  $C_e^{eq}$  est le couple équivalent,  $C_e^n$  est le couple de correction.

La surface de commutation est:

$$s = \Omega^* - \Omega \quad (4.17)$$

Durant la phase du glissement en régime permanent, nous avons:

$$s(\Omega) = 0, \dot{s}(\Omega) = 0 \quad (4.18)$$

Sachant que:

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - f_v \Omega) \quad (4.19)$$

Le couple équivalent est:

$$C_e^{eq} = J \left( \dot{\Omega}^* + C_r + f_v \Omega \right) \quad (4.20)$$

Le couple de correction s'exprime par:

$$T_e^n = k_\Omega \text{sat}(s) \quad (4.21)$$

Pour remédier au problème de broutement, la fonction discontinue **sign** est remplacée par des fonctions continues. Plusieurs fonctions sont proposées pour limiter ce phénomène. Par exemple la commande dite douce à un seul seuil [148-149]. Elle s'exprime par:

$$\text{sat}(s_i) = \frac{s_i}{(|s_i| + \psi_i)} \quad (4.22)$$

Avec  $\psi_i$  est un réel positif.

### 4.3.5 Estimation du flux statorique et du couple

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir des grandeurs (tensions et courants) suivant les axes  $\alpha\beta$ , soit:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (4.23)$$

L'amplitude du flux statorique s'exprime par:

$$\Phi_{s\alpha} = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (4.24)$$

Le couple est estimé à partir des composantes du courant statoriques et flux magnétique par:

$$C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \Phi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (4.25)$$

4.3.6 Schéma de la commande DTC conventionnel

Le schéma de commande est représenté par le synoptique suivant:

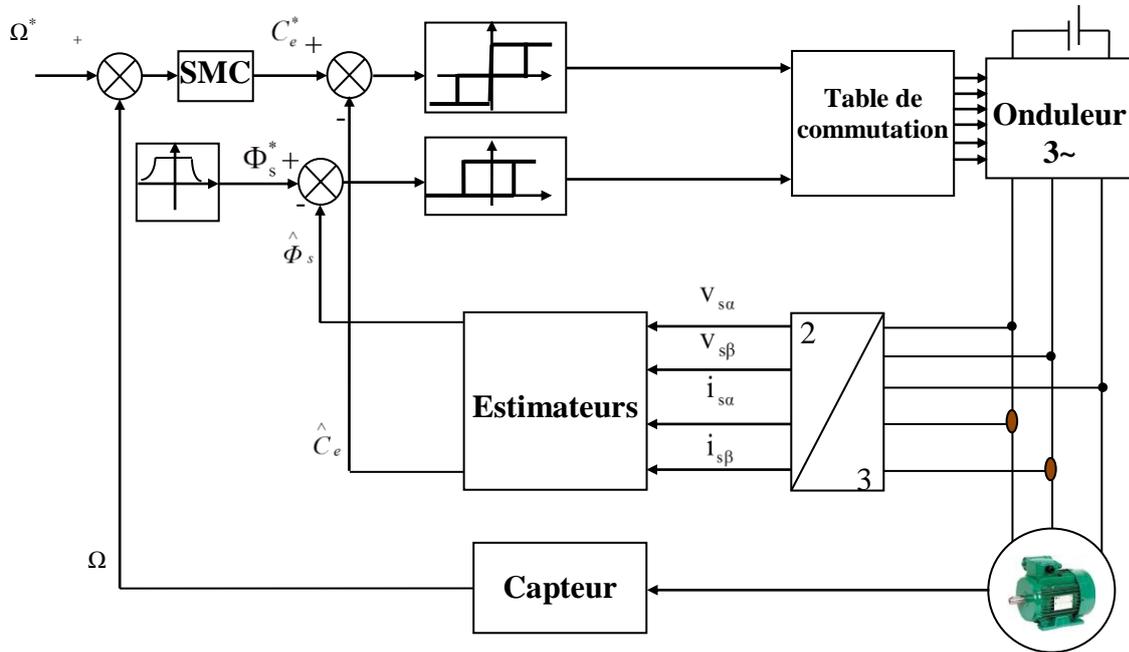
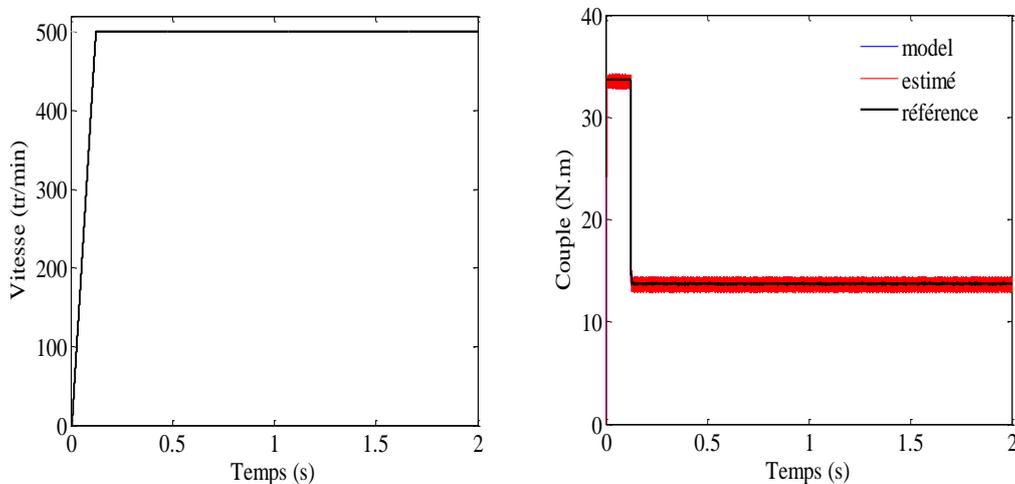


Fig. 4.8 Schéma synoptique de la commande DTC conventionnel

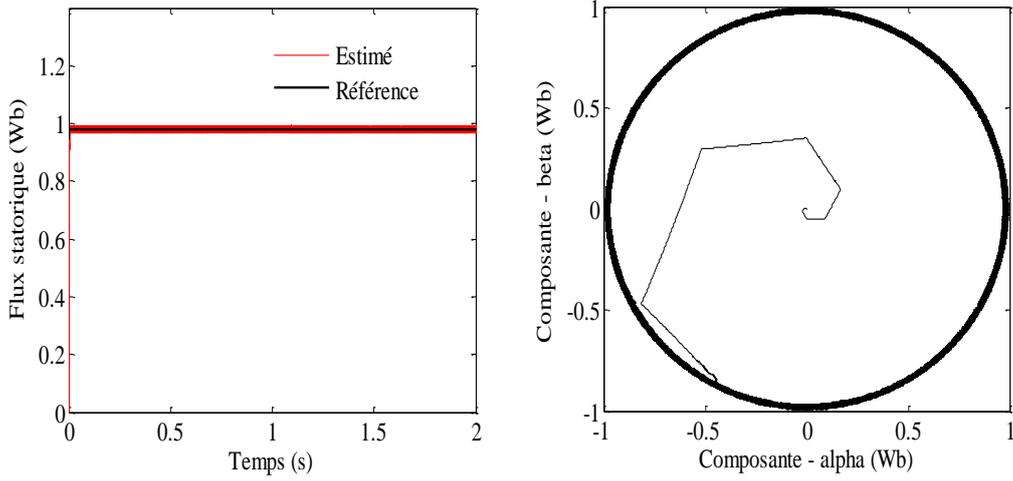
Dans le but d'analyser les caractéristiques de la commande DTC, nous considérons une MAS fonctionnant à pleine charge avec une vitesse de référence égale à 500 tr/mn. Les paramètres de la DTC sont:

- ✚ Bande d'hystérésis du flux 0.01 Wb,
- ✚ Bande d'hystérésis du couple 0.2 N.m.

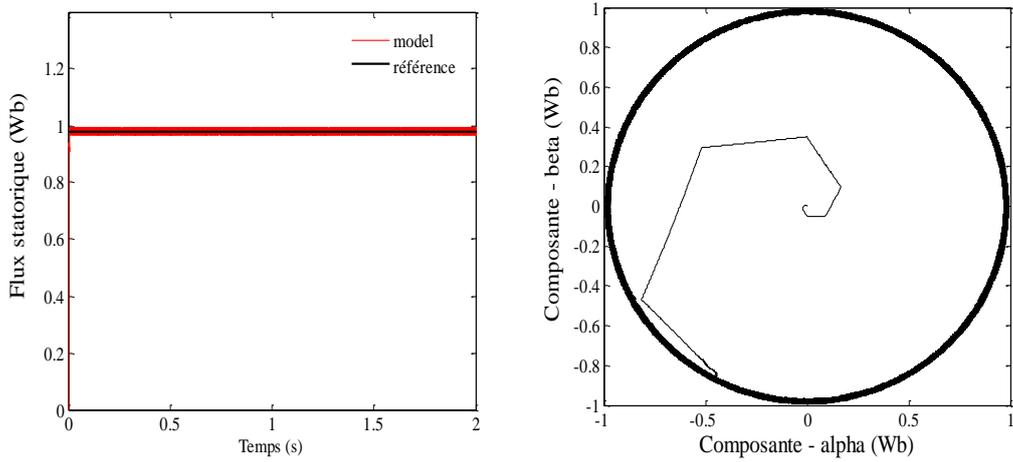
Les caractéristiques de la machine sont illustrées par les figures suivantes.



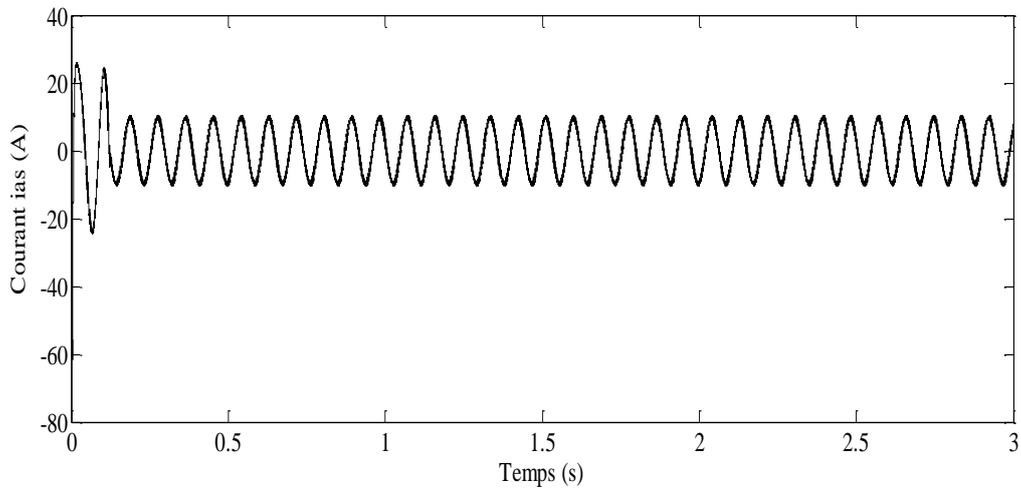
a- Vitesse et couple électromagnétique



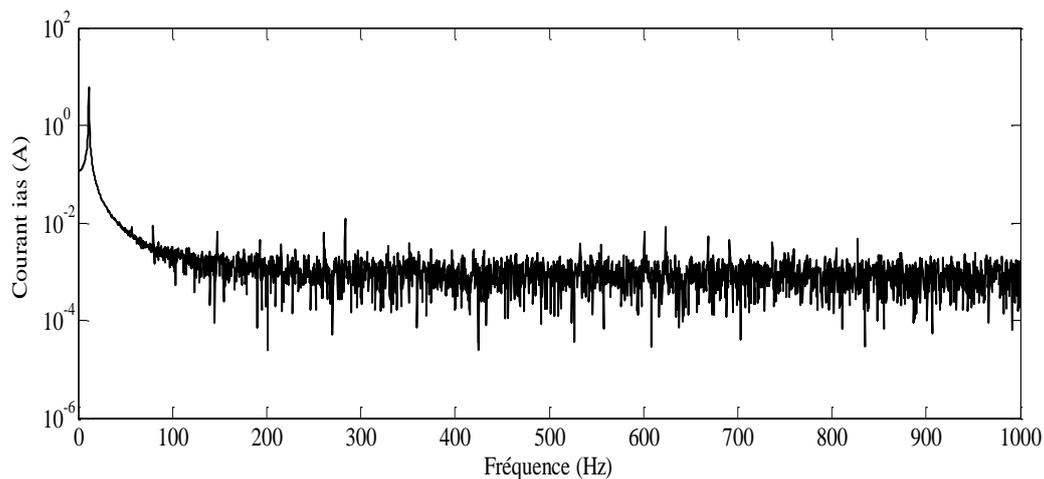
b- Flux statorique estimé



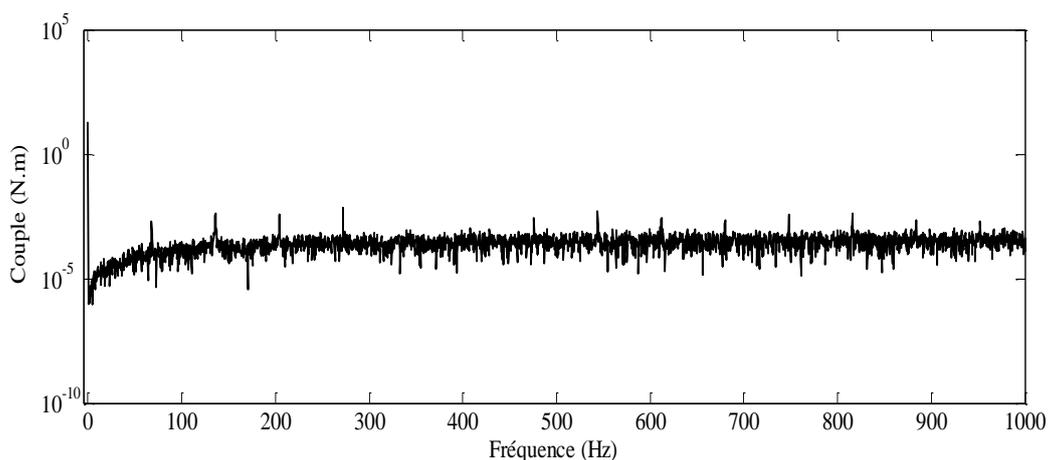
c- Flux statorique issu du modèle de la machine



d- Courant statorique  $i_{as}$



e- Spectre du Courant statorique  $i_{as}$



f- Spectre du couple électromagnétique

Fig. 4.9 Caractéristiques de la commande DTC en régime sain

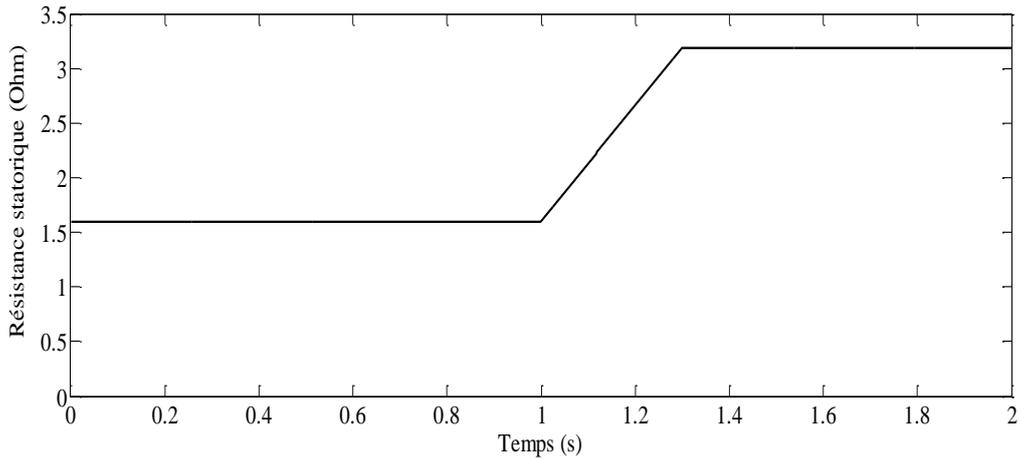
Après un régime transitoire très court, les grandeurs contrôlées (flux statorique et couple électromagnétique) sont maintenues dans leurs bandes d’hystérésis. Le spectre du courant porte, outre le fondamental de fréquence 11.4 Hz, des fréquences correspondant aux harmoniques d’espace et de temps. Les grandeurs estimées et celles issues du modèle de la machine sont superposables et ainsi, les erreurs d’estimations sont pratiquement nulles.

#### 4.4 Effet de variation de la résistance statorique

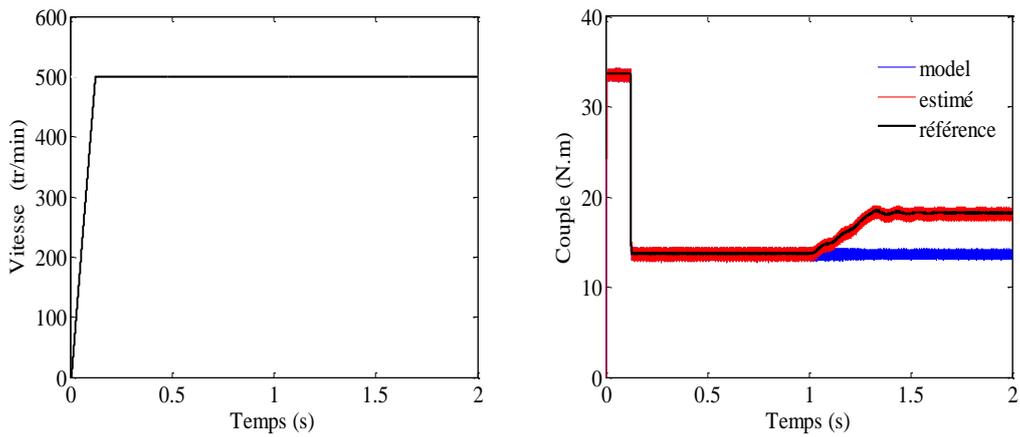
Pour montrer l’impact de la variation de la résistance statorique sur les caractéristiques de la commande DTC, nous considérons une MAS tournant à pleine charge avec une vitesse de référence égale à 500 tr/mn. A  $t = 1s$ , la résistance statorique subit un changement de 100 %. Les paramètres de la commande DTC sont:

- ✚ Bande d’hystérésis du flux 0.01 Wb;
- ✚ Bande d’hystérésis du couple 0.2 N.m.

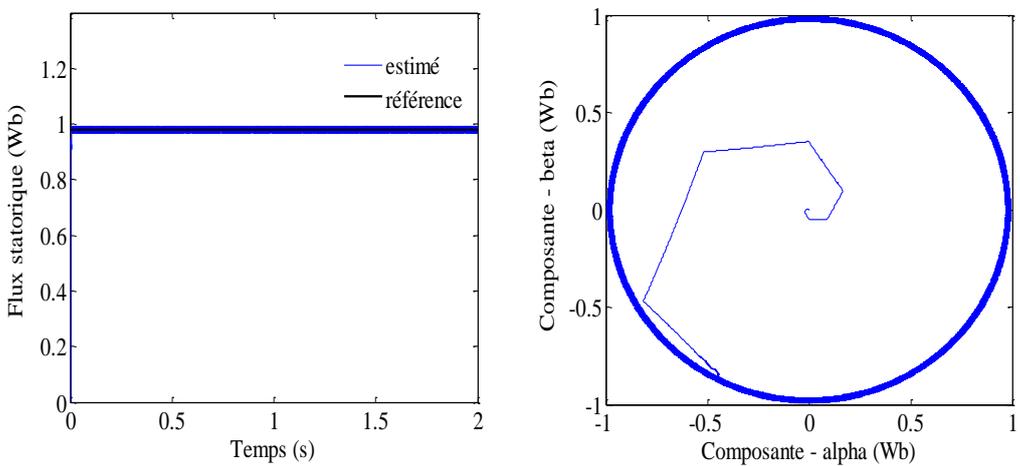
Les caractéristiques de la machine sont illustrées par les figures ci-après.



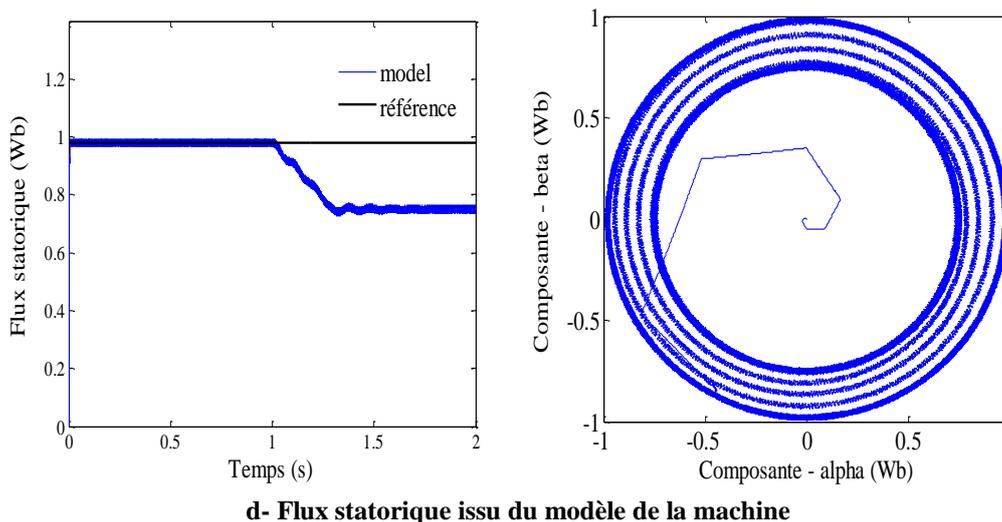
**a- Résistance statorique**



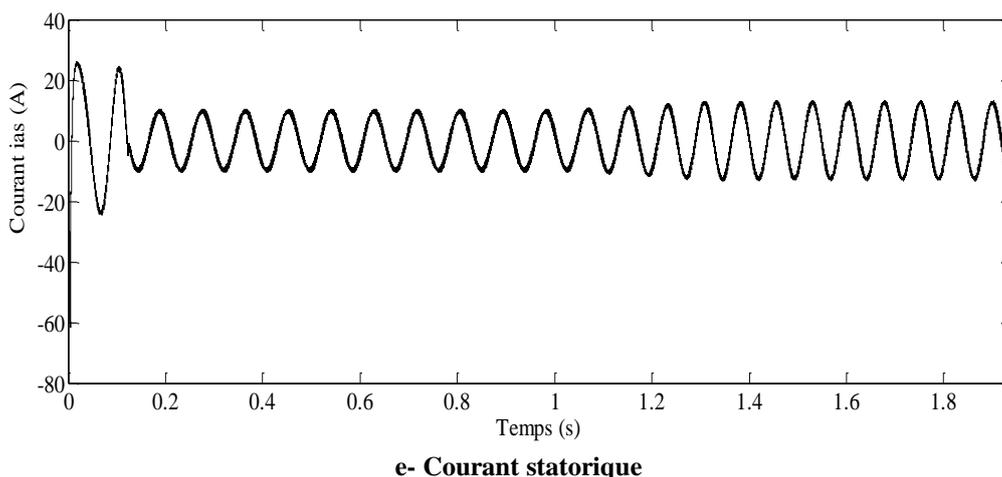
**b- Vitesse et couple électromagnétique**



**c- Flux statorique estimé**



d- Flux statorique issu du modèle de la machine



e- Courant statorique

Fig. 4.10 Caractéristiques de la commande DTC lors d’une variation de la résistance statorique

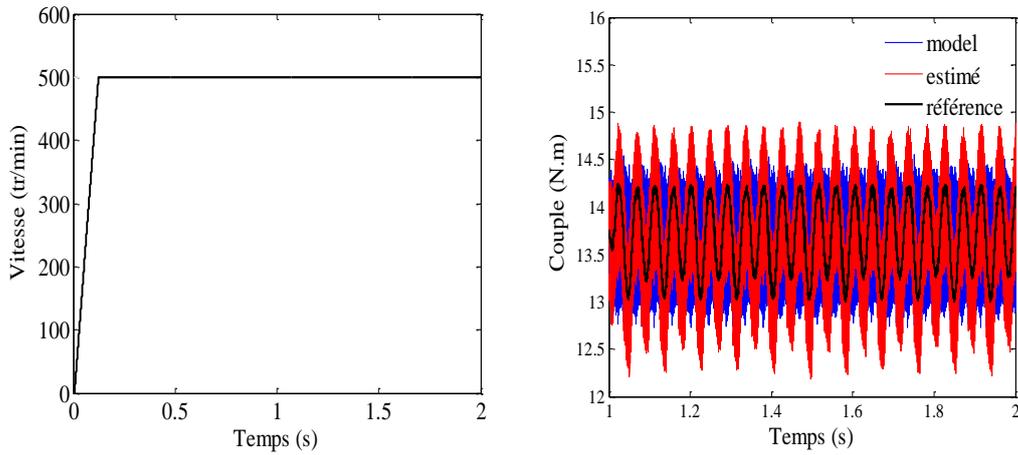
Lorsque la résistance statorique subit un changement important, le flux statorique et le couple électromagnétique s’écartent sensiblement de leurs valeurs de référence. Ceci est dû au fait que les séquences, délivrées par les régulateurs, ne correspondent pas à l’état de fonctionnement de la machine. On note que lorsque la résistance statorique croît, les erreurs d’estimation augmentent considérablement. De ce fait, les deux régulateurs ne perçoivent pas les bonnes valeurs des grandeurs contrôlées ainsi, les séquences de commande de l’onduleur ne prennent pas des valeurs correctes. La machine perçoit l’augmentation de la résistance statorique comme une perturbation, par conséquent, le courant statorique croît sensiblement pour compenser l’effet de cette perturbation. Si la résistance statorique augmente de plus en plus, la commande DTC risque d’être instable.

#### 4.5 Caractéristiques de la commande DTC en présence d’un court-circuit entre spires

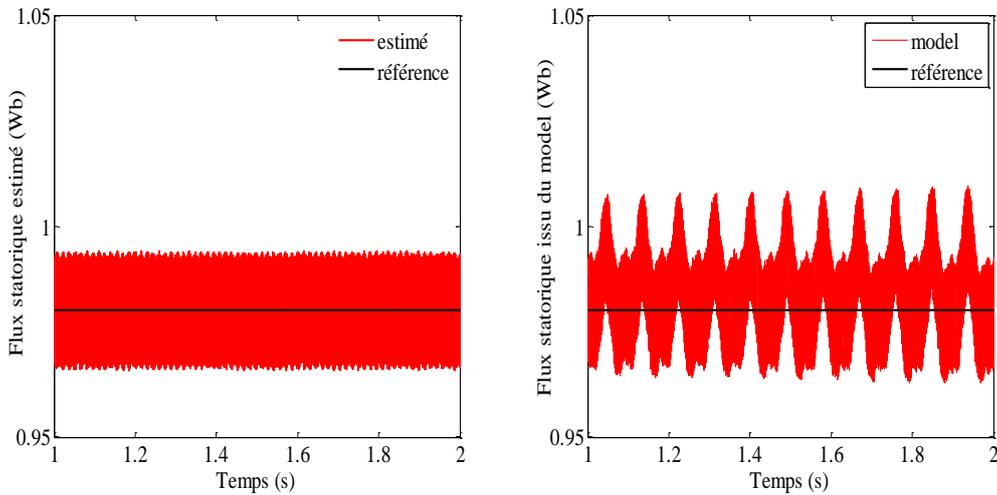
Dans le but d’avoir les caractéristiques de la commande DTC en présence d’un défaut de court-circuit entre spires statoriques, nous supposons qu’à l’instant  $t = 1$  s, un court-circuit de 5 % se produit sur la première phase. La machine démarre à pleine charge avec une vitesse de référence égale à 500 tr/min. Les paramètres de la commande DTC sont:

- ✚ Bande d'hystérésis du flux 0.01 Wb;
- ✚ Bande d'hystérésis du couple 0.2 N.m.

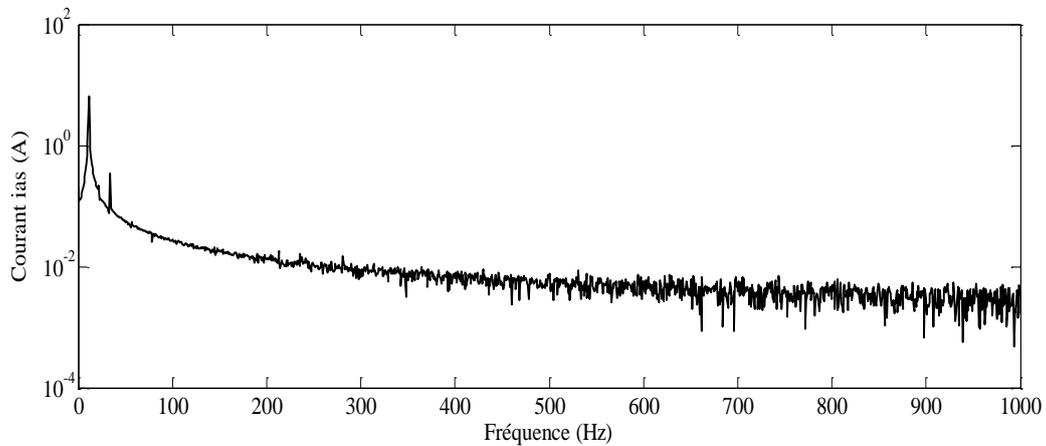
Les différentes caractéristiques de la machine sont illustrées par les figures suivantes.



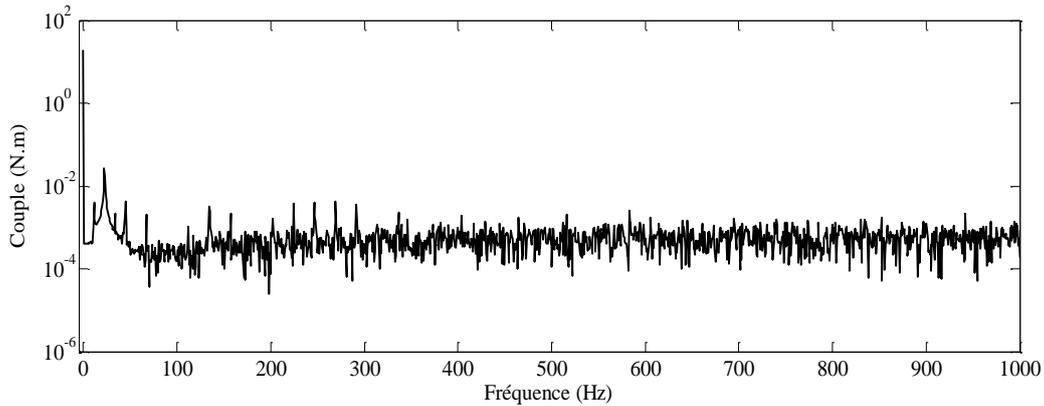
**a- Vitesse mécanique et couple électromagnétique**



**b- Amplitude du flux statorique estimé et celui issu du modèle de la machine**



**c- Spectre du courant statorique**



d- Spectre du couple électromagnétique

Fig. 4.11 Caractéristiques de la commande DTC en présence d'un court-circuit de 5%

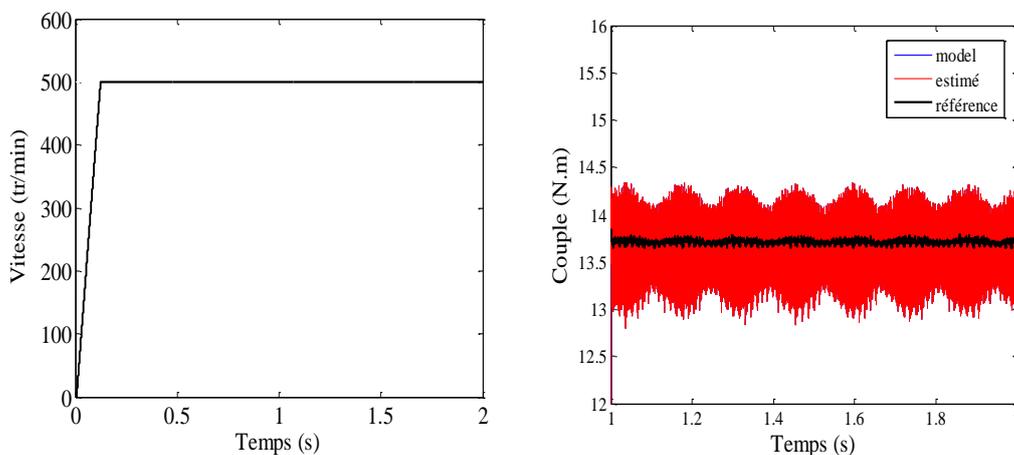
En présence d'un défaut de court-circuit, la machine est déséquilibrée. La commande perçoit le défaut comme une perturbation. Le régulateur de vitesse délivre un couple de référence ondulé afin de compenser l'effet du déséquilibre et maintenir la vitesse constante. L'analyse spectrale du courant statorique montre l'apparition de l'harmonique prépondérant d'ordre 3. Cet harmonique est considéré comme harmonique caractéristique du défaut de court-circuit. Le spectre du courant contient aussi toutes les harmoniques de temps et d'espace dont les amplitudes ne sont pas vraiment significatives lorsque la machine tourne à vitesse réduite.

#### 4.6 Caractéristiques de la commande DTC en présence des barres cassées

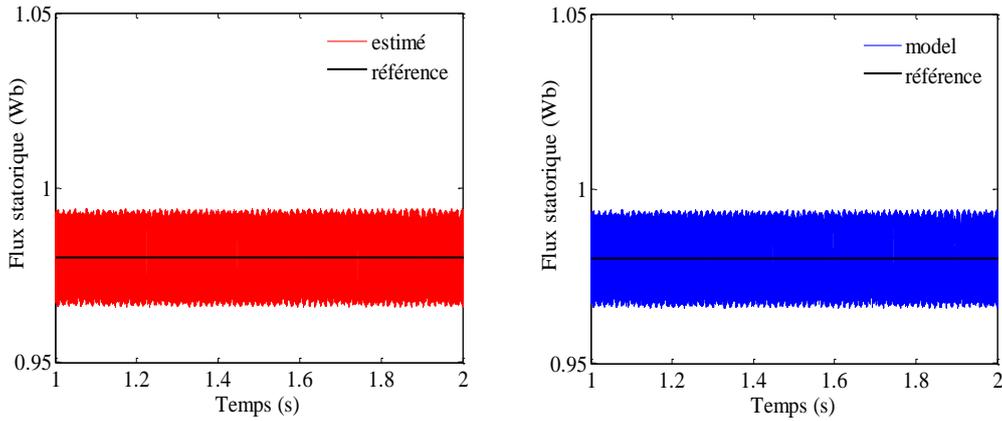
Dans le but d'analyser les caractéristiques de la commande DTC d'une machine ayant un rotor défaillant, nous supposons que le rotor porte 03 barres cassées et que la machine démarre à pleine charge avec une vitesse de référence égale à 500 tr/min. Les paramètres de la commande DTC sont:

- ✚ Bande d'hystérésis du flux 0.01 Wb;
- ✚ Bande d'hystérésis du couple 0.2 N.m.

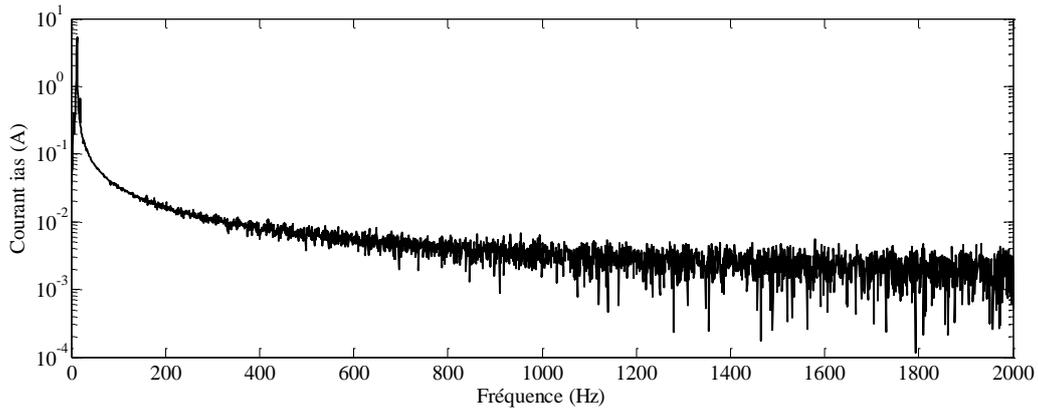
Les différentes caractéristiques de la machine sont illustrées par les figures suivantes.



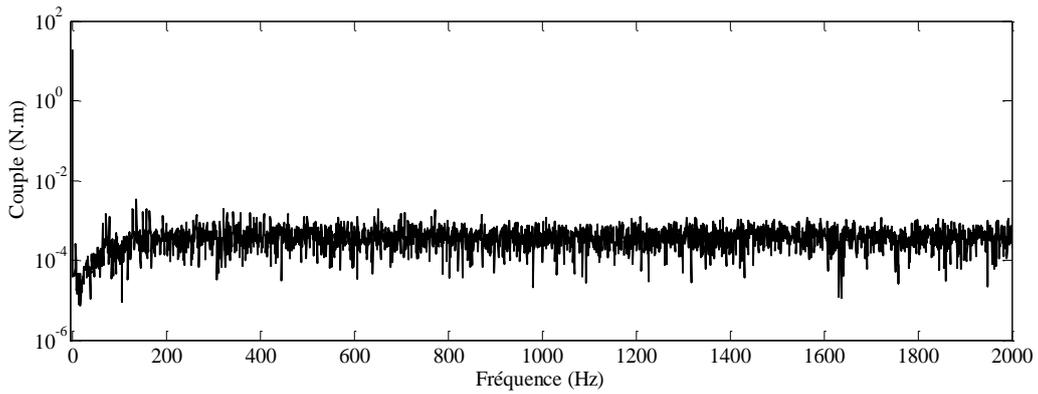
a- Vitesse et couple électromagnétique



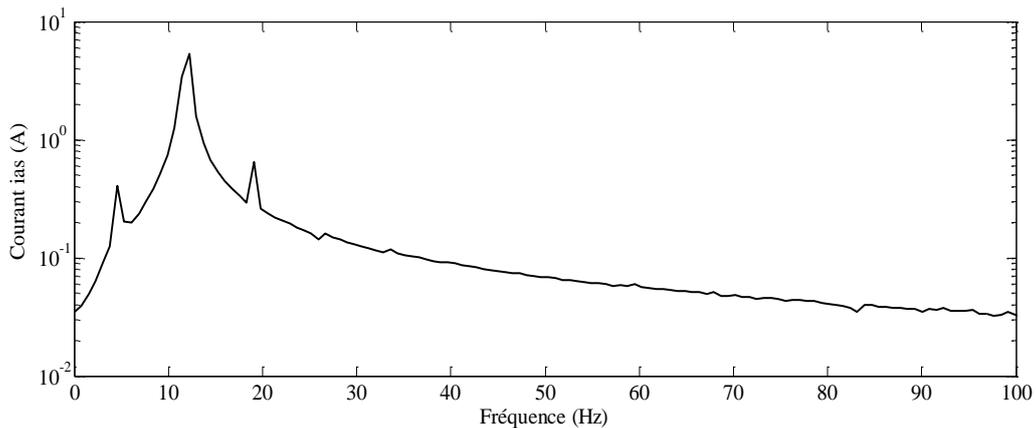
**b- Flux statorique estimé et celui issu du modèle de la machine**



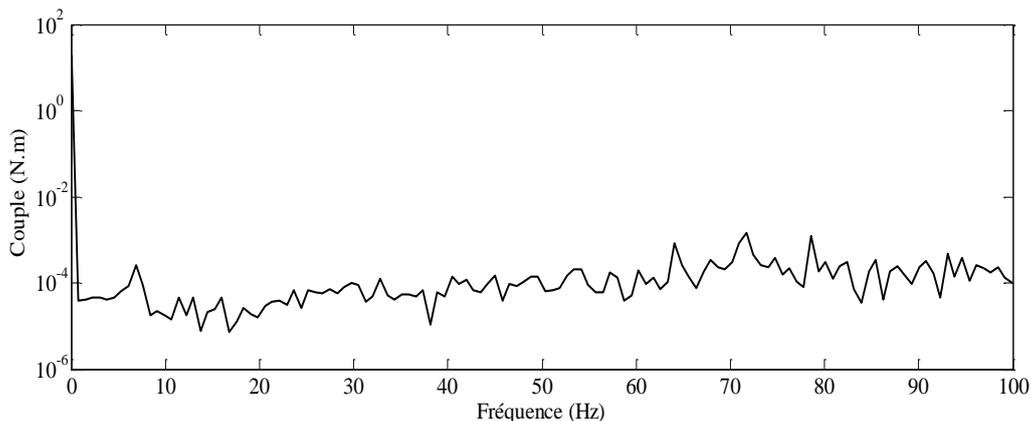
**c- Spectre du courant statorique [0-1000] Hz**



**d- Spectre du couple électromagnétique dans la gamme [0-1000] Hz**



**e- Spectre du courant statorique dans la gamme [0-100] Hz**



**f- Spectre du couple électromagnétique dans la gamme [0-100] Hz**

**Fig. 4.12 Caractéristiques de la commande DTC en présence de 03 barres cassées**

En présence d'un défaut rotorique, le spectre du courant statorique montre l'apparition de part et d'autre de la raie fondamentale des raies d'amplitudes et de fréquences caractéristiques  $1 \pm 2sf_s$ . Les composantes  $(1-2ks)f_s$  dépendent de l'oscillation de la vitesse d'entraînement. On note que le spectre du courant est très riche en harmoniques d'espace et de temps dont les amplitudes ne sont pas vraiment significatives lorsque la machine tourne à vitesse réduite et régulée.

### 4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes du contrôle DTC de la machine asynchrone. Cette commande est établie en supposant que la résistance statorique est négligeable. Cette hypothèse n'est pas toujours vérifiée. Nous avons montré que cette commande est très sensible à la variation de la résistance statorique et à la présence des défauts électriques, notamment en fonctionnement à basse vitesse. Dans ces conditions, les performances de la commande se dégradent clairement (écart important entre les grandeurs contrôlées et celles de référence). Lorsque la résistance statorique subit un changement considérable ou l'ampleur du défaut est très important, la commande DTC devient instable. Ceci entraîne de grave dysfonctionnement du processus à contrôler. Dans le prochain chapitre, nous allons présenter une méthode permettant d'améliorer les performances de la commande DTC en régime défaillant.

# Chapitre V

## Commande DTC Tolérante aux Défauts

### 5.1 Introduction

Lorsqu'il s'agit d'un entraînement à vitesse variable, plusieurs problématiques peuvent être évoquées conjointement: l'observation de la vitesse d'entraînement afin de supprimer le capteur mécanique, l'observation des variables d'état et l'adaptation des paramètres en vue de la commande ou du diagnostic de l'entraînement électrique. Afin d'obtenir de bonnes performances dans un contexte de variation de vitesse, nous allons présenter une méthode permettant d'estimer la vitesse mécanique, les flux magnétiques et la résistance statorique d'une machine asynchrone fonctionnant en commande DTC à partir des grandeurs électriques facilement mesurables (courants et tensions). En présence de défauts, les erreurs d'estimation des grandeurs contrôlées (flux statorique et couple électromagnétique) conduisent à l'instabilité de la commande DTC par l'application de séquences non conformes à l'état de l'entraînement. Afin d'assurer la tolérance de la commande DTC et compenser l'effet des perturbations, la solution envisagée consiste à utiliser un observateur adaptatif dans lequel, la pulsation mécanique et la résistance statorique sont adaptés à chaque pas de discrétisation. L'adaptation de ces grandeurs permet d'améliorer nettement la stabilité et la précision de l'observateur et ainsi, d'améliorer les performances de la commande DTC en présence de défauts. Les mécanismes d'adaptation sont élaborés grâce à l'utilisation de la théorie de stabilité de Lyapunov. Plusieurs tests seront effectués (variation de charge, variation de la résistance statorique, présence de défauts: court-circuit et cassure de barres rotoriques) afin de tester la tolérance de la commande DTC et la robustesse de l'observateur adaptatif.

### 5.2 Synthèse de la commande FTC

#### 5.2.1 Schéma synoptique

Le schéma de la commande DTC tolérante aux défauts se compose des éléments suivants:

- ❖ Bloc FDI;
- ❖ Observateur adaptatif du flux magnétique, vitesse mécanique et résistance statorique;
- ❖ Régulateur à mode glissant (SMC) de vitesse.

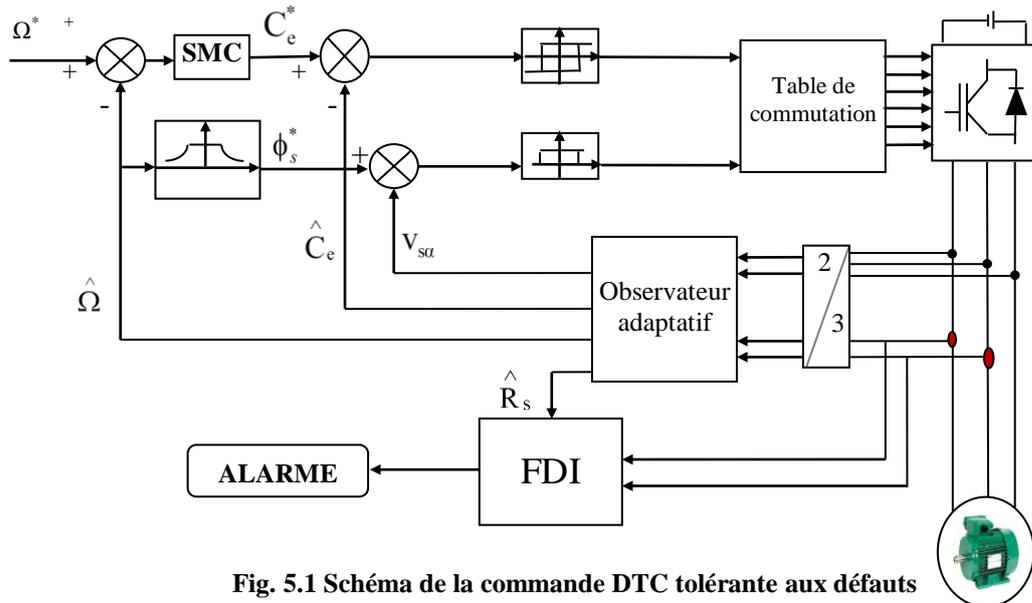


Fig. 5.1 Schéma de la commande DTC tolérante aux défauts

### 5.2.2 Observateur adaptatif

Pour expliquer la méthode de synthèse de l'observateur adaptatif, il est important de donner quelques notions fondamentales sur l'observation des systèmes non linéaires.

#### 5.2.2.1 Définition

Considérons un système physique non linéaire  $\Sigma$  défini par le système différentiel 5.1.

$$\Sigma : \begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (5.1)$$

$y$  est la sortie du système  $\Sigma$ ,  $x$  son vecteur d'état et  $u$  son vecteur de commande à l'instant  $t$ . Le système 5.1 représente la forme généralisée du modèle dynamique d'un système non linéaire. La connaissance de l'état d'un tel système est d'une grande importance que ce soit pour l'élaboration d'une loi de commande, ou pour le diagnostic du système. Généralement, la dimension du vecteur de sortie est inférieure à celle de l'état. Ceci entraîne qu'à l'instant donné  $t$ , l'état  $x$  ne peut être déduit algébriquement de la sortie  $y$ . L'état  $x$  peut être reconstruit à partir des mesures du vecteur d'entrée  $u$  et de la sortie  $y$  avec un choix approprié de l'algorithme d'estimation d'état, dit observateur ou reconstituteur d'état. Le but d'un observateur est de fournir, avec une précision garantie, une estimation de la valeur courante de l'état et de la sortie en fonction des entrées et des sorties mesurées [150-151].

On appelle observateur ou reconstituteur d'état un système dynamique auxiliaire  $\Sigma_0$ , dont les entrées sont constituées par des vecteurs d'entrées et de sortie du système à observer.

$$\Sigma_0 \begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = f_c(\hat{x}, u, y) \\ \hat{y} = h(\hat{x}, u) \end{cases} \quad (5.2)$$

Telle que:

$$\|e\| = \|x - \hat{x}\| \rightarrow 0 \text{ quand } t \rightarrow \infty \quad (5.3)$$

Avant de synthétiser l'observateur, il faut s'assurer que sa conception est possible. C'est à dire vérifier les conditions d'observabilité du système. Le problème fondamental d'observabilité d'un système physique est de pouvoir dire si l'état du système peut être déterminé en fonction des entrées et des sorties. L'observabilité des systèmes non linéaires constitue une notion plus complexe que celle des systèmes linéaires [95].

Les observateurs se subdivisent en deux types, les observateurs stochastiques et déterministes. Les observateurs stochastiques donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques [102]. Par contre, dans le cas des observateurs déterministes l'environnement est supposé déterministe. Plusieurs formes d'observateurs ont été proposées dans la littérature. Dans le cadre de cette étude, nous nous limitons à l'observateur linéaire de Luenberger [151].

### 5.2.2.2 Observateurs linéaires

Ce sont des observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice  $A$  du système invariante dans le temps. Dans le cas linéaire, le modèle d'état s'écrit:

$$\Sigma: \begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (5.4)$$

Les matrices  $A, B$  et  $C$  sont invariables dans le temps, et ont des dimensions appropriées.

On définit la matrice d'observabilité  $O$  du système  $\Sigma$  par:

$$O = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (5.5)$$

L'observabilité du système est garantie si le rang de la matrice d'observabilité  $O$  est égal à  $n$ . Il y a un deuxième critère; le système est complètement observable si la condition 5.6 est vérifiée pour tout  $z$  complexe [151].

$$\text{rang} \begin{pmatrix} zI - A \\ C \end{pmatrix} = n \quad (5.6)$$

Considérons le système linéaire 5.4. Lorsque ce système est complètement observable, la reconstruction d'état consiste à corriger l'erreur d'estimation entre la sortie réelle et la sortie reconstruite. Cet observateur est défini par le modèle dynamique suivant [151]:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu + G(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (5.7)$$

$G \in \mathbb{R}^{n \times p}$ , Matrice de gain de l'observateur.

L'erreur d'estimation est définie par

$$e = x - \hat{x} \quad (5.8)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation se met sous la forme:

$$\frac{de}{dt} = (A - GC)e \quad (5.9)$$

L'observateur est synthétisé de telle sorte que l'erreur d'observation tend vers zéro quand  $t$  tend vers l'infini. Si la paire  $(A, C)$  est observable, alors une grande liberté est laissée à l'utilisateur pour choisir la matrice  $L$ . D'une manière générale, elle est choisie telle que les valeurs propres de la matrice  $(A - GC)$  soient dans le demi plan gauche du plan complexe et que la partie réelle des valeurs propres soit plus grande en valeur absolue, que la partie réelle des valeurs propres de la matrice d'état  $A$ . Dans ces conditions, la dynamique de l'erreur est

donc plus rapide que celle du système mais, il existe deux considérations contradictoires dont on doit tenir compte et qui interviennent dans le choix de la matrice  $G$  [95].

- Les perturbations sur la paire  $(A,B)$  conduisent, si elles sont importantes à choisir une valeur élevée de la matrice  $G$  afin de renforcer l'influence des mesures sur l'estimation d'état.
- Le bruit entachant la mesure des grandeurs de sortie, amplifié par le gain, exige une petite valeur de  $G$ .

Le gain de l'observateur doit donc être choisi en effectuant un compromis pour satisfaire aux mieux ces deux contraintes. Les pôles de l'observateur sont choisis afin d'accélérer sa convergence par rapport à la dynamique du système en boucle ouverte. En règle générale, les pôles seront 5 à 6 fois plus rapides.

Pour la machine asynchrone, il existe plusieurs représentations d'état. Elles se différencient par le choix du vecteur définissant les variables d'état et aussi par le référentiel dans lequel ces variables sont définies. A partir de 2.61, le modèle d'état de la machine peut se mettre sous la forme suivante.

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu \\ Y = Cx \end{cases} \quad (5.10)$$

Avec:

$$x^T = (i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \Phi_{\alpha r} \quad \Phi_{\beta r}), \quad y = \begin{pmatrix} \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} \end{pmatrix}, \quad u = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix}$$

Les différentes matrices sont définies par:

$$A = \begin{pmatrix} -a & 0 & \frac{R_r L_m}{L_r b} & \omega \frac{L_m}{b} \\ 0 & -a & -\omega \frac{L_m}{b} & \frac{R_r L_m}{L_r b} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & +\omega & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$a = \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right), b = \sigma L_s L_r, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

La matrice dynamique du système A dépend de la vitesse électrique du rotor par rapport au stator. En procédant à la séparation des modes électriques et mécaniques du système, en supposant que la vitesse est une variable lente. Cela permet de considérer la matrice A comme quasi stationnaire. En se limitant aux modes électriques, le système sera d'ordre quatre. Dans un référentiel lié au stator, on constate que la matrice A ne dépend que de la vitesse électrique du rotor. Le lieu des pôles correspondant est celui de la figure ci-dessous.

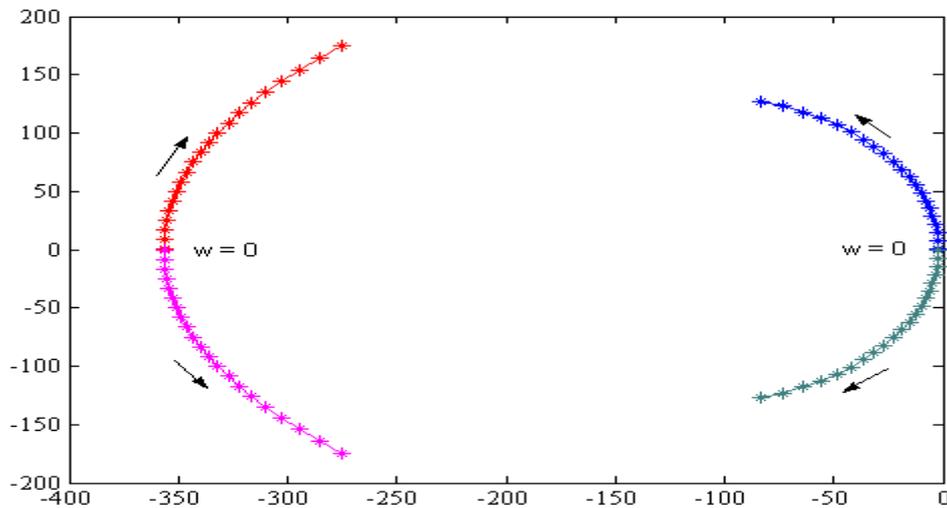


Fig. 5.2 Lieu de pôles de la matrice d'état pour un référentiel lié au stator

### 5.2.2.3 Synthèse de l'observateur adaptatif

Le principe d'un observateur adaptatif est que les paramètres estimés sont adaptés dans le modèle d'état de l'observateur à chaque pas d'échantillonnage du système à observer. La synthèse d'un tel observateur permet d'établir les mécanismes d'adaptation de ces paramètres. Le synoptique global de cet observateur est illustré par la figure 5.3.

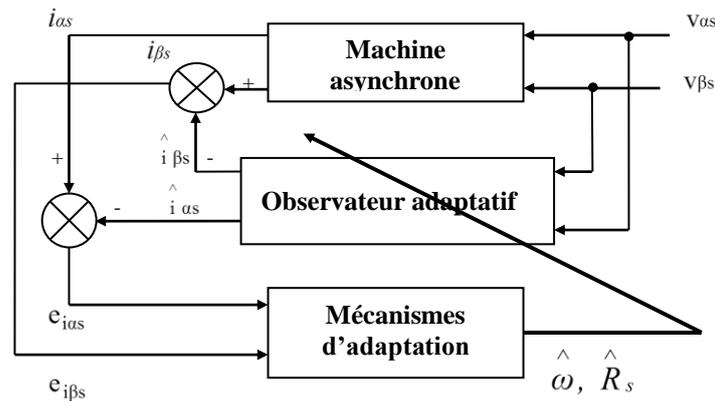


Fig. 5.3 Synoptique d'un observateur adaptatif

La variation de la vitesse mécanique est très lente par rapport à la variation des grandeurs électriques ou magnétiques (courants et flux). Par conséquent, la vitesse est considérée comme constante sur une période d'échantillonnage. Durant cette période, la machine se comporte comme un système linéaire. Un observateur linéaire de type Luenberger peut être utilisé afin de reconstruire les variables internes et d'établir les mécanismes d'adaptation de la vitesse et de la résistance statorique. Cet observateur a la forme suivante.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}\hat{x} + Bu + G(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (5.11)$$

Tous les paramètres électromécaniques de la machine sont supposés constants et connus. La vitesse d'entraînement et la résistance statorique sont les deux paramètres à estimer. Nous définissons les différences:

$$\begin{aligned} \delta\omega &= \omega - \hat{\omega} \\ \delta R_s &= R_s - \hat{R}_s \end{aligned} \quad (5.12)$$

L'erreur d'observation est:

$$e = x - \hat{x} \quad (5.13)$$

La matrice d'état de l'observateur peut s'écrire:

$$\hat{A} = A + \delta A \quad (5.14)$$

Avec:

$$\delta A = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \delta R_s & 0 & 0 & -\frac{L_m}{b} \delta \omega \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \delta R_s & \frac{L_m}{b} \delta \omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta \omega \\ 0 & 0 & -\delta \omega & 0 \end{pmatrix} \quad (5.15)$$

A partir de 5.11 et 5.13, la variation de l'erreur de l'observation se met sous la forme:

$$\frac{de}{dt} = (A - GC)e - \delta A \hat{x} \quad (5.16)$$

Nous définissons la fonction de Lyapunov:

$$V = e^T e + \frac{(\delta \omega)^2}{\lambda} \quad (5.17)$$

$\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont des réels positifs.

La fonction V doit contenir les différences  $\delta \omega$  et  $\delta R_s$  afin d'établir les mécanismes d'adaptation. La stabilité de l'observateur est garantie pour la condition [148-149]:

$$\frac{dV}{dt} < 0 \quad (5.18)$$

La dérivée de la fonction V est:

$$\frac{dV}{dt} = 2e^T \frac{de}{dt} + 2 \frac{\delta \omega}{\lambda_1} \frac{d\delta \omega}{dt} + 2 \frac{\delta R_s}{\lambda_2} \frac{d\delta R_s}{dt} \quad (5.19)$$

Le premier terme de 5.19 devient:

$$2e^T \frac{de}{dt} = 2e^T \left[ (A - GC)e - \delta A \hat{X} \right] \quad (5.20)$$

Les composantes du flux rotorique ne sont pas mesurables. La dynamique de ces flux est très rapide par rapport à celle de la vitesse et de la résistance statorique. Ainsi, pour simplifier l'équation (5.20), nous admettons que:

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{ar} &= \Phi_{ar} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} &= \Phi_{\beta r} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Nous pouvons vérifier que:

$$e^T \delta A \hat{X} = -\frac{L_m}{b} \delta \omega \left( \hat{\Phi}_{\beta r} e_{i\alpha\alpha} - \hat{\Phi}_{\alpha r} e_{i\beta\beta} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} \delta R_s \left( \hat{i}_{\alpha s} e_{i\alpha\alpha} + \hat{i}_{\beta s} e_{i\beta\beta} \right) \quad (5.22)$$

Pour le deuxième et troisième terme de 5.19, nous pouvons écrire:

$$\begin{aligned} 2 \frac{\delta \omega}{\lambda_1} \frac{d\delta}{dt} &= 2 \frac{\delta \omega}{\lambda_1} \frac{d}{dt} \omega - 2 \frac{\delta \omega}{\lambda_1} \frac{d}{dt} \hat{\omega} \\ 2 \frac{\delta R_s}{\lambda_2} \frac{d\delta_s}{dt} &= 2 \frac{\delta R_s}{\lambda_2} \frac{d}{dt} R_s - 2 \frac{\delta R_s}{\lambda_2} \frac{d}{dt} \hat{R}_s \end{aligned} \quad (5.23)$$

La résistance statorique et la vitesse d'entraînement varient lentement par rapport aux grandeurs électriques. Par conséquent, nous pouvons écrire:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &\approx 0 \\ \frac{dR_s}{dt} &\approx 0 \end{aligned} \quad (5.24)$$

Ce qui donne:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\omega}}{dt} &= -\frac{d\delta}{dt} \\ \frac{d\hat{R}_s}{dt} &= -\frac{d\delta_s}{dt} \end{aligned} \quad (5.25)$$

Finalement, nous obtenons:

$$\frac{dV}{dt} = 2e^T (A - GC)e + \frac{2L_m}{b} \delta \omega \left( \hat{\Phi}_{\beta r} e_{i\alpha\alpha} - \hat{\Phi}_{\alpha r} e_{i\beta\beta} \right) - \frac{2}{\sigma L_s} \delta R_s \left( \hat{i}_{\alpha s} e_{i\alpha\alpha} + \hat{i}_{\beta s} e_{i\beta\beta} \right) - 2 \frac{\delta \omega}{\lambda_1} \frac{d}{dt} \hat{\omega} - 2 \frac{\delta R_s}{\lambda_2} \frac{d}{dt} \hat{R}_s \quad (5.26)$$

Si le terme  $\frac{dV}{dt} = 2e^T (A - GC)e$  est négative, la condition  $\frac{dV}{dt} < 0$  est vérifiée pour:

$$\frac{2}{\sigma L_s} \delta R_s \left( \hat{i}_{\alpha s} e_{i\alpha\alpha} + \hat{i}_{\beta s} e_{i\beta\beta} \right) - \frac{2L_m}{b} \delta \omega \left( \hat{\Phi}_{\beta r} e_{i\alpha\alpha} - \hat{\Phi}_{\alpha r} e_{i\beta\beta} \right) + 2 \frac{\delta \omega}{\lambda_1} \frac{d}{dt} \hat{\omega} + 2 \frac{\delta R_s}{\lambda_2} \frac{d}{dt} \hat{R}_s = 0 \quad (5.27)$$

Cette condition est vérifiée si:

$$\begin{cases} 2 \frac{\delta \omega}{\lambda_1} \frac{d}{dt} \hat{\omega} = \frac{2L_m}{b} \delta \omega \left( \hat{\Phi}_{\beta r} e_{i\alpha\alpha} - \hat{\Phi}_{\alpha r} e_{i\beta\beta} \right) \\ 2 \frac{\delta R_s}{\lambda_2} \frac{d}{dt} \hat{R}_s = -\frac{2}{\sigma L_s} \delta R_s \left( \hat{i}_{\alpha s} e_{i\alpha\alpha} + \hat{i}_{\beta s} e_{i\beta\beta} \right) \end{cases} \quad (5.28)$$

Nous obtenons les mécanismes d'adaptation permettant de reconstruire la pulsation mécanique et la résistance statorique.

$$\begin{cases} \hat{\omega} = \int \lambda_1 \frac{L_m}{b} \left( \hat{\Phi}_{\beta r} e_{i\alpha\alpha} - \hat{\Phi}_{\alpha r} e_{i\beta\beta} \right) dt \\ \hat{R}_s = \int -\lambda_2 \frac{1}{\sigma L_s} \left( \hat{i}_{\alpha s} e_{i\alpha\alpha} + \hat{i}_{\beta s} e_{i\beta\beta} \right) dt \end{cases} \quad (5.29)$$

En fonction des grandeurs  $\alpha\beta$ , le couple électromagnétique observé s'exprime par:

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \left( \hat{\Phi}_{\alpha r} \hat{i}_{\beta s} - \hat{\Phi}_{\beta r} \hat{i}_{\alpha s} \right) \quad (5.30)$$

### 5.3 Résultats de simulation

Pour illustrer les performances de la commande FTC proposée, nous allons étudier plusieurs modes de fonctionnement. Le premier mode correspond au fonctionnement en régime de survitesse. Ensuite, nous traitons le fonctionnement à basses vitesses où l'effet de la variation de la résistance statorique est crucial. En dernier, nous allons étudier l'impact des perturbations suivantes: variation de la résistance statorique, présence d'un court-circuit entre spires et rupture de barres rotoriques.

#### 5.3.1 Fonctionnement en régime de survitesse

Dans quelques applications à vitesse variable, le fonctionnement en régime de survitesse est parfois indispensable. C'est le cas, par exemple, dans le domaine de la traction électrique. L'engrenage mécanique et le couple de charge sont les deux facteurs fondamentaux permettant la détermination de la vitesse limite que nous pouvons atteindre. Pour faire fonctionner la machine en régime de survitesse, il faut recourir au defluxage afin que le courant statorique ne dépasse pas sa valeur nominale. Lors du defluxage, le flux de référence est inversement proportionnel à la vitesse d'entraînement. Son allure est illustrée par la figure 5.4.

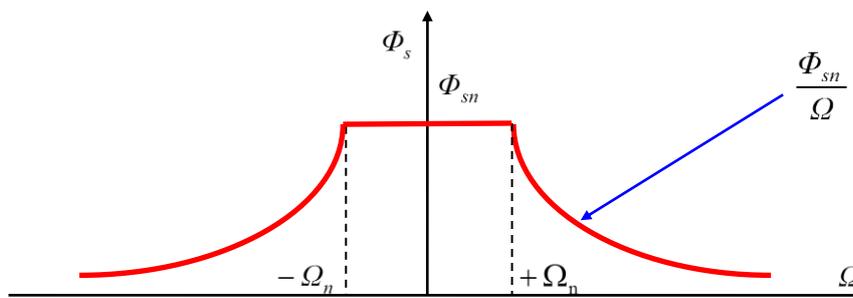
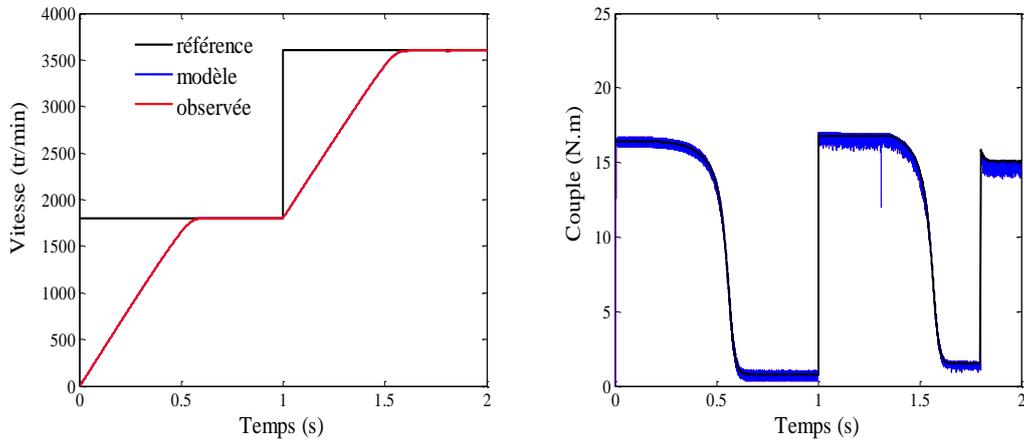
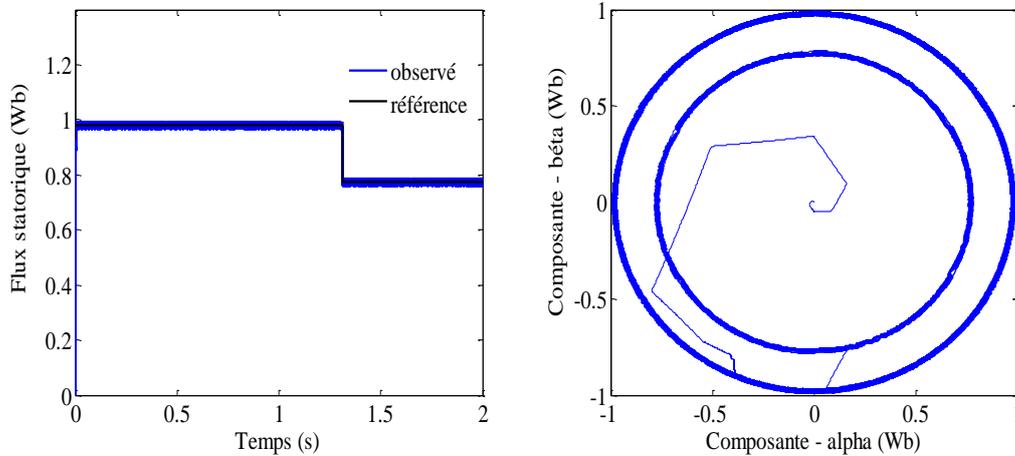


Fig. 5.4 Flux statorique de référence en fonction de la vitesse d'entraînement

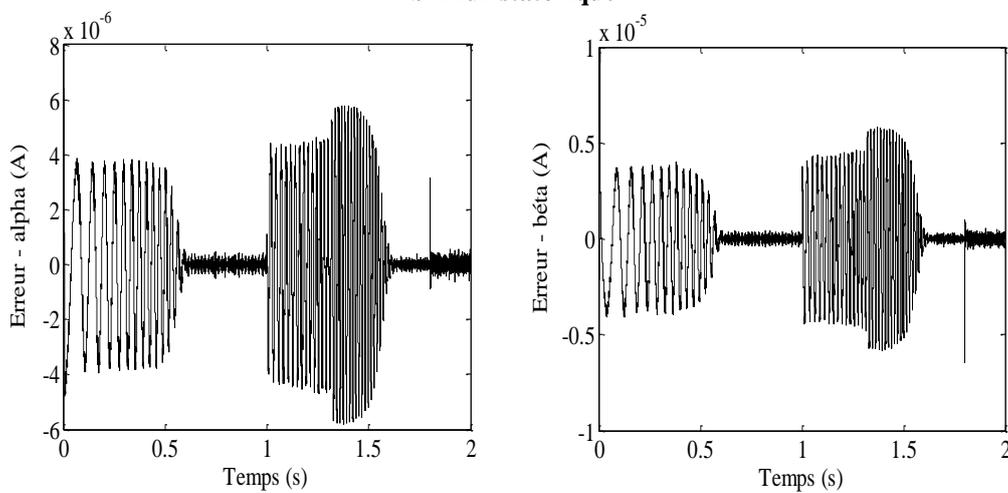
Pour illustrer ce mode de fonctionnement, nous supposons que la machine fonctionne en commande DTC avec une vitesse de référence égale à 1800 tr/min, puis à  $t = 1$  s nous imposons une vitesse de référence égale à 3600 tr/min. Les caractéristiques de la machine sont illustrées par les figures suivantes.



a- Vitesse et couple électromagnétique



b- Flux statorique



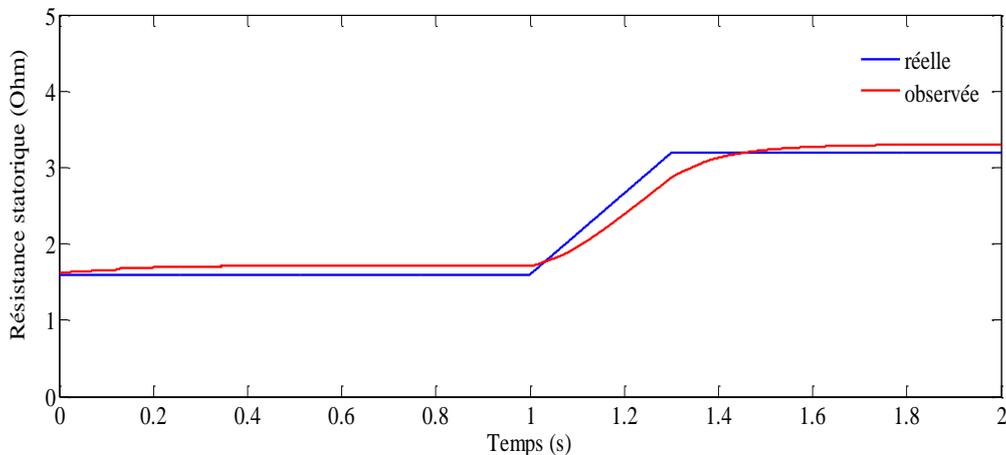
c- Erreurs d'observation du courant statorique

Fig. 5.5 Caractéristiques de la commande FTC en régime de survitesse

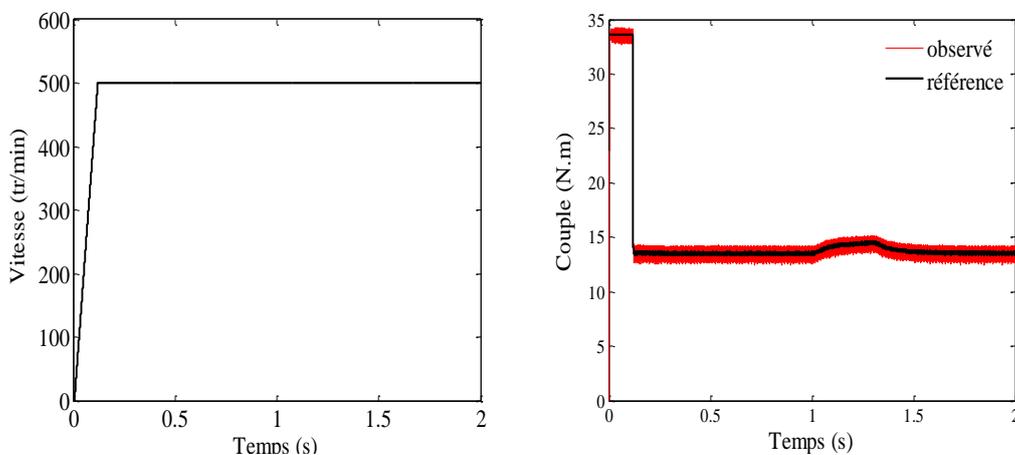
En régime de survitesse, les performances de la commande DTC sont préservées. C'est-à-dire que le flux statorique et le couple électromagnétique sont maintenus dans leurs bandes d'hystérésis. En plus, la vitesse observée se superpose parfaitement à la vitesse d'entraînement de la machine. Les erreurs d'observation des composantes  $\alpha\beta$  du courant statorique sont pratiquement négligeables.

### 5.3.2 Caractéristiques de la commande FTC pour une variation de la résistance statorique

Dans les entraînements à vitesse variable utilisant la commande DTC conventionnel, le fonctionnement à faible vitesse s'accompagne par une dégradation des performances lorsque la résistance statorique subit un changement important. Pour analyser l'impact de la variation de cette résistance dans le cas de la commande FTC proposée, nous considérons une machine asynchrone fonctionnant à une vitesse de référence égale à 500 tr/min et à  $t = 1$  s, la résistance statorique subit un changement de 100%. Les figures ci-dessous illustrent certaines caractéristiques de la machine.



a- Résistance statorique



b- Vitesse et couple électromagnétique

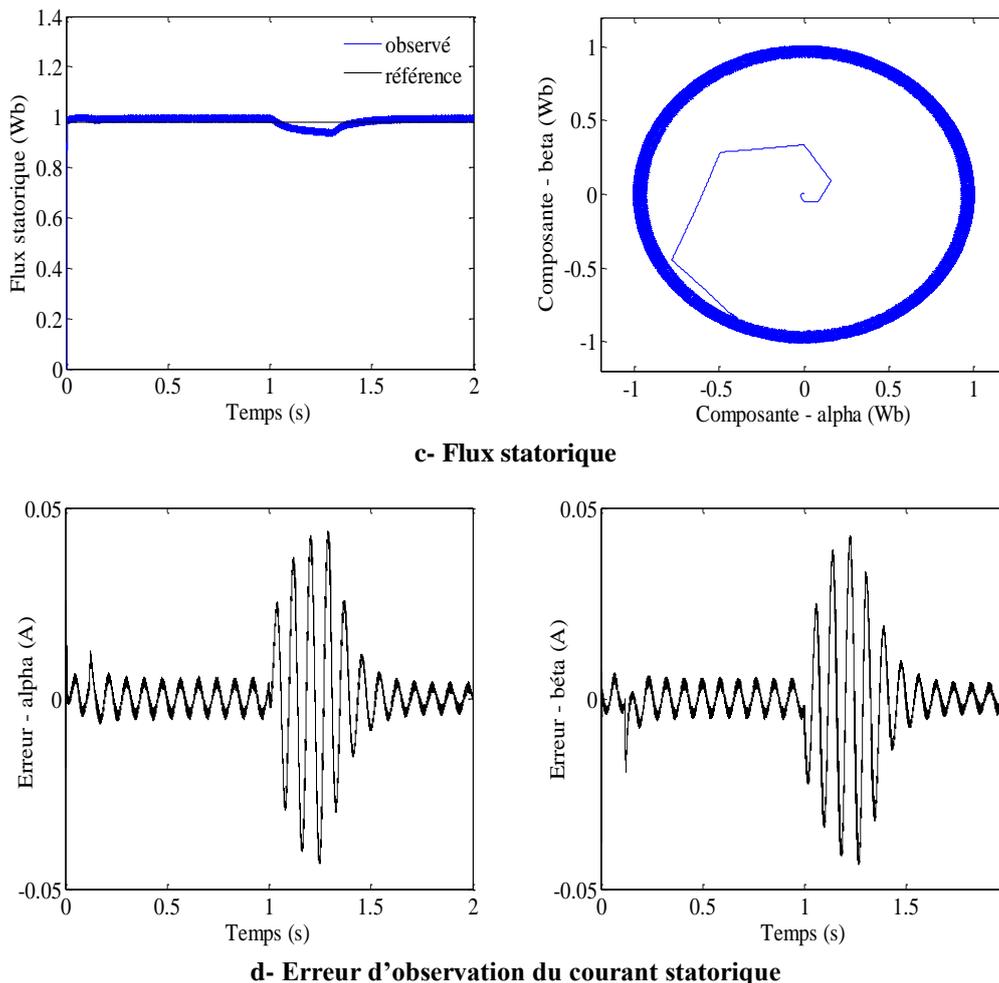
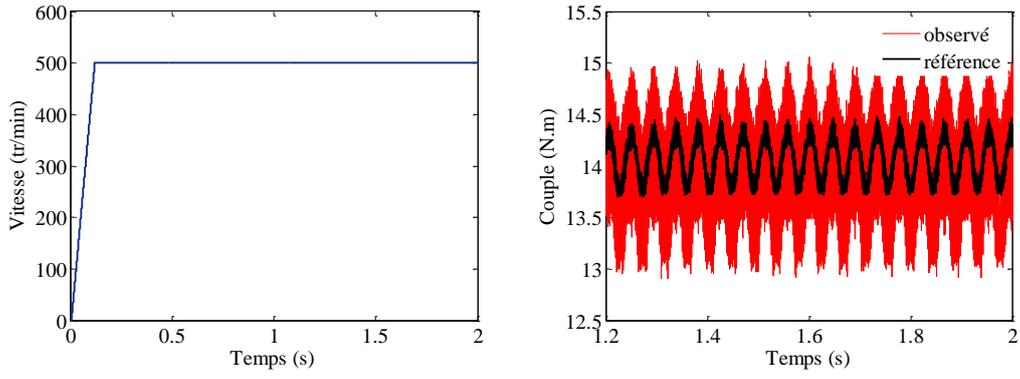


Fig. 5.6 Caractéristiques de la commande FTC pour une variation de la résistance statorique

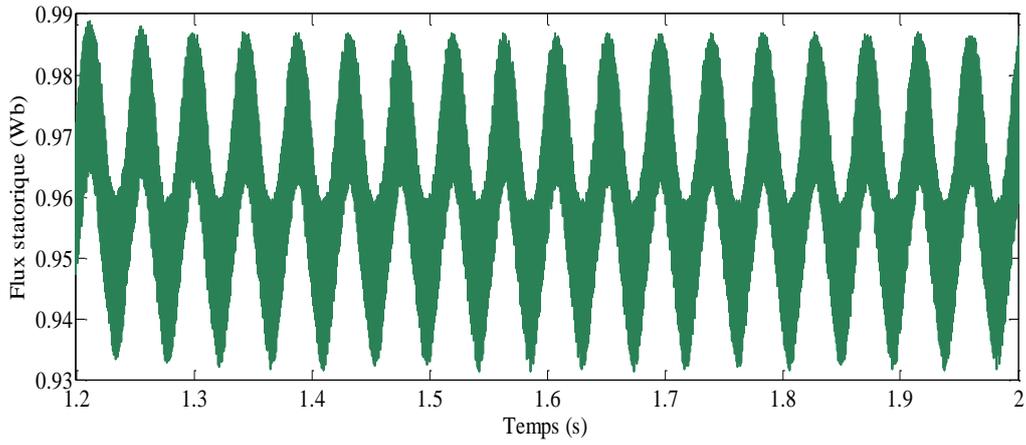
Lorsque la résistance statorique subit un changement, les performances de la commande FTC sont garanties. Ceci signifie que le flux statorique et le couple électromagnétique sont maintenus dans leurs bandes d'hystérésis. En plus, la vitesse d'entraînement  $n$  n'est pas affectée par la variation de la résistance statorique. En conséquence, la commande FTC possède de bonnes performances de robustesse et précision vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.

### 5.3.3 Caractéristiques de la commande FTC en présence d'un court-circuit

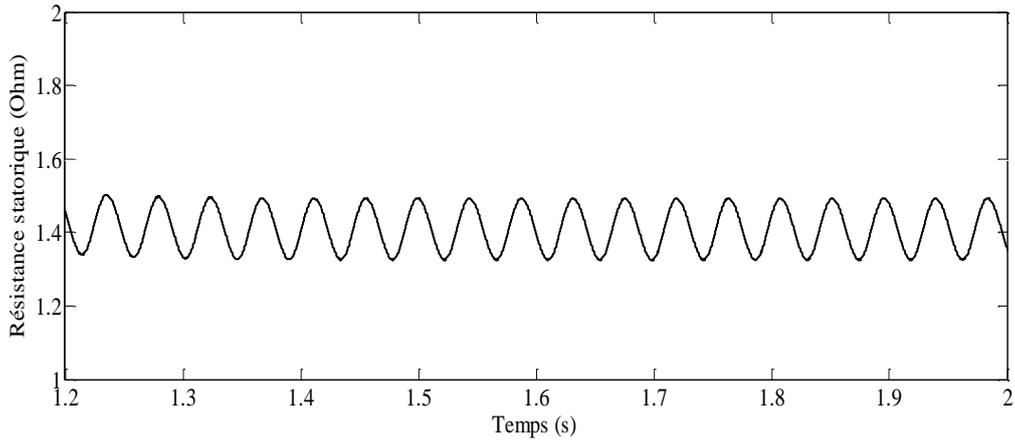
Pour simuler les caractéristiques de la FTC proposée, nous supposons qu'un court-circuit de 5 % est survenu sur la première phase à l'instant  $t = 1$  s où la vitesse de référence est de 500 tr/min. Les figures ci-dessous montrent quelques réponses de la machine.



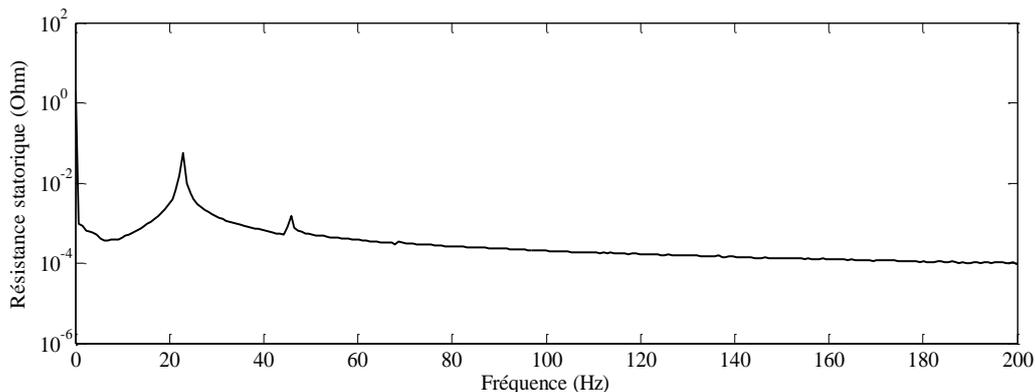
a- Vitesse et couple électromagnétique



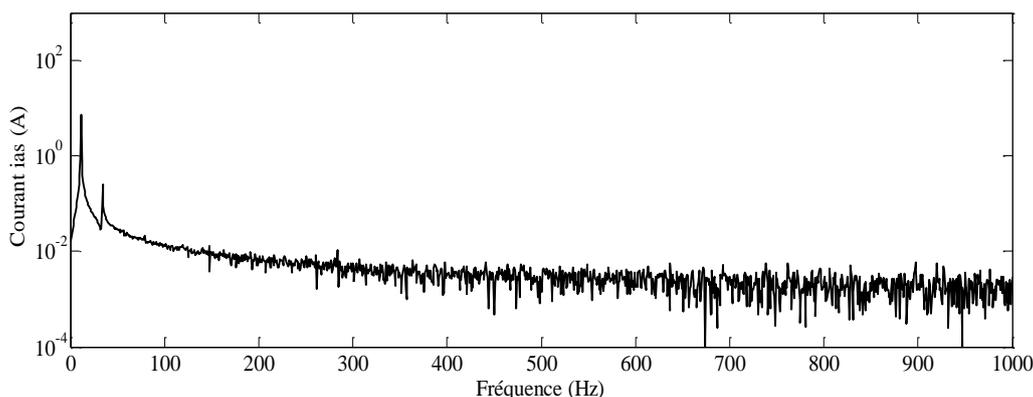
b- Amplitude du flux statorique en régime permanent



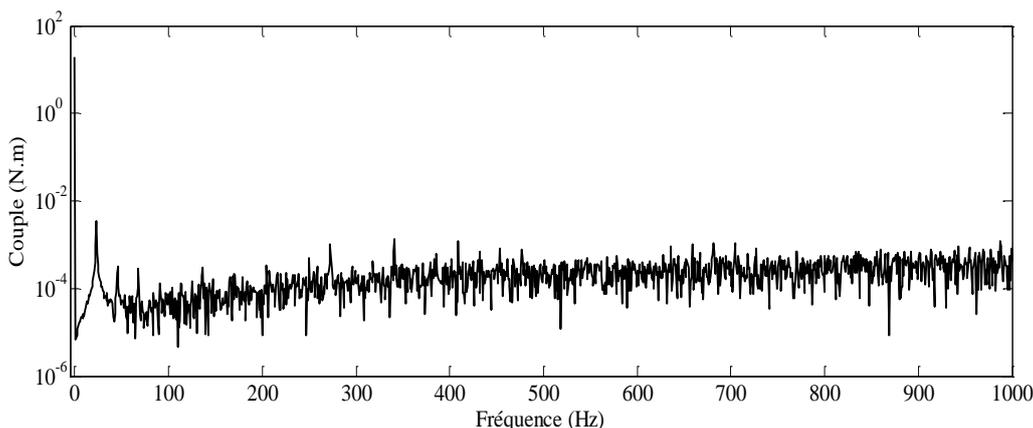
c- Résistance statorique observée en régime permanent



**d- Spectre d'amplitude de la résistance statorique**



**f- Spectre du courant statorique**



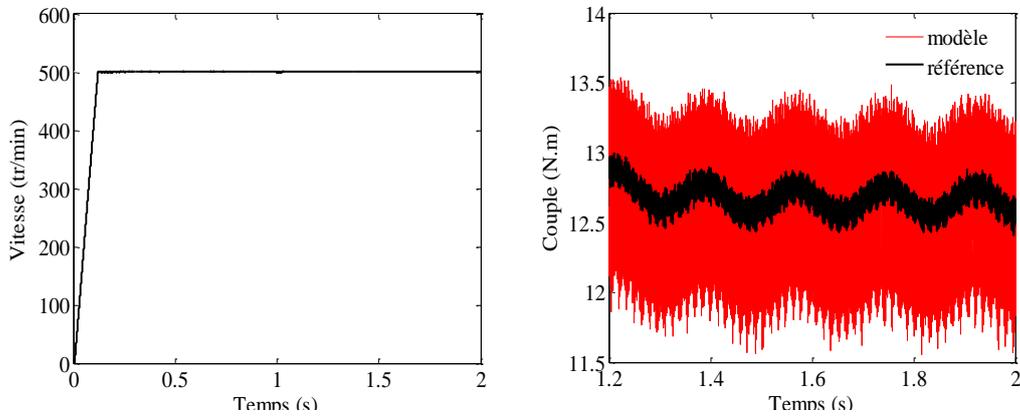
**g- Spectre du couple électromagnétique**

**Fig. 5.7** Caractéristiques de la commande FTC en présence d'un court-circuit entre spires statoriques

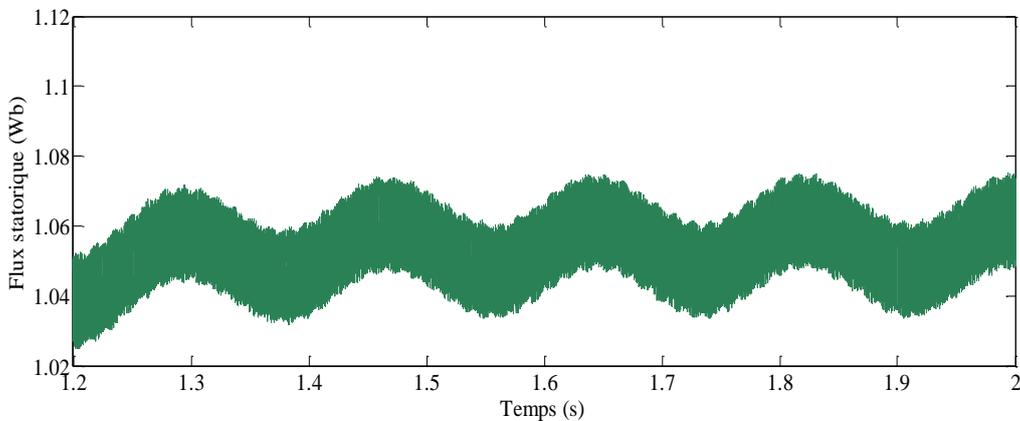
Lorsqu'un défaut de court-circuit se produit, la machine devient déséquilibrée et le régulateur de vitesse perçoit le défaut comme une perturbation, il le compense en générant un couple électromagnétique antagoniste oscillant. Le spectre du courant statorique montre l'apparition de l'harmonique prépondérante et caractéristique du défaut de rang  $3f_s$ . La résistance statorique oscille au-dessous de sa valeur nominale avec une fréquence prépondérante égale à  $2f_s$ . Les grandeurs contrôlées (couple et flux statorique) débordent de leurs bandes d'hystérésis. Ceci s'explique par le fait que lorsque le déséquilibre apparaît, la précision de l'observateur est affectée.

### 5.3.4 Caractéristiques de la commande FTC en présence d'un défaut rotorique

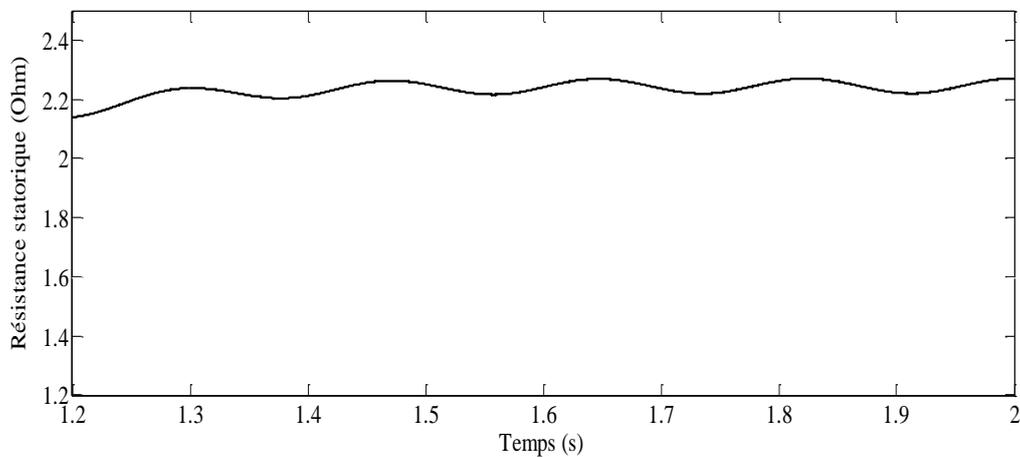
Dans le but de déterminer les caractéristiques de la commande proposée en présence d'un défaut rotorique, nous supposons que la machine fonctionne à pleine charge avec une vitesse de référence égale à 500 tr/min. A  $t = 1$  s, une cassure de barre se produit, les figures ci-dessous illustrent certaines caractéristiques de la machine.



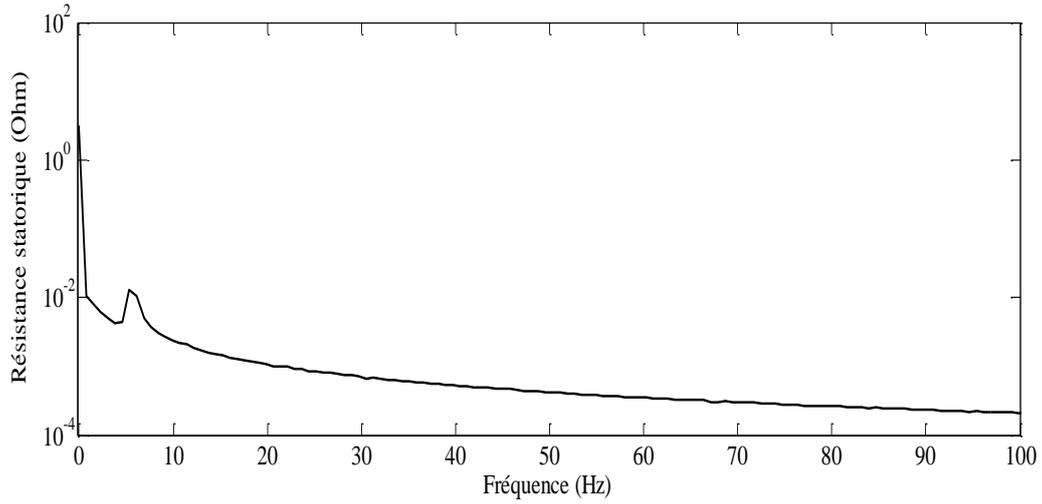
a- Couple électromagnétique



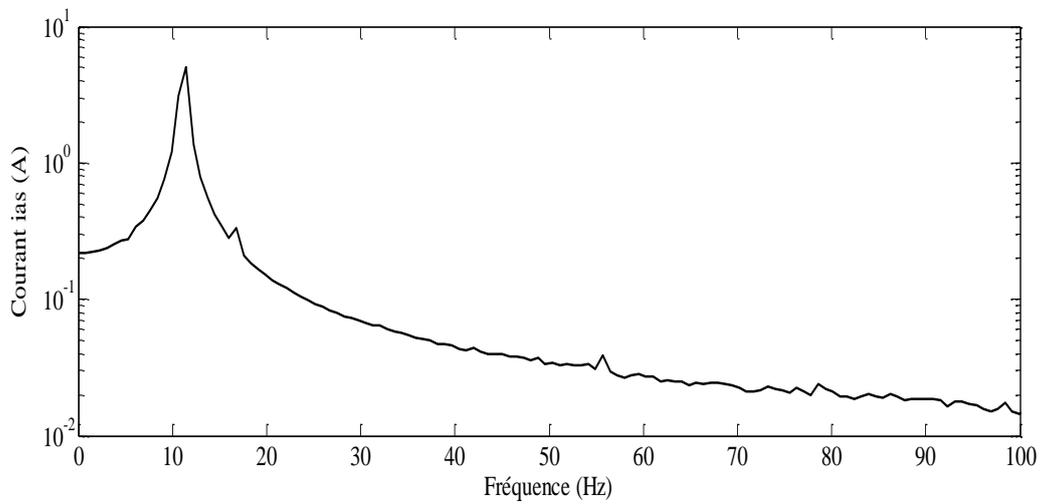
b- Amplitude du flux statorique



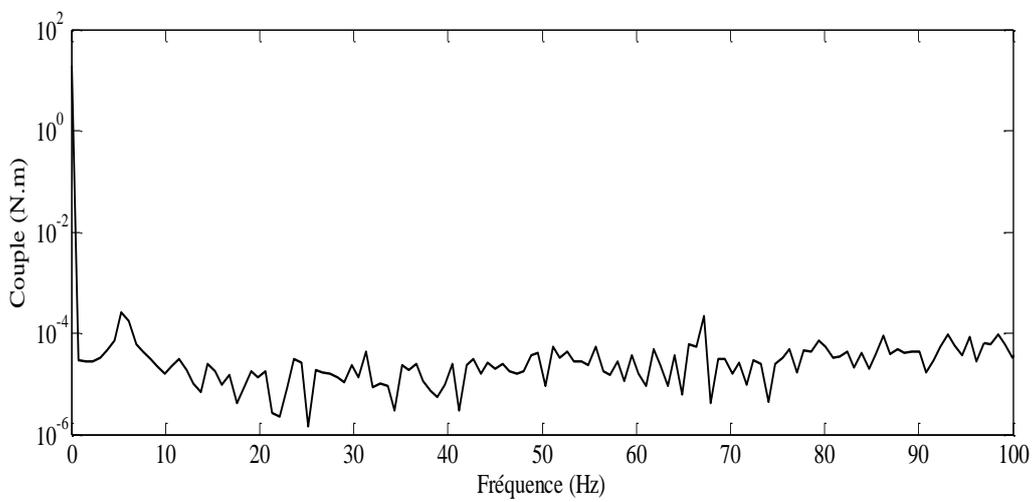
d- Résistance statorique observée en régime permanent



**g- Spectre de la résistance statorique**



**e- Spectre du courant statorique**



**f- Spectre du couple électromagnétique**

**Fig. 5.8** Caractéristiques de la commande FTC en présence des barres cassées

En présence du défaut rotorique, la machine fonctionne en régime déséquilibré. Le régulateur de vitesse compense l'effet du défaut en produisant un couple électromagnétique antagoniste oscillant. La résistance statorique oscille au-dessus de sa valeur nominale avec une fréquence prépondérante égale à  $2sf_s$ . De la même façon que dans le cas précédent, les grandeurs contrôlées (couple et flux statorique) débordent de leurs bandes d'hystérésis. A vitesse constante, seule la composante de fréquence  $(1 \pm 2s)f_s$  apparait dans le spectre fréquentiel du courant statorique. Les autres composantes sont dues à l'interaction de la vitesse avec les champs tournants inverses présents dans l'entrefer de la machine [8].

### 5.4 Conclusion

Afin d'assurer une commande tolérante aux défauts d'une machine asynchrone, nous avons utilisé un observateur adaptatif dans lequel la pulsation mécanique et la résistance statorique ont été adaptées. L'adaptation a été réalisée grâce à des algorithmes établis à l'aide de la théorie stabilité de Lyapunov. A faible vitesse, lorsque la résistance statorique subit un changement important, les performances de la commande DTC sont préservées. En régime déséquilibré, la résistance statorique présente des oscillations dépendant de l'ampleur et de la nature du défaut. Pour un défaut de court-circuit, cette résistance oscille en dessous de sa valeur nominale. Par contre, lorsqu'un défaut rotorique apparait, elle oscille au-dessus de la valeur nominale. Afin d'améliorer davantage les performances et la tolérance de la commande DTC, nous avons utilisé la technique du contrôle par mode glissant pour la synthèse du régulateur de vitesse. Lors de l'apparition d'un défaut, le régulateur SMC perçoit ces défauts comme un couple résistant perturbateur. Pour les différents défauts, la vitesse d'entraînement demeure régulée. Par contre, le déséquilibre de la machine, les oscillations du couple, les bruits restent inévitables. En conséquence, dans un schéma FTC, le bloc de détection joue un rôle primordial dans la sécurité des entraînements électriques. En plus, l'observation de la résistance statorique peut être aussi considérée comme un outil très intéressant pour le diagnostic de la machine.

## Conclusion Générale

Les défauts pouvant altérer le bon fonctionnement de la machine asynchrone ont des causes très variées. De nombreux chercheurs ont abordé le sujet du diagnostic de la machine asynchrone, mettant ainsi en évidence l'intérêt croissant, manifesté par la communauté scientifique et les industriels, par rapport à cette problématique. L'enjeu est d'assurer la sûreté de fonctionnement des entraînements électriques et la compétitivité des systèmes de production. C'est dans cet esprit de recherche que nous nous sommes investis pour apporter une contribution en matière de surveillance de défauts et amélioration des performances d'un entraînement à vitesse variable.

Nous avons présenté un panorama de défauts pouvant altérer le bon fonctionnement de la machine asynchrone: leurs images fréquentielles, ainsi que les différentes méthodes de détection de défauts. La théorie du couplage magnétique des circuits nous a servi pour la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte de sa géométrie. Cette approche offre un bon compromis entre la précision du modèle et le temps de calcul. Pour une répartition réelle des enroulements statoriques, la distribution de la FMM le long de l'entrefer n'est pas sinusoïdale. Elle comporte des harmoniques dépendant de la construction de la machine. Les différentes inductances ont été calculées avec la prise en compte des harmoniques d'espace. Ces harmoniques modifient le contenu spectral des grandeurs électromagnétiques (courant, couple électromagnétique...), utilisées souvent pour la commande ou dans le diagnostic de la machine. Un calcul précis de ces inductances conduit à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que le courant statorique, couple électromagnétique... Nous avons aussi déterminé analytiquement les paramètres électriques du modèle triphasé équivalent au rotor à cage en fonction des dimensions géométriques et paramètres électriques du rotor. Ce calcul est simple mais, les harmoniques d'espace n'étant pas pris en compte. La théorie des circuits couplés nous a permis aussi d'étudier les défauts les plus fréquents: déséquilibre d'alimentation, court-circuit statorique et cassure de barres rotoriques. Nous avons pu mettre en évidence l'effet des défauts sur le fonctionnement de la machine, les signatures associées à chaque défaut, de tracer les éventuelles évolutions des performances de la machine, et de prévoir les dégradations électromécaniques pouvant être engendrées. En présence de défaut, la machine devient déséquilibrée, des couples oscillatoires se produisent en incitant l'ondulation de la vitesse de rotation.

Chaque défaut se traduit par des harmoniques caractéristiques à travers les spectres du courant statorique et du couple électromagnétique. Quelle que soit la nature du défaut, il est toujours promoteur de l'oscillation du couple électromagnétique, l'augmentation de la température interne et de la création des vibrations et bruits indésirables. Par conséquent, en présence de défauts, la dégradation se propage facilement. Il s'est avéré que le déséquilibre d'alimentation et les courts-circuits statoriques sont les défauts les plus sévères.

Nous avons aussi analysé les caractéristiques de la commande DTC des machines asynchrones en présence de défauts. Il est à noter que cette commande est très sensible à la variation de la résistance statorique et à l'apparition des défauts, notamment en fonctionnement à basse vitesse, domaine où la tension d'alimentation est très faible et la chute de tension résistive ne peut pas être négligeable. Pour remédier à cette contrainte, la solution consiste à utiliser un observateur adaptatif, permettant de reconstruire les deux composantes du flux statorique et le couple électromagnétique, dans lequel la pulsation mécanique et la résistance statorique ont été adaptées. L'adaptation de ces deux grandeurs s'est faite grâce à des mécanismes d'adaptation, établis par le biais de la théorie de Lyapunov. En régime sain, l'observateur présente de bonnes performances de rapidité, précision et stabilité. Par contre, sa précision se dégrade légèrement lorsque la résistance subit un changement important ou en présence de défaillances. En régime déséquilibré, la résistance observée présente des oscillations dépendant de l'ampleur et de la nature du défaut. Pour un défaut de court-circuit, cette résistance oscille en dessous de sa valeur nominale. Par contre, lorsqu'un défaut rotorique apparaît, elle oscille au-dessus de la valeur nominale.

Afin d'améliorer davantage les performances et la tolérance de la commande DTC, nous avons utilisé la technique du contrôle par mode glissant pour la synthèse du régulateur de vitesse. Lors de l'apparition d'un défaut, le régulateur SMC perçoit ces défauts comme un couple résistant perturbateur. Il le compense en générant un couple électromagnétique antagoniste oscillant. Pour les différentes perturbations, l'objectif principal de la régulation de vitesse est atteint. Par contre, le déséquilibre de la machine, les oscillations du couple et le bruit restent inévitables. En conséquence, dans un schéma FTC, le bloc FDI joue un rôle important dans la sécurité des entraînements électriques.

Ce travail, non exhaustif évidemment, pourrait donner lieu à des études complémentaires dans les directions suivantes:

- ❖ Amélioration des méthodes de calcul des paramètres du modèle triphasé équivalent du rotor à cage;
- ❖ Amélioration des algorithmes d'adaptation de la pulsation mécanique et de la résistance statorique;
- ❖ Validation expérimentale de la commande tolérante proposée.

# Annexe A

## Traitement numérique du signal

### A.1 Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal

Un Signal déterministe contient une information physique. Il peut être associé à deux représentations: représentation temporelle ou fréquentielle. La représentation fréquentielle montre l'importance de la contribution d'une composante à la fréquence  $f$  dans le signal  $f(t)$ . On passe d'une représentation à une autre par la transformation de Fourier TF [152].

### A.2 Transformée de Fourier des fonctions périodiques

- ❖  $f(t)$  est périodique, de période  $T$ , si et seulement si :  $\forall t \in \mathbb{R}, \forall n \in \mathbb{Z}, f(t + nT) = f(t)$
- ❖ Si la fonction périodique  $f(t)$  est continuellement dérivable, bornée et intégrable, la série suivante est convergente [152].

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(2\pi fkt) + b_k \sin(2\pi fkt) \quad (\text{A.1})$$

$f = \frac{1}{T}$  : Fréquence fondamentale du signal.

On pose  $\omega = 2\pi f$ , les coefficients de la série de Fourier sont définis par:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos(k\omega t) dt, \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin(k\omega t) dt \quad (\text{A.2})$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt$$

La représentation complexe de la série de Fourier est:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega t} \quad (\text{A.3})$$

Avec:

$$c_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jk\omega t} dt \quad (\text{A.4})$$

On peut montrer que:

$$\begin{aligned} c_0 &= a_0 \\ c_k &= \frac{a_k - jb_k}{2} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

La suite  $\{c_k\}_{k \in \mathbb{Z}}$ , en général complexe, est le spectre en fréquence de la fonction  $f(t)$ .

$C_k$  se décompose en:

❖ Un spectre d'amplitude:

$$|c_k| = \frac{\sqrt{a_k^2 + b_k^2}}{2} \quad (\text{A.6})$$

❖ Un spectre de phase:

$$\varphi_k = \arctg(-b_k/a_k) \quad (\text{A.7})$$

Avec:

$$c_k = |c_k| e^{j\varphi_k} \quad (\text{A.8})$$

La fonction  $f(t)$  peut se mettre sous la forme :

$$f(t) = X_0 + \sum_{k=1}^{\infty} X_k \cos(k\omega t - \phi_k) \quad (\text{A.9})$$

$$\begin{cases} X_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = 2c_k \\ \phi_k = \arctg(b_k/a_k) = -\varphi_k \\ X_0 = a_0 \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

$\{X_k\}$  : Spectre d'amplitude en série de cosinus.

$\{\phi_k\}$  : Spectre de phase en série de cosinus.

## Annexe B

### Modélisation de l'onduleur triphasé de tension

#### B.1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ):

- $S_i = 1$  le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$  le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions  $v_{i0}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$  et en tenant compte du point de référence  $o$ .

$$v_{i0} = E \left( S_i - \frac{1}{2} \right) \quad (\text{B.1})$$

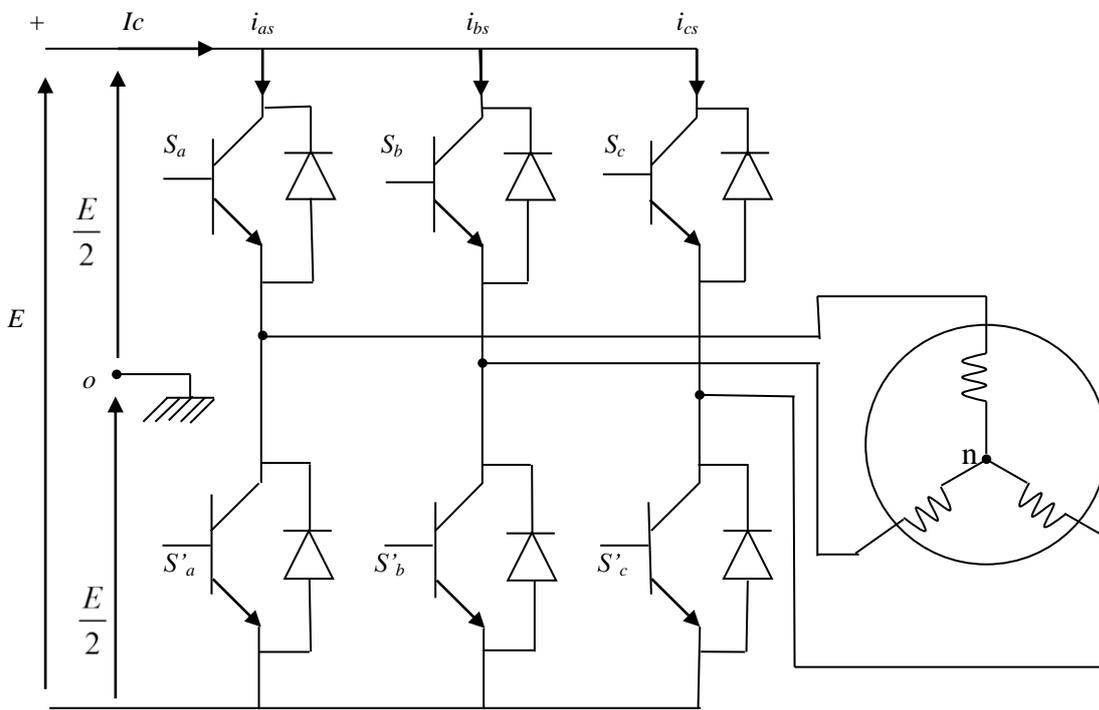


Fig. B.1. Schéma d'une machine triphasée associée à un onduleur de tension

Les tensions de sortie de l'onduleur  $v_{a0}$ ,  $v_{b0}$  et  $v_{c0}$  sont référencées par rapport à un point milieu  $o$  d'un pont diviseur fictif d'entrée. L'interrupteur de chaque demi-pont est commandé avec un retard de  $1/3$  période sur le précédent [136]. Les interrupteurs  $S_a, S'_a$  et  $S_b, S'_b, S_c$  et  $S'_c$  doivent être contrôlés de manière complémentaire. Soit  $n$  le point neutre du côté alternatif, alors les trois tensions composées:  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$  et  $u_{ca}$  sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{aligned}
 U_{ab} &= V_{an} - V_{bn} \\
 U_{bc} &= V_{bn} - V_{cn} \\
 U_{ca} &= V_{cn} - V_{an}
 \end{aligned}
 \tag{B.2}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée, on aura:

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\
 V_{bn} &= \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\
 V_{cn} &= \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc})
 \end{aligned}
 \tag{B.3}$$

En faisant apparaître le point **o**, les tensions entre phases peuvent s'écrire:

$$\begin{aligned}
 U_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} \\
 U_{bc} &= V_{bo} - V_{co} \\
 U_{ca} &= V_{co} - V_{ao}
 \end{aligned}
 \tag{B.4}$$

Par conséquent, nous obtenons:

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\
 V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\
 V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co}
 \end{aligned}
 \tag{B.5}$$

Sous forme matricielle, nous écrivons:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}
 \tag{B.6}$$

En fonction des grandeurs de commande des interrupteurs, nous écrivons:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

On peut déterminer la tension entre les points n et o:

$$v_{no} = \frac{1}{3} (v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (\text{B.8})$$

## B.2 MLI intersective (STPWM)

Pour déterminer les instants de fermeture des interrupteurs complémentaires deux à deux, on trace les trois ondes de référence représentant les trois tensions de sortie:  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  et  $v_c^*$ . Les intersections avec l'onde de modulation triangulaire M donnent les instants de fermeture des divers interrupteurs.

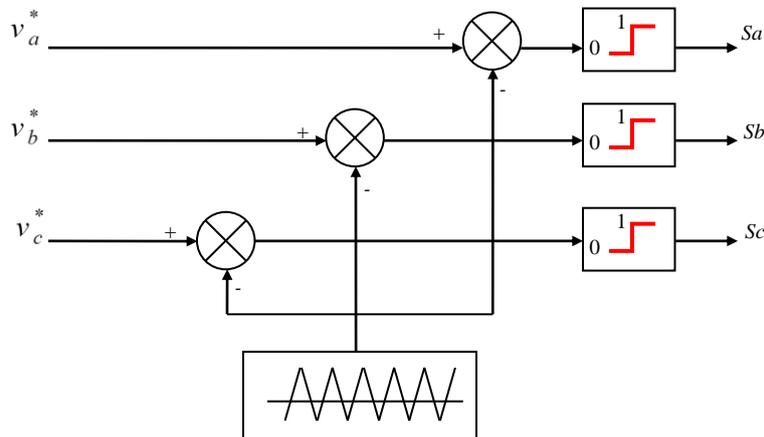


Fig. B.2 Principe de la stratégie STPWM

Les paramètres essentiels de la MLI sont par conséquent:

- ❖ La fréquence de modulation  $f_m$ .
- ❖ L'indice de modulation  $m = \frac{f_m}{f_s}$ , où  $f_s$  est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sorties de l'onduleur;
- ❖ Le coefficient de réglage: égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête  $E/2$  de l'onde de modulation.

Les avantages principaux d'une **MLI** sont les suivants:

- ✚ Obtenir dans la charge électrique des courants dont la variation est proche de la sinusoïde;
- ✚ Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable.

La valeur efficace du fondamental est [136]:

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}E}{\pi} \quad (\text{B.9})$$

Dès que  $m$  est suffisant (égal ou supérieur à 6, le fondamental de la tension de sortie est pratiquement égal à la tension de référence [136]:

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{E}{2} \quad (\text{B.10})$$

En modulation synchrone, on adopte une valeur de l'indice de modulation multiple de 3 pour que les trois tensions simples ou composées soient identiques à un tiers de leur période près.

## Annexe C

### Modèle triphasé d'un rotor à cage

#### C.1 Introduction

Le calcul de ces paramètres est basé sur la représentation complexe des grandeurs électromagnétiques (tensions, courants et flux magnétiques). Pour simplifier ce calcul, nous nous limitons uniquement au fondamental des FMM. Cette approche est caractérisée par sa simplicité et sa précision, une fois que les dimensions géométriques et les paramètres électriques du rotor à cage sont bien connus [135].

#### C.2 Modèle complexe du stator

Les Flux dûs aux courants statoriques sont proportionnels aux courants qui les produisent. Lorsqu'on tient compte uniquement du fondamental de la FMM, ces flux s'expriment par:

$$\begin{bmatrix} \phi_{\text{ass}} \\ \phi_{\text{bss}} \\ \phi_{\text{css}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\text{ms1}} + l_{\text{ls}} & -\frac{L_{\text{ms1}}}{2} & -\frac{L_{\text{ms1}}}{2} \\ -\frac{L_{\text{ms1}}}{2} & L_{\text{ms1}} + l_{\text{ls}} & -\frac{L_{\text{ms1}}}{2} \\ -\frac{L_{\text{ms1}}}{2} & -\frac{L_{\text{ms1}}}{2} & L_{\text{ms1}} + l_{\text{ls}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{as}} \\ i_{\text{bs}} \\ i_{\text{cs}} \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

$L_{\text{ms1}}$  : Inductance de magnétisation statorique pour  $h = 1$ .

En introduisant la notation complexe, l'image complexe du flux propre statorique est défini par:

$$\underline{\Phi}_{\text{ss}} = \frac{2}{3} (\phi_{\text{ass}} + \underline{a}\phi_{\text{bss}} + \underline{a}^2\phi_{\text{css}}) \quad (\text{C.2})$$

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

Après simplification, nous obtenons :

$$\underline{\Phi}_{\text{ss}} = L_s \underline{I}_s \quad (\text{C.3})$$

$$L_s = L_{\text{ls}} + \frac{3}{2} L_{\text{ms1}} \quad (\text{C.4})$$

$L_s$  : Inductance cyclique statorique

$\underline{I}_s$  : Courant complexe ayant pour expression:

$$\underline{I}_s = \frac{2}{3} (\underline{i}_{as} + \underline{a} \underline{i}_{bs} + \underline{a}^2 \underline{i}_{cs}) \quad (C.5)$$

Les flux statoriques dûs aux courants rotoriques s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} \phi_{asr} \\ \phi_{bsr} \\ \phi_{csr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & L_{aq} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & L_{bq} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & L_{cq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{r1} \\ \dot{i}_{r2} \\ \cdot \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} \quad (C.6)$$

Avec:

$$L_{ji} = M \cos(\theta_r + (i-1)\alpha_r + \delta - \alpha_j), j = a, b, c \text{ et } i = 1, 2, \dots, q \quad (C.7)$$

$$M = \frac{\sin \delta}{\sum_{j=1}^{qj} N_j \sin(\beta_j \frac{\pi}{2})} L_{ms1} \quad (C.8)$$

Le flux mutuel complexe est défini par:

$$\underline{\Phi}_{sr} = \frac{2}{3} (\phi_{asr} + \underline{a} \phi_{bsr} + \underline{a}^2 \phi_{csr}) \quad (C.9)$$

A partir de C.6, nous obtenons:

$$\underline{\Phi}_{sr} = \frac{q}{2} M e^{j(\theta_r + \delta)} \underline{I}_r \quad (C.10)$$

Avec:

$$\underline{I}_r = \frac{2}{q} \begin{pmatrix} 1 & \underline{b} & \dots & \underline{b}^{q-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{i}_{r1} \\ \dot{i}_{r2} \\ \cdot \\ \dot{i}_{rq} \end{pmatrix} \quad (C.11)$$

$$\underline{b} = e^{j\alpha_r}$$

$\underline{I}_r$  est le courant rotorique complexe.

A partir de C.3 et C.10, le flux statorique complexe est:

$$\underline{\Phi}_s = L_s \underline{I}_s + \frac{q}{2} M e^{j(\theta_r + \delta)} \underline{I}_r \quad (C.12)$$

Pour la tension statorique, nous pouvons écrire:

$$\underline{V}_s = r_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} \underline{\Phi}_s \quad (C.13)$$

### C.3 Modèle complexe du rotor

Les équations électriques des n boucles rotoriques s'expriment sous forme matricielle par:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 & -r_b & \dots & -r_b \\ -r_b & R_0 & \dots & -r_b \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ -r_b & 0 & -r_b & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (C.14)$$

De la même manière que pour le courant rotorique, l'image complexe du flux rotorique complexe est défini par:

$$\underline{\phi}_r = \frac{2}{q} \begin{pmatrix} \mathbf{1} & \underline{b} & \dots & \underline{b}^{q-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \cdot \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} \quad (C.15)$$

Les flux rotoriques dûs aux courants statoriques s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1s} \\ \phi_{r2s} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \phi_{rqs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1a} & L_{1b} & L_{1c} \\ L_{2a} & L_{2b} & L_{2c} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{qa} & L_{qb} & L_{qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (C.16)$$

Avec:

$$L_{ij} = M \cos(\theta_r + (i-1)\alpha_r + \delta - \alpha_j), i = 1, 2, \dots, q \text{ et } j = a, b, c \quad (C.17)$$

Après simple transformation, nous pouvons écrire:

$$\begin{bmatrix} \underline{1}\phi_{r1s} \\ \underline{b}\phi_{r2s} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{b}^{q-1}\phi_{rq s} \end{bmatrix} = \underline{M} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \delta) & \cos(\theta_r + \delta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \delta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \alpha_r + \delta) & \cos(\theta_r + \alpha_r + \delta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \alpha_r + \delta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cos(\theta_r + (q-1)\alpha_r + \delta) & \cos(\theta_r + (q-1)\alpha_r + \delta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + (q-1)\alpha_r + \delta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{as} \\ \underline{i}_{bs} \\ \underline{i}_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{C.18})$$

En additionnant tous les termes de (C.18) et en multipliant par  $2/q$ , nous obtenons:

$$\underline{\Phi}_{rs} = \frac{\underline{M}}{q} \left\{ \left( q e^{-j(\theta_r + \delta)} \right) \left( \underline{1} \quad \underline{a} \quad \underline{a}^2 \right) + e^{j(\theta_r + \delta)} \left( \underline{1} + \underline{b}^2 + \dots + \underline{b}^{2(q-1)} \right) \left( \underline{1} \quad \underline{a}^2 \quad \underline{a} \right) \right\} \begin{bmatrix} \underline{i}_{as} \\ \underline{i}_{bs} \\ \underline{i}_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{C.19})$$

Nous pouvons vérifier que:

$$1 + \underline{b}^2 + \dots + \underline{b}^{2(q-1)} = \underline{0} \quad (\text{C.20})$$

Enfin, nous obtenons:

$$\underline{\Phi}_{rs} = \frac{3}{2} \underline{M} e^{-j(\theta_r + \delta)} \underline{I}_s \quad (\text{C.21})$$

Par ailleurs, les flux propres rotoriques s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1r} \\ \phi_{r2r} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \phi_{rq r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} + L_0 & L_{12} - l_b & \cdot & L_{1q} - l_b \\ L_{21} - l_b & L_{22} + L_0 & \cdot & L_{2q} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{q1} - l_b & L_{q2} & \cdot & L_{qq} + L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{r1} \\ \underline{i}_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{i}_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{C.22})$$

$L_{ki}$  : Inductance mutuelle entre deux mailles rotoriques d'ordre « k » et « i »;

$L_{kk}$  : Inductance propre d'une maille rotorique d'ordre « k ».

En utilisant la propriété:

$$\underline{b}^{q+m} = \underline{b}^m \quad (\text{C.23})$$

Après restructuration de C.22, nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1r} \\ \underline{b}\phi_{r2r} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{b}^{q-1}\phi_{rqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{kk} + L_0 & \underline{b}^{q-1}(L_{ki} - l_b) & \cdot & \underline{b}(L_{ki} - l_b) \\ \underline{b}(L_{ki} - l_b) & L_{kk} + L_0 & \cdot & \underline{b}^2 L_{ki} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \underline{b}^{q-1}(L_{ki} - l_b) & \underline{b}^{q-2} L_{ki} & \cdot & L_{kk} + L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ \underline{b}i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{b}^{q-1}i_{rq} \end{bmatrix} \quad (C.24)$$

Le flux propre complexe au rotor est obtenu en additionnant les termes de (C.24) et en multipliant par  $2/q$ . Il s'écrit:

$$\underline{\Phi}_r = L_r \underline{I}_r \quad (C.25)$$

Avec:

$$L_r = 2l_b(1 - \cos \alpha_r) + 2Le + \frac{\mu_0 r l}{g} \alpha_r \quad (C.26)$$

Le flux total au rotor s'écrit donc:

$$\underline{\Phi}_r = \frac{3}{2} M e^{-j(\theta_r + \delta)} \underline{I}_s + L_r \underline{I}_r \quad (C.27)$$

$L_r$ : Inductance cyclique rotorique

Après restructuration du premier terme du second membre de C.14, nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 & -\underline{b}^{q-1}r_b & 0 & 0 & \cdot & -r_b \\ -\underline{b}r_b & R_0 & -\underline{b}^{q-1}R_b & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & -\underline{b}r_b & R_0 & -\underline{b}^{q-1}r_b & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -\underline{b}^{q-1}r_b & 0 & \cdot & \cdot & -\underline{b}r_b & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ \underline{b}i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{b}^{q-1}i_{rq} \end{bmatrix} \quad (C.28)$$

En additionnant toutes les composantes du vecteur résultant à droite de C.28, nous obtenons:

$$\underline{0} = R_0(i_{r1} + \underline{b}i_{r2} + \dots + \underline{b}^{q-1}i_{rq}) - \underline{b}^{-1}r_b(i_{r1} + \underline{b}i_{r2} + \dots + \underline{b}^{q-1}i_{rq}) - br_b(i_{r1} + \underline{b}i_{r2} + \dots + \underline{b}^{q-1}i_{rq}) \quad (C.29)$$

$$\underline{0} = R_0 \underline{I}_r - r_b(\underline{b} + \underline{b}^{-1}) \underline{I}_r \quad (C.30)$$

Avec:

$$(\underline{b} + \underline{b}^{-1}) = 2 \cos \alpha_r \quad (C.31)$$

Sous forme complexe, nous avons:

$$\underline{0} = r_r \underline{I}_r \quad (\text{C.32})$$

Avec:

$$r_r = 2r_e + 2r_b(1 - \cos \alpha_r) \quad (\text{C.33})$$

Sous forme complexe, l'équation électrique au rotor s'écrit:

$$\underline{0} = r_r \underline{I}_r + \frac{d}{dt} \underline{\Phi}_r \quad (\text{C.34})$$

Le paramètre  $r_r$  s'identifie à une résistance d'une phase rotorique du modèle triphasé équivalent du rotor à cage. De même, le paramètre  $L_r$  s'identifie à une inductance équivalente d'une phase rotorique du modèle triphasé équivalent du rotor à cage.

## Annexe D

### Commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attirée vers une surface de glissement défini  $S$  et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes. Nous présentons brièvement la synthèse de la commande par mode glissant pour un système non-linéaire ayant le modèle suivant [148-149]:

$$\dot{x}_i^{(n_i)}(t) = f_i(x) + \sum_{j=1}^m b_{ij}(x)u_j \quad (D.1)$$

Le vecteur  $u$  de composantes  $u_j$  est le vecteur d'entrée. Le vecteur d'état est défini par ses composantes  $x_i$  et ses premières dérivées  $(n_i - 1)$ . Dans ce type de systèmes, la dimension du vecteur de commande est égale à celle du vecteur d'état. L'objectif est de faire converger l'état du système vers une trajectoire prédéfinie  $x^d$ . Définissons le vecteur  $s$  de composantes  $s_i$

$$s_i = \left( \frac{d}{dt} + \lambda_i \right)^{n_i-1} e_i \quad (D.2)$$

$$e_i = x_i^d - x_i \quad (D.3)$$

La commande par mode glissant consiste à attirer le système vers la surface d'attractivité  $S$  qui est définie par:

$$S = \{x : e = 0\} \quad (D.4)$$

$$e = x^d - x \quad (D.5)$$

$e$  est le vecteur des erreurs d'attraction.

Posons

$$V_i = \frac{1}{2} s_i^2 \quad (D.6)$$

La commande par glissant est synthétisée de façon à ce que la fonction candidate de Lyapunov  $V_i$  satisfait le critère de stabilité de Lyapunov.

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s_i^2 = -\eta_i |s_i|. \quad \eta_i > 0 \quad (\text{D.7})$$

Dans cette condition, l'erreur d'attractivité décroît le long de la trajectoire du système. Dans la théorie de la commande à structure variable (VSC), il y a de différentes manières de choisir la loi de commande, dans la littérature il y a trois types très répandues, la commande par contre-réaction linéaire à gains commutés, la commande par relais, et la commande équivalente [148-149]. La commande équivalente est écrite comme suit:

$$u_i^{\text{com}} = u_i^{\text{eq}} + u_i^n \quad (\text{D.8})$$

La commande équivalente est déterminée durant la phase de glissement et la phase du régime permanent en identifiant  $\dot{s}_i = 0$ , et par conséquent  $s_i = 0$  avec  $u_i^n = 0$ . La commande  $u_n$  est définie durant le mode de convergence et doit satisfaire la condition  $s_i \dot{s}_i < 0$ . La commande  $u_n$  est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par la fonction **sign**.

$$u_i^n = K_i \text{sgn}(s_i) \quad (\text{D.9})$$

Pour remédier au phénomène de broutement, la fonction discontinue **sign** est remplacée par des fonctions continues. Plusieurs fonctions ont été proposées pour limiter ce phénomène, par exemple, la commande dite douce à un seul seuil, qui est donnée par [148-149]:

$$\text{sat}(s_i) = \frac{s_i}{(|s_i| + \psi_i)} \quad (\text{D.10})$$

Avec  $\psi_i$  est un réel positif.

## Annexe E

### Paramètres de la machine asynchrone

Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans les simulations sont [74]:

- ❖ Puissance nominale: 4 kW
- ❖ Tension nominale: 230/400 V
- ❖ Fréquence statorique:  $f_s = 50$  Hz
- ❖ Vitesse nominale: 2840 tr/min
- ❖ Résistance statorique:  $r_s = 1.595 \Omega$
- ❖ Nombre de paires de pôles:  $P = 1$
- ❖ Moment d'inertie:  $J = 0.045 \text{ Kg.m}^2$
- ❖ Coefficient de frottement:  $f_v = 0.0038 \text{ Kg.m}^2 / \text{s}$
- ❖ Nombre de barres:  $q = 30$
- ❖ Nombre de spires par phase statorique:  $N_s = 124$  spires
- ❖ Résistance d'une portion d'anneau:  $r_e = 8.7510^{-7} \Omega$
- ❖ Résistance d'une barre rotorique:  $r_b = 3.0410^{-4} \Omega$
- ❖ Inductance de fuite d'une barre:  $l_b = 5.1610^{-7} \text{ H}$
- ❖ Inductance de fuite d'une portion d'anneau:  $l_e = 1.5910^{-9} \text{ H}$
- ❖ Perméabilité du vide:  $\mu_0 = 10^{-7} 4\pi$
- ❖ Longueur utile de la machine:  $l = 12510^{-3} \text{ m}$
- ❖ Rayon moyen de la machine:  $r = 37.3510^{-3} \text{ m}$
- ❖ Epaisseur d'entrefer:  $g = 0.3510^{-3} \text{ m}$

## Bibliographie

- [1] R. Husson, Méthodes de commande des machines électriques. Edition Lavoisier, Paris, France, 2003.
- [2] J.P Louis, Modélisation des machines électriques en vue de leur commande. Edition Lavoisier, Paris, France, 2004.
- [3] L. Loron, Commande des systèmes électriques. Edition Lavoisier, Paris, France, 2003.
- [4] H. Sturtzer and E. Smigiel, Modélisation et commande des moteurs triphasés. Edition Ellipses, 2000.
- [5] A.H. Bonnett and G.C. Soukup, Analysis of rotor failures in squirrel-cage induction motors. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24(6), November/December 1988.
- [6] A.H. Bonnett and G.C. Soukup, Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28(4), July/August 1992.
- [7] T. Boumegoura, Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic. Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lyon, France 2001.
- [8] G. Didier, Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, Octobre 2004.
- [9] A. Ibrahim, Contribution au diagnostic de machines électromécaniques: Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée. Thèse de Doctorat, Université de Saint Etienne, France, Octobre 2006.
- [10] A. Medoued, Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques; Application aux moteurs asynchrones. Thèse de Doctorat, Université de Skikda, Algérie, Mars 2012.
- [11] M.Y Kaikaa, Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la non uniformité de l'entrefer; Application au diagnostic. Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Algérie, Juin 2010.
- [12] M.T. Rangarajan, B.L. Sang, C.S. Greg, B.K. Gerald, Y.A. Jiyoan and G.H. Thomas, Survey of methods for detection of stator-related faults in induction machines. IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 43(4), 2007, pp. 920-933.
- [13] S. Arfat, G.S. Yadava and S. Bhim, A review of stator fault monitoring techniques of induction motors. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20(1), 2005, pp. 106-114.
- [14] B. Raison, Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, Septembre 2000.
- [15] A. Lebaroud, Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associées à des sources variables. Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Algérie, Septembre 2006.

- [16] **D. Kouchih**, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Analysis of controlled induction motor drives with stator faults. Proceedings of the International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications (EFEA'12), Northumbria University, Newcastle upon Tyne, United Kingdom, June 25-27, 2012, pp. 1-6.
- [17] O. Benzineb, Diagnostic et Commande Tolérante aux Défaits de la Machine asynchrone et des Convertisseurs Multicellulaires Séries. Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Juillet 2010.
- [18] P.E Dumont, Tolérance active aux fautes des systèmes d'instrumentation. Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2006.
- [19] A. Khelassi, Nouvelle Méthodologie de Synthèse de Lois de Commande Tolérante aux Fautes Garantissant la Fiabilité des Systèmes. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, Juillet 2011.
- [20] N. Belkherchi, Contribution à l'étude du diagnostic et de la commande tolérante aux fautes par l'approche structurelle – application aux procédés biologiques. Thèse de Doctorat, Université Toulouse3 Paul Sabatier, France, Avril 2011.
- [21] O. Jasim, An extended induction motor model for investigation of faulted machines and fault tolerant variable speed drives. Department of Electrical and Electronic Eng., PhD Thesis, The University of Nottingham, England, 2009.
- [22] S.G. Khalaf and A.M. Haider, Diagnosis and fault tolerant control of the induction motors techniques a review. Australian Journal of Basic and Applied Sciences, Vol. 4(2), 2010, pp. 227-242.
- [23] Y. Zhang and J. Jiang, Bibliographical Review on Reconfigurable Fault Tolerant Control Systems. Proceeding of the 5<sup>th</sup> IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes 2003, Washington, D.C., USA, June 9-1, 2003, pp. 265-276.
- [24] O. Jasim, C. Gerada, M. Sumner and J.A. Padela, A simplified model for induction machines with faults to aid the development of fault tolerant drives. 13th International Power Electronics and Motion Conference, Poznan, Poland, 2008, pp. 1173-1180.
- [25] B. Tabbache, M.E.H Benbouzid, A. Kheloui and J.M. Bourgeot, DSP based sensor fault tolerant control of electric vehicle powertrains. Proc. 2011th IEEE Int. Sym. on Ind. Elec., Gdansk, Poland, 2011, pp. 2085-2090.
- [26] D. Demba, M.E. Benbouzid and A. Makouf, A fault tolerant control architecture for induction motor drives in automotive applications. IEEE Trans. On Vehicular Tech., Vol. 53(6), 2004, pp. 1847-1855.
- [27] M. Rodrigues, Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Décembre 2005.
- [28] M.J Cieslak, Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts; application à un système aéronautique. Thèse de Doctorat, Université Bordeaux-I, France, Juillet 2007.
- [29] F. Guenab, Contribution aux systèmes tolérants aux défauts; Synthèse d'une méthode de reconfiguration et/ou restructuration intégrant la fiabilité des composants. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, Février 2007.

- [30] S.K. Saho, G.T.R. Das and V. Subrahmanyam, Sensor Fault Tolerant of Direct Torque Control in Induction Motor Drives. *International Journal of Recent Trends in Engineering*, Vol. 2(6), November 2009, pp. 44-49.
- [31] **D. Kouchih**, R. Hachelaf, N. Boumalha, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Vector fault tolerant control of induction motor drives subject to stator interturn faults. The 16th Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC'14), Antalya, Turkey, September 21-24, 2014.
- [32] A. Gouichiche, A. Safa, M.S. Boucherit and M. Tadjine, Sliding mode observer for fault tolerant control of Induction motor. 2<sup>nd</sup> International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications (EFEA'12), Northumbria University, Newcastle upon Tyne, United Kingdom, June 25-27, 2012, pp. 516-522.
- [33] H.A.F. Mohamed, S.S. Yang, and M. Moghavvemi, Sliding Mode Sensor Fault Tolerant Control Structure for Induction motor. *SICE Annual Conference 2008*, The University Electro-Communications, August 20-22, 2008, pp. 2630-2635.
- [34] N. Djeghali, M. Ghanes, S. Djennoune and J.P. Barbot, Backstepping fault tolerant control based on second order sliding mode observer: Application to Induction Motor. 50<sup>th</sup> Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), Orlando, FL, USA, December 12-15, 2011, pp. 4598-4603.
- [35] K. Jamoussi, M. Ouali and H. Charradi, A sliding Mode speed control of induction motor. *American Journal of Applied Sciences*, Vol. 4(12), 2003, pp. 987-994.
- [36] H. Chekireb, M. Tadjine, and M. Djemai, Robustness analysis on sliding mode control of induction motor. *Asian Journal of Control*, Vol. 5(4), December 2003, pp. 605-613.
- [37] J. Ramadas, T. Thyagarajan and V. Subrahmanyam, Robust performance of induction motor drives, *International Journal of Recent Trends in Engineering*, Vol. 1(3), May 2009, pp. 25-29.
- [38] X.Z. Zhang and L. Li, A Novel nonlinear controller design for induction motor drives based on sliding mode control and adaptive observer. *Journal of Electrical Systems*, Vol. 7(4), 2011, pp. 382-393.
- [39] M. Messaoudi, H. Kraim, M.B. Ahmed, L. Sbita and M.N. Abdelkrim, A robust sensorless direct torque control of induction motor based on MRAS and extended Kalman filter. *Leonardo Jour. of Sciences*, Vol. 12(1), 2008, pp. 35-56.
- [40] S. Abid, Y. Ramdani and A.K. Merofel, Speed sliding mode control of sensorless induction machine. *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 57(1), 2006, pp. 47-51.
- [41] O. Barambones, P. Alkorta, A.J. Garrido and F.G. Meseda, An adaptive sliding mode control scheme for induction motor drives. *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, Vol. 1(1), 2007, pp. 73-77.
- [42] **D. Kouchih**, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Adaptive observation of stator flux and resistance for fault tolerant control of induction motor drives based DTC. *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 10(1), 2014, pp. 167-175.
- [43] S. Fan, and J. Zou, Sensor fault detection and fault tolerant control of induction motor drivers for electric vehicles. 2012 IEEE 7<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference, Harbin, China, June 2-5, 2012.

- [44] I. Takahashi and T. Noguchi, A New quick-response and high- efficiency control strategy for an induction motor. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 22(5), 1986, pp. 820-827.
- [45] M. Depenbrock, Direct self-control DSC of inverter fed induction machine. *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol. 3(4), 1988, pp. 420-429.
- [46] C.C. De Wit, *Modélisation contrôle vectoriel et DTC*. Hermes Science Publications, Paris, France, 2000.
- [47] R. Toufouti, S. Meziane and H. Bennala, Direct torque strategy of induction motors. *Acta Electrotechnica et Informatica*, Vol. 1(7), pp. 1-7, 2007.
- [48] R. Toufouti, S. Meziane and H. Benalla, Direct torque control for induction motor using intelligent techniques. *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, 2007, pp. 35-44.
- [49] R. TOUFOUTI, Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone, Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Algérie, Juin 2008.
- [50] N. Alekya, B. Mohan, Advanced technique to improve dynamic response of a direct torque controlled induction motor, *Int. Jour. of Scientific and Research Pub.*, Vol. 2(11), 2012, pp. 1-6.
- [51] S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed and B. Kiyyour, Performance analysis of a speed sensorless induction motor drive based on DTC Scheme, *Int. Jour. of Electrical and Power Eng.*, Vol. 1(2), 2007, pp. 158-164.
- [52] S. Alirani and V. Jagannathan, Torque ripple minimization DTC based induction motor drive using fuzzy logic technique. *International Journal of Computing Applications*, Vol. 40(1), 2012, pp. 25-31.
- [53] M. Aktas and H.I. Okumus, Stator resistance estimation using ANN in DTC IM drives. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, Vol. 18(2), 2010, pp. 197-210.
- [54] P.Y. Reddy, C.H. Krishna and P.V. Kishore, A New approach of DTC scheme for induction motor using flux mode observer. *International Journal of Engineering Research and Applications*, Vol. 1(4), 2011, pp. 1527-1535.
- [55] T. Kasmieh, Adaptive stator flux estimator for the induction machine direct torque control. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM 2008*, Ischia, Italy, June 11-13, 2008, pp. 1239-1241.
- [56] **D. Kouchih**, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Improved direct torque control of induction motors using adaptive observer and sliding mode control. *Archives of Control Sciences*, Vol 23(3), 2013, pp. 361-376.
- [57] **D. Kouchih**, R. Hachelaf, O. Benzineb, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Diagnosis of cage induction motors subject to unbalanced supply voltage conditions including space and time harmonics. *The 14th international Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & Computer Engineering, (STA'13)*, December 20-22, 2013, Sousse, Tunisia.
- [58] A. Seddique, G.S. Yadava and B. Singh, Effects of voltage unbalance on Induction Motors. *Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Indianapolis, USA, September 19-22, 2004, pp. 26-29.

- [59] D. Mirabbasi, G. Seifossadat and M. Heidari, Effect of unbalanced voltage on operation of induction motors and its detection. International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Bursa, Turkey, November 5-8, 2009, pp. 189-192.
- [60] S.S. Refaat, H. Abu-Rub, M.S. Saad, E.M. Aboul-Zahab and A. Iqbal, Detection, diagnosis and discrimination of stator turn to turn fault and unbalanced supply voltage fault for three phase induction motors. IEEE International Conference on Power and Energy, Kota Kinabalu Sabah, Malaysia, December 2-5, 2012, pp. 910-915.
- [61] S. Das, P. Purkait and S. Chakravorti, Separating induction motor current signature for stator winding faults from that due to supply voltage unbalances. 1<sup>st</sup> International Conference on Power and Energy, Nurjili, India, November 28-29, 2012, pp. 1-6.
- [62] Y.J. Wang, M.H. Lee and S.W. Sung, An analytical modeling of pulsating torques of induction motors caused by supply voltage unbalance. International Conference and Utility Exhibition of Power and Energy Systems, Pattaya City, Thailand, September 28-30, 2011, pp. 1-6.
- [63] Y.J. Wang, An analytical study on steady-state performance of an induction motor connected to unbalanced three-phase voltage. IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Singapore, January 23-27, 2000, pp. 159-164.
- [64] J.F. Eastham and M. Benarous, Effect of unbalanced supply conditions on the performance of induction machines for aerospace applications. IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, San Antonio, Texas, USA, May 15-18, 2005, pp. 1192-1966.
- [65] C.T. Raj, P. Agarwal and S.P. Srivastava, Performance analysis of a three-Phase squirrel-cage induction motor under unbalanced sinusoidal and balanced non-sinusoidal supply voltages. International Conference on Power Electronics, Devices and Energy Systems, New Delhi, India, December 12-15, 2006, pp. 1-4.
- [66] I. Hirotsuka, K. Tsuboi and F. Ueda, Experimental transient characteristics of a three-phase squirrel-cage induction motor under unbalanced voltage condition. International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan, China, October 17-20, 2008, pp. 57-60.
- [67] O.A. Mohamed, N.Y. Abed and S. Ganu, Modeling and characterization of induction motor internal faults using finite element and discrete wavelet transforms. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42(10), 2006, pp. 3434-3436.
- [68] A. Lebaroud and G. Clerc, Analysis of stator short faults for induction machine using finite element modeling. 7<sup>th</sup> International Multi-Conference on Signals and Devices, Amman, Jordan, June 27-30, 2010, pp. 1-4.
- [69] H.A. Toliyat and T.A. Lipo, Analysis of concentrated winding induction machines for adjustable speed drive applications-experimental results. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9(4), December 1994.
- [70] T. Aroui, Y. Koubaa and A. Toumi, Magnetic coupled circuits modeling of induction machines oriented to diagnostics. Leonardo Journal of Sciences, Vol. 13, July-December 2006, pp. 103-121.
- [71] F. Karami, J. Poshtan, and M. Poushtan, Broken bar faults detection in induction motors based on modified winding function. 2010 IEEE International Conference on

- Control Applications, Part of 2010 IEEE Multi-Conference on Systems and Control, Yokohama, Japan, September 8-10, 2010.
- [72] A.F. Khatir and K.E. Hemsas, Diagnostic des machines asynchrones: Utilisation du Modèle Multi Enroulements. 4<sup>th</sup> International Power on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007, 03-04 Novembre 2007, UFAS, Setif, Algeria.
- [73] X. Luo, Y. Lio and H.A. Toliyat, Multiple coupled circuits modelling of induction machines. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31(2), March/April 1995.
- [74] G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo and E. Destobbeleer, A winding function theory based global method for the simulation of faulty induction machines. Proc. IEEE Electric Machines and Drives Conf., IEMDC'03, Madison, Wisconsin, USA, 2003, pp. 297-303.
- [75] H.A. Toliyat and T.A. Lipo, Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar & end ring faults. IEEE Transactions on Energy Applications, Vol. 10(2), June 1995.
- [76] S. Mezani, Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à induction, en tenant compte des harmoniques d'espace. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, Juillet 2004.
- [77] R. Lateb, Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimant avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps; application à la propulsion marine par POD. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Octobre 2006.
- [78] H.R. Fudeh and C.M. Ong, Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics. IEEE Transactions on Apparatus and Systems, Vol. 102(8), 1983, pp. 2608-2615.
- [79] L.M. Neto, J.R. Camacho, C.H. Salerno and B.P. Alvarenga, Analysis of a three phase induction machine including space and time harmonic effects: the A, B, C reference frame. IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 14(1), 1999, pp. 80-85.
- [80] Alain Boulenger and C. Pachaud, Surveillance des machines par Analyse des Vibrations. AFNOR, 1995.
- [81] M. Fezari, F.Z. Taif, M.M. Lafifi and B. Boulebtateche, Noise emission analysis a way for early detection and a classification faults in rotating machines. The 16th Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC'14), Antalya, Turkey, September 21-24, 2014.
- [82] C.M. RILY, B.K. LIN, T.G. Habetler and R.R. Schoen, A Method for sensorless on-line vibration monitoring of induction machines. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34(6), November/December 1998.
- [83] B. 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, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2009.
- [84] M.H. Benbouzid, M. Vieira and C. Theys, Induction motors faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques. IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 14(1), 1999, pp. 1-9.

- [85] H. Razik, Le Contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un Etat de l'art. La revue 3EI n°29-Juin 2002, pp. 48 – 52.
- [86] W.T. Thomson and R.J. Gilmord, Motor current signature analysis to detect fault in induction motor drives-fundamentals, data interpretation, and industrial case histories. Proceeding of the 32<sup>th</sup> Turbomachinery Symposium, 2003.
- [87] H. Henaou, G.A. Capolino and H. Razik, Analytical approach of the stator current frequency harmonics computation for detection of induction machine rotor faults. Symposium on Diagnosis for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Atlanta, August 2003.
- [88] G. Didier and H. Razik, Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones. La revue 3EI n°27, Décembre 2001.
- [89] R. Casimir, Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance de formes. Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lyon, France, 2003.
- [90] A. seddique, G. Yadava and B. Singh, Applications of artificial intelligence techniques for induction machine stator fault diagnostics: review. Symposium on Dignostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Allanla, GA, USA, August 24-26, 2003, pp. 29-34.
- [91] L.F. Pau, Diagnostic des pannes dans les systèmes: approche par reconnaissance des formes. Capadues Editions, 1987.
- [92] M.R. Zemouri, Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques: application à la e-maintenance. Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, France, Novembre 2003.
- [93] O. Ondel, Diagnostic par reconnaissance des formes: application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone. Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lyon, France Octobre 2006.
- [94] D.E. Khodja, Elaboration d'un système intelligent de surveillance et de diagnostic automatique en temps réel des défaillances des moteurs à induction. Thèse de Doctorat, Université de Boumerdes, Algérie, Avril 2007.
- [95] A. Akhenak, Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodèle: Application au diagnostic. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Décembre 2004.
- [96] A. Xu, Observateurs adaptatifs non linéaires et diagnostic de pannes. Thèse de Doctorat, Université de Rennes1, Septembre 2002.
- [97] B. Larroque, Observation de systèmes linéaires Application à la détection et localisation de fautes. Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, Septembre 2008.
- [98] E. Schaeffer, Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts. Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 1999.
- [99] S. Bachir, Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique. Thèse de Doctorat, Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers, France, Décembre 2012.

- [100] K.R. Cho, J.H. Lang and S.D. Umans, Detection of broken rotor bars in induction motors using state and parameter estimation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28(3), May/June 1992.
- [101] N. Kabache, Amélioration des performances de la commande d'un moteur asynchrone à cage et élaboration d'un estimateur universel de ses paramètres en utilisant les réseaux de neurones artificiels. Thèse de Doctorat, Université de Boumerdes, Algérie, 2007.
- [102] H. Jamouli, Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Décembre 2003.
- [103] M. Djemai, J.P. Barbot and O. Bethoux, On the problem of fault detection and residual generation. *Proceeding of the 39<sup>th</sup> IEEE Conference on decision & control*, Sydney, Australia, December, 2000.
- [104] Y. Losser and P. Mouyon, Définition d'un système de diagnostic de pannes par les outils de synthèse robuste. *RS – JESA*, Vol. 37, 2004, pp 257 -274.
- [105] R. Le Doeuff, and M.E.H Zaim, *Machines Electriques Tournantes, de la modélisation matricielle à la mise en œuvre, Commande des systèmes électriques*. Edition Lavoisier, Paris, France, 2009.
- [106] J. Chatelain, *Machine Electriques*. 1983, Presses Polytechniques Romandes.
- [107] B. Vaseghi, Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défauts entre spires: modélisation - réduction du courant de défaut. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, Décembre 2009.
- [108] S.M.A. Cruz and A.J.M. Cardoso, Diagnosis of stator inter-turn short circuits in DTC induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40(5), September/October 2004, pp. 1349-1360.
- [109] G.M. Joksimović and J. Penman, The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47(5), October 2000, pp. 1078-1084.
- [110] J. Penman and A. Stravou, Broken rotor bars: Their effect on the transient performance of induction machines. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 143(6), November 1996.
- [111] S. Nandi, R.M. Bharadwaj and H.A. Toliyat, Performance analysis of a three-phase induction motor under mixed eccentricity condition. *IEEE Transactions on Industry Conversion*, Vol. 17(3), September 2002.
- [112] R.N. Andriamalala, Modélisation du défaut d'excentration dans une machine asynchrone: Application au diagnostic et à la commande de deux machines spécifiques. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Juillet 2009.
- [113] S. Petropol, Ondelettes et diagnostic: application aux défauts diélectriques et électriques des machines tournantes. Thèse de doctorat, Université de Grenoble, France, Septembre, 2001.
- [114] M. Zagirnyak, D. Mamachur and A. Kalinov, A comparaison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics. *The 16th*

- Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC'14), Antalya, Turkey, September 21-24, 2014.
- [115] V. Kokko, Condition monitoring of squirrel-cage motors by axial magnetic flux measurements. Thèse de Doctorat, University of Oulou, Finland, 2003.
- [116] A. Khezzar, M.E.K. Oumaamar, M. Hadjami, M. Boucherma and H. Razik, Induction Motor Diagnosis Using Line Neutral Voltage Signatures. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56(11), November 2009, pp. 4581-4591.
- [117] V.T. Vinod, V. Krishna and V. J. Kumar, Online cage rotor fault detection using air-gap torque spectra. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18(2), June 2003.
- [118] H. Niemann and J. Stoustrup, Passive fault tolerant control of double inverted pendulum-a case study example. *Proceedings of the 5th Symposium Safeprocess*, Washington. D.C, USA. 2003, pp. 1029–1034.
- [119] G.H. Yang, J.L. Wang and Y.C. Soh, Reliable  $H_\infty$  controller design for linear systems. *Automatica*, Vol.37, 2001, pp. 717-725.
- [120] B.M. Gonzalez-contreras, Contribution à la tolérance aux défauts des systèmes linéaires : synthèse de méthodes d'accommodation fondée sur l'information du second ordre. Thèse de doctorat, Ecole doctorale IAEM Lorraine, Nancy, France, 2009.
- [121] G.Y. Huang and R.F. Stengel, Reconfigurable control using proportional-integral implicate model-following, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Vol. 13(6), 1990, pp. 303-309.
- [122] Z. Gao and P. Antsaklis, Reconfigurable control system design via perfect modelfollowing. *International Journal of Control*, Vol. 56(4), 1992, pp. 783–798.
- [123] J.D. Boskovic and R.K. Mehra, A multiple model-based reconfigurable flight control system design. *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control*, Tampa, FL, USA, 1998, pp. 4503 – 4508.
- [124] K. S. Narendra and J. Balakrishnan, Adaptive control using multiple models. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1997, 42.
- [125] I.D. Landau and D.L. Dugard, *Commande adaptative aspects pratiques et théoriques*. Edition Masson, Paris, France, 1986.
- [126] M. Bodson and J. Groszkiewicz, Multivariable adaptive algorithms for reconfigurable flight control. *IEEE Control Systems Magazine*, 1997, Vol. 5, pp. 217–229.
- [127] D. Ye, G. H. Yang, Adaptive fault-tolerant tracking control against actuator faults with application to flight control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2006, Vol. 14(6), pp. 1088–1096.
- [128] S. Meziane, *Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone*. Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Juin 2009.
- [129] E. Kerrigan and J. Maciejowski, Fault-tolerant control of a ship propulsion system using model predictive control. In *Proceedings of European Control Conference*, Karlsruhe, 1999, Germany.
- [130] D. Angeli, A. Casavola and E. Mosca, Constrained predictive control of nonlinear plants via polytopic linear system embedding. *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 10, 2000, pp. 1091–1103.
- [131] S. Nandi, Modeling of induction machines including stator and rotor slots effects. *IEEE Transactions on Industry Conversion*, Vol. 40(4), July/August 2004.

- [132] J. Saint-Michel, Bobinage des machines tournantes à courant alternatif. Techniques de l'Ingénieur, D3 420.
- [133] P.C. Krause, Analysis of electric machinery. McGraw-Hill Book Company, 1987.
- [134] J. Lesenne, F. Notelet and G. Segquier, Introduction à l'électrotechnique approfondie. Techniques & Documentations, Paris, 1981.
- [135] A.R. Munoz and T.A. Lipo, Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35(6), November/December 1999.
- [136] G. Segquier, F. Labrique, Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Edition Lavoisier, Paris, France, France, 1989.
- [137] M. Sahraoui, A. Ghogggal, S.E. Zouzou, A. Ababou and H. Razik, Modelling and Detection of Inter-Turn Short Circuits in Stator Windings of Induction Motor. IECON2006, 32<sup>nd</sup> Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, France, November 7-10, 2006.
- [138] J.C. Moreira and T.A. Lipo, A new method for rotor time constant tuning in indirect field oriented control. IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 8(4), 1993, pp. 626-631.
- [139] A.P. Garcia and J.L.D. Rodriguez, Indirect field oriented control with rotor time constant adaptation. 4<sup>th</sup> International Conference on Electronics Control and Signal Processing, Florida, USA, November 17-19, 2005, pp. 169-174.
- [140] D.S. Reddy, K.L.P. Reddy and M.V. Kumar, On line estimation of rotor time constant and speed of a vector controlled induction motor drives with model reference controller (MRAC). International Journal of Engineering Research and Applications, Vol. 2(6), 2012, pp. 172-179.
- [141] I.K. Bousserhane and A. Hazzab, Direct field oriented control using backstepping strategy with fuzzy rotor resistance estimation for induction motor speed control. Information Technology and Control, Vol. 35(4), 2006, pp. 403-411.
- [142] D.P. Marcetic and S.N. Vukosavić, Speed Sensorless AC drives with the rotor time constant parameter update. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54(5), 2007, pp. 2618-2625.
- [143] H. Kubota, K. Matsue, Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30(5), 1994, pp. 1219-1224.
- [144] I. El-Rouh, Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Juillet 2004.
- [145] M. Ghanes, Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique. Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, France, Novembre 2005.
- [146] C. Chaigne, E. Etien, S. Cauet and L. Rambault, Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones. Edition Lavoisier, Paris, France, 2005.
- [147] L. Baghli, Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Janvier 1999.
- [148] J.J.E. Slotine and W. Li, Applied nonlinear control. Prentice Hall Inc, Englewood Cliffs NJ, 1991, ISBN 0-13-040890-5.

- [149] C. Edwards and S.K. Spurgeon, Sliding mode control, theory and applications. The Taylor & Francis systems and control book series, 1998, ISBN 0-7484-0601-8.
- [150] J.P. Gauthier, H. Hammouri and I. Kupka, Observers for nonlinear systems. Proceeding of the 30<sup>th</sup> conference on decision & control Brighton, England, December 1991.
- [151] D.G. Luenberger, An introduction to observers. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-16(6), December 1971.
- [152] G. Blanchet and M. Chabrit, Traitement numérique du signal. Editions Hermes, Paris, 1998.

# Travaux & Publications

## Publications

1. **D. Kouchih**, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Improved direct torque control of induction motors using adaptive observer and sliding mode control. Archives of Control Sciences, Vol. 23(3), 2013, pp. 361-376.
2. **D. Kouchih**, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Adaptive observation of stator flux and resistance for fault tolerant control of induction motor drives based DTC. The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 10(1), 2014, pp. 167-175.

## Communications Internationales

1. **D. Kouchih**, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Analysis of controlled induction motor drives with stator faults. Proceedings of the International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications (EFEA'12), Northumbria University, Newcastle upon Tyne, United Kingdom, June 25-27, 2012, pp. 1-6.
2. **D. Kouchih**, R. Hachelaf, O. Benzineb, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Diagnosis of cage induction motors subject to unbalanced supply voltage conditions including space and time harmonics. The 14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & Computer Engineering (STA'13), Sousse, Tunisia, December 20-22, 2013.
3. **D. Kouchih**, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Adaptive observation of stator flux and resistance for sensorless DTC controlled IM drives. The 14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering (STA'13), Sousse, Tunisia, December 20-22, 2013.
4. **D. Kouchih**, R. Hachelaf, N. Boumalha, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Fault tolerant control of DTC controlled induction motors subject to interturn faults. The International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT'14), Monastir, Tunisia, April 22-25, 2014.
5. **D. Kouchih**, R. Hachelaf, N. Boumalha, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Vector fault tolerant control of induction motor drives subject to stator interturn faults. The 16th Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC'14), Antalya, Turkey, September 21-24, 2014.

## Communications Nationales

1. **D. Kouchih**, O. Benzineb, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Diagnostic des défauts d'une machine asynchrone à base d'observateurs. Séminaire Internationale sur les Systèmes Electromécaniques, SISEM2005, Université Badji-Mokhtar, Annaba, 22-23 Novembre, 2005.
2. **D. Kouchih**, O. Benzineb, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Simulation des défauts de courts-circuits statoriques d'une machine asynchrone triphasée. The First International Meeting on Electronics & Electrical Science and Engineering, IMESE'06, University of Djelfa, ALGERIA, November 4-6, 2006.

3. **D. Kouchih**, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Synthèse d'un observateur non linéaire en vue de la surveillance de défauts d'une machine asynchrone triphasée. 7ème Conférence sur le Génie Electrique, CGE'07, Ecole Militaire Polytechnique, Bordj El Bahri – Alger, 12-13 Avril, 2011.
4. **D. Kouchih**, O. Benzineb, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Synthèse d'un multiobservateur en vue de la surveillance de défauts d'une machine asynchrone triphasée. The International Conference on Automation and Control. University of Science and Technology of Oran USTO-MB, November 22-24, 2011.
5. **D. Kouchih**, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Analysis of oriented control of induction motor drives with stator turn fault. Deuxième Conférence Internationale sur la Maintenance, la Gestion, la Logistique et l'Electrotechnique, CIMGLE'2012, Oran, Algérie, 19-21 Novembre, 2012.
6. **D. Kouchih**, M. Tadjine and M.S. Boucherit, Sensorless direct field oriented control of induction machine drives with adaptive Luenberger observer, Second International Conference on Power Electronics and Electrical Drives, ICPEED'12, Oran, Algeria, December 11-12 2012.

 **Projet CNEPRU (attaché de recherché)**

1. **Intitulé:** Algorithmes de commande des systèmes non linéaires: étude et implémentation

**Numéro de projet:** J0200420100015

**Période:** Du 01/01/2011 Au 31/12/2013

**Chef de projet:** Kamel KARA

2. **Intitulé:** Modélisation, commande avancée et commande tolérante aux défauts des systèmes non linéaires

**Numéro de projet:** J0200420130014

**Chef de projet:** Kamel KARA

**Période:** Du 01/01/2014 Au 31/12/2016