



FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT de GÉNIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de Master

Spécialité : Génie Electrique

Option : Commande des Systèmes Electriques

Présenté par :

HADJAMEUR Sidali

Sujet du mémoire

COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Soutenu publiquement devant le jury composé de :

Mr. MIHOUB YUCEF

Président

Mr. TOUMI DJILALI

Rapporteur

Mr. ACED MOHAMED REDHA

Examineur

PROMOTION : 2015

A mes très chers parents

A mes sœurs et frères

A tous les amis

Remerciements

Je tiens à remercier ma famille pour leurs soutiens. Mes frères et mes sœurs, dont je suis très fier, mon père et ma mère qui m'ont toujours gardé leur amour malgré les distances.

Merci à tous ceux qui m'ont apporté leurs soutiens et leurs aides d'une manière ou d'une autre.

Notations

s, r	: Indices respectifs du stator et du rotor
p	: Nombre de paires de pôles
R_s, l_r	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique
R_r, l_r	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique
M_s, M_r	: Respectivement coefficients de l'inductance mutuelle entre phases statoriques et entre phases rotoriques
M	: Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et une phase du rotor
θ_m	: Angle mécanique entre les axes de la phase statorique \vec{S}_a et de la phase rotorique \vec{R}_a
θ	: Angle électrique entre les axes de la phase statorique \vec{S}_a et de la phase rotorique \vec{R}_a
n_b	: Nombre de billes
D_b	: Diamètre des billes
D_c	: Distance du centre des billes
$[L]$: Matrice des inductances de la machine
$[L_{ss}]$: La matrice des inductances statoriques
$[L_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles entre les phases statorique et les mailles rotorique
$[L_{rs}]$: La matrice des inductances mutuelles entre les mailles rotoriques et les phases statoriques
$[L_s]$: Une matrice diagonale
$[R]$: Matrice des résistances de la machine
$[R_{ss}]$: La matrice des inductances rotoriques
$[R_{sr}]$: La matrice des résistances mutuelles entre les phases statorique et les mailles rotorique
$[R_{rs}]$: La matrice des résistances mutuelles entre les mailles rotoriques et les phases statoriques
$[R_s]$: Une matrice diagonale
$L_{aa}=L_{bb}=L_{cc}$: L'inductance propre d'une phase de l'enroulement statorique.
$L_{ab}=L_{bc}=L_{ca}=M_s$: L'inductance mutuelle entre deux phases statorique.
$[\phi_s] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$: Le flux statorique
$L_{r1r1} = L_{r2r2} = L_{rnbrnb}$: L'inductance de magnétisation de chaque maille rotorique.
V	: Vecteur des tensions statoriques et rotoriques.
ϕ	: Vecteur des flux statoriques et rotoriques.
I	: Vecteur des courants statoriques et rotoriques.
J	: Le moment d'inertie de la machine en $[Kg/m^2]$
kf	: Coefficient de frottement en $[Kg.m^2/s]$.
μ_0	: La perméabilité magnétique de l'air et g l'épaisseur d'entrefer.

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$: Respectivement tensions d'alimentation des phases statoriques et rotorique.
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$: Respectivement courants des phases statoriques et rotoriques.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}, \Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Respectivement flux des phases statoriques et rotoriques.
Ω, Ω_s	: Respectivement vitesses angulaires mécaniques de rotation du rotor et du champ tournant.
ω, ω_s	: Respectivement vitesses angulaires électriques de rotation du rotor et du du champ tournant.
C_{em}, C_r	: Respectivement couples électromagnétique et couple de charge
F	: Coefficient de frottement visqueux

Table des matières

Table des matières.....	6
Chapitre I : Généralités sur les défauts de la machine asynchrone et la commande tolérante aux défauts.....	3
I.1. Introduction	4
I.2. Les défaillances des machines asynchrones.....	4
I.2.1 Analyse statistique des origines des défauts statoriques et rotoriques	4
I.2.2 Défauts	5
I.2.2.1 Au niveau du rotor.....	5
I.2.2.2 Au niveau du stator	8
I.3. Analyse des procédures de diagnostic	9
I.3.1 Méthodes à base de signal	11
I.3.2 La redondance analytique et matérielle (Technique de génération de résidus)	11
I.3.3 Les méthodes de reconnaissance des formes.....	12
I.3.4 Diagnostic par systèmes experts	12
I.3.5 Diagnostic par logique floue.....	13
I.4. Systèmes tolérants aux défauts.....	14
I.4.1 Classification des approches FTC.....	15
I.4.1.1 Approches implicite de la commande FTC	15
I.4.1.2 Approches explicite de la commande FTC.....	16
I.5. Conclusion	17
Chapitre II : La commande tolérante aux défauts appliquée au modèle α, β d'une MAS	18
II.1. Introduction	19
II.2. Modélisation de la Machine Asynchrone.....	19

II.2.1 Hypothèses simplificatrices	19
II.2.2 Équations générales de la MAS	20
II.2.2.1 Equations des tensions.....	20
II.2.2.2 Équations des flux.....	21
II.2.3 Application de la transformation de Park à la MAS	21
II.2.3.1 Équations des tensions dans le repère de Park.....	22
II.2.3.2 Équations des flux dans le repère de Park	23
II.2.4 Équations définitives de la machine.....	24
II.2.5 Expression du couple électromagnétique	25
II.2.5.1 Puissance instantanée	25
II.2.5.2 Expressions du couple électromagnétique	26
II.2.6 Équation mécanique.....	26
II.2.7 Représentation du modèle d'état de la machine asynchrone	27
II.3. Application de la commande tolérante aux défauts sur le modèle ($\alpha\beta$) de la	
MAS :	29
II.3.1 Modélisation des harmoniques causés par les défauts :	29
II.3.2 Modèle de la machine en présence du défaut :	31
II.3.2.1 Calcule des termes de défaut :	32
II.3.3 La commande tolérante active de la machine par modèle interne :	33
II.3.3.1 Première approche : basé sur la fonction Lyapunov	34
II.3.3.2 Deuxième Approche : basé sur la fonction lyapunov.....	35
II.4 Résultats de Simulation.....	36
II.4.1 Première approche.....	36
II.4.2 Deuxième approche	50
II.4.3 Comparaison entre les deux approches.....	60
II.5. Conclusion	60
Chapitre III : La commande tolérante aux défauts appliquée au modèle multi-	
enroulement d'une MAS	61
III.1. Introduction	62
III.2. Modélisation de la M A S dans le repaire (a,b,c).....	62

III.2.1. Hypothèses simplificatrices :	62
III.2.2. Mise en équation du moteur à cage :	63
III.2.2.1. Equation des tensions statoriques :	63
III.2.2.2. Equation des tensions rotorique:	65
III.2.2.3. Equation mécanique :	68
III.3. Calcul des inductances du modèle statorique et rotorique :	69
III.3.1. Inductances statoriques :	69
III.3.2. Inductances rotoriques :	70
III.3.3. Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques :	71
III.4. Résultat de simulation : application de la FTC au modèle multi-enroulement de la MAS.....	72
III.5. Conclusion	77
Conclusion générale.....	78
Références bibliographiques	81
Annexe	83

Introduction générale

En raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes. En parallèle, une demande accrue de fiabilité, disponibilité, et la sûreté de fonctionnement des systèmes, sont devenus véritable enjeu du troisième millénaire. En revanche, ces évolutions ont rendu les systèmes plus vulnérables aux défauts.

Parce qu'une panne dans l'un des corps constitutifs de la machine peut arrêter tout le processus de production, la nécessité de la détection et de la localisation d'un ou plusieurs défauts, mais elles restent insuffisantes pour garantir la sûreté de fonctionnement car il est indispensable de modifier la loi de commande en temps réel afin de maintenir la stabilité du système et de garantir ainsi un fonctionnement acceptable en mode dégradé. Ainsi, il est nécessaire d'associer au diagnostic une loi de commande tolérante aux défauts (Fault Tolerant Control : FTC).

Un système de commande tolérant aux défauts permet de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique soit en détection et isolation de défauts, soit en analyse de signal du courant.

Dans notre travail, l'idée de base de cette technique est la conception d'un bloc FDI (Fault Ditection and Isolation) capable d'estimer les fréquences des défauts en ligne, ensuite la conception d'un modèle interne capable de compenser leurs effets.

Cette commande tolérante aux défauts a pour but de compensé des défauts qui peuvent survenir sur une machine asynchrone, que ce soit au niveau du stator ou au rotor, Electrique, mécanique ou magnétique. En effet, des études ont montré que chaque défaut fait apparaitre des harmoniques à des fréquences spécifiques dans les courants statorique. Ces fréquences dépendent des caractéristiques de la machine

L'objectif principal de ce mémoire est la mise en œuvre d'une technique de commande tolérante aux défauts appliquée à la machine asynchrone. Ce travail est organisé en trois chapitres. Dans le premier chapitre, des généralités sur les défauts de la machine asynchrone et la commande tolérante aux défauts sont abordés. On va mettre l'accent sur les différents types de défaillances qu'une MAS peut présenter. Puis, les différentes approches pouvant être utilisées pour le diagnostic.

Au second chapitre, on présente la commande tolérante aux défauts appliquée au modèle (α, β) d'une MAS, Ou on met en évidence la modélisation en vue du diagnostic de la MAS et la formulation du problème de la FTC. On présente d'abord le modèle triphasé puis à l'aide de la transformation de Park, on obtient la présentation dans le repère biphasé. Ensuite, on introduit les perturbations dues à la présence des défauts de barres. Le chapitre ce termine par la présentation des résultats de simulations.

Dans le troisième chapitre, on présente la commande tolérante aux défauts appliquée au modèle multi-enroulement de la MAS. Ce modèle qui permet de modéliser le défaut de barres est présenté dans le repère triphasé sur lequel on applique la commande FTC. Les résultats de la simulation sont présentés à la fin de ce chapitre.

Pour finir, une conclusion générale donnera une synthèse sur le travail effectué, et résumera les principaux résultats obtenus.

***Chapitre I : Généralités sur les défauts de
la machine asynchrone et la commande tolé-
rante aux défauts***

1.1. Introduction

Bien que la machine asynchrone soit réputée robuste, elle peut parfois présenter des différents types de défauts. Ces défauts se déclarent dans les différentes parties de la machine en commençant par la connexion des phases statoriques et en finissant par l'accouplement mécanique du rotor à la charge. Ces défaillances peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électriques ou magnétiques, et leurs causes sont très variées qui sont classées en trois groupes [1] :

- les initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, usures des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, problème d'isolation électrique, surtension transitoire...
- les contributeurs aux défauts : surcharge fréquente, température ambiante élevée, ventilation défaillante, humidité, fortes vibrations, vieillissement...
- les défauts secondaires et erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, absence de maintenance...

Un défaut induit une distorsion au niveau du champ magnétique tournant, qui règne dans l'entrefer de la machine. Elle provoque l'apparition d'harmoniques, caractérisant ces défauts, sur les signaux mesurés. La mesure de signaux pertinents, nous permet de surveiller, d'une manière non invasive, le fonctionnement de la machine. Ces signaux peuvent être électriques ou mécaniques tels que les courants, les tensions, le flux, le couple et la vitesse.

Le diagnostic précoce des pannes est donc nécessaire. De nombreuses méthodes ont été mises au point. Elles sont classées en deux catégories, celles qui utilisent un modèle mathématique du système et celles qui consistent à analyser les signaux mesurés. La plupart sont basées sur une analyse vibratoire. Nous nous intéressons essentiellement à celles basées sur les signaux électriques.

1.2. Les défaillances des machines asynchrones

1.2.1 Analyse statistique des origines des défauts statoriques et rotoriques

Les origines des défaillances statoriques sont principalement dues à un problème [2] :

- thermique (surcharge sur l'arbre du moteur) ;
- électrique (diélectrique, bobinage) ;
- environnemental (agression).

Par ailleurs, pour le rotor, les effets sont essentiellement dus à un problème [2] :

- thermique (surcharge) ;
- électromagnétique (Force) ;

- résiduel (déformation) ;
- dynamique (arbre de transmission) ;
- mécanique (roulement) ;
- environnemental (agression).

Et dans le but d'une présentation synthétique, nous avons classé ces défauts en deux familles principales : les défauts mécaniques et les défauts électriques.

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

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

1.2.2 Défauts

Plus de 40% de défauts de moteurs asynchrones sont des défauts mécaniques. Ces défauts peuvent être :

1.2.2.1 Au niveau du rotor

Un rotor bobiné peut être affecté par les mêmes défauts que le stator. Pour un rotor à cage les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit.

Ces ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique (démarrages fréquents, . . .), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures) [3]. Ce défaut fait apparaître des oscillations sur les courants et le couple électromagnétique d'autant plus apparentes que l'inertie est très grande (vitesse constante). Lorsque l'inertie de l'entraînement est plus faible, des oscillations apparaissent sur la vitesse mécanique et sur l'amplitude des courants statiques.

La cassure de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. En fait les cassures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux, d'autant que les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge de couple et donc des courants peuvent entraîner leur cassure.

a. Défauts de roulements :

La raison principale des défaillances des machines concerne les défauts des roulements à billes [4], qui ont de nombreuses causes telles que la contamination du lubrifiant, une

charge excessive ou encore des causes électriques comme la circulation de courants de fuite induits par les onduleurs à MLI.

Et la relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ statorique dans l'entrefer de la machine [2, 5].

Les défauts de roulements à bille qui se manifeste par la répétition continue du contact défectueux avec la cage extérieure (ou intérieure) du roulement, entraînent de manière générale plusieurs effets mécaniques dans la machine tels qu'une augmentation du niveau sonore et l'apparition de vibrations. Il a été montré également qu'ils induisent des variations dans le couple de charge de la machine asynchrone. (Voir figure.1).

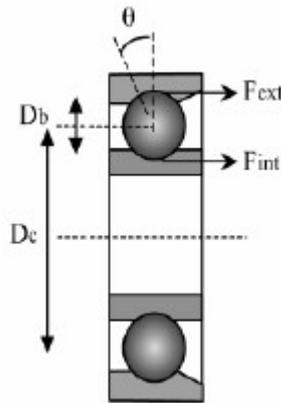


Figure.1 Défaut due au roulement à billes

La fréquence de répétition pour la cage intérieure et extérieure est donnée par :

$$\begin{cases} f_{int} = \frac{n_b}{2} * f_r \left\{ 1 + \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right\} \\ f_{ext} = \frac{n_b}{2} * f_r \left\{ 1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right\} \end{cases} \quad (I. 1)$$

Le spectre en courant est alors décrit la présence des harmoniques suivantes :

$$f_{int,ext} = f_a \pm n \frac{n_b}{2} * f_r \left\{ 1 \pm \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right\} \quad (I. 2)$$

Cette expression contient des données spécifiques au roulement à billes ; à savoir :

- n_b : nombre de billes;
- D_b : diamètre des billes;
- D_c : distance du centre des billes;
- θ : l'angle de contact de la bille avec la cage.

En considérant que habituellement le nombre de billes est compris entre 6 et 12, deux relations sont couramment utilisées [2, 5] :

$$\begin{cases} f_{\text{ext}} = 0.4 n_b \cdot f_r \\ f_{\text{ext}} = 0.6 n_b \cdot f_r \end{cases} \quad (1.3)$$

Donc le spectre du courant sera enrichi de :

$$f_{\text{int,ext}} = f_a \pm n f_{(\text{ext, int})} \quad (1.4)$$

b. Défauts d'excentricité :

L'excentricité se répartit en deux catégories : statique et dynamique.

L'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor n'est pas égal à celui du stator. L'excentricité dynamique est caractérisée par le fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator.

Le défaut d'excentricité statique est généralement dû à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator, dont la cause la plus fréquente est un défaut de centrage des asques.

Le défaut d'excentricité dynamique peut être causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.

L'excentricité mixte, la plus fréquente, est la combinaison d'une excentricité statique et d'une excentricité dynamique.

- Les fréquences proches du fondamental sont données par la relation :

$$f_{\text{exc}} = \left\{ 1 \pm n \left(\frac{1-g}{p} \right) \right\} f_s \quad (1.5)$$

Où : f_{exc} = fréquence "d'excentricité".

Cette relation a l'avantage de ne pas nécessiter de connaissance précise de la machine asynchrone car elle ne fait pas apparaître des termes liés à sa conception.

Une seconde approche consiste à utiliser une expression liant le défaut de barre cassée à celles de l'excentricité et des encoches au rotor. C'est ainsi qu'une formule, sous une forme compacte fera apparaître les harmoniques de fréquences correspondants à ces défauts (qui dépendent essentiellement du nombre de paires de pôles), à savoir :

$$f_{\text{exc}} = \left\{ (k \cdot N_r \pm n_d) \left(\frac{1-g}{p} \right) \pm n_{\omega s} \right\} f_s \quad (1.6)$$

Dans le cas d'excentricité statique, $n_d = 0$, alors que pour l'excentricité dynamique, n_d peut prendre les valeurs : 1, 2, 3, etc. (n_d est connu sous le nom "d'ordre d'excentricité"). Le coefficient $n_{\omega s}$ représente l'harmonique de temps liée à l'alimentation du moteur asynchrone.

c. Dissymétrie du rotor [6]

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

1.2.2.2 Au niveau du stator

Les défauts statoriques se manifestent sous la forme d'un court-circuit inter-spires, d'un court-circuit entre deux phases ou d'un court-circuit entre une phase et la carcasse. Il est schématisé par la connexion franche entre deux points du bobinage. Les courts-circuits entre phases apparaissent préférentiellement dans les têtes de bobines, puisque c'est dans celles-ci que les conducteurs de phases différentes se côtoient. Les courts-circuits entre spires de la même phase peuvent apparaître soit au niveau des têtes de bobines soit dans les encoches, ce qui entraîne une diminution du nombre de spires effectives de l'enroulement.

Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. Cependant, un court-circuit entre une phase et le neutre (via la carcasse) ou entre spires d'une même phase n'a pas un effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui a une répercussion directe sur le couple. Ce type de défaut perturbe aussi sensiblement les commandes développées sur la base du modèle de Park (hypothèse d'un modèle équilibré).

a. Les barres cassées [2, 7] :

Suivant la puissance du moteur, la cage d'écureuil à des barres en cuivre ou en aluminium, des courants inter-barres peuvent exister. La détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue à fonctionner [8]. Ces défauts ont, par ailleurs, un effet cumulatif. Le courant que conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres qui pourra provoquer une dissymétrie de répartition de courant au rotor et des à coups de couples, chose qui générera des vibrations et l'apparition de défauts mécaniques et, peut-être, l'arrêt total de la machine.

Dans le cas de figure dans le modèle de simulation le rang de la matrice afférent au rotor n'est plus constant. D'autre part, les fréquences engendrées, autour de la fréquence fondamentale de l'alimentation, par un défaut de barre ou de portion d'anneau, sont :

$$f_a = (1 \pm 2 \cdot k \cdot g) f_s \quad (1.7)$$

Avec : k ; une constante réel.

En outre, les harmoniques d'espaces génèrent eux aussi des fréquences dont la relation est :

$$f_b = \left\{ \left(\frac{k}{p} \right) (1 - g) \pm g \right\} f_a \quad (1.8)$$

b. Les courts-circuits internes :

Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. D'un autre côté, un court-circuit au bobinage près du neutre (ou entre spires) n'a pas un effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui a une répercussion directe sur le couple. Ce type de défauts perturbe aussi sensiblement les commandes développées sur la base du modèle de Park (hypothèse d'un modèle équilibré).

b. Les décharges partielles :

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

1.3. Analyse des procédures de diagnostic

Lorsqu'un défaut apparaît dans un équipement industriel, le système de diagnostic lié à ce dernier doit d'abord détecter l'anomalie du fonctionnement puis y identifier la (ou les) cause(s) de défaillance à l'aide d'un raisonnement logique pour qu'il puisse être isolé [9, 10, 11, 12, 13].

En effet, l'organisation générale de la procédure de diagnostic s'articule autour des points suivants :

- à partir des moyens de mesure ou d'observation appropriés, nous effectuons l'extraction des informations nécessaires à la mise en forme des caractéristiques associées aux régimes de fonctionnements (normaux et anormaux) ;
- l'obtention des signatures associées à des symptômes de défaillance en vue de détecter le dysfonctionnement (signatures de références) ;
- la détection d'un dysfonctionnement par comparaison avec des signatures associées à des états de fonctionnements normaux ;
- la mise en œuvre d'une méthode de diagnostic de défaillance à partir de l'utilisation des connaissances sur les relations de causalité (catalogue cause-effets) ;
- une phase d'interprétation des données de diagnostic (identification du type et de la nature du défaut) ;
- la prise de décision en fonction des conséquences et de l'importance des défauts.

Le diagramme ci-dessous (voir figure.2) résume les différentes étapes et les différentes techniques nécessaires au diagnostic industriel :

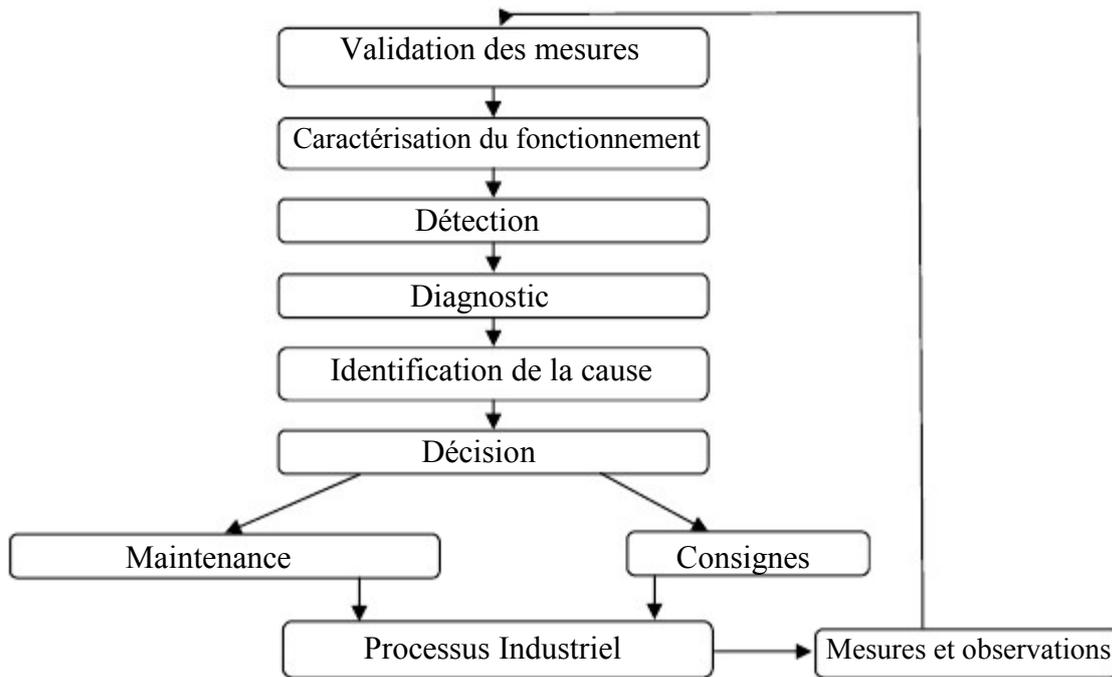


Figure.2 Les différentes étapes du diagnostic industriel

D'après ce qu'on constate et de l'étude bibliographique [9, 10], on voit que les techniques utilisées pour la détection et le diagnostic de défaillances peuvent être subdivisées en deux catégories :

- Méthodes internes : à partir de modèles physiques ou de comportements validés par les techniques d'identification des paramètres, le diagnostic de défaillance devient possible en suivant, en temps réel, l'évolution des paramètres physiques ou bien en utilisant l'inversion du modèle de type «boite noire» ;
- Méthodes externes : dans ce cas, il n'est pas nécessaire de disposer d'un modèle mathématique du processus, par contre les méthodes retenues reposent sur l'expertise humaine confortée par un solide retour d'expérience. Dans cette catégorie, on retrouve les méthodes basées sur l'intelligence artificielle, parmi lesquelles, nous pouvons citer la reconnaissance des formes, les systèmes experts et les réseaux de neurones artificiels.

Parmi ces méthodes il y a celles qui utilisent un modèle analytique du système et celles qui se dispensent de ce modèle. L'approche analytique est plutôt inspirée par les automaticiens, alors que les communautés du génie électrique et du traitement du signal préfèrent s'intéresser à des méthodes plus heuristiques.

1.3.1 Méthodes à base de signal

Pour des raisons de simplicité et d'efficacité, l'approche signal est très utilisée actuellement en diagnostic. Cette approche repose sur la connaissance du comportement du système sain, elle est ensuite comparée avec les signaux mesurés. Les méthodes courantes d'analyse des signaux de diagnostic en régime transitoire et en régime permanent sont l'analyse spectrale, le spectrogramme, l'analyse temporelle et la distribution de Wigner-Ville [36].

La technique de spectrogramme permet d'effectuer des analyses fréquentielles des signaux en régime dynamique de fonctionnement du système. Cette technique consiste à effectuer un calcul répétitif de la FFT sur une fenêtre temporelle glissante, ce qui rend cette technique sensible à la longueur de la fenêtre, au type de fenêtrage, à la durée totale de supervision et au pas de glissement de la fenêtre [37].

1.3.2 La redondance analytique et matérielle (Technique de génération de résidus)

La redondance analytique se base sur la connaissance d'un modèle mathématique du système à surveiller (voir figure.3). Ce modèle placé dans les mêmes conditions que le système est calculé en temps réel. De ce fait il peut fournir les relations de redondances nécessaires à la comparaison du procédé avec le modèle [1, 4, 16, 24].

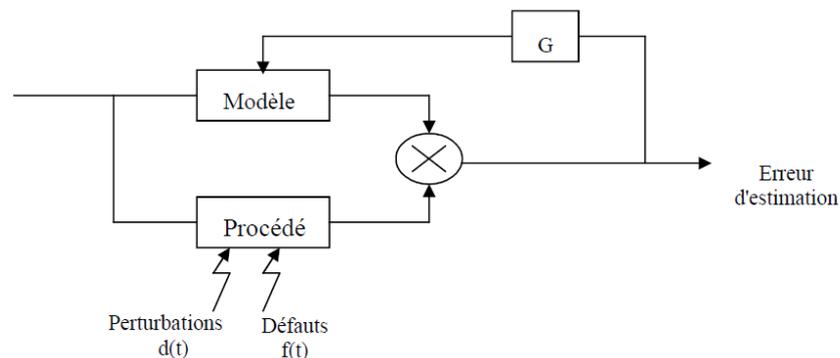


Figure.3 Principe de la méthode de redondance analytique

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

Une autre technique de génération se base sur les relations de redondance analytique (ARR) [14] afin de fournir des résidus robustes aux variations des résistances statoriques et rotoriques de la machine, ce qui a permis de fournir un détecteur fiable de dysfonctionnement au niveau du stator ou du rotor.

Toutefois, plusieurs études ont montré que ces techniques de générations de résidus sont mieux adaptées à la détection de défauts d'actionneurs et surtout de capteurs [14]. En pratique, les défauts internes sont mieux détectés par des techniques d'identification.

1.3.3 Les méthodes de reconnaissance des formes

Parmi toutes les approches du diagnostic, la reconnaissance des formes est une technique de définition d'algorithmes permettant de classer des objets dont l'aspect a varié par rapport à un objet type. Il s'agit de définir à quelle forme-type une forme observée ressemble le plus [9, 15, 16, 17].

Dans ce cas, la forme est définie par un ensemble de ' d ' paramètres appelés caractères qui sont les composants du vecteur forme ' x '; les prototypes sont les points représentatifs du vecteur forme dans l'espace à ' d ' dimensions. Dans un problème de reconnaissance des formes on suppose généralement que les formes ' x ' à classer appartiennent à ' M ' catégories bien déterminées appelées classes et notées w_1, w_2, \dots, w_m . Par ailleurs, compte tenu du bruit de mesure les vecteurs appartenant à une classe donnée w_i forment une zone particulière dans l'espace de dimension ' d '.

Le problème de reconnaissance des formes consiste à déterminer les formes séparant les M classes dans le but de pouvoir ultérieurement classer une nouvelle forme ' x ' lors de l'opération de classification ou de discrimination [17, 18, 19].

1.3.4 Diagnostic par systèmes experts

Un système expert doit fournir des réponses associées à une situation donnée sachant que la complexité du domaine étudié ne permet pas d'établir à priori toutes les configurations possibles des situations ; tel qu'un spécialiste du dépannage il réalise son diagnostic à l'aide d'une description partielle de la situation. En effet, à partir de l'ensemble de symptômes dont il dispose, il peut déduire les conclusions possibles, élaborer de nouvelles hypothèses et approfondir son diagnostic en exploitant des informations supplémentaires collectées sur le système à diagnostiquer [9, 20].

Un système expert est constitué de plusieurs éléments principaux [9] (voir la figure.4) dont on peut citer :

La base de connaissances : elle contient l'ensemble des connaissances nécessaires à la résolution des problèmes du domaine ;

La base de faits : la base de faits qui au départ contient les informations initiales relatives au domaine s'enrichit progressivement de conclusions ou de nouveaux faits déduits par le moteur d'inférence ;

Le moteur d'inférence : Le moteur d'inférence exploite de façon indépendante les informations contenues dans la base de faits et la base de connaissances pour fournir une solution au problème donné. Par ailleurs, le moteur d'inférence produit dans son mécanisme de raisonnement de nouveaux faits qui sont mémorisés dans la base de faits.

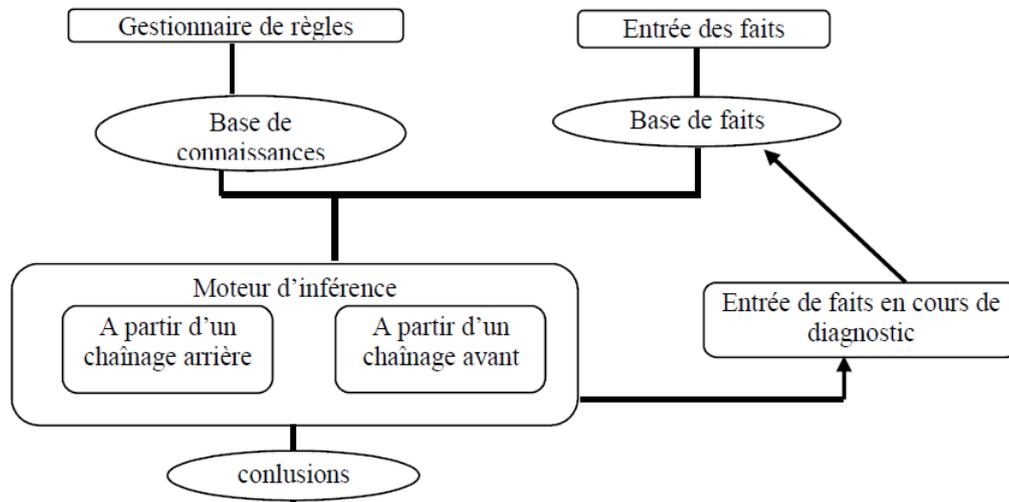


Figure.4 Architecture générale d'un système expert de diagnostic

1.3.5 Diagnostic par logique floue

Le concept de sous-ensemble flou a été introduit pour prendre en compte l'imprécision. La fonction d'appartenance à un ensemble flou prend des valeurs sur l'intervalle $[0,1]$. Celles-ci expriment le degré d'appartenance d'un élément à cet ensemble : 0 pour la non appartenance stricte et 1 pour l'appartenance stricte [10, 21].

Le principe de fonctionnement du diagnostic basé sur la logique floue consiste à extraire et à calculer les signaux d'entrée, en utilisant les règles linguistiques représentées sous forme de fonctions d'appartenances, ces règles peuvent décrire tous les modèles de comportement possibles qui correspondent aux différentes manifestations du défaut considéré [22, 18].

En général, la procédure de fonctionnement d'un système flou est effectuée en trois étapes :

- La fuzzification;
- L'inférence ;
- La défuzzification.

Le bloc fuzzification contient en général un traitement de données préliminaires ; ces données sont alors traitées par des règles linguistiques, ce qui nécessite leur définition par des

fonctions d'appartenance. La fuzzification fournit une série de variables floues, réunies par un vecteur, qui sera introduit au niveau du bloc d'inférence.

Dans le bloc d'inférence, les valeurs des variables linguistiques sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système.

Dans la dernière étape, il faut transformer la valeur floue (linguistique) en une valeur déterminée pour déduire l'état du système, ceci se fait dans le bloc défuzzification ; en [22, 18] on rencontre des applications de cette méthode pour le diagnostic des machines asynchrones.

5.2.4 Diagnostic par réseaux de neurones artificiels

Cette méthode fait partie des méthodes de diagnostic externes, elle utilise la classification automatique des signaux et des formes [9, 20].

Le principe de fonctionnement des réseaux de neurones est inspiré des mécanismes de fonctionnement du cerveau humain. De l'extérieur, le réseau de neurones se présente comme une «boîte noire» qui reçoit des signaux d'entrée et qui fournit les réponses appropriées.

Dans le cas du diagnostic, les différents états de fonctionnement normaux et anormaux sont le plus souvent caractérisés par des signatures. L'opérateur humain, après avoir mémorisé et appris les différentes formes de signatures associées à un état déterminé, est apte à la lecture d'une nouvelle signature et d'identifier l'état de la machine. Si la nouvelle signature est déjà apprise, il devra l'interpréter et la mémoriser.

En général, le RNA permet de reconstituer le processus de raisonnement humain décrit ci-dessus.

Par ailleurs, un réseau de neurones est défini par [9, 23, 24] :

- la nature des cellules élémentaires qui le constituent (binaires ou continues) ;
- l'architecture et le nombre des couches du réseau ;
- la nature des connexions ;
- les méthodes d'apprentissage ;
- les performances de classification ;
- les mécanismes de mémorisation.

1.4. Systèmes tolérants aux défauts

La phase de détection et de localisation d'un ou de plusieurs défauts est nécessaire mais n'est pas suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement. En effet, il est indispensable de modifier la loi de commande pour assurer la sûreté de fonctionnement et maintenir le niveau minimal de performances. On parle alors de commande tolérante aux défauts [29, 30].

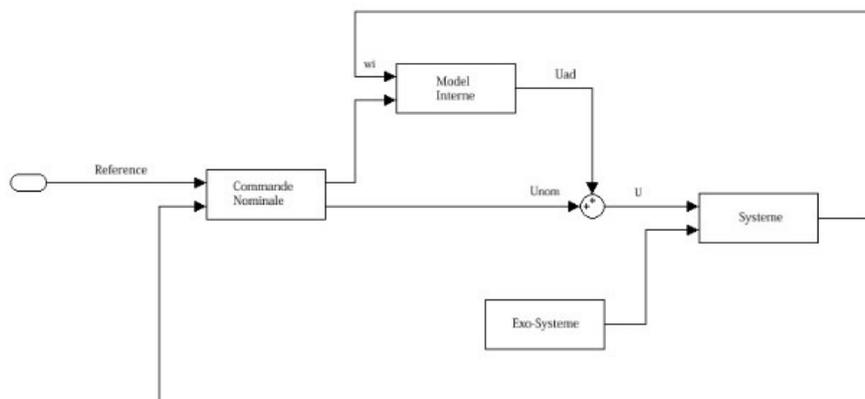
La structure de la commande tolérante associe un bloc de détection et de diagnostic (Fault Detection and Diagnosis – FDD) à une stratégie de reconfiguration (Fault-Tolerant Control – FTC) [31]. Il existe dans la littérature deux approches, l’une dite explicite (passive) et l’autre implicite (active). L’approche explicite nécessite un bloc FDD performant dans lequel les modèles des défauts des constituants de la chaîne de conversion d’énergie sont connus et validés [32, 33, 34]. Par contre dans l’approche implicite, on ne s’intéresse qu’aux impacts des défauts. C’est au sein de la fonction FTC que l’on met en œuvre un modèle interne tel que la loi de commande réagisse de façon adéquate pour annuler ou du moins atténuer l’effet du défaut sans pour autant avoir une idée précise ni de la localisation ni du type de défaut. On peut donc noter que dans le cas implicite on peut se passer à priori de la fonction FDD [35].

1.4.1 Classification des approches FTC

1.4.1.1 Approches implicite de la commande FTC

Un système tolérant aux défauts est un système capable de détecter la présence de défauts et de s’adapter automatiquement en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système.

La figure -2- représente le principe d’une commande implicitement tolérante aux défauts. Elle suppose que les effets des défauts sur le système peuvent être convenablement modélisés par un signal exogène issu d’un système autonome stable appelé *exosystème*. Une *commande additive*, ajoutée à la *commande nominale*, sert à compenser l’effet du défaut (aspect FTC). Cette commande additive est issue d’un modèle interne dont le rôle est de reproduire le signal représentant l’effet du défaut.



Figur5 : Structure d’une commande implicitement tolérante aux défauts.

L'objectif est de calculer un terme u_{ad} à rajouter à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts. Ce terme est nul en l'absence de défauts.

1.4.1.2 Approches explicite de la commande FTC

L'approche explicite de la commande *FTC* intègre un mécanisme de diagnostic pour détecter et localiser les défauts pouvant affecter le système. Dès lors qu'un défaut est détecté par le module de diagnostic, la stratégie *FTC* est activée via un mécanisme de reconfiguration.

a. Composantes principales d'un FTCS

L'AFTC est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commande tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. La figure -6- présente un schéma typique des quatre principaux composants [28] :

- un bloc de diagnostic de défauts (*Fault Detection and Diagnosis, FDD*) donnant des informations en temps réel,
- un mécanisme de reconfiguration,
- un régulateur reconfigurable
- et une référence appliquée au système.

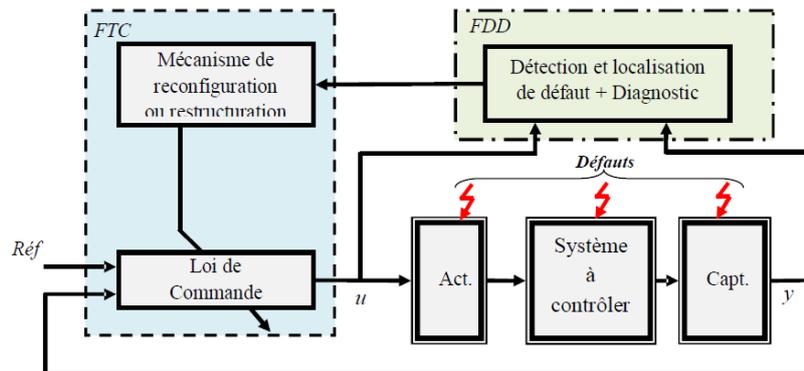


Figure.6 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

b. Méthodes de conception

Les méthodes de conception de régulateurs poste-défauts actifs se subdivisent en deux catégories :

b.1 reconfiguration du système

La structure du système à contrôler est modifiée de façon à compenser l'effet du défaut (utilisation de redondance matérielle, logicielle...). En d'autres termes, les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler sont modifiées à travers un changement des paramètres et de la structure de la loi de commande.

b.2 d'accommodation de défauts,

Les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler restent inchangées.

Dans le cadre de l'accommodation de défauts, on distingue deux méthodes :

1. les méthodes à base de projection : Dans les méthodes à base de projection, il s'agit de sélectionner la loi de commande adéquate à partir d'un ensemble de correcteurs précalculés hors ligne.

2. des méthodes de reconception en ligne : Les méthodes de reconception en ligne impliquent un calcul en ligne des paramètres du correcteur (commande reconfigurable) ou une nouvelle synthèse de la loi de commande modifiant ainsi la structure et les paramètres de cette dernière (commande restructurable).

c. De la reconfiguration du système à l'accommodation des défauts

Les approches dites de reconfiguration du système sont souvent fondées sur l'existence de redondance de chaînes de mesures et/ou d'actionneurs. L'idée consiste à détecter et à isoler convenablement les défauts, et à commuter ensuite sur une nouvelle chaîne d'actionneurs et/ou capteurs redondants sains. Dans ce contexte, la véritable problématique de la reconfiguration du système est donc une problématique de diagnostic [27].

1.5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les défauts qu'une machine asynchrone peut subir durant son fonctionnement, et leurs origines. Ces défauts peuvent être modélisés en utilisant soit une forme additive, soit une forme multiplicative. Généralement, les défauts additifs présentent un dysfonctionnement du composant et Les défauts multiplicatifs correspondent à des défaut partiel ou total des actionneurs et/ou capteurs.

Ces derniers que ce soit au niveau du rotor ou du stator se fait identifier par des procédures de diagnostic, on choisit l'une de ces dernières selon le besoin, ou les performances et la robustesse de cette procédure.

Toute fois un système sain est un système dont ses défauts ne persistent pas, ou au moins qui se fait détecter et corrigée avant que cela cause un arrêt ou des dégâts, ce qui est le rôle d'une commande tolérante aux défauts (FTC) comme on a présenté précédemment.

Dans les chapitres qui suivent, on appliquera une commande tolérante aux défauts sur la machine asynchrone.

Chapitre II : La commande tolérante aux défauts appliquée au modèle (α, β) d'une MAS

II.1. Introduction

Les machines électriques asynchrones sont les plus simples à fabriquer et les moins coûteuses, elles ont l'avantage d'être standardisées, fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances. Elles sont aussi les moins exigeantes en termes d'entretien et présente un taux de défaillance diminué. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations.

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, dans un domaine de puissance qui va de quelque watt à des plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse de synchronisme ; c'est lui qui est utilisée pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînement à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître.

Ce chapitre permet de revenir rapidement sur la modélisation de la MAS pour la formulation du problème et l'application de la commande tolérante aux défauts. On présente d'abord le modèle triphasé puis à l'aide de la transformation de Park, on obtient la présentation dans le repère biphasé (d, q), lequel on le synthétise dans le repère (α, β) en suite. On introduit les perturbations due à la présence des défauts qui peuvent survenir tant au stator qu'au rotor de la machine. Pour finir, on appliquera la commande FTC sur le modèle obtenue en présence du défaut.

II.2. Modélisation de la Machine Asynchrone

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la machine que nous adoptons repose sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de Peau.
- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale, cette hypothèse jointe à celle de la constance de

la perméance de l'entrefer conduit à des expressions très simples des inductances de la machine

II.2.2 Équations générales de la MAS

II.2.2.1 Equations des tensions

Pour les phases statoriques, les équations des tensions peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{aligned} \quad (II. 1)$$

Pour les phases rotoriques, les équations des tensions peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_{ra} &= R_r i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ v_{rb} &= R_r i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ v_{rc} &= R_r i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{aligned} \quad (II. 2)$$

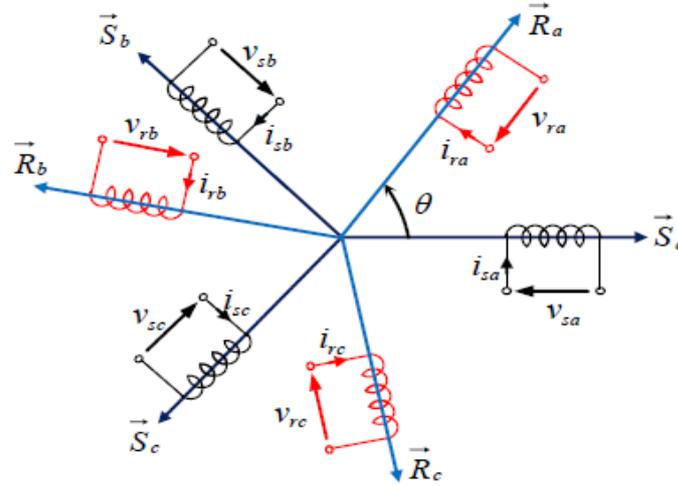


Figure 7 : Représentation des phases statoriques et rotoriques

On peut écrire ces équations sous forme matricielle suivante :

$$\begin{aligned} [v_{sabc}] &= [R_s][i_{sabc}] + \frac{d[\phi_{sabc}]}{dt} \\ [v_{rabc}] &= [R_r][i_{rabc}] + \frac{d[\phi_{rabc}]}{dt} \end{aligned} \quad (II. 3)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [v_{sabc}] &= [v_{sa} v_{sb} v_{sc}]^T & , & & [v_{rabc}] &= [v_{ra} v_{rb} v_{rc}]^T \\ [i_{sabc}] &= [i_{sa} i_{sb} i_{sc}]^T & , & & [i_{rabc}] &= [i_{ra} i_{rb} i_{rc}]^T \\ [\phi_{sabc}] &= [\phi_{sa} \phi_{sb} \phi_{sc}]^T & , & & [\phi_{rabc}] &= [\phi_{ra} \phi_{rb} \phi_{rc}]^T \end{aligned}$$

$$[R_s] = R_s [I_3] \quad , \quad [R_r] = R_r * [I_3]$$

II.2.2.2 Équations des flux

Les équations des flux statoriques prennent la forme suivante :

$$\begin{aligned} \phi_{sa} &= l_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{sara} i_{ra} + M_{sarb} i_{rb} + M_{sarc} i_{rc} \\ \phi_{sb} &= M_s i_{sa} + l_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{sbra} i_{ra} + M_{sbrb} i_{rb} + M_{sbrc} i_{rc} \\ \phi_{sc} &= M_s i_{sa} + M_s i_{sb} + l_s i_{sc} + M_{sra} i_{ra} + M_{srb} i_{rb} + M_{sarc} i_{rc} \end{aligned} \quad (II. 4)$$

et qui peuvent s'écrire sous forme matricielle suivante :

$$[\phi_{sabc}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{sabc}] \\ [i_{rabc}] \end{bmatrix} \quad (II. 5)$$

$$[\phi_{sabc}] = [[L_s] \quad [M_{sr}]] \begin{bmatrix} [i_{sabc}] \\ [i_{rabc}] \end{bmatrix} \quad (II. 6)$$

De la même manière pour les flux rotoriques :

$$[\phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_r & l_r & M_r & M_3 & M_1 & M_2 \\ M_r & M_r & l_r & M_2 & M_3 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{rabc}] \\ [i_{sabc}] \end{bmatrix} \quad (II. 7)$$

$$[\phi_{rabc}] = [[L_r] \quad [M_{rs}]] \begin{bmatrix} [i_{rabc}] \\ [i_{sabc}] \end{bmatrix} \quad (II. 8)$$

Avec :

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotorique.

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$: Matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

II.2.3 Application de la transformation de Park à la MAS

Pour chaque vecteur défini précédemment (tension, flux, courant), on va faire un changement de repère aussi bien au stator qu'au rotor. On définit (figure 8) :

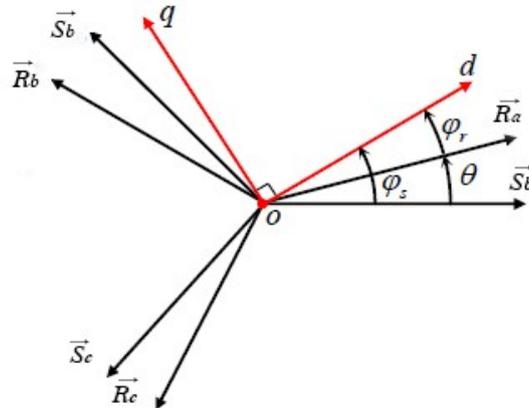


Figure 8 : Représentation des axes des phases statoriques et rotoriques et des axes du repère de Park

φ_s : Angle entre l'axe d et l'axe S_a

φ_r : Angle entre l'axe d et l'axe R_a

$\omega_{sp} = \frac{d\varphi_s}{dt}$: Angle entre l'axe d et l'axe S_a

$\omega_{rp} = \frac{d\varphi_r}{dt}$: Angle entre l'axe d et l'axe R_a

On peut écrire :

$$\varphi_s = \varphi_r + \theta \quad (\text{II. 9})$$

$$\omega_{sp} = \omega_{rp} + \omega$$

Les matrices de transformation des grandeurs statoriques et rotoriques sont définies respectivement par : $[P(\varphi_s)]$ et $[P(\varphi_r)]$.

II.2.3.1 Équations des tensions dans le repère de Park

L'application de la transformation de Park aux équations des tensions statoriques (II. 3) donne :

$$[P(\varphi_s)]^{-1}[v_{sdq0}] = [R_s][P(\varphi_s)]^{-1}[i_{sdq0}] + \frac{d[P(\varphi_s)]^{-1}}{dt}[\phi_{sdq0}] + [P(\varphi_s)]^{-1}\frac{d[\phi_{sdq0}]}{dt}$$

En multipliant à gauche les deux membres de l'équation par $[P(\alpha_s)]$:

$$[v_{sdq0}] = [R_s][i_{sdq0}] + [P(\varphi_s)]\frac{d[P(\varphi_s)]^{-1}}{dt}[\phi_{sdq0}] + \frac{d[\phi_{sdq0}]}{dt}$$

$$\text{On a : } \frac{d[P(\varphi_s)]^{-1}}{dt} = \frac{d\varphi_s}{dt} \frac{d[P(\varphi_s)]^{-1}}{d\varphi_s} \text{ et } [P(\varphi_s)]\frac{d[P(\varphi_s)]^{-1}}{dt} = \frac{d\varphi_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On obtient le système d'équations de Park des tensions statoriques suivant :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \left(\frac{d\varphi_s}{dt}\right) \phi_{sq}$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \left(\frac{d\varphi_s}{dt}\right) \phi_{sd} \quad (\text{II. 10})$$

$$v_{s0} = R_s i_{s0} + \frac{d\phi_{s0}}{dt}$$

De la même façon, on tire les équations de Park des tensions rotoriques :

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \left(\frac{d\varphi_r}{dt}\right) \phi_{rq}$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \left(\frac{d\varphi_r}{dt}\right) \phi_{rd} \quad (\text{II. 11})$$

$$v_{r0} = R_r i_{r0} + \frac{d\phi_{r0}}{dt}$$

Remarque : Quand les sommes des composantes des courants (a, b,c) des deux systèmes sont nulles, la troisième équation dans le repère de Park (v_{s0}, v_{r0}) est aussi nulle et devient inutile.

II.2.3.2 Équations des flux dans le repère de Park

L'application de la transformation de Park aux équations des flux statoriques suivante :

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]$$

Donne :

$$[P(\varphi_s)]^{-1}[\phi_{sabc}] = [L_s][P(\varphi_s)]^{-1}[i_{sabc}] + [M_{sr}][P(\varphi_s)]^{-1}[i_{rabc}]$$

En multipliant à gauche les deux membres de l'équation par $[P(\alpha_s)]$:

$$[\phi_{sabc}] = [P(\varphi_s)][L_s][P(\varphi_s)]^{-1}[i_{sabc}] + [P(\varphi_s)][M_{sr}][P(\varphi_s)]^{-1}[i_{rabc}]$$

On trouve :

$$[P(\varphi_s)][L_s][P(\varphi_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix}$$

$$[P(\alpha_s)][M_{sr}][P(\alpha_r)]^{-1} = \frac{1}{3}M \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soient :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s : \text{inductance cyclique statorique} \\ M_{sr} = \frac{2}{3}M : \text{inductance cyclique mutuelle} \\ l_{s0} = l_s + 2M_s : \text{inductance homopolaire statorique} \end{cases}$$

Par développement de chaque ligne, on obtient les équations des composantes de Park du flux statorique :

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd}$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \quad (\text{II. 12})$$

$$\phi_{s0} = L_{s0} i_{s0}$$

De la même façon, on obtient les équations des composantes de Park du flux rotorique :

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd}$$

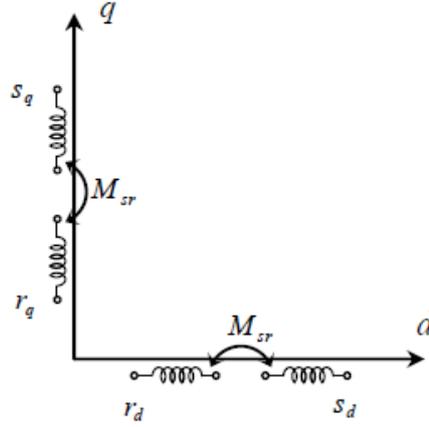
$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \quad (\text{II. 13})$$

$$\phi_{r0} = L_{r0} i_{r0}$$

Avec :

$$L_r = l_r - M_r \quad \text{inductance cyclique rotorique}$$

$$L_{r0} = l_r - 2M_r \quad \text{inductance homopolaire rotorique}$$


 Figure 9 : découplage entre les axes d et q
Remarque :

On notera, l'absence de couplage entre les axes d et q de la transformation. La substitution des enroulements fictifs S_d , S_q , R_d et R_q aux enroulements permet, par interprétation de leur représentation de la figure -9-, une écriture rapide des équations de flux.

II.2.4 Équations définitives de la machine

On ne s'intéresse qu'aux deux premières équations (statoriques et rotoriques), la dernière étant inutile, car les composantes homopolaires pour un système équilibré sont nulles.

Les équations des tensions sont :

$$\begin{aligned}
 v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_{sp} \phi_{sq} \\
 v_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_{rp} \phi_{rq} \\
 v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_{sp} \phi_{sd} \\
 v_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \omega_{rp} \phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{II. 14}$$

Les équations des flux sont :

$$\begin{aligned}
 \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\
 \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\
 \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\
 \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}
 \end{aligned} \tag{II. 15}$$

Substituant les expressions de flux dans celles de tensions, on obtient :

$$\begin{aligned}
 v_{sd} &= R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + M_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_{sp} L_s i_{sq} - \omega_{sp} M_{sr} i_{rq} \\
 v_{sq} &= R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + M_{sr} \frac{di_{rq}}{dt} - \omega_{sp} L_s i_{sd} - \omega_{sp} M_{sr} i_{rd}
 \end{aligned} \tag{II. 16}$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} + M_{sr} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_{rp} L_r i_{rq} - \omega_{rp} M_{sr} i_{sq}$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + M_{sr} \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_{rp} L_r i_{rd} - \omega_{rp} M_{sr} i_{sd}$$

Après transformation de Laplace, ce système prend la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s P & -\omega_{sp} L_s & M_{sr} P & -\omega_{sp} M_{sr} \\ \omega_{sp} L_s & R_s + L_s P & \omega_{sp} M_{sr} & M_{sr} P \\ M_{sr} P & -\omega_{rp} M_{sr} & R_r + L_r P & -\omega_{rp} L_r \\ \omega_{rp} M_{sr} & M_{sr} P & \omega_{rp} L_r & R_r + L_r P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (II. 17)$$

Avec P : opérateur de Laplace

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

- Axes liés au champ tournant ($\varphi_s = \theta_s$) : étude de la commande.

$$\omega_{sp} = \omega_s$$

$$\omega_{rp} = \omega_{sp} - \omega = \omega_s - \omega = \omega_r$$

Dans ce cas, le repère de Park évolue au synchronisme par rapport à la pulsation du champ tournant. Lorsqu'on atteint le régime permanent électrique, cette pulsation est égale à la pulsation des tensions statoriques de telle sorte que les grandeurs électriques sont continues.

- Axes tournant à la vitesse du rotor ($\varphi_s = 0$) : étude des grandeurs statoriques.

$$\omega_{rp} = 0$$

$$\omega_{sp} = \omega_{rp} + \omega = \omega$$

Dans ce cas, les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation rotorique ω_r

- Axes liés au stator ($\varphi_s = 0$) : étude des grandeurs rotoriques.

$$\omega_{sp} = 0$$

$$\omega_{rp} = \omega_{sp} - \omega = -\omega$$

Dans ce cas, les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s . Ce repère a l'avantage de nécessiter une seule transformation linéaire sans rotation. C'est un repère fixe d'axes notés (α, β) .

II.2.5 Expression du couple électromagnétique

II.2.5.1 Puissance instantanée

Dans le cas général, la puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime dans le repère triphasé :

$$P_a = [v_{sabc}]^T [i_{sabc}] + [v_{rabc}]^T [i_{rabc}]$$

Dans le repère de Park :

$$P_a = [v_{sdq}]^T [i_{sdq}] + [v_{rdq}]^T [i_{rdq}]$$

Remplaçant les tensions par leurs expressions :

$$P_a = [R_s(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r(i_{rd}^2 + i_{rq}^2)] + \left[i_{sd} \frac{d\phi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\phi_{sq}}{dt} + i_{rd} \frac{d\phi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\phi_{rq}}{dt} \right] + [(\phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd})\omega_{sp} + (\phi_{rd}i_{rq} - \phi_{rq}i_{rd})\omega_{rp}] \quad (II. 18)$$

- Le premier terme : représente la puissance dissipée par effet Joule.
- Le deuxième terme : représente les échanges de puissance magnétique entre les enroulements.
- Le troisième terme : représente la puissance mécanique regroupant l'ensemble de termes liés aux vitesses angulaires.

Par l'utilisation des expressions des flux on trouve :

$$\begin{aligned} \phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd} &= M_{sr}(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \\ \phi_{rd}i_{rq} - \phi_{rq}i_{rd} &= -M_{sr}(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \end{aligned} \quad (II. 19)$$

La puissance mécanique est égale à :

$$P_{mec} = (\phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd})(\omega_{sp} - \omega_{rp}) \quad (II. 20)$$

La vitesse $(\omega_{sp} - \omega_{rp})$ est égale à la vitesse de rotation électrique du rotor $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ quel que soit le référentiel choisi.

II.2.5.2 Expressions du couple électromagnétique

La puissance mécanique est aussi égale à :

$$\begin{aligned} P_{mec} &= C_{em}\Omega = C_{em} \frac{\omega}{p} \\ P_{mec} &= (\phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd})\omega \end{aligned}$$

On trouve l'expression scalaire du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = p(\phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd}) \quad (II. 21)$$

II.2.6 Équation mécanique

L'équation fondamentale de la mécanique qui lie le couple électromagnétique et la vitesse de rotation est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (II. 22)$$

II.2.7 Représentation du modèle d'état de la machine asynchrone

Le modèle de la machine est exprimé dans le système de coordonnées tournant à la vitesse ω_{sp} par rapport au stator. Pour trouver le modèle dans le système de coordonnées lié au stator, lié au rotor, ou lié au champ tournant, il suffit de remplacer respectivement ω_{sp} par zéro, par ω , ou par ω_s . Dans notre cas on modélise la machine dans le repaire lié au stator noté (α, β) .

Dans les équations de la machine, on voit que l'on peut choisir les variables d'état parmi les grandeurs de la machine flux et courants statoriques et rotoriques représentées par leurs composantes directes et en quadrature. Deux grandeurs quelconques, parmi les quatre disponibles (flux et courants statoriques et rotoriques) peuvent servir à une représentation du modèle d'état de la machine asynchrone. La sélection de ceux-ci dépend, en effet, du problème à traiter.

La représentation du modèle d'état de la machine, fréquemment employée la méthode de contrôle à flux rotorique orienté, qui prend comme variable d'état les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse électrique du rotor ω_r selon les axes (α, β) . Et comme vecteur de commande les tensions statoriques aussi selon les axes (α, β) le couple résistant C_r comme perturbation.

Les équations des tensions dans l'axe biphasé (α, β) sont :

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt}$$

$$v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{r\beta}$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt}$$

$$v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{r\alpha}$$

Les équations des flux dans l'axe biphasé (α, β) sont :

$$\phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M_{sr} i_{r\alpha}$$

$$\phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M_{sr} i_{s\alpha}$$

$$\phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M_{sr} i_{r\beta}$$

$$\phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M_{sr} i_{s\beta}$$

Après des manipulations sur les équations de la machine, on trouve les équations suivantes :

$$v_{s\alpha} = \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r \right) i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega_{sp} \sigma L_s i_{s\beta} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \phi_{r\alpha} - \frac{M_{sr}}{L_r} \omega \phi_{r\beta}$$

$$\begin{aligned}
 v_{s\beta} &= \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r \right) i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_{sp} \sigma L_s i_{s\alpha} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \phi_{r\beta} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega \phi_{r\beta} \\
 v_{r\alpha} &= -\frac{M_{sr}}{L_r} R_r i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\alpha} - \omega_{rp} \phi_{r\beta} \\
 v_{r\beta} &= -\frac{M_{sr}}{L_r} R_r i_{s\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\beta} + \omega_{rp} \phi_{r\alpha}
 \end{aligned}$$

Sous forme d'équation d'état, on peut écrire :

$$\begin{aligned}
 [\dot{i}_{s\alpha}] &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r \right) i_{s\alpha} + \omega_{sp} i_{s\beta} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} R_r \phi_{r\alpha} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\
 [\dot{i}_{s\beta}] &= -\omega_{sp} i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r \right) i_{s\beta} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{r\alpha} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} R_r \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\
 [\dot{\phi}_{r\alpha}] &= \frac{M_{sr}}{L_r} R_r i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\alpha} + \omega_{rp} \phi_{r\beta} + v_{r\alpha} \\
 [\dot{\phi}_{r\beta}] &= \frac{M_{sr}}{L_r} R_r i_{s\alpha} - \omega_{rp} \phi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\beta} + v_{r\beta} \\
 [\dot{\omega}_r] &= \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r
 \end{aligned} \tag{II. 23}$$

Alors le modèle de la MAS peut se mettre sous la forme d'état, en prenant

$$x^T = [i_{s\alpha} i_{s\beta} \phi_{r\alpha} \phi_{r\beta} \omega_r] \text{ et comme vecteur de commande } u^T = [u_{s\alpha} u_{s\beta}] = [u_1 \ u_2] = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}] :$$

$$\dot{x} = f(x) + Bu + dC_r$$

Avec :

$$B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix}$$

Ainsi le modèle détaillé est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 + b_1 u_1 \\ \dot{x}_2 = a_4 x_2 + a_5 x_3 x_5 + a_6 x_4 + b_2 u_2 \\ \dot{x}_3 = a_7 x_1 + a_8 x_3 + a_9 x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = a_{10} x_2 + a_{11} x_3 x_5 + a_{12} x_4 \\ \dot{x}_5 = a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 + d_1 C_r \end{cases} \tag{II. 24}$$

Le modèle de la machine peut donc s'écrire sous forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 C_r \end{cases} \tag{II. 25}$$

Soit :

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique.

Ainsi les coefficients $(a_1 \dots a_{15})$ correspondent à :

$$a_1 = a_4 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right); \quad a_2 = a_6 = \frac{1-\sigma}{T_r M_{sr} \sigma}; \quad a_3 = -a_5 = \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}}$$

$$a_7 = a_{10} = \frac{M_{sr}}{T_r}; \quad a_8 = a_{12} = \frac{-1}{T_r}; \quad a_9 = -a_{11} = -1$$

$$a_{13} = -a_{14} = \frac{-P^2 M_{sr}}{J L_r}; \quad a_{15} = \frac{-f}{J}; \quad b_1 = b_2 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$d_1 = \frac{-P}{J}$$

II.3. Application de la commande tolérante aux défauts sur le modèle $(\alpha\beta)$ de la MAS :

II.3.1 Modélisation des harmoniques causés par les défauts :

Les défauts rotoriques agissent au niveau de la partie opérative et détériorent le signal d'entrée du système. Ils représentent une perte totale (défaillance) ou partielle du rotor de la machine [25].

Ces défauts, dans le repère $(\alpha\beta)$, sont augmentés d'une sinusoïde de pulsation :

$$\omega_i = 2\pi f_i \quad (\text{II. 26})$$

Avec : f_i fréquence de défaut

Les équations des courants statorique en cas de défaut sont :

$$i_\alpha \rightarrow i_\alpha + \sum_{i=1}^{n_f} A_i \sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (\text{II. 27})$$

$$i_\beta \rightarrow i_\beta + \sum_{j=1}^{n_f} A_j \sin(2\pi f_j t + \varphi_j) \quad (\text{II. 28})$$

n_f étant le nombre des harmoniques générés par tous les défauts. A_i et φ_i sont respectivement leurs amplitudes et leurs phases.

Notons aussi que nous avons gardé les mêmes notations pour l'amplitude et la phase car celles-ci reste inconnues. Par contre, la pulsation ω_i n'égale pas $2\pi f_i$ à cause de la transformation de Park mais elle est donnée par :

$$\omega_i = 2\pi(f_i + f_s) \quad (\text{II. 29})$$

Avec :

f_s la fréquence d'alimentation.

Une façon d'introduire ces harmoniques dans le système d'état est d'utiliser un système différentiel linéaire stable (modèle interne) représenté sous forme d'équation d'état :

$$\dot{Z} = S Z \quad (II. 30)$$

$$[Z] \rightarrow \begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_i \\ \omega_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix}$$

$$[S] \rightarrow \begin{bmatrix} 0 & -\omega_i \\ \omega_i & 0 \end{bmatrix}$$

Avec S : Matrice dynamique (la seule connu du système), constituée de pulsations de défauts, et s'écrit sous la forme :

$$S = \text{diag}(S_i) \quad (II. 31)$$

Avec :

$$S_i = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_i \\ \omega_i & 0 \end{bmatrix}, i = 1 \dots n_f$$

$$\dim(S) = 2n_f \times 2n_f, \dim(Z) = 2n_f \times 1$$

On peut écrire le système d'équation (II. 30) sous forme éclatée suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{Z} \\ \dot{Z}_2 \\ \dot{Z}_3 \\ \vdots \\ \dot{Z}_{2n_f-1} \\ \dot{Z}_{2n_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1^{\omega_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & S_2^{\omega_2} & & \\ & \vdots & \ddots & \\ & 0 & \dots & S_{n_f}^{\omega_{n_f}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \\ \vdots \\ Z_{2n_f-1} \\ Z_{2n_f} \end{bmatrix} \quad (II. 32)$$

Donc se système est constitué de n_f sous système \vec{Z}_i

$$\text{Tel que : } Z^T = [Z_1^T \quad Z_2^T \quad \dots \quad Z_{n_f}^T]$$

$$\text{Ou } \dot{\vec{Z}}_i = S_i \vec{Z}_i \quad \vec{Z}_i = \begin{bmatrix} Z_{2i-1} \\ Z_{2i} \end{bmatrix}$$

$$\text{Après développement : } \begin{cases} \dot{Z}_{2i-1} = -\omega_i Z_{2i} & (II. 33) \\ \dot{Z}_{2i} = +\omega_i Z_{2i-1} & (II. 34) \end{cases}$$

En remplaçant (II. 34) dans (II. 33), donne :

$$\ddot{Z}_{2i} - \omega_i Z_{2i-1} = 0 \quad (II. 35)$$

La solution de cette équation est sous forme :

$$Z_{2i-1} = A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

Pour introduire le défaut dans le modèle de la machine, on remplace :

$$\begin{cases} i_\alpha \rightarrow i_\alpha + Z_{2i-1} \\ i_\beta \rightarrow i_\beta + Z_{2i} \end{cases} \quad (\text{II. 36})$$

Pour plusieurs harmoniques :

$$\begin{cases} i_\alpha \rightarrow i_\alpha + \sum_{i=1}^{n_f} Z_{2i-1} \\ i_\beta \rightarrow i_\beta + \sum_{i=1}^{n_f} Z_{2i} \end{cases} \quad (\text{II. 37})$$

L'équation (II. 37) peut s'écrire sous forme matricielle suivant :

$$\begin{cases} i_\alpha \rightarrow i_\alpha + Q_d Z \\ i_\beta \rightarrow i_\beta + Q_q Z \end{cases} \quad (\text{II. 38})$$

Avec :

$$Q_d = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0]$$

$$Q_q = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ \dots \ 0 \ 1]$$

$$\dim(Q_d) = 1 \times 2n_f$$

$$\dim(Q_q) = 1 \times 2n_f$$

Par dérivation de (II. 38), On aura :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} \rightarrow \frac{di_\alpha}{dt} + Q_d \dot{Z} \\ \frac{di_\beta}{dt} \rightarrow \frac{di_\beta}{dt} + Q_q \dot{Z} \end{cases} \quad (\text{II. 39})$$

Ou

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} \rightarrow \frac{di_\alpha}{dt} + Q_d S Z \\ \frac{di_\beta}{dt} \rightarrow \frac{di_\beta}{dt} + Q_q S Z \end{cases}$$

II.3.2 Modèle de la machine en présence du défaut :

Comme il a été précisé plus haut, le modèle de la machine dans un repère lié au stator prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_1x_1 + a_2x_3 + a_3x_4x_5 + b_1u_1 \\ \dot{x}_2 = a_4x_2 + a_5x_3x_5 + a_6x_4 + b_2u_2 \\ \dot{x}_3 = a_7x_1 + a_8x_3 + a_9x_4x_5 \\ \dot{x}_4 = a_{10}x_2 + a_{11}x_3x_5 + a_{12}x_4 \\ \dot{x}_5 = a_{13}x_1x_4 + a_{14}x_2x_3 + a_{15}x_5 + d_1C_r \end{cases} \quad (\text{II. 40})$$

Avec x^T et u^T respectivement :

$$x^T = [x_1x_2x_3x_4x_5] = [i_\alpha i_\beta \phi_{r\alpha} \phi_{r\beta} \omega_r]$$

$$u^T = [u_{s\alpha}u_{s\beta}] = [u_1u_2] = [v_{s\alpha}v_{s\beta}]$$

Le modèle de la machine peut donc s'écrire sous forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1u_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2u_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1C_r \end{cases} \quad (\text{II. 41})$$

Dans le cas de la présence du défaut, le système (II. 41) est augmenté par les termes de défaut v_1 et v_2 , comme le montre le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1u_1 + v_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2u_2 + v_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) + v_3 \\ \dot{x}_4 = f_4(x) + v_4 \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1C_r + v_5 \end{cases} \quad (\text{II. 42})$$

II.3.2.1 Calcul des termes de défaut :

Pour trouver les expressions des termes v_1, v_2, v_3, v_4 et v_5 , on remplace les expressions de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ de l'équation (II. 38) et de leurs dérivées de l'équation (II.39) dans le modèle de la machine de l'équation (II. 41). Dans la première équation du système, on a :

$$\dot{x}_1 + Q_d\dot{Z} = a_1(x_1 + Q_dZ) + a_2x_3 + a_3x_4x_5 + b_1u_1$$

$$\dot{x}_1 = a_1x_1 + a_2x_3 + a_3x_4x_5 + b_1u_1 + a_1Q_dZ - Q_d\dot{Z}$$

Donc

$$v_1 = a_1Q_dZ - Q_d\dot{Z}$$

De la même manière on déduit les expressions de v_2, v_3, v_4 et v_5 :

$$v_2 = a_4Q_qZ - Q_qS Z$$

$$v_3 = a_7Q_dZ$$

$$v_4 = a_{10}Q_qZ$$

$$v_5 = a_{13}Q_d Z x_4 - a_{14}Q_q Z x_3$$

II.3.3 La commande tolérante active de la machine par modèle interne :

L'objectif de cette commande est de synthétiser une loi de commande tolérante aux défauts (FTC) en ajoutant une commande additive qui sert à compenser l'effet du défaut et qui est issu d'un modèle interne dont le rôle est de reproduire le signal représentant l'effet du défaut (FDI).

Les effets du défaut sur le système peuvent être convenablement modélisés par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé *Exo-système*.

Le principe est schématisé par selon la figure-10-

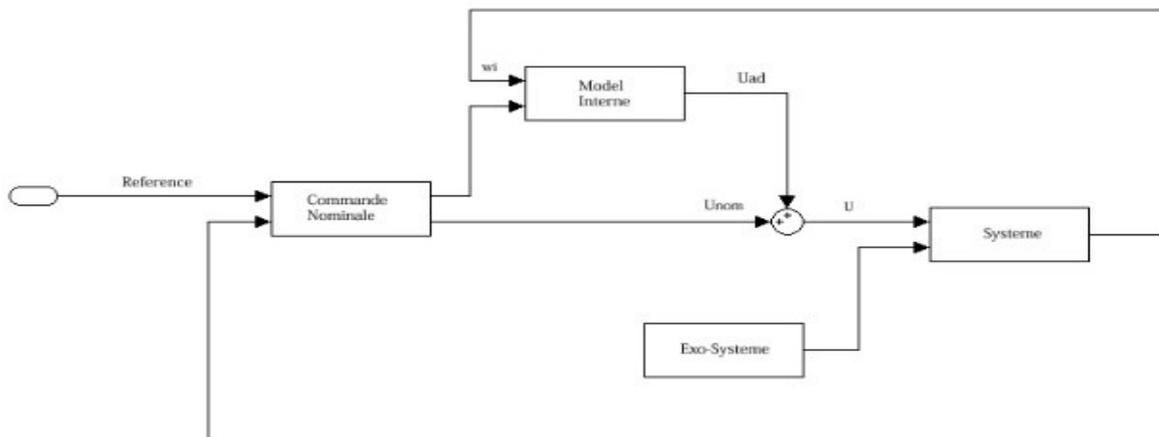


Figure 10 : schéma de principe de FTC

Le modèle interne prend la forme suivante :

$$\dot{\xi} = S \xi + N(x) \quad (\text{II. 43})$$

Avec :

ξ est l'estimé de Z et $N(x)$ le terme de correction.

x représente l'erreur des courants :

$$x = \begin{bmatrix} x_1^* - x_1 \\ x_2^* - x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha} \\ i_{s\beta}^* - i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 44})$$

D'après (18) et (19), le modèle interne sera schématisé selon la figure-2-

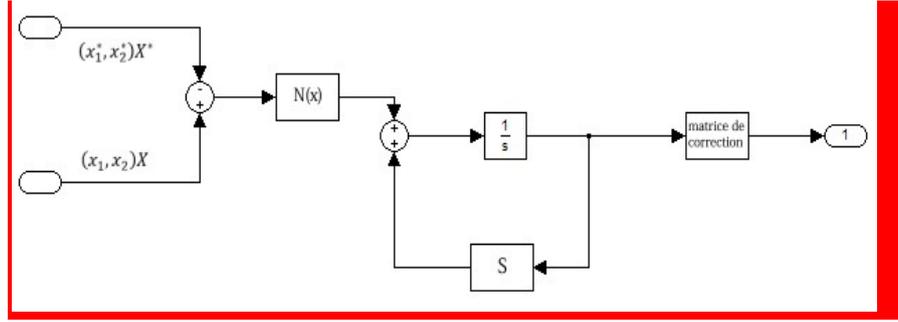


Figure 11 : schéma de principe du modèle interne

II.3.3.1 Première approche : basé sur la fonction Lyapunov

L'équation du modèle interne est donnée par :

$$\dot{\xi} = S \xi + N(\tilde{x})$$

La commande additive :

$$U_{ad} = \tilde{B}^{-1} \hat{\Gamma} \xi \quad (\text{II. 45})$$

On pose :

$$e = \xi - Z$$

Sa dérivée :

$$\dot{e} = \dot{\xi} - \dot{Z} = S \xi + N(\tilde{x}) - S Z$$

$$\dot{e} = S(\xi - Z) + N(\tilde{x}) = S e + N(\tilde{x}) \quad (\text{II. 46})$$

D'après $\dot{x} = H(x) + B u_{ad} - \hat{\Gamma} Z$

Si on remplace (II. 45) dans (26) on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= \tilde{A} \tilde{x} + \tilde{B} \tilde{B}^{-1} \hat{\Gamma} \xi - \hat{\Gamma} Z \\ \dot{\tilde{x}} &= \tilde{A} \tilde{x} + \hat{\Gamma}(\xi - Z) \rightarrow \dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \tilde{x} + \hat{\Gamma} e \end{aligned} \quad (\text{II. 47})$$

La dynamique l'erreur est donner par (II. 46) et (II. 47) :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \tilde{x} + \hat{\Gamma} e \\ \dot{e} = \hat{S} e + N(\tilde{x}) \end{cases}$$

Avec $e = \xi - Z$

On choisit la fonction de Lyapunov définie positif :

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{x}^T x + e^T e)$$

Sa dérivée :

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \frac{1}{2}(\tilde{x}^T \dot{\tilde{x}} + e^T \dot{e}) \\ &= \tilde{x}^T [\tilde{A}\tilde{x} + \hat{\Gamma}e] + e^T [\hat{S}e + N(\tilde{x})] \\ &= \tilde{x}^T \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{x}^T \hat{\Gamma}e + e^T \hat{S}e + e^T N(\tilde{x})\end{aligned}$$

On a :

$$\tilde{x}^T \tilde{A}\tilde{x} = 0, \quad e^T \hat{S}e = 0 \quad \text{et} \quad \tilde{x}^T \hat{\Gamma}e = -e^T \Gamma^T \tilde{x}$$

On choisit :

$$e^T N(\tilde{x}) = -\tilde{x}^T \hat{\Gamma}e = -e^T \Gamma^T \tilde{x}$$

On obtient :

$$N(\tilde{x}) = M^T \tilde{x} \quad (\text{II. 48})$$

De l'expression de défaut v_1 et v_2 (a) et (b) :

$$M = \begin{bmatrix} -a_1 Q_d + Q_d S \\ -a_4 Q_q + Q_q S \end{bmatrix} \quad (\text{II. 49})$$

II.3.3.2 Deuxième Approche : basé sur la fonction Lyapunov

Soit P et P' deux matrices définies positives et symétriques, on choisit la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V = \tilde{x}^T P \tilde{x} + (\xi - Z)^T P' (\xi - Z) \quad (\text{II. 50})$$

On dérive la fonction V par rapport au temps, on obtient :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T P \dot{\tilde{x}} + \dot{\tilde{x}}^T P \tilde{x} + (\xi - Z)^T P' (\dot{\xi} - \dot{Z}) + (\dot{\xi}^T - \dot{Z}^T) P' (\xi - Z)$$

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \tilde{x}^T P (A\tilde{x} + B u_{ad} - \hat{\Gamma}Z) + (\tilde{x}^T A^T + u_{ad}^T B - Z^T \hat{\Gamma}^T) P \tilde{x} + (\xi - Z)^T P' (S(\xi - Z) + N(\tilde{x})) \\ &\quad + ((\xi - Z)^T \hat{S}^T + N(\tilde{x})^T) P' (\xi - Z)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \tilde{x}^T (P A + A^T P) \tilde{x} + \tilde{x}^T (P B u_{ad}) + (u_{ad}^T B P) \tilde{x} - \tilde{x}^T P \hat{\Gamma} Z - Z^T \hat{\Gamma}^T P \tilde{x} + (\xi - Z)^T P' \hat{S} (\xi - Z) \\ &\quad + (\xi - Z)^T \hat{S}^T P' (\xi - Z) + N(\tilde{x})^T P' (\xi - Z) + (\xi - Z)^T P' N(\tilde{x})\end{aligned}$$

Et comme $\hat{S}^T = -\hat{S}$ et $P' \hat{S}^T = -\hat{S} P'$, les deux termes :

$$(\xi - Z)^T P' \hat{S} (\xi - Z) = -(\xi - Z)^T \hat{S}^T P' (\xi - Z)$$

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \tilde{x}^T (P A + A^T P) \tilde{x} + \tilde{x}^T (P B u_{ad}) + (u_{ad}^T B P) \tilde{x} - \tilde{x}^T P \hat{\Gamma} Z - Z^T \hat{\Gamma}^T P \tilde{x} + N(\tilde{x})^T P' (\xi - Z) \\ &\quad + (\xi - Z)^T P' N(\tilde{x})\end{aligned}$$

On prend $u_{ad} = B^{-1}\hat{\Gamma}\xi$, on trouve :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T(PA + A^T P)\tilde{x} + \tilde{x}^T P B \hat{\Gamma} \xi + \xi^T \hat{\Gamma}^T B P \tilde{x} - \tilde{x}^T P \hat{\Gamma} Z - Z^T \hat{\Gamma}^T P \tilde{x} + N(x)^T P'(\xi - Z) + (\xi - Z)^T P' N(\tilde{x})$$

$$\dot{V} = \tilde{x}^T(PA + A^T P)\tilde{x} + \tilde{x}^T P B \hat{\Gamma}(\xi - Z) + (\xi - Z)^T \hat{\Gamma}^T B P \tilde{x} + N(x)^T P'(\xi - Z) + (\xi - Z)^T P' N(\tilde{x})$$

$$\dot{V} = \tilde{x}^T(PA + A^T P)\tilde{x} + (\tilde{x}^T P B \hat{\Gamma} + N(x)^T P')(\xi - Z) + (\xi - Z)^T (\hat{\Gamma}^T B P \tilde{x} + P' N(\tilde{x})) \quad (II. 51)$$

On pose :

$$N(x) = -P'^{-1}\hat{\Gamma}^T B P \tilde{x}$$

Et comme la matrice A est stable, il existe une matrice P solution de l'équation de Lyapunov :

$$P A = A^T P = -Q \quad (II. 52)$$

D'où :

$$\dot{V} = -\tilde{x}^T Q \tilde{x} < 0 \text{ donc elle est semi définie négative alors le vecteur } \tilde{x} \text{ tend vers zéro}$$

En utilise le théorème de Lassalle on peut facilement déduire que le vecteur $(\xi - Z)$ tend vers zéro aussi.

II.4 Résultats de Simulation

II.4.1 Première approche

Modèle de la machine sans défauts :

La machine asynchrone est pilotée par une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Les courants sont contrôlés par des régulateurs de type PI et le réglage de vitesse est réalisé par un régulateurs de I-P. Les paramètres de la machine et les coefficients des régulateurs sont présentés en Annexe.

Pour la première approche, la matrice de correction est définie par :

$$N(x) = M^T \tilde{x}$$

A $t = 0,5$ s, une vitesse de référence est appliquée à $\Omega = 100(\text{rad}/\text{sec})$ et à l'instant $t = 1$ s on introduit un couple de charge égale au coupla nominal C_n avec une machine fonctionnant en mode saine. La figure -12- présente les courbes de la vitesse, des courants statoriques et des flux rotoriques.

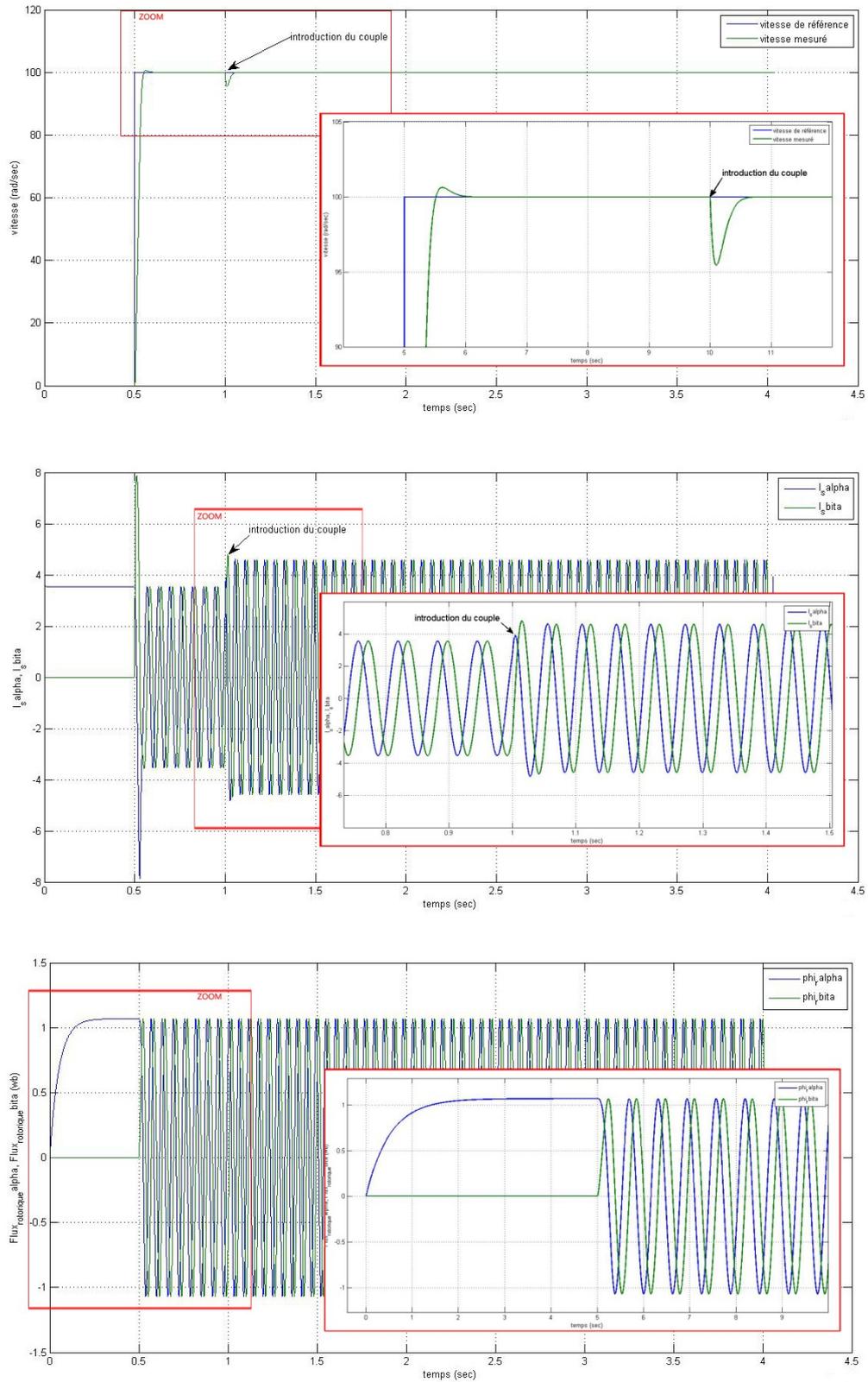


Figure 12 : Grandeurs de la machine saine pilotée par la commande vectorielle sans tolérance au défaut.

Modèle de la MAS en présence d'un défaut de barres avec un seul harmonique de 5Hz :

La référence de vitesse de $\Omega = 100(\text{rad}/\text{sec})$ est appliquée à $t = 0,5 \text{ s}$ suivie de l'application de la charge nominale à $t = 1 \text{ s}$. A l'instant $t = 2 \text{ s}$, on introduit le défaut de barre qui génère un harmonique de fréquence 5 Hz et d'amplitude 10 V. la commande tolérante aux défauts proposée est appliquée à $t = 3 \text{ s}$.

La figure -13- présente les courbes de la vitesse, des courants statoriques et des flux rotoriques ainsi que les harmoniques du défaut et les tensions additionnelles générées par le modèle interne.

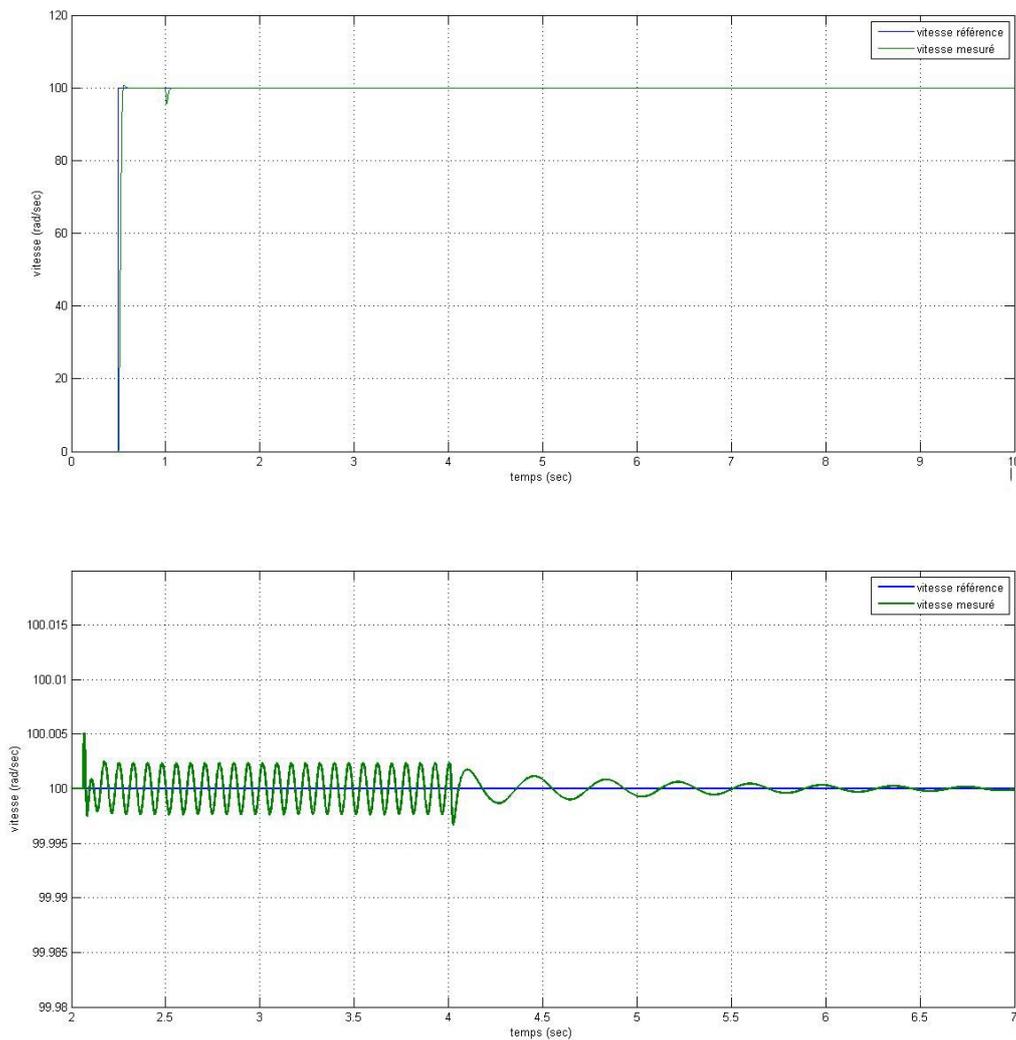


Figure 13-a : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre à la fréquence de 5Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

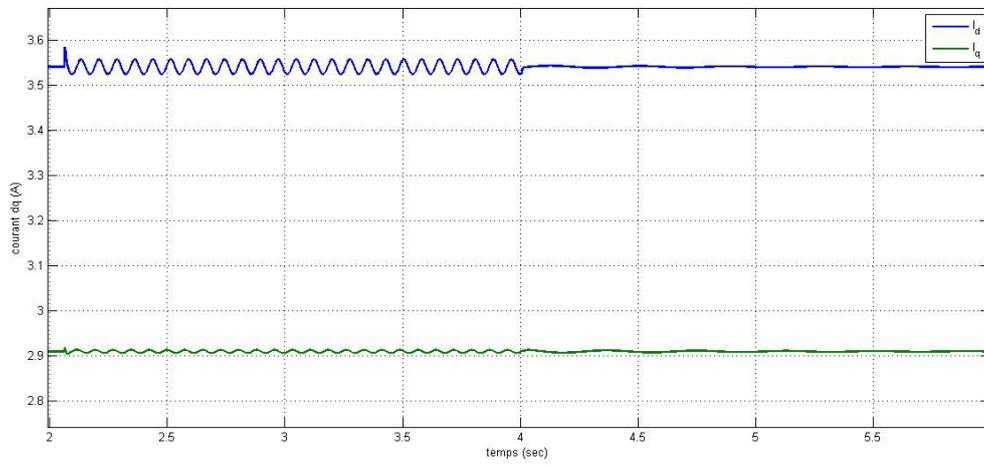
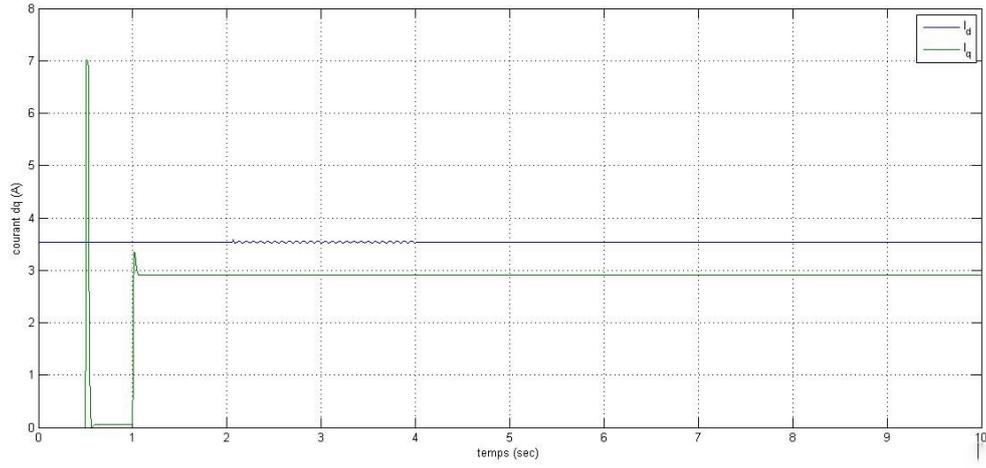
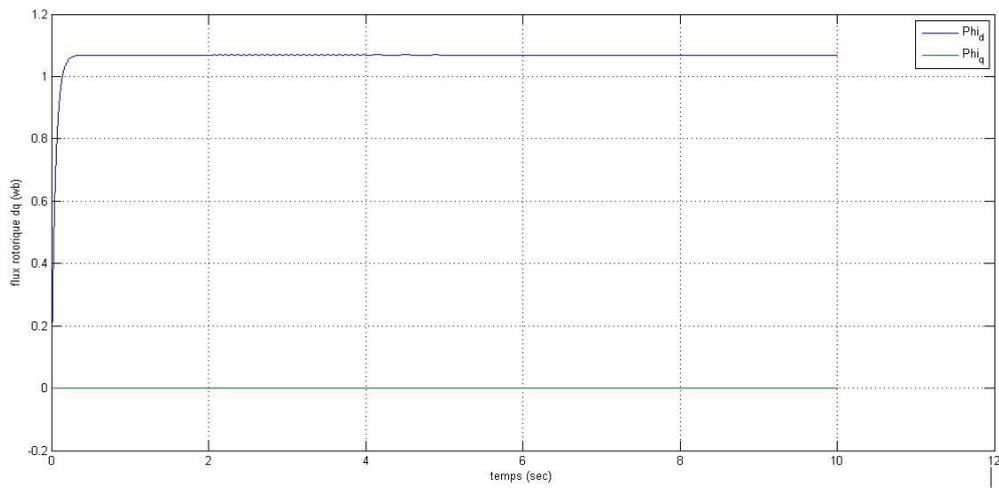


Figure 13-b- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre à la fréquence de 5Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.



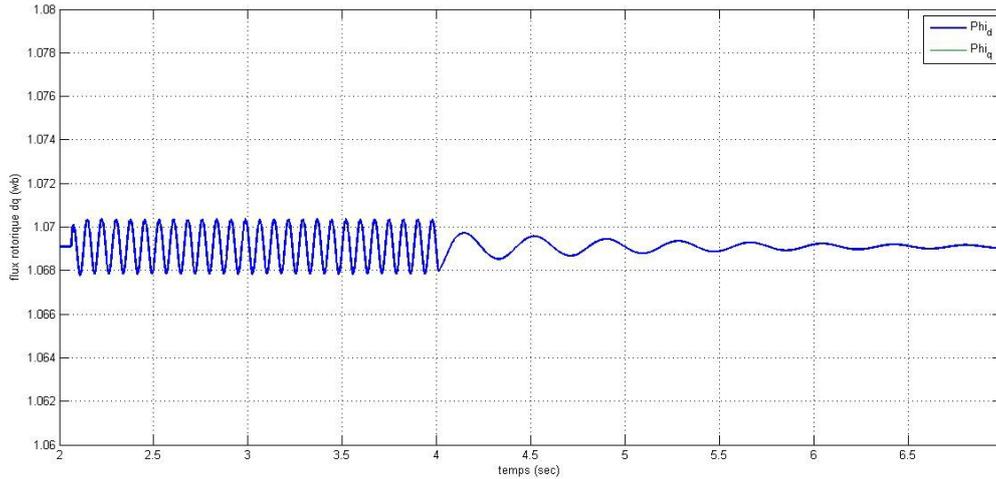


Figure 13-c : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre à la fréquence de 5Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

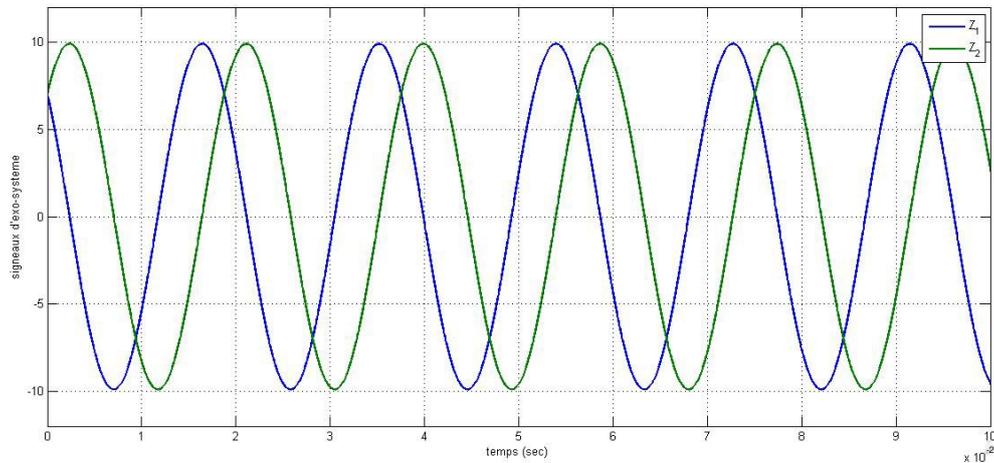
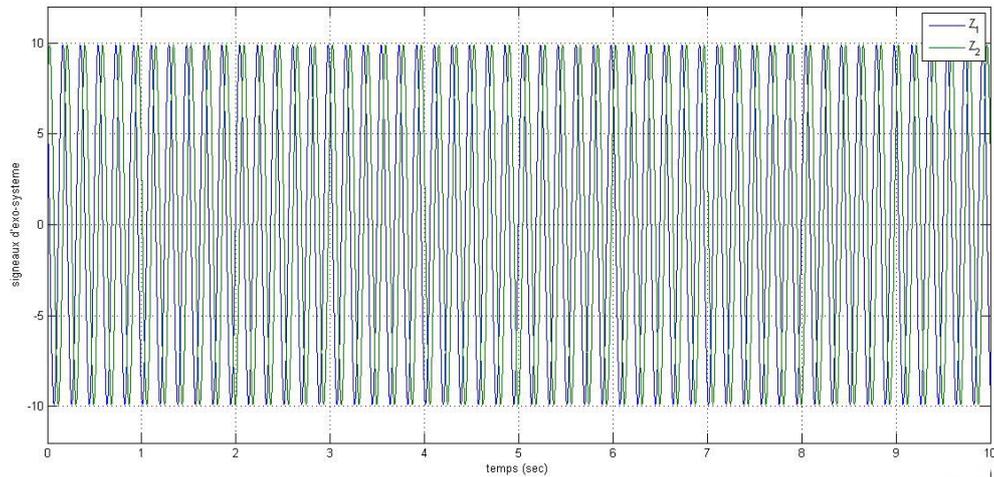


Figure 13-d : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre à la fréquence de 5Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

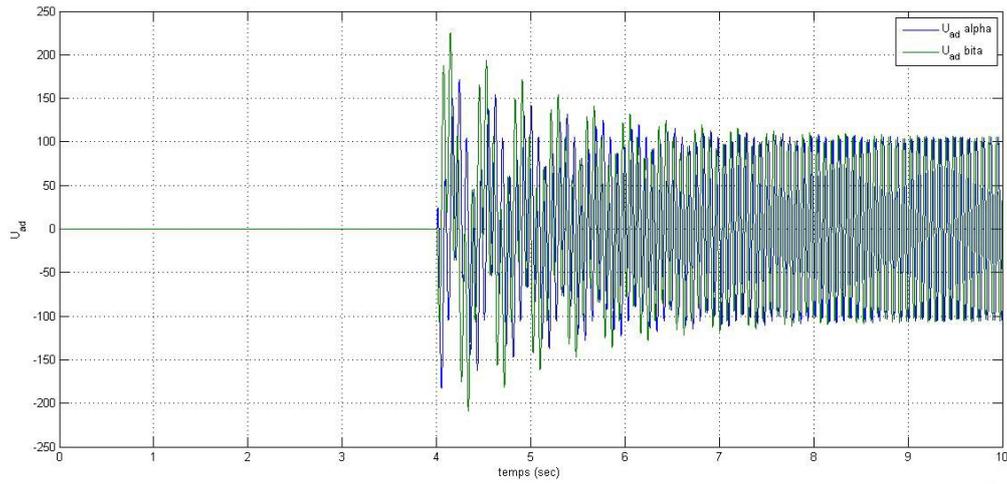


Figure 13-e : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre à la fréquence de 5Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

Modèle de la MAS en présence du défaut de barres avec deux harmoniques de 11 et 21Hz :

L'application du défaut de barre à $t=2s$ en générant deux harmoniques aux fréquences de 11Hz et 21Hz et d'amplitude 10 V. la commande tolérante aux défauts proposée est appliquée à $t = 4 s$.

La figure -14- présente les courbes de la vitesse, des courants statoriques et des flux rotoriques ainsi que les harmoniques du défaut et les tensions additionnelles générées par le modèle interne.

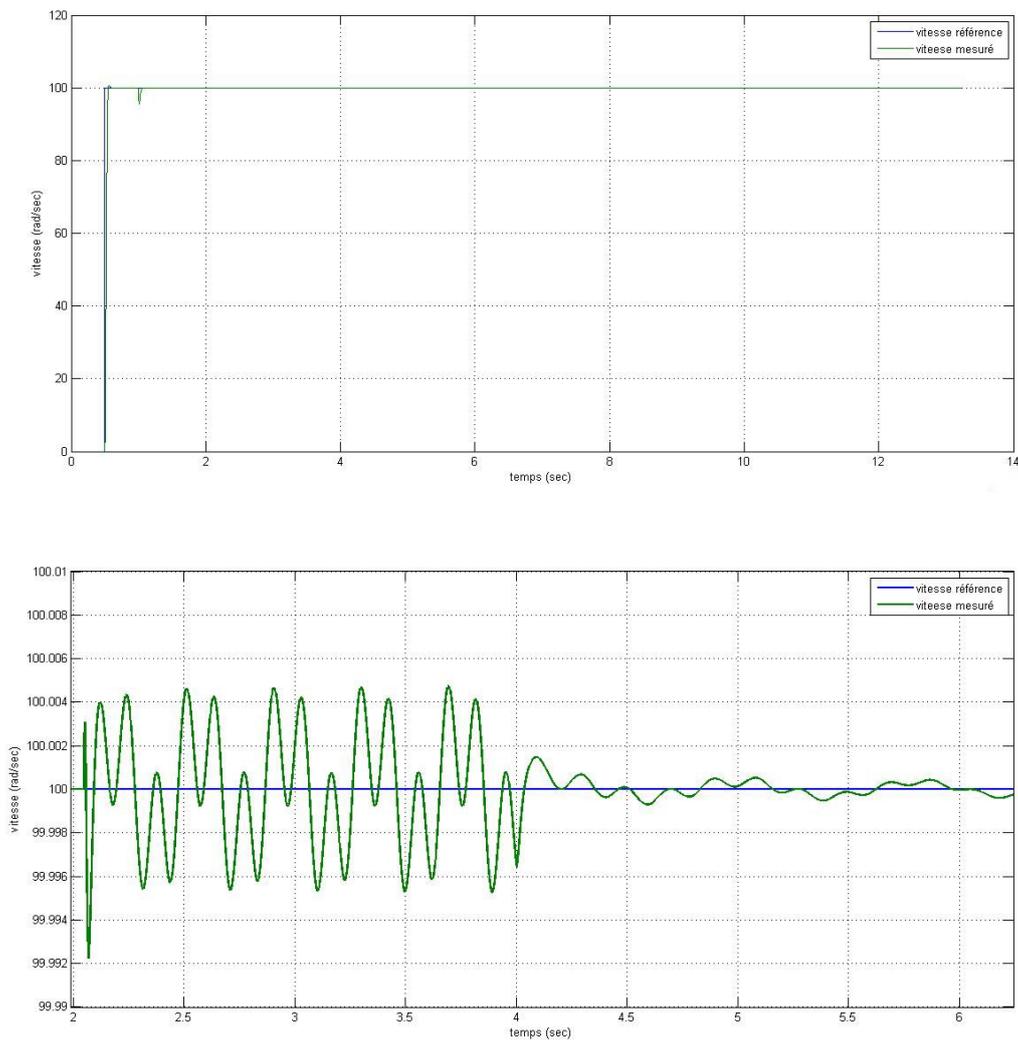


Figure 14-a- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

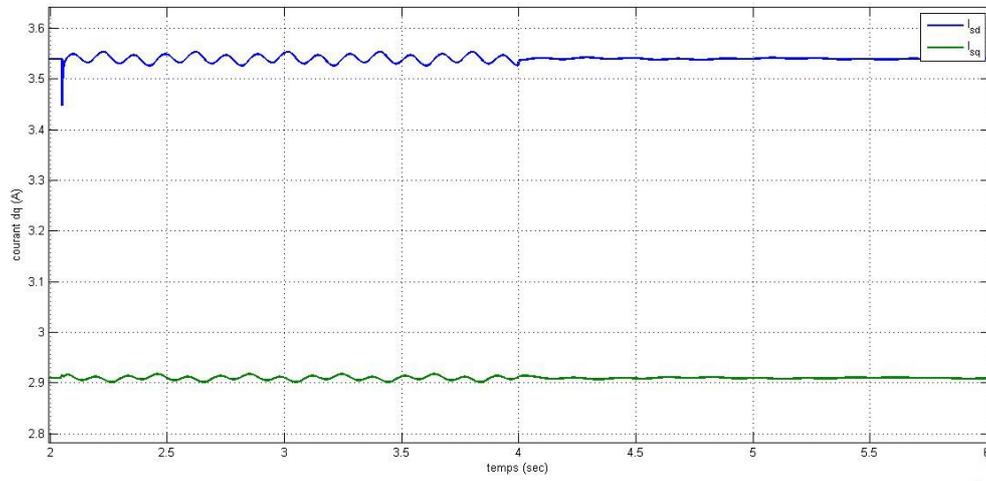
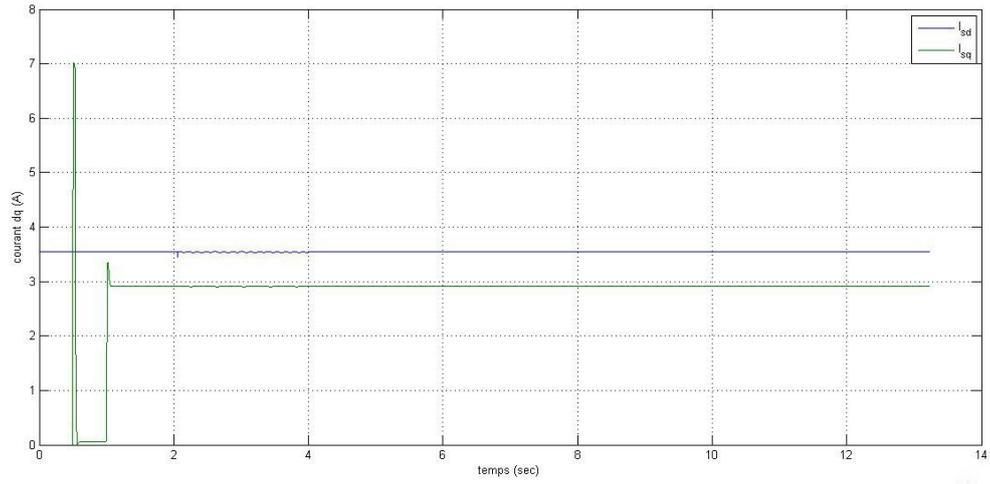
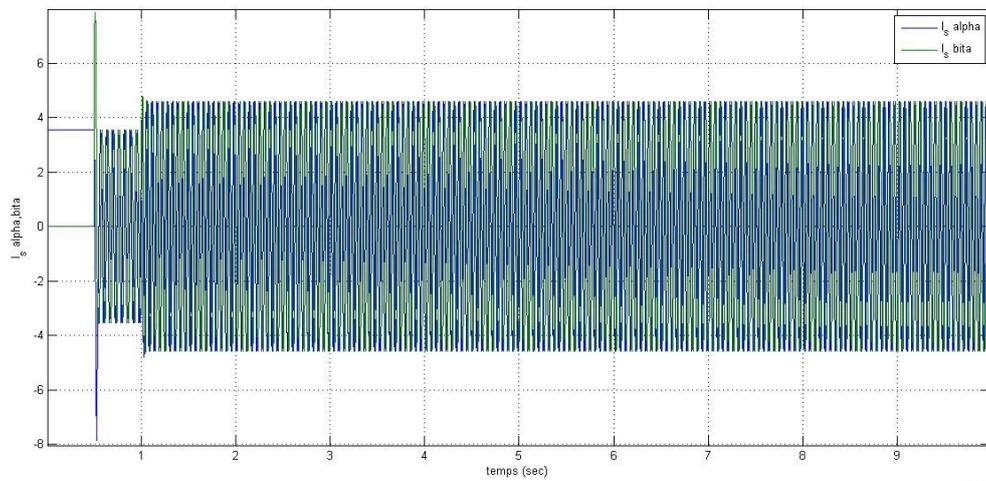


Figure 14-b- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.



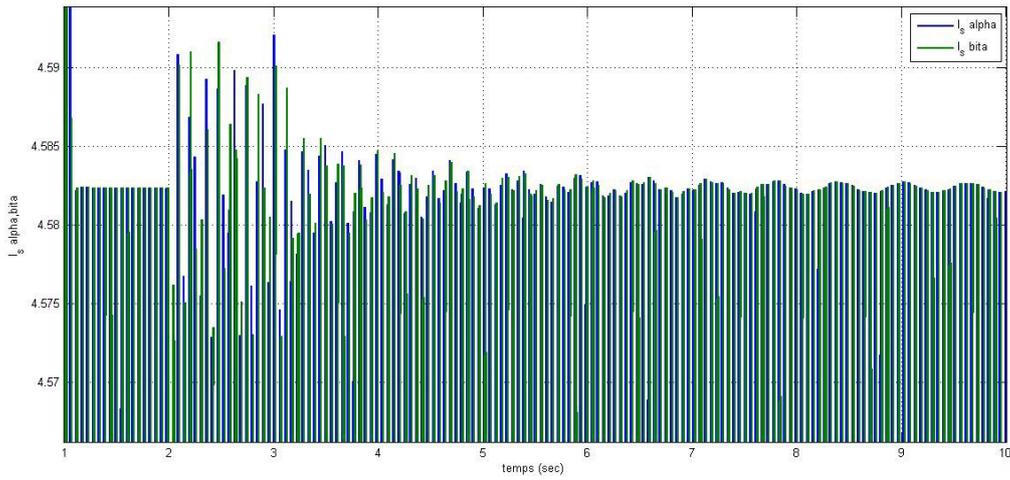
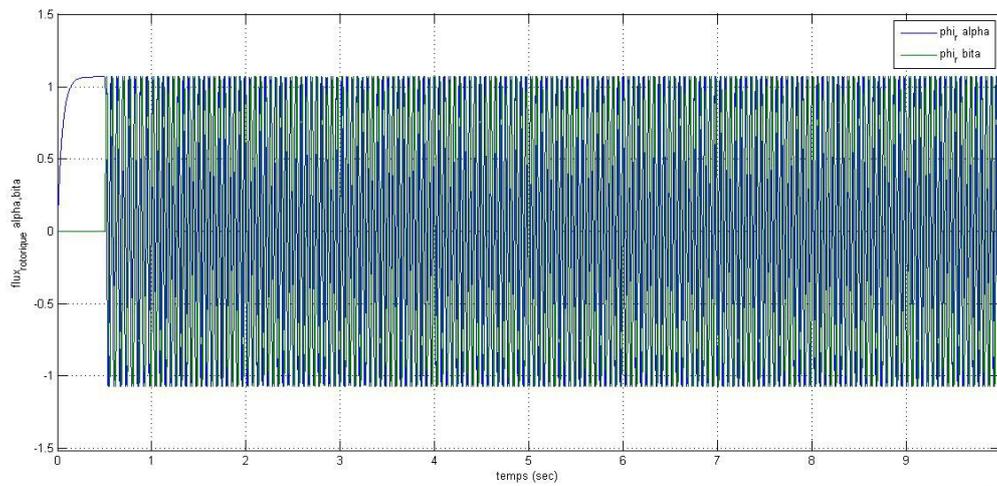
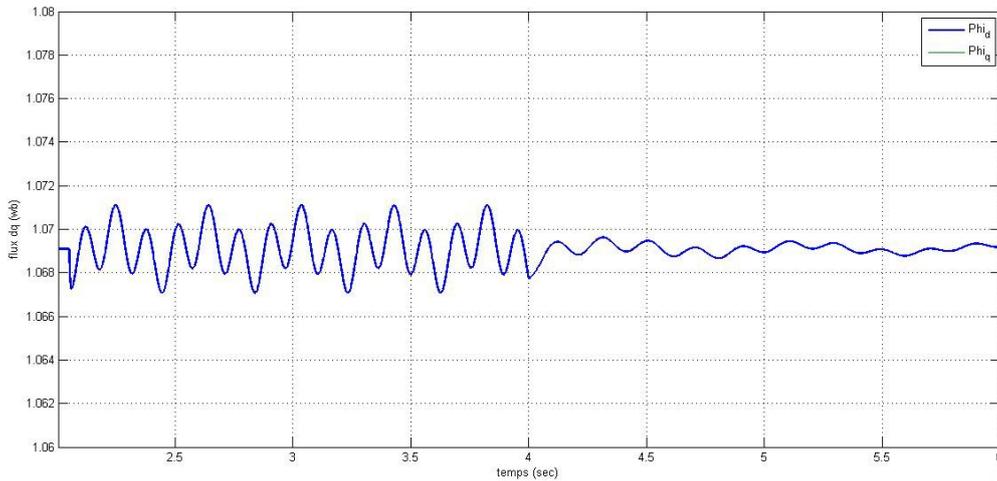


Figure 14-c- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.



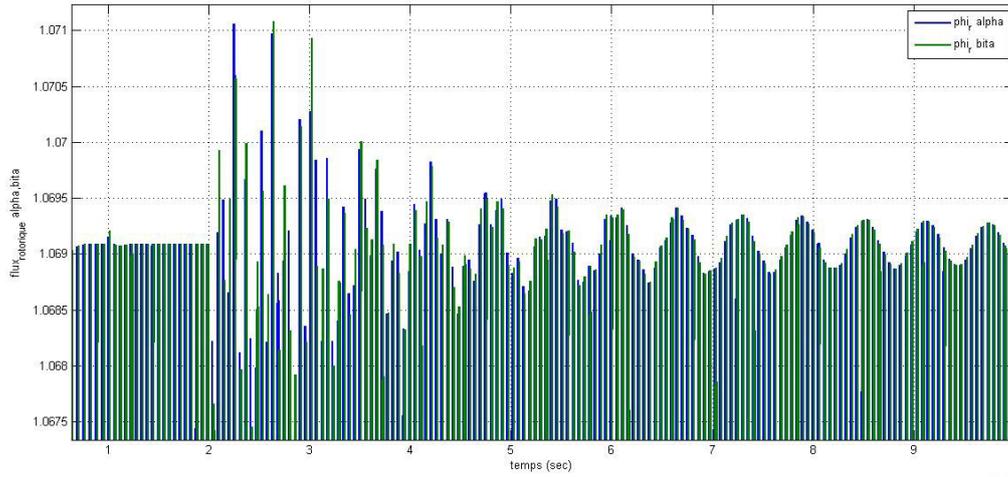


Figure 14-d- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

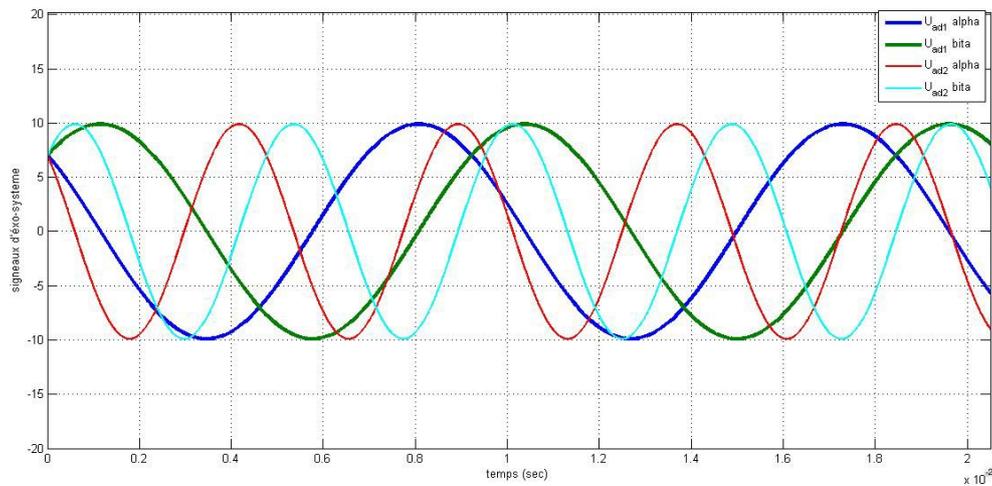
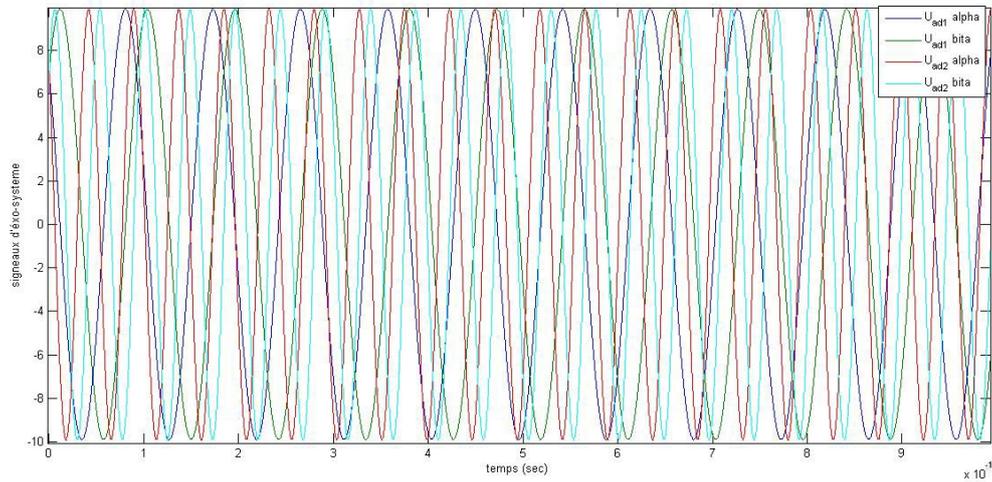


Figure 14-e- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

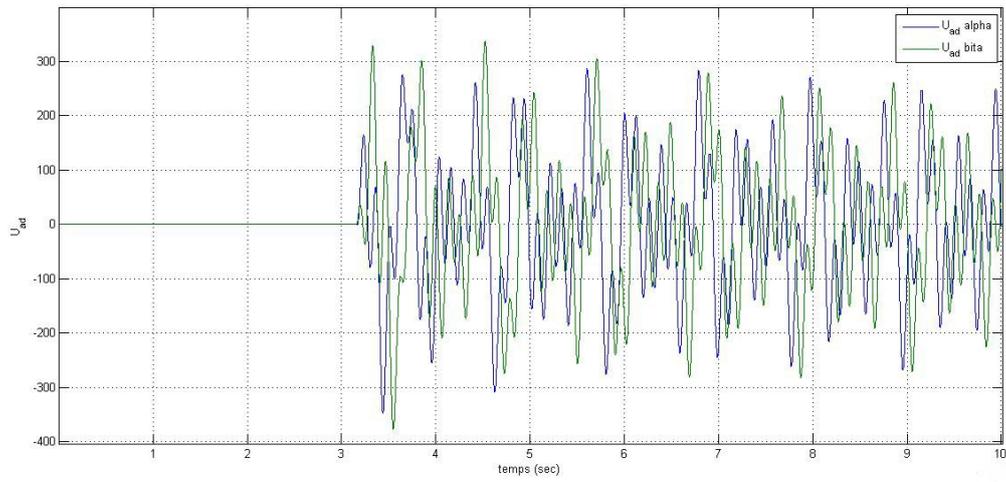


Figure 14-f : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

Modèle de la MAS en présence du défaut de court circuit avec un seul harmonique de 63Hz

L'application de court-circuit est appliqué à $t=2s$ en générant un seul harmonique de fréquence de 63Hz et d'amplitude 10 V. la commande tolérante aux défauts proposée est appliquée à $t = 5 s$.

La figure -15- présente les courbes de la vitesse, des courants statoriques et des flux rotoriques ainsi que les harmoniques du défaut et les tensions additionnelles générées par le modèle interne.

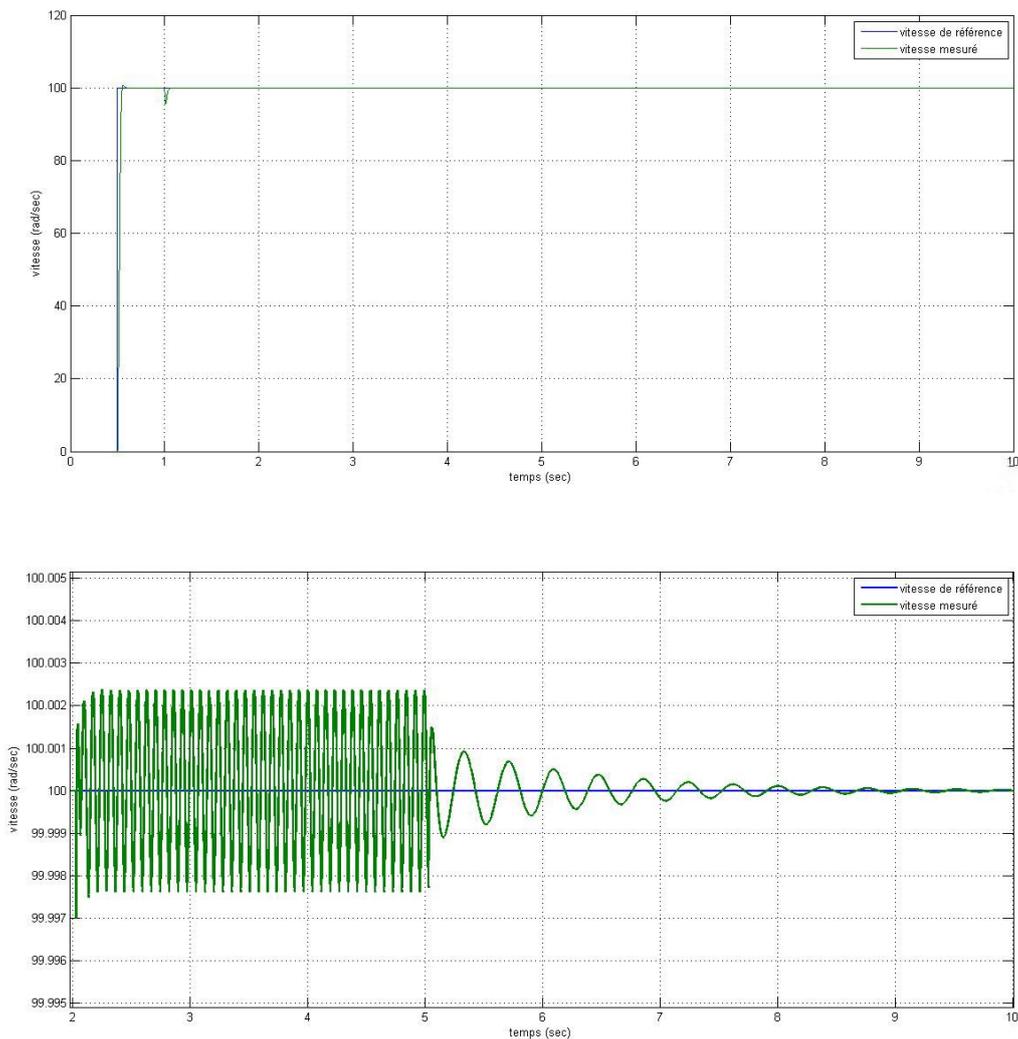


Figure 15-a- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de court-circuit à fréquences de 63Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

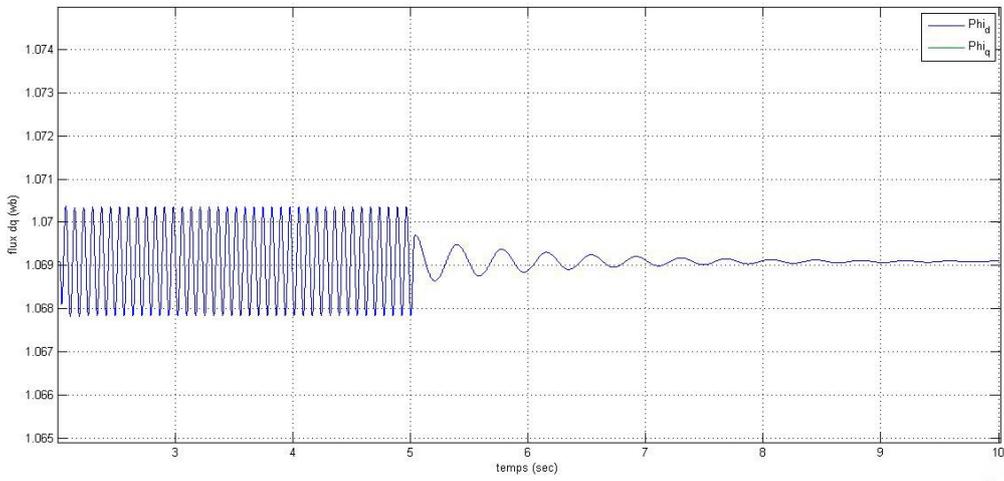
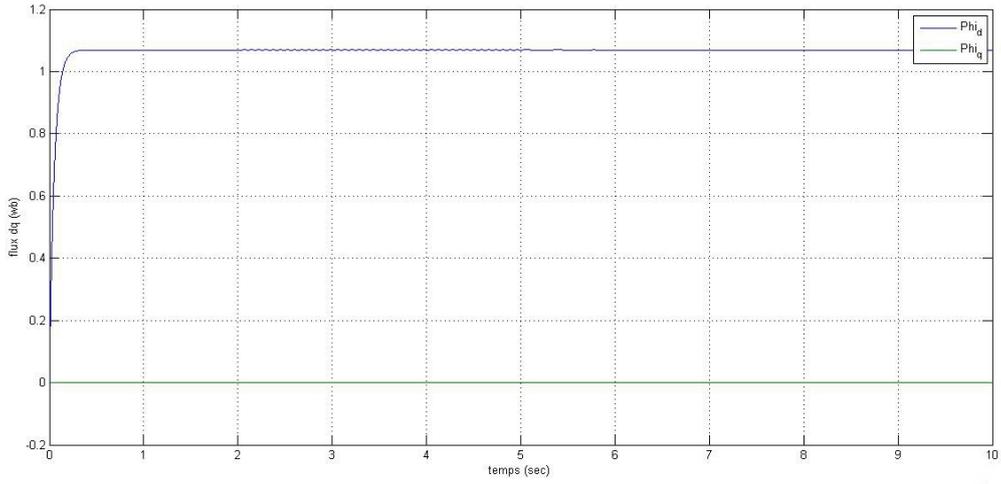
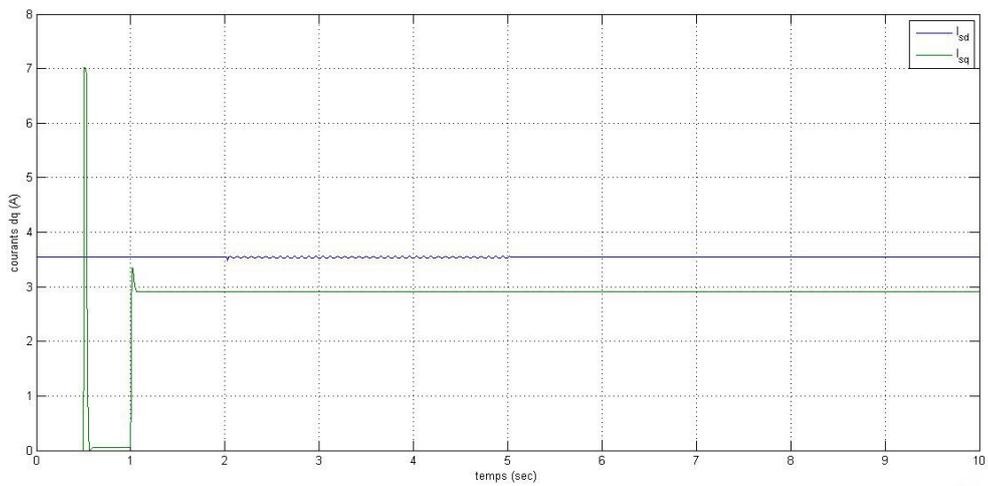


Figure 15-b- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de court-circuit à fréquences de 63Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.



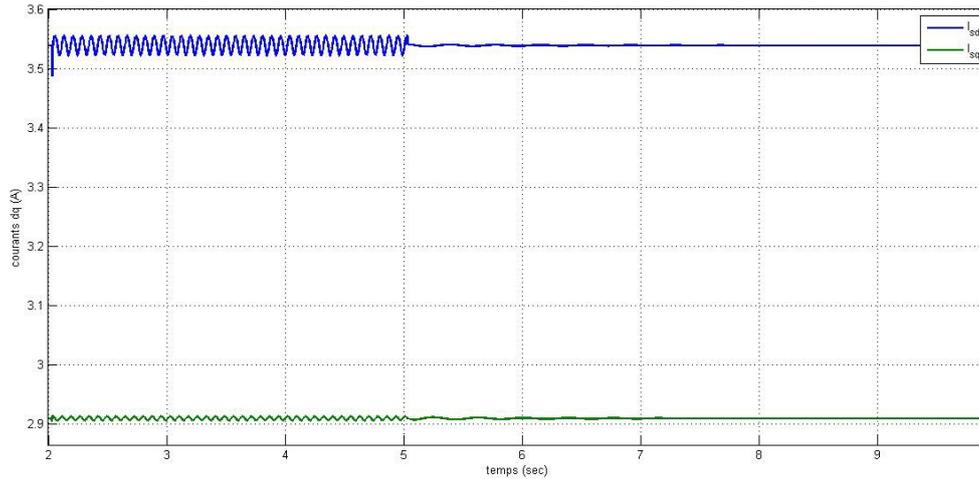


Figure 15-c- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de court-circuit à fréquences de 63Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

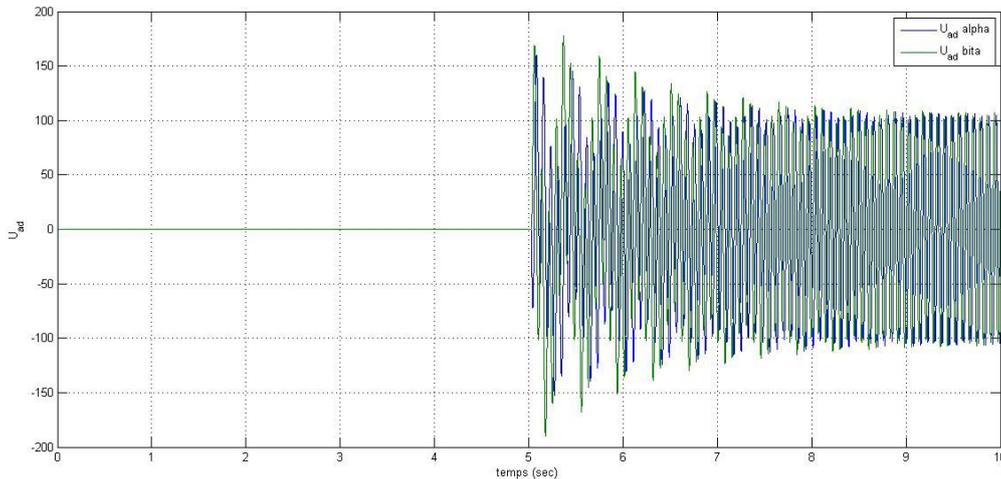


Figure 15 : Grandeurs de la machine en présence du défaut de court-circuit à fréquences de 63Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

D'après les résultats de la figure 12, on constate bien que les grandeurs à contrôler suivent leur référence. La vitesse de la machine atteint sa consigne en un temps de réponse de 80 ms. Après l'introduction du couple résistant on remarque l'augmentation de courant statorique.

Les simulations en présence des défauts de barre et de court-circuit (Figures 13, 14 et 15), nous permet de remarquer l'apparition d'harmoniques sinusoïdaux au niveau des grandeurs de la machine, qui s'atténuent après l'application de la FTC.

II.4.2 Deuxième approche

Pour cette approche, le terme de correction est définie par :

$$N(x) = -P'^{-1} \hat{\Gamma}^T B P \tilde{x}$$

Les matrices P' et P sont fixées à :

$$P' = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix} \text{ et } P = \begin{bmatrix} 5000 & 0 \\ 0 & 5000 \end{bmatrix}$$

Modèle de la machine en présence d'un défaut de barres avec un seul harmonique de 5Hz :

La défaut de barre est appliqué à $t=2s$ en générant un seul harmonique à la fréquence aux fréquences de 5Hz et d'amplitude 10 V. la commande tolérante aux défauts proposée est appliquée à $t = 3 s$.

La figure -16- présente les courbes de la vitesse, des courants statoriques et des flux rotoriques ainsi que les harmoniques du défaut et les tensions additionnelles générées par le modèle interne.

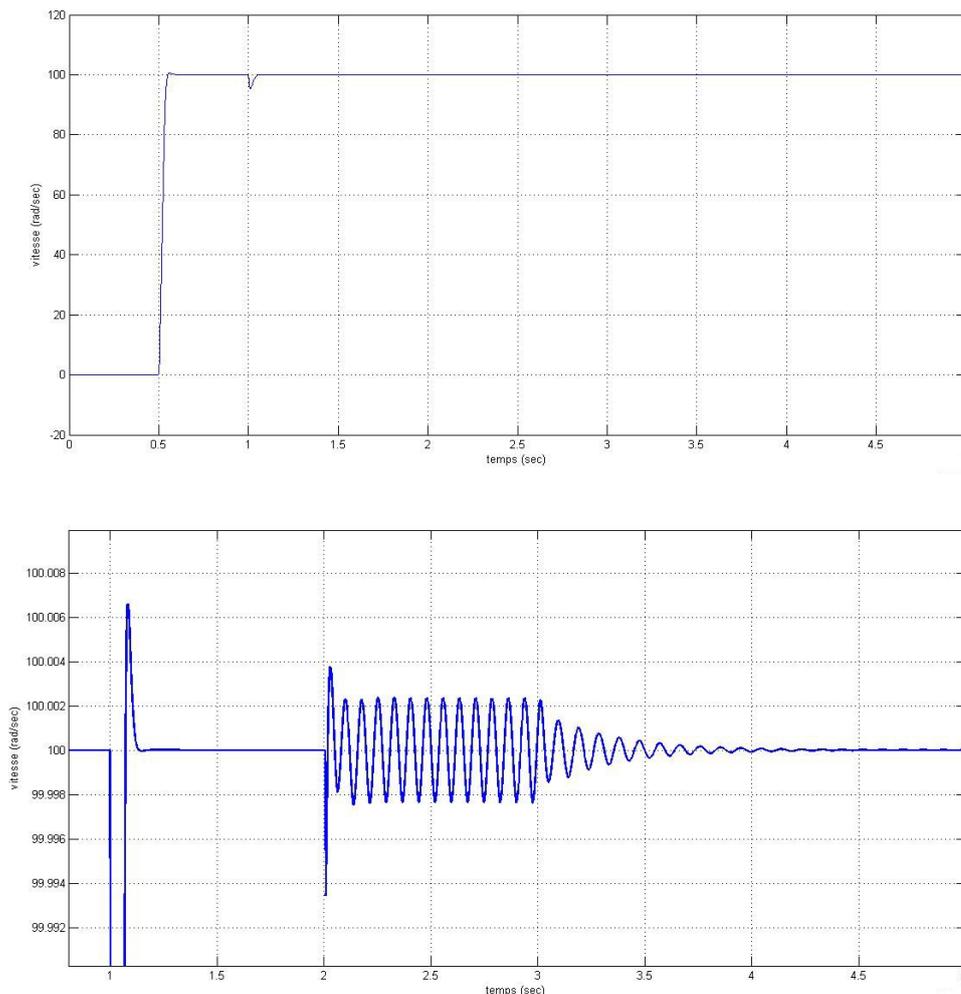


Figure 16-a- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre à la fréquence de 5Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.

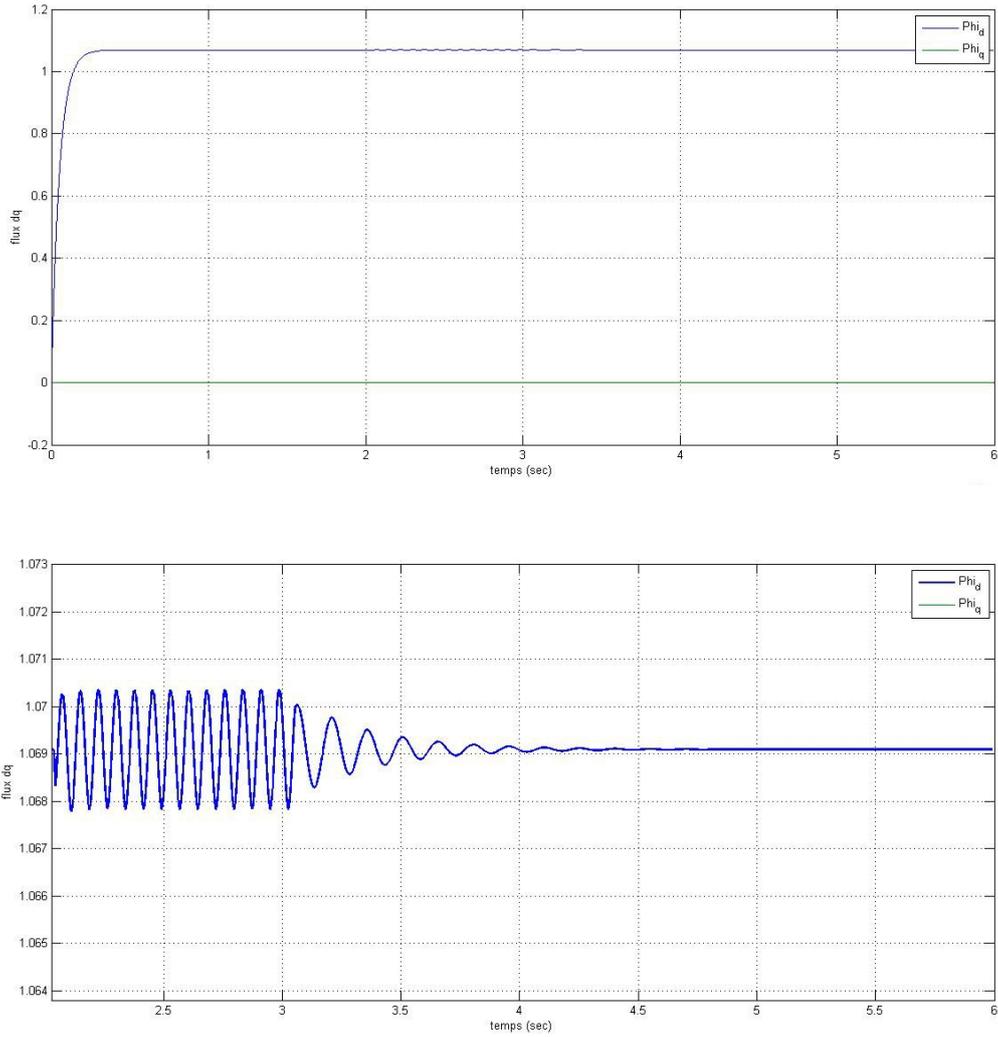
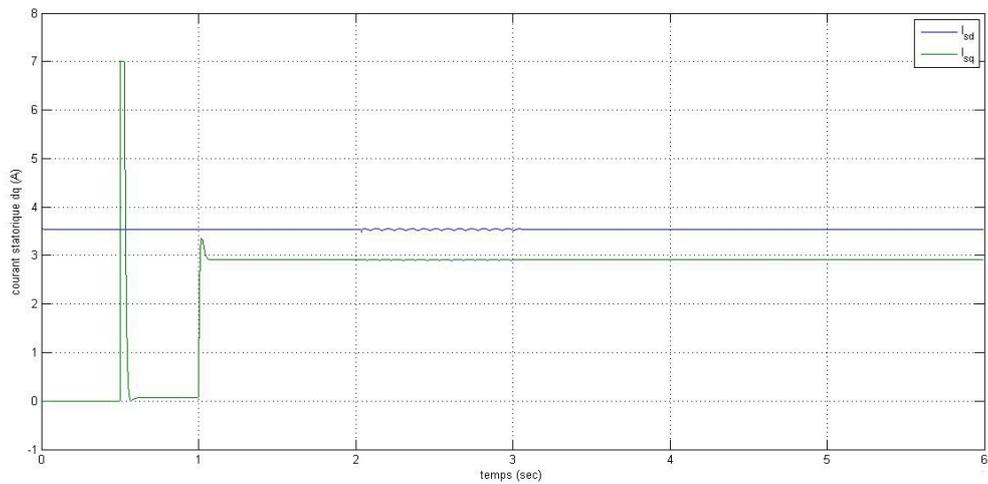


Figure 16-b- : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre à la fréquence de 5Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.



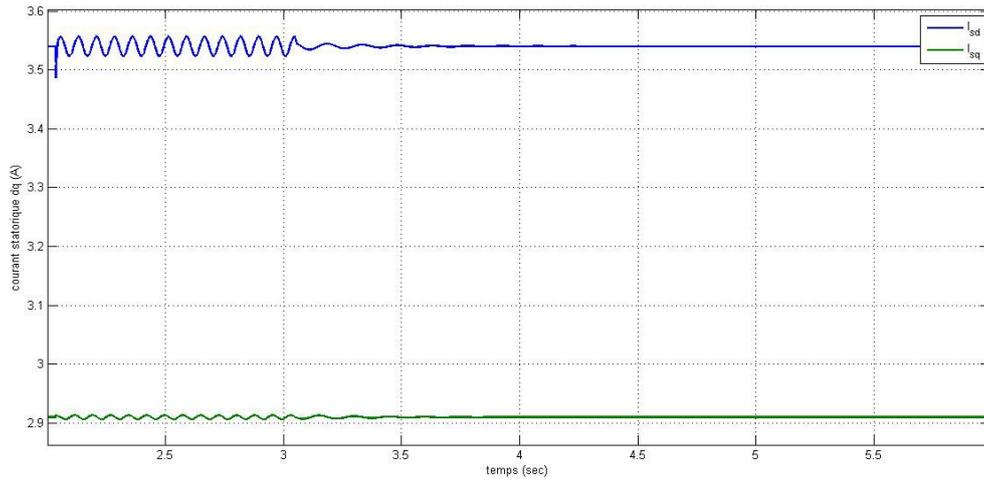


Figure 16-c : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre à la fréquence de 5Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.

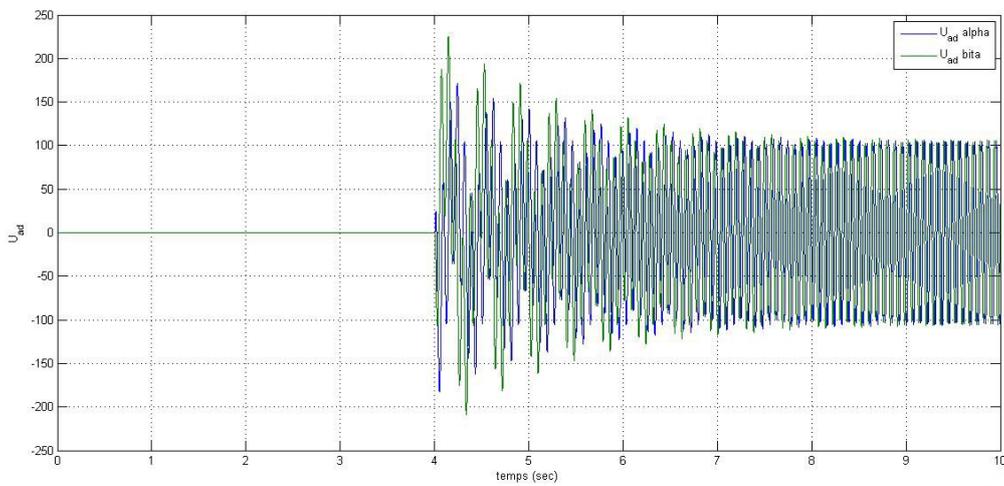
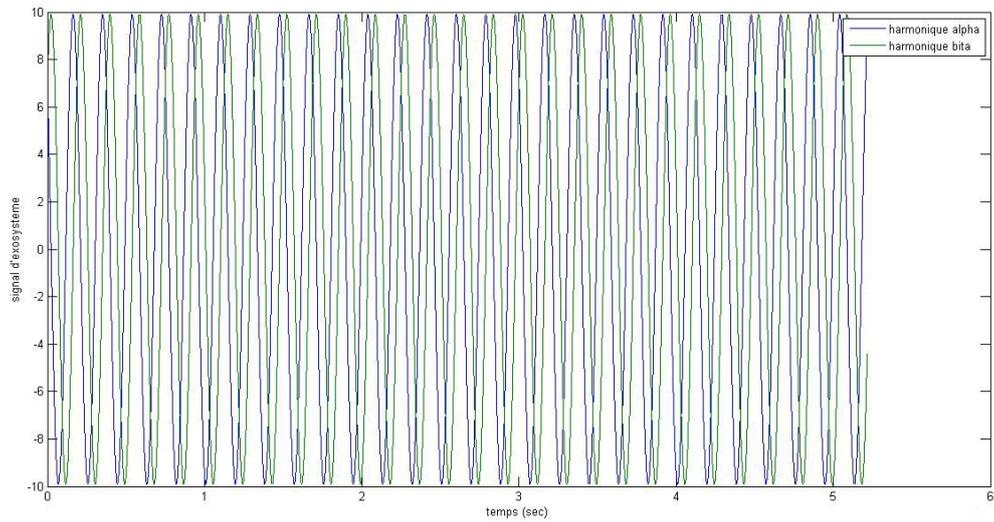


Figure 16-d : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre à la fréquence de 5Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.

Modèle de la machine en présence du défaut de barres avec deux harmoniques de 11 et 21Hz :

La matrice P reste inchangée et la matrice P' est fixée à :

$$P' = \begin{bmatrix} 5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5 \end{bmatrix}$$

L'application du défaut de barre à $t=2s$ en générant deux harmoniques aux fréquences de 11Hz et 21Hz et d'amplitude 10 V. la commande tolérante aux défauts proposée est appliquée à $t = 3 s$.

La figure -17- présente les courbes de la vitesse, des courants statoriques et des flux rotoriques ainsi que les harmoniques du défaut et les tensions additionnelles générées par le modèle interne.

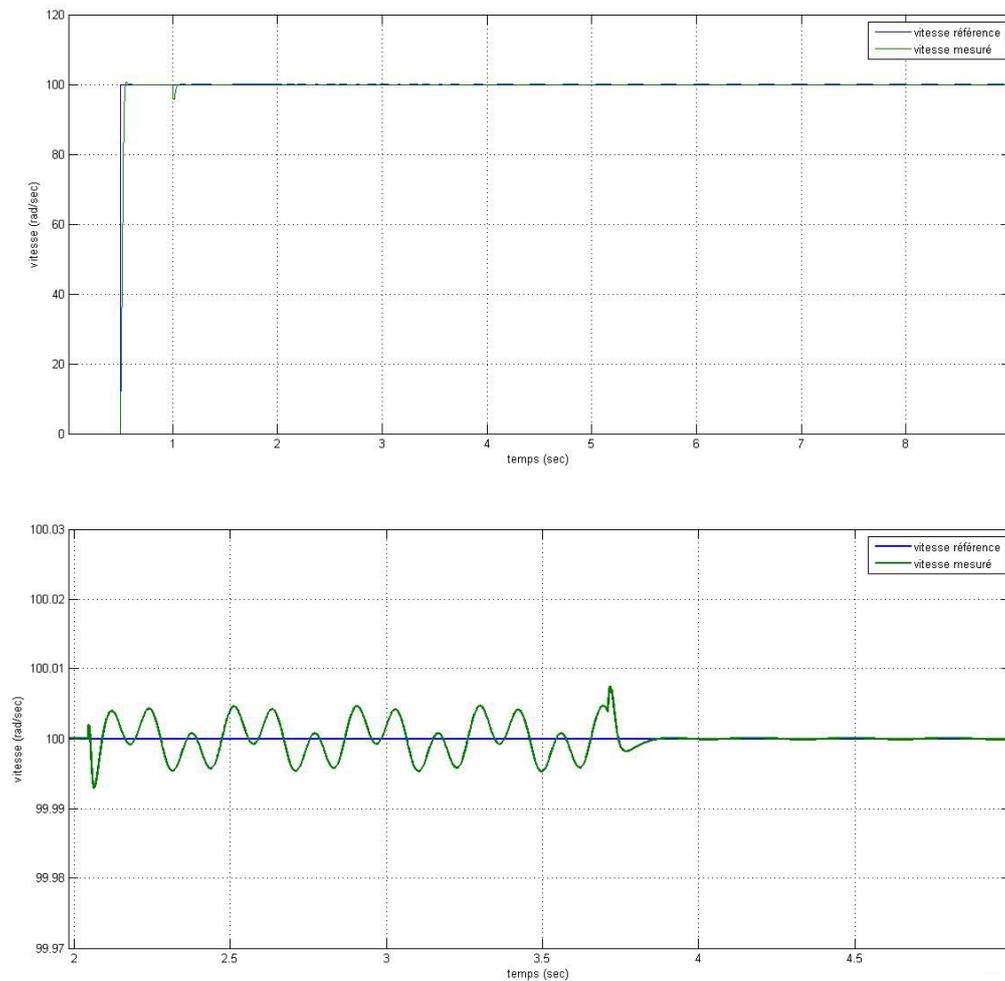


Figure 17 –a-: Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.

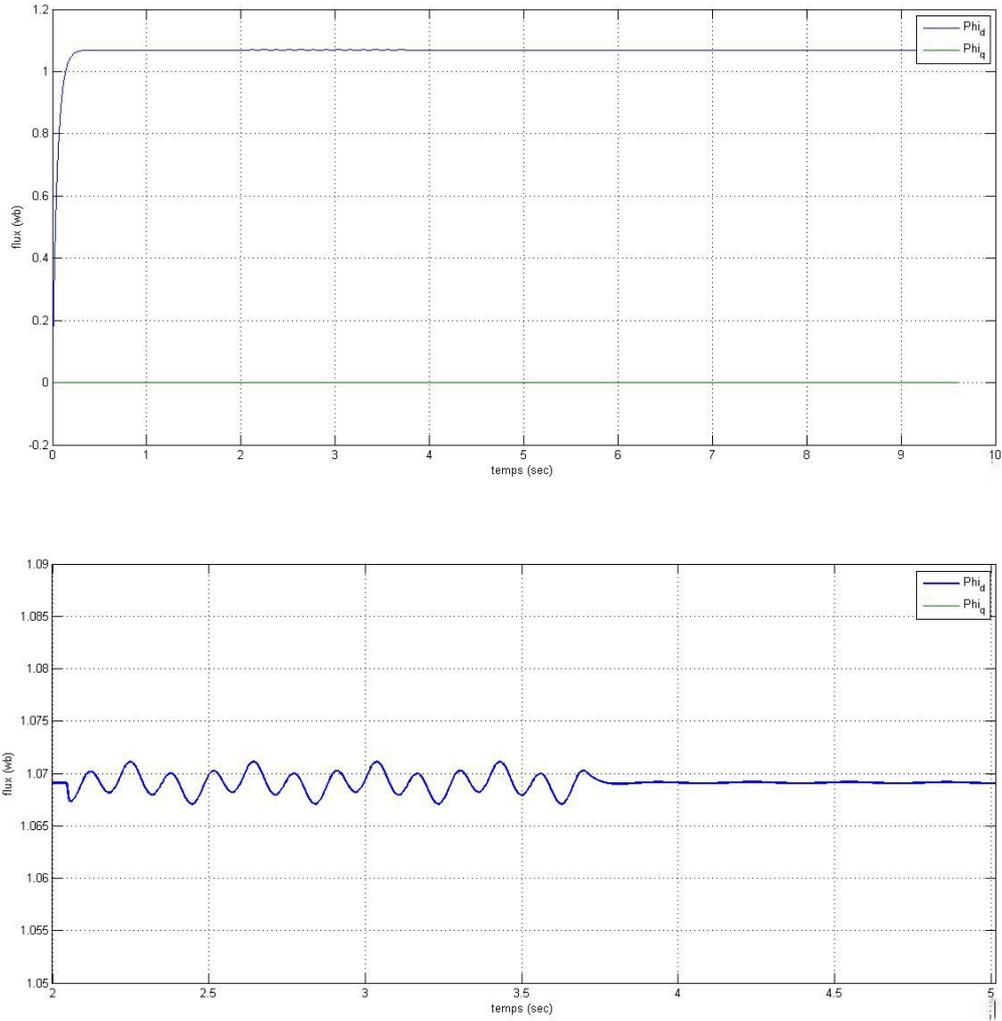
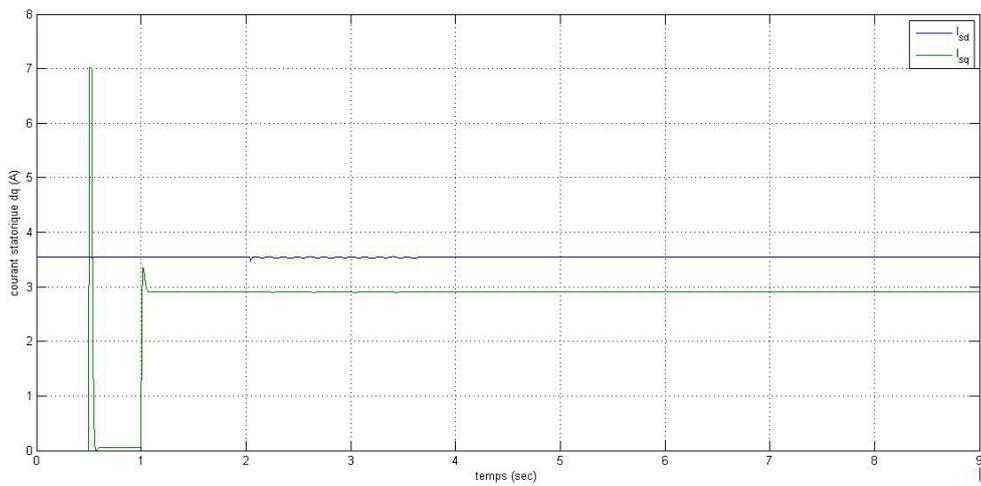


Figure 17 –b-: Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.



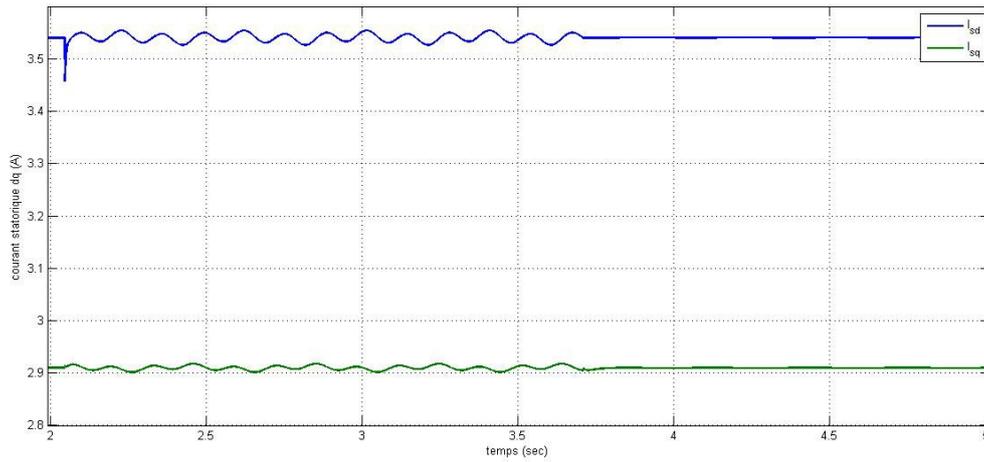


Figure 17 –c-: Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.

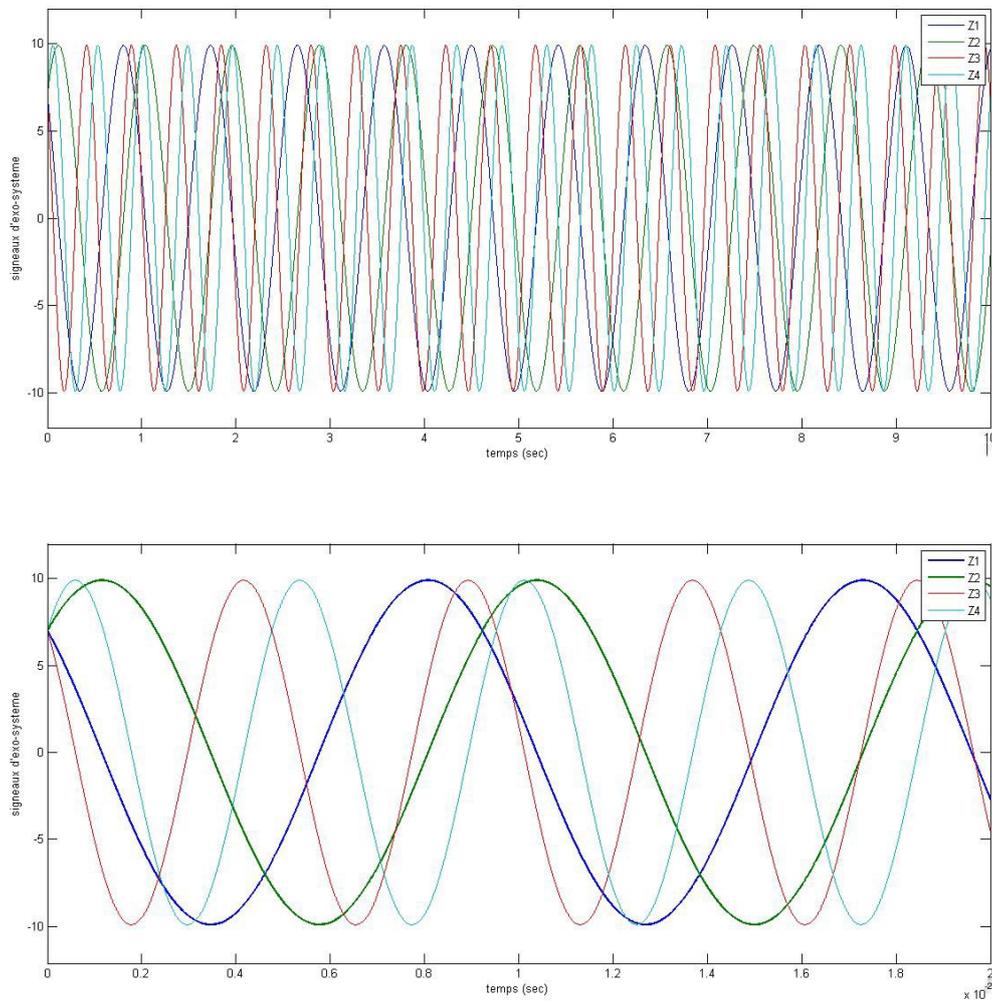


Figure 17 –d-: Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.

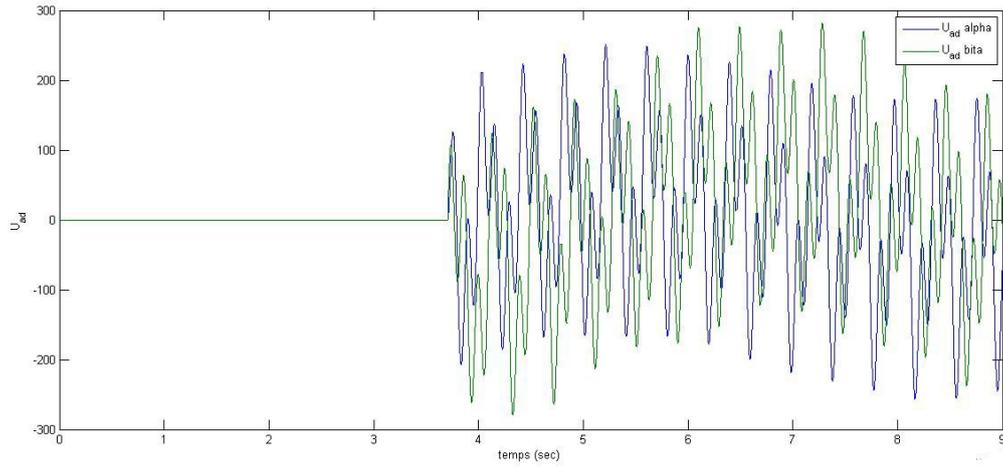


Figure 17-e : Grandeurs de la machine en présence du défaut de barre aux fréquences de 11Hz et 21Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.

Modèle de la MAS en présence du défaut de court circuit avec un seul harmonique de 63Hz :

L'application de court-circuit est appliqué à $t=2s$ en générant un seul harmonique de fréquence de 63Hz et d'amplitude 10 V. la commande tolérante aux défauts proposée est appliquée à $t = 5 s$.

La figure -18- présente les courbes de la vitesse, des courants statoriques et des flux rotoriques ainsi que les harmoniques du défaut et les tensions additionnelles générées par le modèle interne.

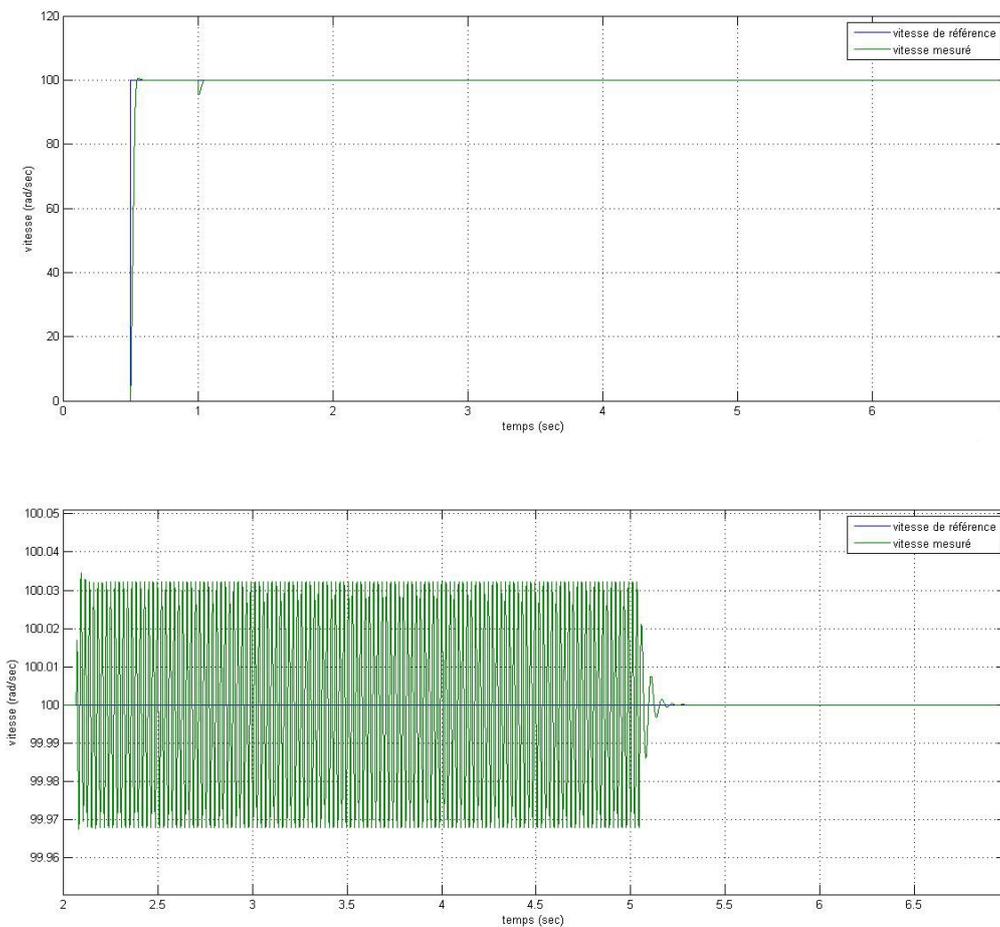
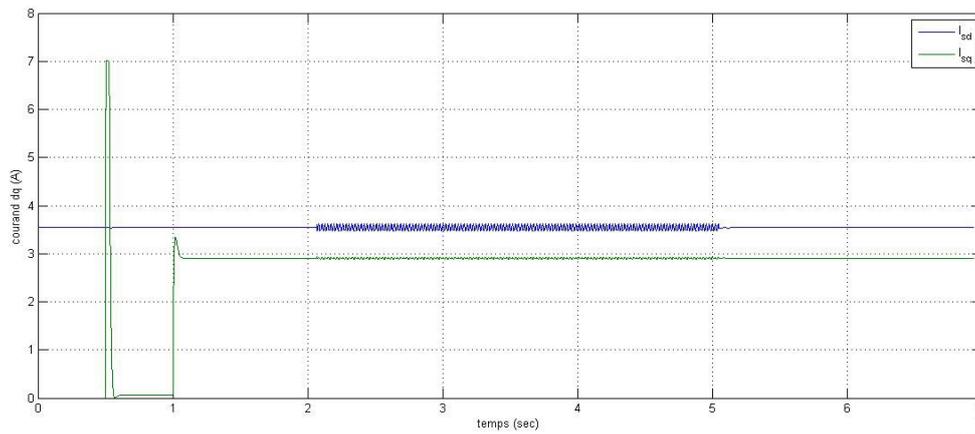
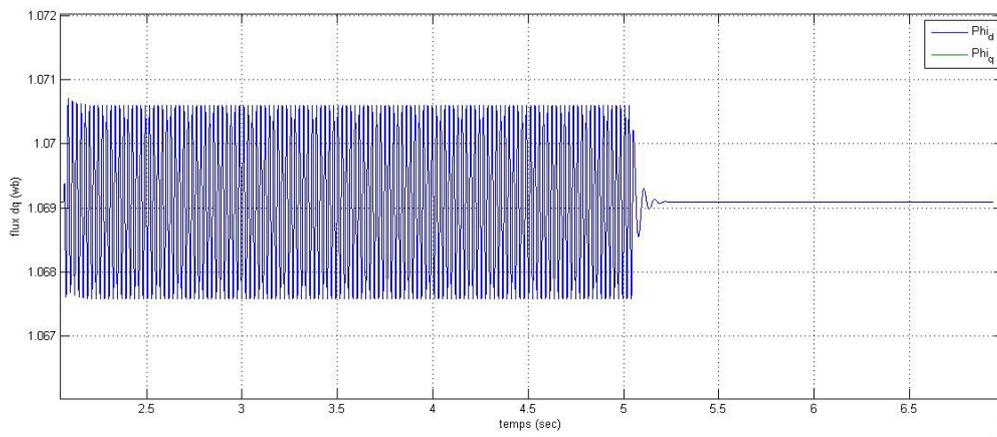
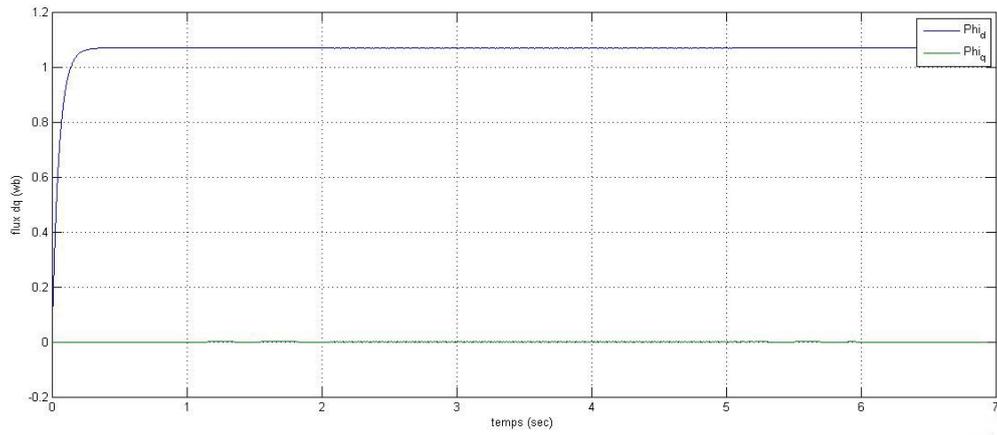


Figure 18-a : Grandeurs de la machine en présence du défaut de court-circuit à fréquences de 63Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.



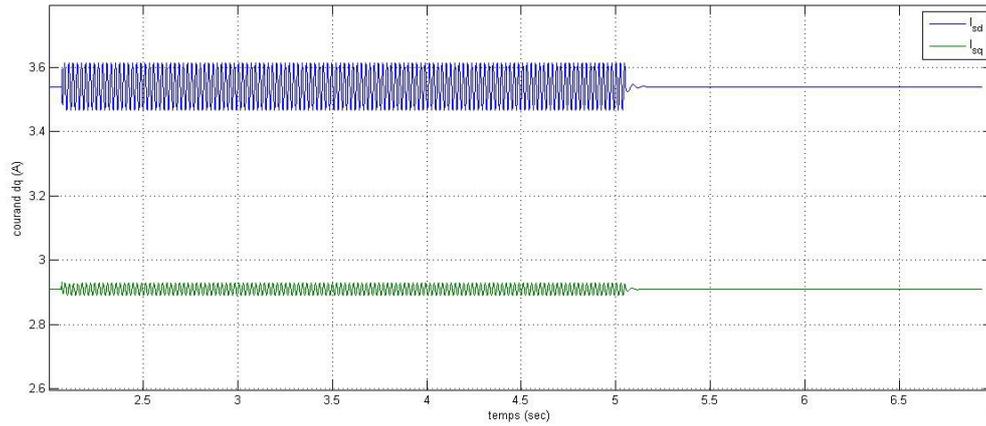


Figure 18-b : Grandeurs de la machine en présence du défaut de court-circuit à fréquences de 63Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.

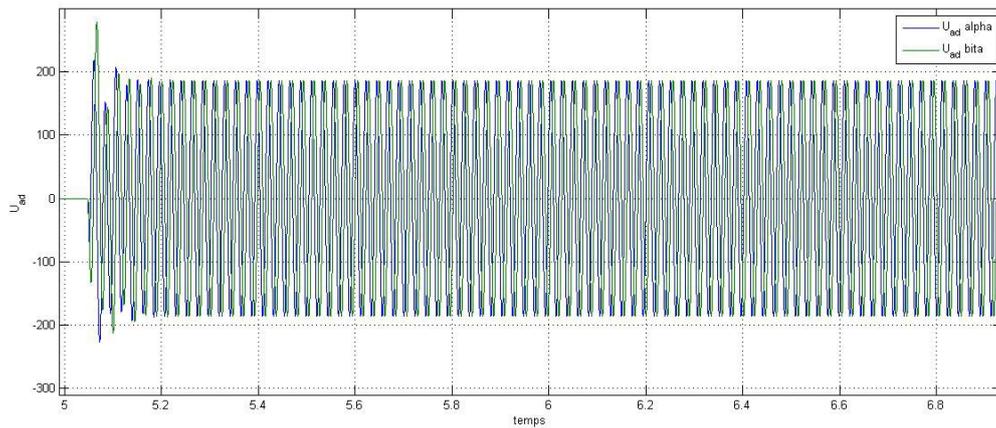
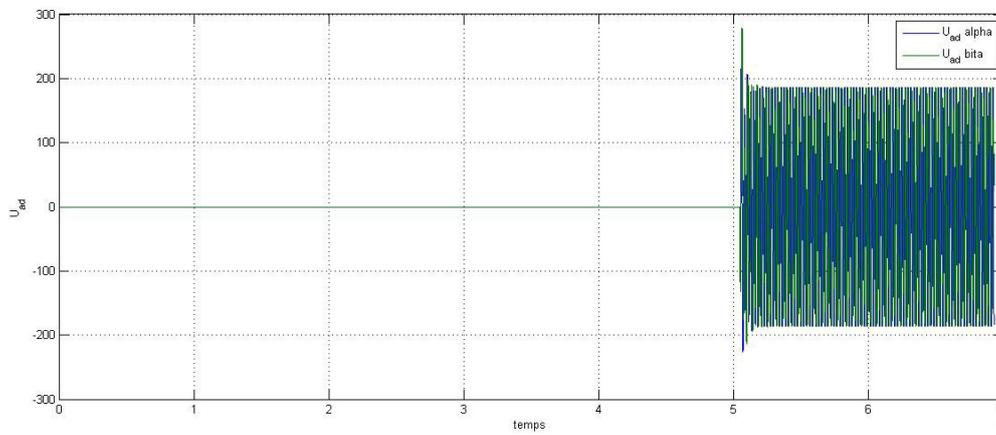


Figure 18 : Grandeurs de la machine en présence du défaut de court-circuit à fréquences de 63Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 2^{ème} approche.

D'après les résultats de la simulation en présence d'un défaut de barre et de court-circuit présentés par les figures 16, 17 et 18. On remarque l'apparition des harmoniques sinusoïdaux uniformes au niveau des grandeurs de la machine, qui s'atténuent considérablement après l'application de la FTC.

II.4.3 Comparaison entre les deux approches

Le temps de la correction de l'effet du défaut représente le critère le plus important pour le choix d'une approche de synthèse de la commande tolérante aux défauts. Par analyse des résultats de la simulation relatives aux deux approches appliqués et sur la base de ce critère, on constate que la deuxième méthode présente des performances meilleures et très satisfaisantes par rapport à la première méthode.

II.5. Conclusion

Dans cette partie, on a présenté l'application d'une approche FTC à la commande vectorielle de la machine asynchrone en présence de défauts. La modélisation des défauts est effectuée par un exo-système stable et autonome qui été aussi la base du développement du d'un modèle interne utilisé pour reproduire l'effet des défauts et le terme additif à ajouter à la commande nominale pour le compenser.

Donc une approche FTC est mise en œuvre pour compenser l'effet des défauts dont le but est de diminué l'effet des harmoniques générés par les défauts sur les grandeurs de la machine et sur les performances de la commande. On a présenté des résultats de la simulation qui montrent la robustesse et l'efficacité de l'approche appliquée.

***Chapitre III : La commande tolérante
aux défauts appliquée au modèle multi-
enroulement d'une MAS***

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous traitons l'application de la FTC à la machine asynchrone avec défaut de barres. Le modèle décrit dans ce chapitre, a pour objet de simuler la rupture de barres ou de portions d'anneaux de court-circuit pour une machine asynchrone à cage. Pour ce faire nous avons choisi un modèle basé sur un circuit maillé représentant la cage rotorique car il s'adapte bien au problème posé puisqu'il décrit chaque élément de la cage par un circuit électrique équivalent.

Dans la fin de chapitre on présente une simulation de ce modèle en mode sein et en présence d'un défaut de barre. Et une déduction sur les résultats de ce modèle est présentée.

III.2. Modélisation de la MAS dans le repaire (a,b,c)

L'objectif de cette partie est de développer un modèle mathématique qui nous permet d'étudier le comportement et de s'approcher le plus possible de celui du réel. Ce modèle prend en compte de la distribution réelle des barres rotoriques.

III.2.1. Hypothèses simplificatrices :

Pour établir ce modèle mathématique, il faut d'abord poser des hypothèses simplificatrices qui facilitent la mise en équation de la machine.

Les hypothèses couramment posées sont :

- Les saturations du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Le système d'alimentation sera un système équilibré et sinusoïdal.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé.

III.2.2. Mise en équation du moteur à cage :

Le stator du MAS à cage est composé de trois enroulements décalés de 120° l'une par rapport à l'autre (figure 19).

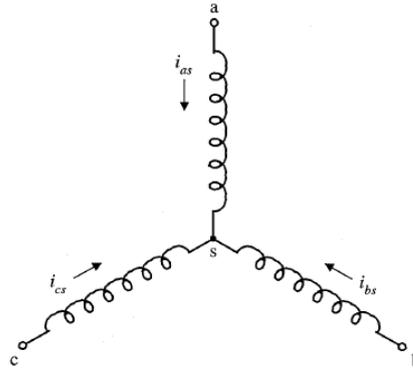


Figure 19 : Schéma équivalent de l'enroulement statorique.

Le rotor à cage d'écureuil est composé de barres conductrices placées dans les encoches et mise en court-circuit des deux extrémités par deux anneaux conducteurs (figure 20).

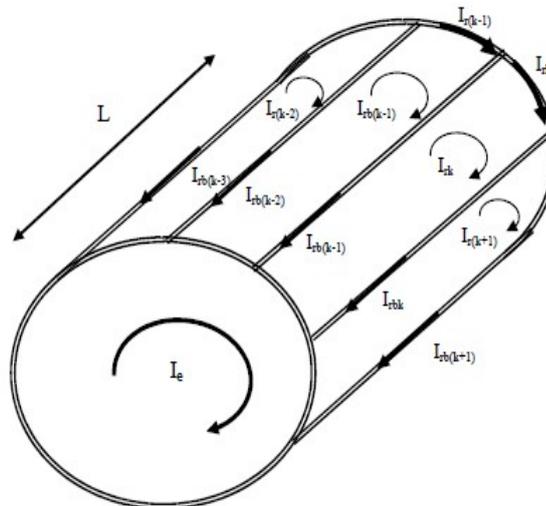


Figure 20 : Schéma équivalent de la cage rotorique.

III.2.2.1. Equation des tensions statoriques :

Les équations des tensions pour les trois enroulements statoriques peut s'écrire sous la forme :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (III.1)$$

Avec le flux statorique est donné par :

$$[\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad (III.2)$$

Les vecteurs des tensions statoriques, des courants des phases statoriques et des barres rotoriques sont respectivement donnés par les équations suivantes :

$$[V_s] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T \quad (III.3)$$

$$[I_s] = [i_{sa} i_{sb} i_{sc}]^T \quad (III.4)$$

$$[I_r] = [i_{r1} i_{r2} \dots i_{rnb} i_e]^T \quad (III.5)$$

Où i_{rj} et i_{re} sont respectivement les courants qui circulent dans la $j^{ème}$ barre et l'anneau de court-circuit.

$[R_s]$ est une matrice diagonale 3x3 éléments.

$$[R_s] = r_s \cdot [I] \quad (III.6)$$

où $[I]$: matrice identité et r_s la résistance de chaque phase statorique.

$$\phi_{sa} = L_{aa}i_{sa} + L_{ab}i_{sb} + L_{ac}i_{sc} + \dots$$

$$\phi_{sb} = L_{ba}i_{sa} + L_{bb}i_{sb} + L_{bc}i_{sc} + \dots$$

$$\phi_{sc} = L_{ca}i_{sa} + L_{cb}i_{sb} + L_{cc}i_{sc} + \dots$$

$[L_{ss}]$: la matrice des inductances statoriques de 3x3 éléments :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

$L_{aa}=L_{bb}=L_{cc}$: l'inductance propre d'une phase de l'enroulement statorique.

$L_{ab}=L_{bc}=L_{ca}=M_s$: l'inductance mutuelle entre deux phases statorique.

$[L_{sr}]$: la matrice des inductances mutuelles entre les phases statorique et les mailles rotorique.

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{ar1} & L_{ar2} & \dots & L_{arnb} & L_{ae} \\ L_{br1} & L_{br2} & \dots & L_{brnb} & L_{be} \\ L_{cr1} & L_{cr2} & \dots & L_{crnb} & L_{ce} \end{bmatrix}$$

$$\phi_{ra} = L_{ar1} \cdot i_{r1} + \dots L_{arnb} \cdot i_{rnb} + L_{ae} \cdot i_e$$

$$\phi_{rb} = L_{br1} \cdot i_{r1} + \dots L_{brnb} \cdot i_{rnb} + L_{be} \cdot i_e \quad (III.8)$$

$$\phi_{rc} = L_{cr1} \cdot i_{r1} + \dots L_{crnb} \cdot i_{rnb} + L_{ce} \cdot i_e$$

Où L_{ari} : L'inductance mutuelle entre phase a et $i^{ème}$ maille rotorique de même b, c .

L_{ae}, L_{be}, L_{ce} : Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les segments de l'anneau de court-circuit sont négligées.

$[\phi_s] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$: le vecteur flux statorique.

La deuxième terme de l'équation (II.1) s'écrit sous la forme :

$$\frac{d[\phi_s]}{dt} = [L_{ss}] \cdot \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{d[L_{sr}]}{dt} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt} \quad (III.9)$$

On peut écrire :

$$\frac{d[L_{sr}]}{dt} = \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} \quad (III.10)$$

Où θ_r : angle définit la position du rotor, la vitesse mécanique du rotor défini par:

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (III.11)$$

Donc l'équation (III.9) prendra la forme :

$$\frac{d[\phi_s]}{dt} = [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt} \quad (III.12)$$

III.2.2.2. Equation des tensions rotorique:

La cage rotorique est remplacée par un circuit maillé (figure 21) dans lequel chaque barre rotorique et chaque segment d'anneau de court-circuit est caractérisé par une résistance et une inductance de fuite.

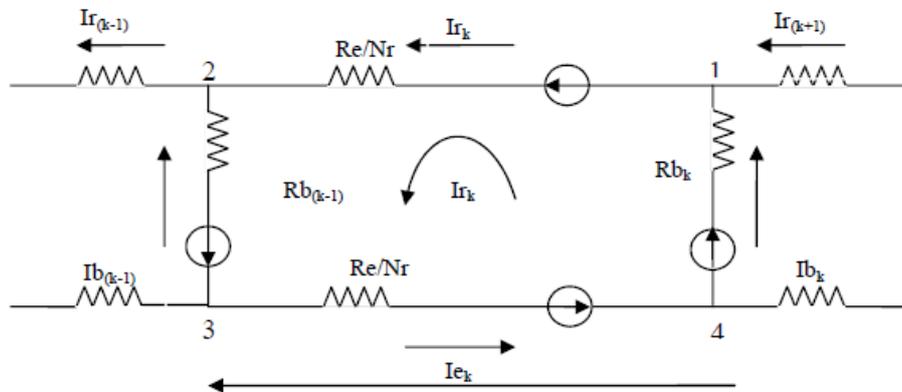


Figure 21 : schéma équivalent des mailles rotoriques

Les équations des tensions des mailles rotoriques :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (\text{III.13})$$

Pour le cas d'un rotor à cage, les tensions des mailles rotoriques $V_{rn} = 0, n=1,2,\dots,n_b$.

n_b : nombre des barres rotoriques. la tension de l'anneau de court-circuit est ainsi nulle $V_e = 0$, donc :

$$[V_r] = [V_{r1} V_{r2} \dots V_{rnb} V_e]^T = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0]^T \quad (\text{III.14})$$

$[R_r]$: La matrice symétrique de $(n_b+1) \times (n_b+1)$ élément.

On a :

$V_{r1} = 2(R_e + R_b)i_{r1} - R_b i_{r2} - R_e i_e - R_b i_{rnb} + \dots$, même pour $V_{r2} \dots V_{rnb}, V_e$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R & -R_b & 0 & \dots & -R_b & -R_e \\ -R_b & R & -R_b & \dots & 0 & -R_e \\ 0 & -R_b & R & \dots & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & -R_e \\ -R_b & 0 & 0 & \dots & R & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \dots & -R_e & nbR_e \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Avec: $R = 2(R_b + R_e)$, R_b et R_e sont respectivement la résistance d'une barre rotorique et la résistance d'un segment de l'anneau de court-circuit.

Le vecteur flux rotorique ϕ_r est donné par :

$$[\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s] \quad (\text{III.16})$$

$[L_{rr}]$ est la matrice de $(n_b+1) \times (n_b+1)$ éléments :

on a :

$$\phi_{r1} = L_{r1r1}i_{r1} + \dots + L_{r1rnb}i_{rnb} + 2(L_b + L_e)i_{r1} - L_b i_{r2} - L_b i_{rnb} - L_e i_e$$

$$\phi_{r1} = (L_{r1r1} + 2(L_b + L_e))i_{r1} + (L_{r1r2} - L_b)i_{r2} + \dots + L_{r1r(n_b-1)} + (L_{r1rnb} - L_b)i_{rnb} - L_e i_e$$

On peut déduire la matrice inductance rotorique suivante :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{r1r1} + 2(L_b + L_e) & (L_{r1r2} - L_b) & \cdot & L_{r1r(nb-1)} & (L_{r1rnb} - L_b) & -L_e \\ (L_{r2r1} - L_b) & L_{r2r2} + 2(L_b + L_e) & \cdot & L_{r2r(nb-1)} & L_{r2rnb} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{r(nb-1)r1} & L_{r(nb-1)r2} & \cdot & L_{r(nb-1)r(nb-1)} + 2(L_b + L_e) & L_{r(nb-1)rnb} - L_b & -L_e \\ L_{rnbr1} - L_b & L_{rnbr2} & \cdot & L_{rnbr(nb-1)} & L_{rnbrnb} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & \cdot & -L_e & -L_e & n_b L_e \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

$L_{r1r1} = L_{r2r2} = L_{rnb rnb}$: L'inductance de magnétisation de chaque maille rotorique.

L_b et L_e sont respectivement les inductances de fuite d'une barre rotorique et d'un segment de l'anneau de court-circuit et L_{rirj} l'inductance mutuelle entre la $i^{\text{ème}}$ et la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique.

$[L_{rs}]$ la matrice des inductances mutuelles entre les mailles rotoriques et les phases statoriques, elle est égale :

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T \quad (\text{III.18})$$

On peut écrire l'équation de tension de la machine (stator/rotor) :

$$V = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs} \ 0 \ 0 \dots 0 \ 0]^T \quad (\text{III.19})$$

$$\phi = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs} \ \phi_{r1} \ \phi_{r2} \dots \ \phi_{rnb} \ \phi_e]^T \quad (\text{III.20})$$

$$I = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{r1} \ i_{r2} \dots \ i_{rnb} \ i_e]^T \quad (\text{III.21})$$

Avec :

V : vecteur des tensions statoriques et rotoriques.

ϕ : vecteur des flux statoriques et rotoriques.

I : vecteur des courants statoriques et rotoriques.

et :

$[R]$: matrice des résistances de la machine donnée par :

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

$[L]$: matrice carrée des inductances de la machine donnée par :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

III.2.2.3. Equation mécanique :

On a l'expression de la vitesse et de la position donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - \frac{F}{p} \omega_r \quad (\text{III.24})$$

$$J \frac{d\theta^2}{dt^2} = C_{em} - C_r - \frac{F}{p} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{III.25})$$

Avec :

$$\theta = \omega_r t$$

$$\frac{\omega_r}{p} = \Omega : \text{vitesse de rotation}$$

D'où la forme matricielle.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & J/p \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -F/p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ C_{em} - C_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

J : le moment d'inertie de la machine en $[\text{Kg}/\text{m}^2]$

F : coefficient de frottement en $[\text{Kg}.\text{m}^2/\text{s}]$.

θ : angle entre l'axe de référence du stator et un point arbitraire sur la périphérie de l'entrefer et C_r : couple de charge, C_{em} : couple électromagnétique.

On a le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta} \quad (\text{III.27})$$

Avec :

I : le vecteur des courant statoriques et rotoriques présenté en équation (III.21).

L : matrice carrée des inductances de la machine donnée par l'équation (III.23).

Donc le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \left[I_s' \frac{dL_{ss}}{d\theta_r} I_s + I_s' \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} I_r + I_r' \frac{dL_{rs}}{d\theta_r} I_s + I_r' \frac{dL_{rr}}{d\theta_r} I_r \right] \quad (\text{III.28})$$

Si les deux matrices $[L_{rr}]$ et $[L_{ss}]$ sont constantes, on a :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \left[I'_s \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} I_r + I'_r \frac{dL_{rs}}{d\theta_r} I_s \right]$$

Si $[L_{sr}]$ et $[L_{rs}]$ sont égales, donc :

$$C_{em} = I'_s \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} I_r \quad (\text{III.29})$$

III.2.3. Calcul des inductances du modèle statorique et rotorique :

III.2.3.1. Inductances statoriques :

Une phase **a** de l'enroulement statorique est traversée par un courant i_{sa} et qui produira une f.m.m de la forme :

$$F_a(\varphi) = \frac{2 N_s}{\pi p} i_{sa} \cos(p\varphi) \quad (\text{II.30})$$

Avec :

N_s : le nombre de tours de l'enroulement d'une phase statorique.

p : le nombre de paires de pôles et φ un angle décrivant une position dans l'espace.

Et une densité de flux :

$$B_a(\varphi) = \frac{2 \mu_0 N_s}{\pi g \cdot p} i_{sa} \cos(p\varphi) \quad (\text{III.31})$$

Où μ_0 est la perméabilité magnétique de l'air et g l'épaisseur d'entrefer.

Le flux magnétique dans l'entrefer est obtenu par l'intégration de l'équation (III.31).

$$\psi = BS \int_0^l dz \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} B_a(\varphi) r d\varphi \quad (\text{III.32})$$

Après tous calcul fait, on aura :

$$\psi = \frac{4 \mu_0 N_s r l}{\pi g p^2} i_{sa} \quad (\text{III.33})$$

Le flux totale dû au courant i_{sa} de la phase **a** de l'enroulement statorique est :

$$\phi_{sa} = \psi N_s = \frac{4 \mu_0 N_s^2 r l}{\pi g p^2} i_{sa} \quad (\text{III.34})$$

L'inductance de magnétisation de la phase **a** est exprimée par :

$$L_a = \frac{\phi_{sa}}{i_{sa}} = \frac{4\mu_0 N_s^2 r l}{\pi g p^2} \quad (\text{III.35})$$

L'inductance totale de la phase **a** est égale à la somme de l'inductance de magnétisation et l'inductance de fuite correspond au flux de fuite d'encoche est donnée par :

$$L_{aa} = L_a + L_{fa} \quad (\text{III.36})$$

Les phases statoriques sont séparées dans l'espace de $2\pi/3$, donc leur inductances mutuelles (entre les phases *a*, *b* et *c*) est égale à :

$$L_{ab} = L_{ba} = L_a \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_a}{2}$$

$$L_{ac} = L_{ca} = L_a \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_a}{2} \quad (\text{III.37})$$

$$L_{bc} = L_{cb} = L_a \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{L_a}{2}$$

III.2.3.2. Inductances rotoriques :

Le flux statorique induit dans le rotor une FEM donnant naissance à une courant rotorique i_{rj} , ainsi que dans toutes les mailles du rotor qui créent à leur tours un flux magnétique traversant tous l'espace de l'entrefer, si on considère la maille comme étant une spire (un seul tour d'une bobine), le flux magnétique correspondant au courant i_{rj} de la maille *j* du rotor est de la forme :

$$\phi_{rj} = \int_0^l dz \int_{\frac{2\pi(J-1)}{nb}}^{\frac{2\pi J}{nb}} \frac{\mu_0 (nb-1)r}{g \cdot nb} i_{rj} d\theta \quad (\text{III.38})$$

D'où :

$$\phi_{rj} = \frac{2\pi\mu_0 (nb-1)rl}{g \cdot nb^2} i_{rj} \quad (\text{III.39})$$

Donc, l'inductance magnétique dans l'entrefer due au courant i_{rj} de la maille *j* du rotor est obtenu par :

$$L_{rj} = \frac{\phi_{rj}}{i_{rj}} = \frac{2\pi\mu_0 (nb-1)rl}{g \cdot nb^2} \quad (\text{III.39})$$

Le flux traversant la $k^{ème}$ maille produit par le courant i_{rj} circulant dans la maille *j* est sous la forme suivante :

$$\phi_{rkrj} = - \int_{\frac{2\mu(l-1)}{nb}}^{\frac{2\mu l}{nb}} dz \int \frac{\mu_0 r}{g \cdot nb} i_{rj} d\theta \quad (\text{III.40})$$

D'où :

$$\phi_{rkrj} = - \frac{2\pi\mu_0 r l}{g \cdot nb^2} i_{rj} \quad (\text{III.41})$$

L'inductance mutuelle entre la maille j et n'importe quelle maille non adjacente à cette dernière est obtenue par :

$$L_{rkrj} = \frac{\phi_{rkrj}}{i_{rj}} = - \frac{2\pi\mu_0 r l}{g \cdot nb^2} \quad (\text{III.42})$$

Or que l'inductance mutuelle entre la maille j et les deux mailles adjacentes de part et d'autre est obtenue on sommant l'équation (III.42) avec l'équation de l'inductance des barres de ces deux derniers :

$$L_{r(j-1)rj} = - \frac{2\pi\mu_0 r l}{g \cdot nb^2} - L_{b(j-1)} \quad (\text{III.43})$$

$$L_{r(j+1)rj} = - \frac{2\pi\mu_0 r l}{g \cdot nb^2} - L_{b(j+1)}$$

Nous considérons :

$$L_{r1r1} = L_{r2r2} = \dots = L_{rjrj} = \dots$$

$$L_{r1r2} = L_{r2r1} = \dots = L_{rkrj} = \dots$$

III.2.3.3. Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques :

L'inductance mutuelle entre la phase a de l'enroulement statorique et une maille rotorique est dépendante de l'angle de déplacement de l'axe rotorique à partir de l'axe fixe du stator, elle est égale à :

$$B_a(\varphi') = \frac{2\mu_0 N_s}{\pi g p} i_{sa} \cos[p(\varphi' + w_r t)] \quad (\text{III.44})$$

Avec :

$$\varphi = \varphi' + \omega_r t \quad (\text{III.45})$$

D'où le flux dans la maille j est :

$$\phi_{rja} = \int_0^l dz \int_{(j-1)\frac{2\pi}{nb}}^{j\frac{2\pi}{nb}} B_a(\varphi') r d\varphi' \quad (\text{III.46})$$

Après le calcul fait, on aura l'équation :

$$\varphi_{rja} = Mi_{sa} \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\alpha}{nb} + \omega_r t \right) \right] \quad (\text{III.47})$$

Avec :

$$M = \frac{\mu_0 N_s r l}{\pi g p^2} \sin \left(\frac{\pi p}{nb} \right) \quad (\text{III.48})$$

L'inductance mutuelle entre la maille rotorique j et la phase a est donnée par :

$$L_{rja} = \frac{\phi_{rja}}{i_{sa}} = M \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{nb} + \omega_r t \right) \right] \quad (\text{III.49})$$

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

$$L_{rjb} = \frac{\phi_{rjb}}{i_{sb}} = M \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{nb} + \omega_r t \right) - \frac{2\pi}{3} \right] \quad (\text{III.50})$$

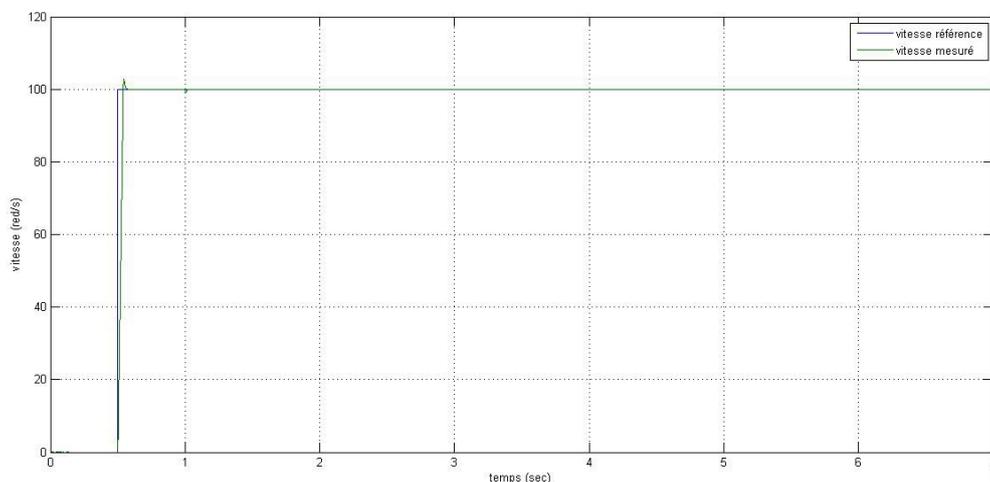
$$L_{rjc} = \frac{\phi_{rjc}}{i_{sc}} = M \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{nb} + \omega_r t \right) + \frac{2\pi}{3} \right] \quad (\text{III.51})$$

III.3. Résultat de simulation : application de la FTC au modèle multi-enroulement de la MAS

Modèle de la machine sans défaut :

Pour la simulation la commande vectorielle de la machine asynchrone, un modèle multi-enroulement est utilisé dont les paramètres sont présentés en annexe.

A $t = 0,5$ s, une vitesse de référence est appliquée à $\Omega = 100(\text{rad}/\text{sec})$ et à l'instant $t = 1$ s on introduit un couple de charge égale au coupla nominal C_n avec une machine fonctionnant saine. La figure -22- présente les courbes des grandeurs de la machine.



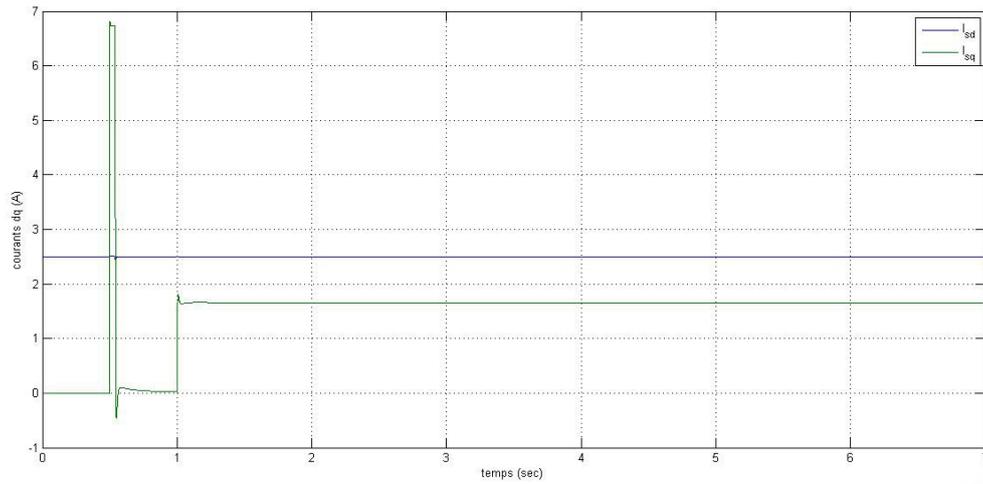


Figure 22-a : Grandeurs de la machine triphasée en présence du défaut de barre à la fréquence de 5Hz pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut.

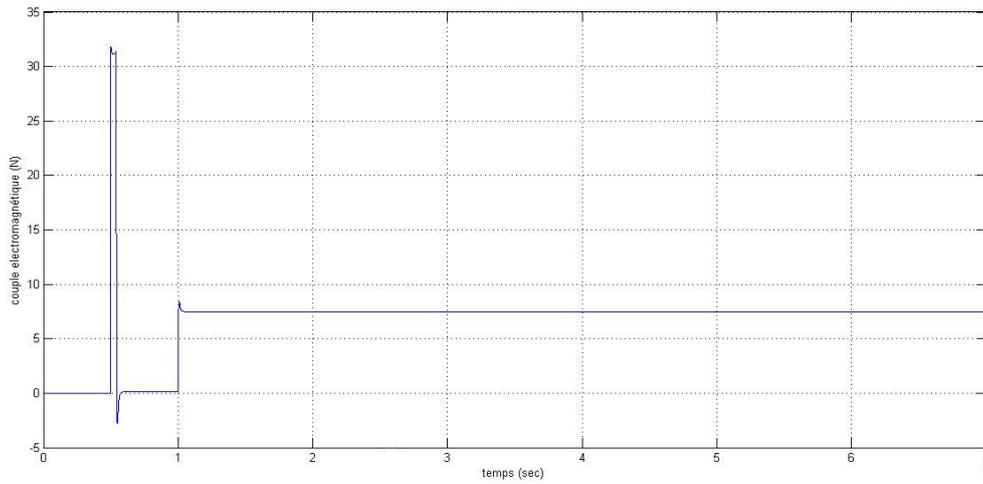
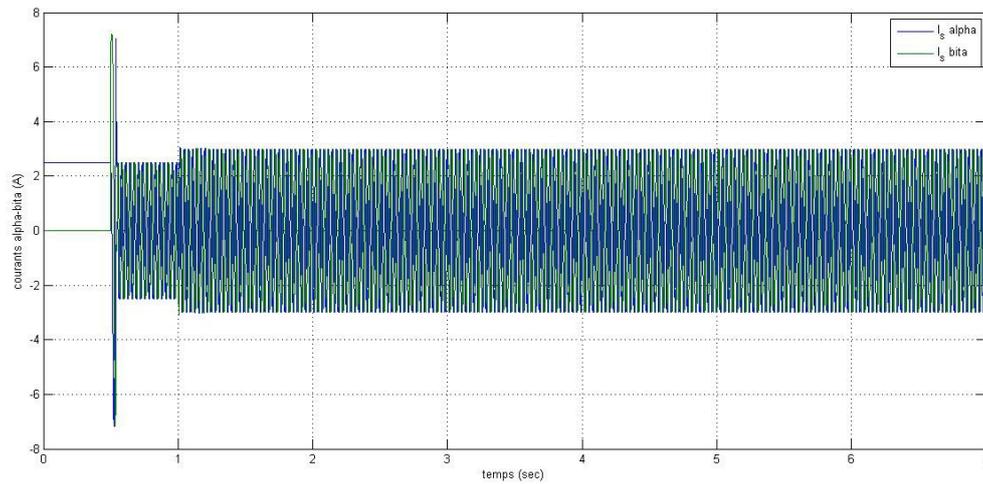


Figure 22-b : Grandeurs de la machine saine triphasée par la commande vectorielle sans tolérance au défaut.

Modèle de la machine avec défaut :

La figure -23- présente les grandeurs de la machine, présentant un défaut de barres, pilotée par la commande vectorielle. A $t = 0,5 s$, une vitesse de référence est appliquée à $\Omega = 100(rad/sec)$ et à l'instant $t = 1 s$ on introduit un couple de charge égale au coupla nominal C_n .

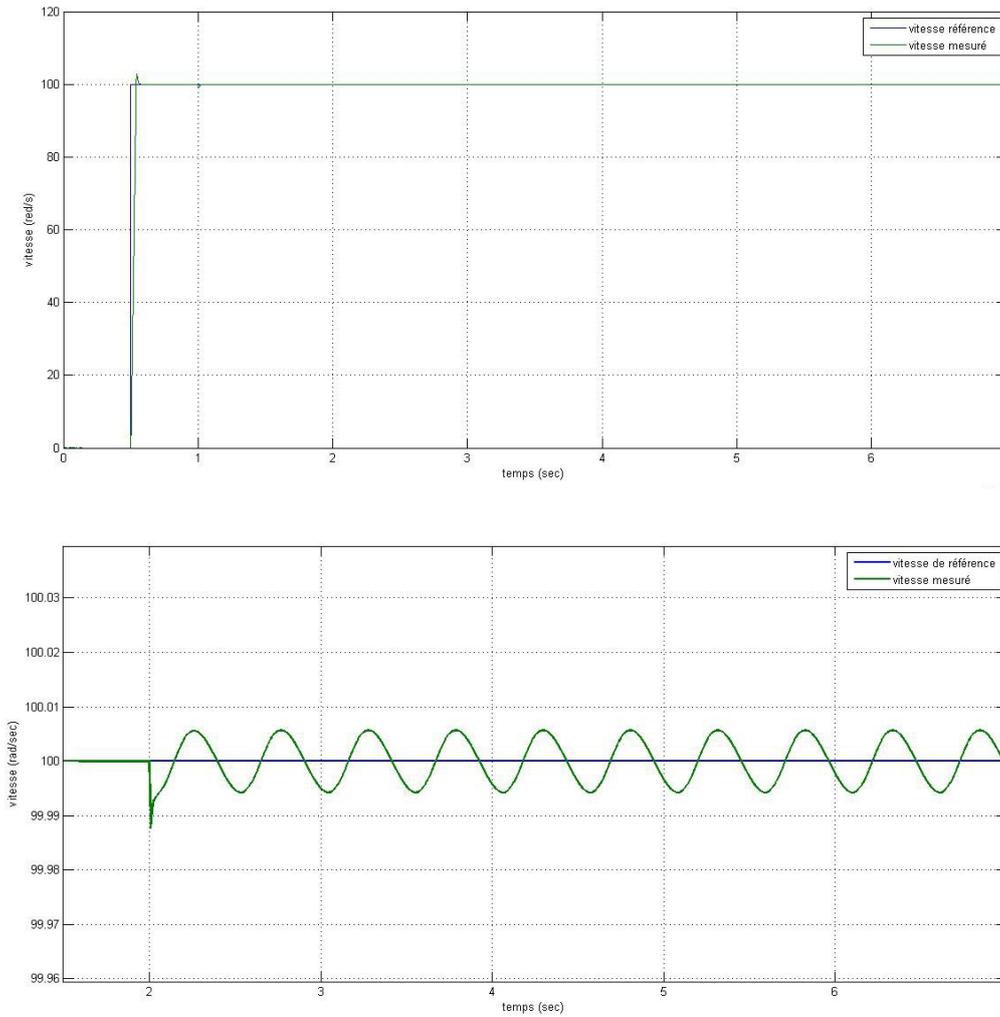


Figure 23-a- : Grandeurs de la machine triphasée en présence du défaut de barre pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

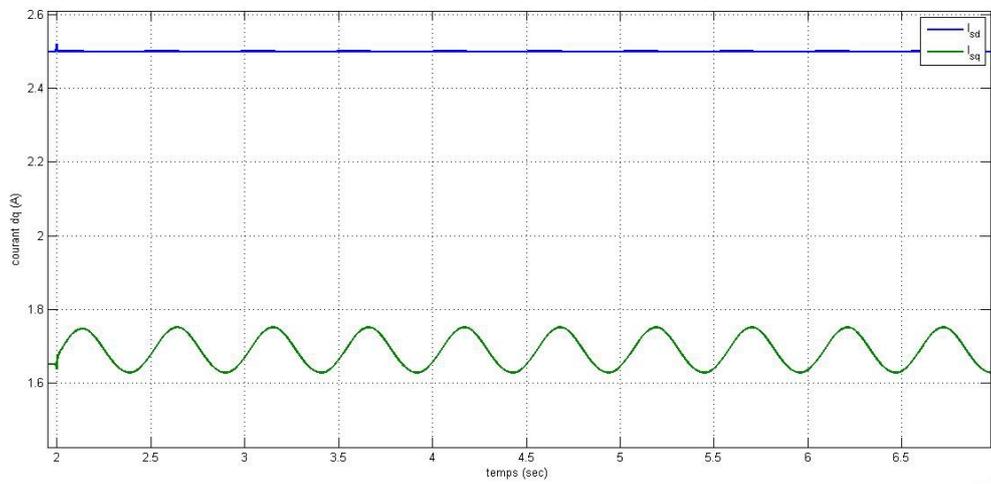
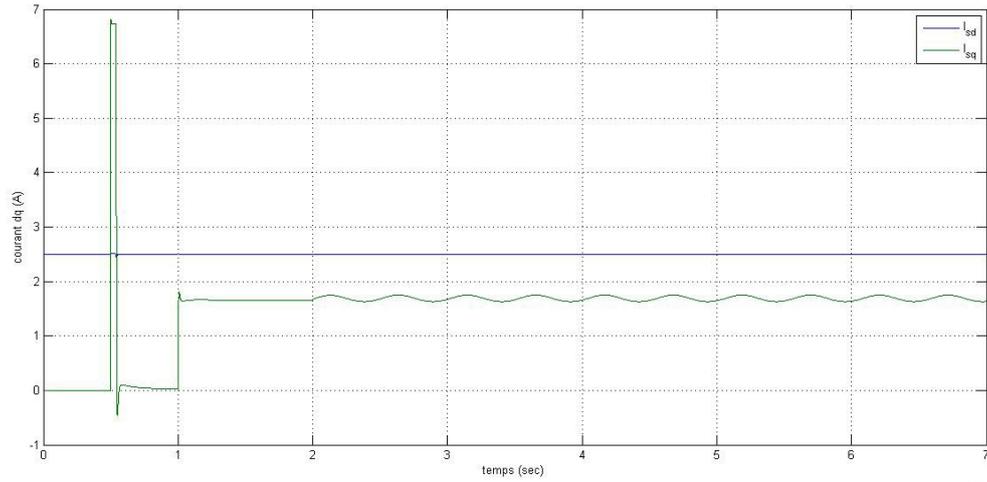
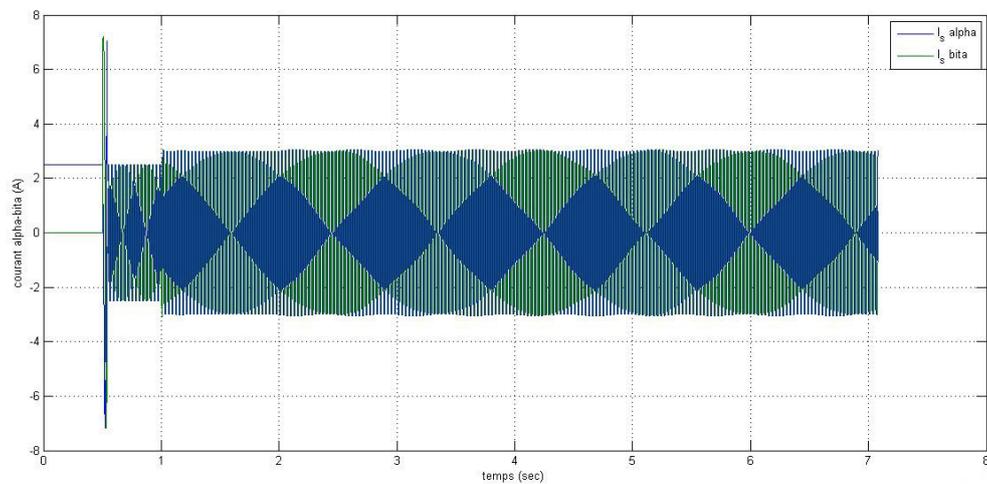


Figure 23-b- : Grandeurs de la machine triphasée en présence du défaut de barre pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.



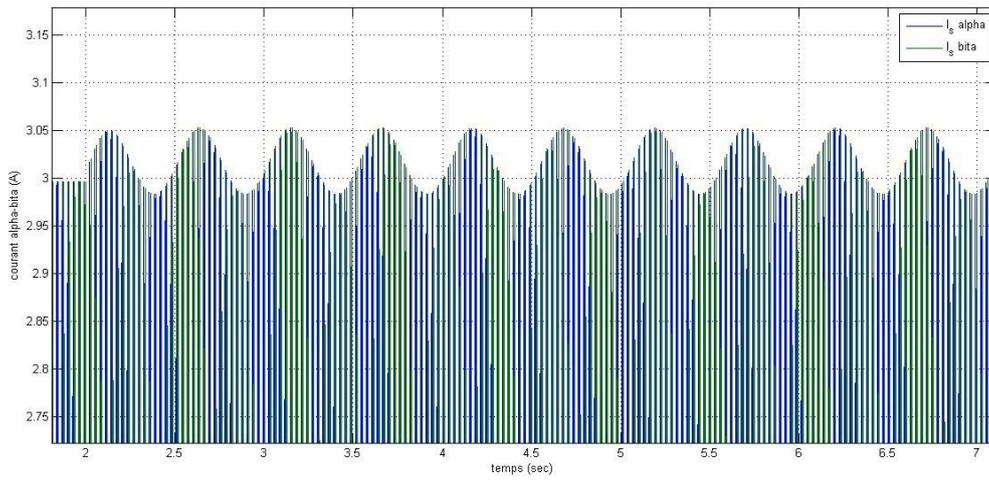


Figure 23-c : Grandeurs de la machine triphasée en présence du défaut de barre pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

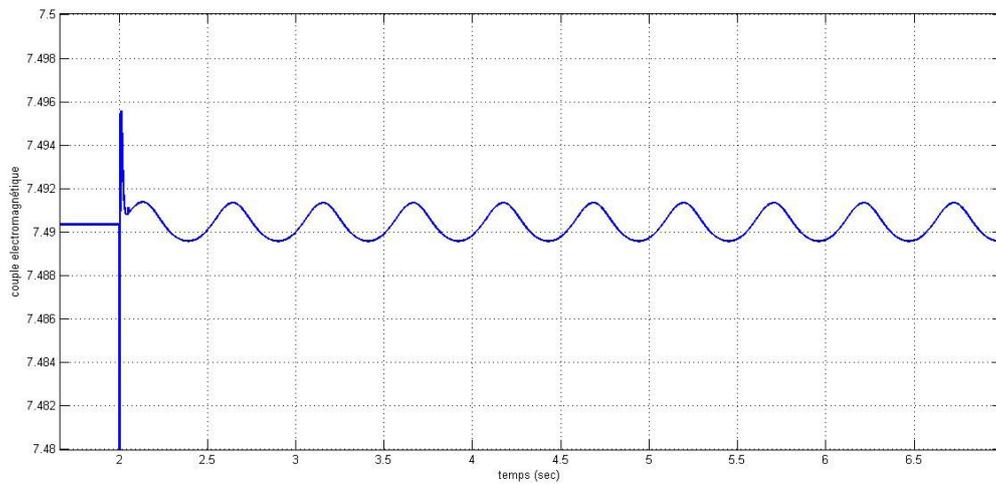
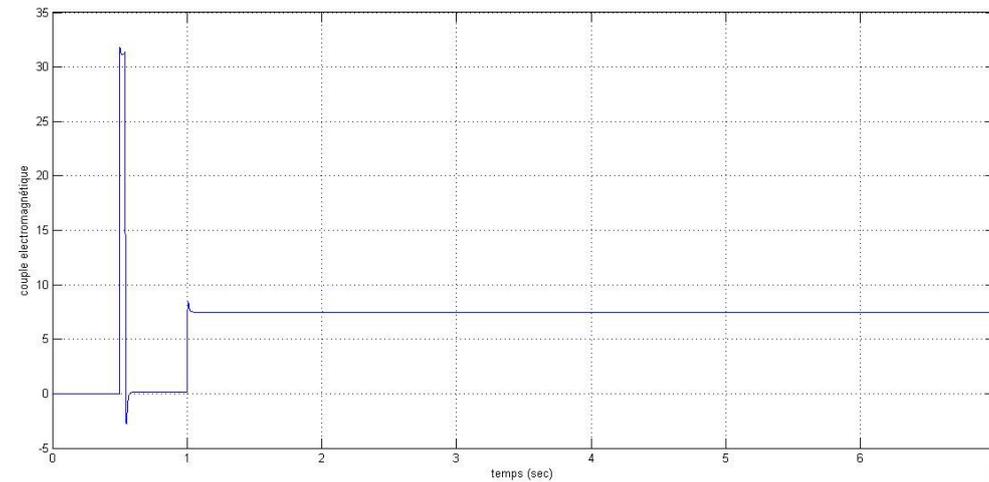


Figure 23-d : Grandeurs de la machine triphasée en présence du défaut de barre pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut synthétisée par la 1^{ère} approche.

D'après les résultats de la figure 23, nous remarquons que le défaut de barres génère des harmoniques aux niveaux des grandeurs de la machine. Nous pouvons constater que le modèle triphasé de la machine asynchrone se comporte de même que celui biphasé de la machine en mode sain et en présence de défaut.

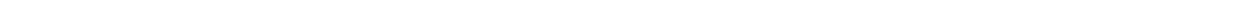
Il est important de noter que l'application de la FTC lorsque la machine présente le défaut de barres, nous n'avons pas abouti à un niveau de performances équivalent aux résultats du chapitre II. Cela est dû d'une part à la simulation de la commande avec un modèle multi-enroulement qui nécessite un temps très important et d'autre part à la limitation des délais de maintenance.

III.4. Conclusion

Le troisième chapitre a été consacré à l'élaboration du modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé et à sa simulation numérique, chose qui nous a permis d'obtenir les différentes caractéristiques de la machine alimentée par une source de tension triphasé en mode sain et en présence du défaut de barres.

Pour pouvoir étudier le comportement de la machine dans le cas de défauts rotoriques, nous l'avons modélisé en considérant que le rotor est constitué de plusieurs mailles. Il est à signaler que le modèle élaboré (en régime sain) a donné des résultats identiques à ceux obtenus avec le modèle de Park lié au stator. À cause de l'insuffisance du temps, nous n'avons pas pu retrouver les performances de la FTC proposée.

Conclusion générale



Le travail représenté dans ce mémoire porte sur la commande tolérante aux défauts appliqués à la machine asynchrone. Cette commande a pour but de maintenir la stabilité et les performances des systèmes en présence de défauts. A cette effet, nous avons distingué deux approches ; l'approche passive et l'approche active.

Nous avons abordé les différents défauts qui peuvent altérer le bon fonctionnement de la machine, leurs natures. On effet, des études ont montré que chaque défaut fait apparaitre des harmoniques à des fréquences spécifiques qui dépend des caractéristiques de la machine. Leurs effets peuvent être convenablement modélisés par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé exo-système.

La commande vectorielle (commande nominale), présente une insuffisance au rejet de l'effet des défauts, ceci nous a conduits à élaborer une technique de compensation explicite de l'effet des défauts en générant à partir de l'état du modèle interne, un terme additif à la commande nominale. Le calcul du modèle interne est basé essentiellement sur l'estimation des fréquences caractéristiques des défauts. Ce qui nous mène à se dépassé de la détection et de l'isolation de défauts et cela représente un avantage de l'approche basé sur la fonction de Lyapunov.

Dans une première étape, nous avons appliqué la FTC proposée au modèle de la MAS dans le repère $(\alpha\beta)$. Une modélisation dans le repère $(\alpha\beta)$ est établit et les défauts est sont modéliser par un exo-système. Les résultats nous permet de constaté que la méthode est efficace permettant une compensation des défauts altérants le bon fonctionnement de la MAS.

Dans une deuxième étape, la FTC est appliquée au modèle de la MAS multi-enroulement dans le repère $(\alpha\beta)$. Ce modèle a permet d'introduire le défaut de cassure de barres. Les résultats de simulation ont montré que le modèle élaboré (en régime sain) a donné des résultats identiques à ceux obtenus avec le modèle de Park lié au stator. A cause de l'insuffisante du temps, nous n'avons pas pu retrouver les performances de la FTC proposée.

Les résultats obtenus dans ce mémoire offrent des perspectives intéressantes. En particulier, les points suivants qui peuvent faire l'objet de travaux futurs ;

- ✓ Application de la technique du modèle interne au modèle de la machine présentant des défauts
- ✓ Application d'autres approches pour le calcul du modèle interne en utilisant d'autres commandes nominale (MG, commande linéarisante, ...) afin de tester la fiabilité de la technique.
- ✓ Développement d'autres méthodes de diagnostic performantes afin d'obtenir une meilleur précision sur l'estimation des fréquences des défauts.

- ✓ Utilisation des techniques intelligentes à savoir les RNA et la logique floue pour l'élaboration des commandes FTC plus performantes.

Références bibliographiques

- [1] P. O'Donnell, "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. IA 21, N° 4, july/august 1985 pp 853 – 864
- [2] H. Razik, «Contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art», *La Revue 3EI n°29*, pp.48-52.
- [3] BONNETT A. H., SOUKUP G. C., « Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, n°4, p. 921 937, July/August 1992.
- [4] STACK J. R., HARLEY R. G., HABETLER T. G., « An amplitude Modulation detector for fault diagnosis in rolling element bearings », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 15, n°5, Oct. 2004.
- [5] J.Morel ; « Vibrations des machines et diagnostic de leur état mécanique », *Ed.Eyrolles, 1996.*
- [6] M.F.Cabanas, M.G.Meluo, J.G.A.leixandre and J.Solares, «Shaft misalignment diagnosis of induction motors using current spectral analysis: A theoretical approach», *ICEM 96, Spain*, pp. 384-389.
- [7] F.Filippetti, G.Franceschini, C.Tassoni, P.Vas ; « A fuzzy logic approach to on-line induction motor diagnosis based on stator current monitoring », *IEEE-KTH, Stockholm, Sweden, June, 1995. pp.156-161.*
- [8] 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.1999, Nancy. France /sous la direction de Mrs J.Faucher.*
- [9] G.Zwinnelsten, « Diagnostic des défaillances: théorie et pratique pour les systèmes industriels », *Ed. Hermès Paris. 1995.*
- [10] J.N. Chatain ; « Diagnostic par système expert », *Ed, Hermès, Paris 1993.*
- [11] B.Dubuisson ; « Détection et diagnostic des pannes sur processus », *Technique de l'ingénieur. R7597,1992.*
- [12] J.Morel ; « Vibrations des machines et diagnostic de leur état mécanique », *Ed. Eyrolles, 1996.*
- [13] J.Richalet, « Modélisation et identification des processus », *Technique de l'ingénieur R7140, Avril 1987.*
- [14] Christophe C., Cocquempot V., Staroswiecki M., « Robust residual generation for induction motor using elimination theory », *SDEMPED-99, 1-3 Septembre 1999.*
- [15] R.Bigret, J.L.Feron ; « Diagnostic, maintenance et disponibilité des machines tournantes », *Ed, Masson, Paris 1994.*
- [16] C.Faure, L.Miclet ; « Intelligence artificielle et reconnaissance des formes », *Technique de l'ingénieur H1900, Juin 1990.*
- [17] J.Hato ; « Intelligence artificielle et reconnaissance des formes, Introduction », *Technique de l'ingénieur , H1900, juin 1990*
- [18] F.Filippetti, G.Franceschini, C.Tassoni, P.Vas ; « A fuzzy logic approach to on-line induction motor diagnosis based on stator current monitoring », *IEEE-KTH, Stockholm, Sweden, June, 1995. pp.156-161.*
- [19] R.Casimir, «Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes», *Thèse de doctorat, l'école doctorale d'électronique, d'électrotechnique et d'automatique de Lyon, Décembre 2003.*
- [20] F.Filippetti, G.Franceschini, C.Tassoni ; « Neural Networks approach to electric machine on-line diagnostics". *EPE BRIGHTON 93, pp.213-218.*
- [21] H.Büller ; « Réglage par logique floue », *Presse Polytechnique Romandes, 1994, Lausanne.*

- [22] F.Felippitti, G.francescini,C.Tassoni, S.zond, P.vas ; «AI Techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple Effect », *IEEE Transaction on industries applications*, vol.34, n°1,junnuary /February 1998.PP.98-108.
- [23] M.Gondran, C.Miller. « Réseaux de neurones et apprentissage », *Revue REE no 3, mars 1997,pp.6-9.*
- [24] 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,Nov 2003, l'URF des sciences et techniques, Univ. Franche-Comté, France.*
- [25] Mickaël Rodrigues. «Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires», *Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy 1. 2005.*
- [26] Yen G. & Ho L.W. ; « Online Multiple-Model-Based Fault Diagnosis and Accommodation», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 50, no 2. 2003.
- [27] Jerome C, ; « Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application à un système aéronautique», *Thèse de doctorat, université Bordeaux I. 2007.*
- [28] Zhang Y., Jiang J., 2003. «Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control system. In: Proceedings of the 5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes», (*SAFEPROCESS'2003*). *Washington D.C., USA*, pp. 265-276.
- [29] Zhang Y. et al. «Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems», *Annual Reviews in Control*, vol. 32, pp. 229-252, 2008.
- [30] Campos-Delgado D.U. et al. «Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey», *IET Electric Power Applications*, vol.2, n°2, pp. 121-134, March 2008.
- [31] Eva Wu N. « Coverage in fault-tolerant control». *Automatica*, vol. 40, pp. 537-548, 2004
- [32] Fekih, A. Effective fault tolerant control design for nonlinear systems: application to a class of motor control system. *IET Control Theory & Applications*, vol. 2, n°9, pp. 762-772, September 2008.
- [33] Benbouzid M.E.H. et al. Advanced fault-tolerant control of induction-motor drives for EV/HEV traction applications: From conventional to modern and intelligent control techniques. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 56, n°2, pp. 519-528, March 2007.
- [34] Jeong Y.S. et al. Fault detection and fault-tolerant control of interior permanent-magnet motor drive system for electric vehicle. *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 41, n°1, pp. 46-51, January-February 2005.
- [35] Bonivento C. et al. Implicit fault-tolerant control: Application to induction motors. *Automatica*, vol. 40, pp. 355-371, 2004.
- [36] Andria G., Savino M., Trotta A., « Application of Wigner-Vill distribution to measurement on transient signal », *IEEE Transaction on Instrumentation and measurement*, vol. 43, n°2, April 1994.
- [37] Flandrin P., Temps - Fréquence, *Traité des nouvelles technologies*, Hermes, 1993.

Annexe**Paramètres de la Machine asynchrone :**

<i>Description</i>	<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>
Puissance nominale	P_n	1,1	<i>kW</i>
Courant nominal	I_{sn}	2.6	<i>A</i>
Vitesse nominale	N_n	1425	<i>rpm</i>
Tension nominale	V_{sn}	230	<i>V</i>
Fréquence nominale	f_{sn}	50	<i>Hz</i>
Couple nominal	T_n	2.38	<i>Nm</i>
Nombre de pôles	$2p$	4	-
Inductance cyclique statorique	L_s	0.4718	<i>H</i>
Inductance cyclique rotorique	L_r	0.4718	<i>H</i>
Inductance cyclique mutuelle	M_{sr}	0.4475	<i>H</i>
Résistance statorique	R_s	9.65	Ω
Résistance rotorique	R_r	4.3047	Ω
Moment d'inertie	J	$29.3 \cdot 10^{-3}$	<i>Kg.m²</i>
Coefficient de frottement	F	$13. \cdot 10^{-3}$	<i>Kg.m².s⁻¹</i>
Nombres de spires d'une phase statorique	N_s	464	-
Nombre de barres rotoriques	n_b	28	-
Epaisseur de l'entrefer	g	$0.58 \cdot 10^{-3}$	<i>m</i>
Rayon moyen de l'entrefer	r	$45. \cdot 10^{-3}$	<i>m</i>
Longueur utile de la machine	l	$54. \cdot 10^{-3}$	<i>m</i>
Résistance d'une phase statorique	r_s	9.65	Ω
Résistance d'une barre rotorique	r_b	$61. \cdot 10^{-6}$	Ω
Résistance d'un segment d'anneau de court circuit	r_e	$0.56 \cdot 10^{-6}$	Ω
Inductance de fuite d'une phase statorique	l_{sl}	0.02	<i>H</i>
Inductance de fuite d'une barre rotorique	l_b	$0.8 \cdot 10^{-6}$	<i>H</i>
Inductance de fuite d'un segment d'anneau de cout circuit	l_e	$1.7 \cdot 10^{-9}$	<i>H</i>

Coefficients des régulateurs :

Régulateur PI du courant isd :	$K_{pid} = 861.3797$ $K_{iid} = 2.4874 \cdot 10^5$
Régulateur PI du courant isq :	$K_{piq} = 861.3797$ $K_{iiq} = 2.4874 \cdot 10^5$
Régulateur IP de vitesse :	$K_{pip} = 1.2522$ $K_{iip} = 105.8302$