

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPEREUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة عبد الحميد ابن باديس مستغانم

Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem

كلية العلوم والتكنولوجيا

Faculté des Sciences et de la Technologie

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



N° d'ordre : M...../GE/2024

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES
DE MASTER ACADEMIQUE

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Energies Renouvelables

Intitulé du sujet

**Observateur a mode glissant intégré et schéma de commande
pour un fonctionnement fiable d'un moteur asynchrone**

Présenté par :

- BENYAMINA Hedia
- BOUHAEDEF Fatima

Soutenu le 26 / 06 / 2024 devant jury composé de :

Président :	Mr. A. CHAOUCH	PR	Université de Mostaganem
Examineur :	Mr. M. BARDADI BENDAHA	MAA	Université de Mostaganem
Encadreur :	Mr. M.A. KOUADRIA	MCB	Université de Mostaganem

Année Universitaire 2023/2024

Remerciements

Nous remercions en premier lieu **ALLAH** le tout puissant qui m'avoit donné la bonne foi et le courage pour accomplir ce modeste travail ainsi que mes parents.

Nous tenions à remercier vivement nos encadrant, Monsieur « **KOUADRIA Mohamed Abdeldjabbar** », qui a suivi l'évolution de notre projet, surtout, pour son aide précieuse, nous tenions à lui exprimer ma profonde gratitude et reconnaissance.

Nous souhaiterions également remercier nos enseignants de la faculté des sciences et *technologies*.

Nous tenons à remercier également les membres de jury pour avoir accepté de jurer ce mémoire.

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis qui nous ont toujours soutenu et encouragé pour la réalisation de ce mémoire.

Dédicaces

Je tiens à dédier ce modeste travail :

*À ma très chère Mère « **Noria** » et à mon cher Père « **Mostefa** », en témoignage et en gratitude de leurs dévouements, de leurs soutien permanent durant toutes mes années d'études, leurs sacrifices illimités, leurs réconforts moraux,*

À ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage, à qui je dois de l'amour et de la reconnaissance.

*À mes chers Frères « **Mohamed** et **Samir** » et à toute la famille « **Benyamina** et **Bentelfouf** ».*

*À mon encadrant, « **Kouadria Mohamed Abdeldjabbar** », pour son expertise, ses conseils avisés et son encouragement. Vous avez grandement contribué à la réalisation de ce mémoire par votre disponibilité et vos précieuses orientations.*

*Et à mes amies avec exception « **Fatima, Ouahiba, Djihed** ».*

Enfin à tous que j'aime et tous qui m'aiment.

BENYAMINA Hedia.

Dédicaces

Je dédie ce travail à tous ceux qui ont cru en moi et m'ont soutenu tout au long de cette aventure.

À mes parents, « Abdelkader et Aicha », pour leur amour inconditionnel, leurs sacrifices et leur soutien indéfectible. Vous avez toujours été là pour moi, m'encourageant à poursuivre mes rêves et à ne jamais abandonner. Votre confiance en moi a été une source inépuisable de motivation et d'inspiration.

À mes chers frères, « Ahmed, Aboubaker » et mes chers sœurs, « Yousra, Anfel » et à toutes la famille « BouhadeF et Meghazzi ».

À mon encadrant, « Kouadria Mohamed Abdeldjabbar », pour son expertise, ses conseils avisés et son encouragement. Vous avez grandement contribué à la réalisation de ce mémoire par votre disponibilité et vos précieuses orientations.

À mes amis, « Hedia, Ouahiba, Djihed » pour leur soutien moral, leurs encouragements et les moments de détente partagés qui m'ont aidé à maintenir un équilibre tout au long de ce parcours exigeant.

Enfin, à tous ceux qui, de près ou de loin, ont apporté leur pierre à l'édifice de ce travail, je vous exprime ma profonde gratitude.

BOUHAEF Fatima.

ملخص :

تُعدّ الآلة غير المتزامنة ذات القفص السنجابي خيارًا مفيدًا للعديد من التطبيقات، سواء كانت ذات سرعة ثابتة أو متغيرة. يقدم هذا البحث عملاً للكشف عن عيوب من نوع القصر بين لفات الجزء الثابت. تم تطوير نموذج للآلة غير المتزامنة يتضمن هذا العيب وتم التحقق منه من خلال التحليل الطيفي للتيار الثابت. يعتمد الكشف عن العيوب على مراقب نمط انزلاقي من الدرجة الأولى، مخصص خصيصًا للتشخيص. تم اقتراح مولد بقايا مخصص للكشف عن العيوب. تم إجراء محاكاة في ظروف سليمة ومعيبة، مما يوضح فعالية الطريقة المقترحة. تم تحليل أداء مولد البقايا تحت اضطرابات مختلفة، مما يظهر قوة تقنية الكشف عن العيوب .

الكلمات المفتاحية: الآلة غير المتزامنة ثلاثية الطور، عيب القصر في الجزء الثابت، التحكم الشعاعي ، مراقب نمط انزلاقي، التشخيص، الرواسب.

Résumé :

La machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS) constitue un choix avantageux pour de nombreuses applications, qu'elles soient à vitesse fixe ou variable. Ce mémoire présente un travail de détection de défaut de type court-circuit entre les spires statoriques. Un modèle de la MAS intégrant ce défaut a été développé et validé par l'analyse spectrale du courant statorique (FFT). La détection de défaut repose sur un observateur mode glissant d'ordre un, spécialement dédié au diagnostic. Un générateur de résidus destiné à la détection des défauts est proposé. Des simulations en conditions saines et défectueuses ont été réalisées, démontrant l'efficacité de la méthode proposée. Les performances du générateur de résidus sont analysées sous différentes perturbations, montrant la robustesse de la technique de détection de défaut développée.

Mots clés : La machine asynchrone triphasée, défaut statorique de court-circuit, Commande vectorielle, Observateur Mode glissant, diagnostics, résidu.

Abstract:

The squirrel-cage asynchronous machine is an advantageous choice for many applications, whether they are at fixed or variable speed. This thesis presents work on detecting short-circuit faults between the stator windings. A model of the asynchronous machine incorporating this fault was developed and validated through spectral analysis of the stator current. Fault detection is based on a first-order sliding mode observer, specifically dedicated to diagnostics. A residual generator intended for fault detection is proposed. Simulations under healthy and faulty conditions were carried out, demonstrating the effectiveness of the proposed method. The performance of the residual generator is analyzed under different disturbances, showing the robustness of the developed fault detection technique.

Keywords: Three-phase asynchronous machine, stator short-circuit fault, vector control, sliding mode observer, diagnostics, residual.

TABLE DES MATIERES

Remerciements	II
Dédicaces	IV
:ملخص.....	V
Liste des figures	XII
Liste des tableaux :	XV
Notations et symboles utilisés	XVI
Introduction Générale :	1

Chapitre I : Etat de l'art sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts

I.1 Introduction	3
I.2 Constitution de la machine asynchrone.....	3
I.2.1 Construction de la MAS :	4
I.2.1.1 Stator :	4
I.2.1.2 Rotor :	5
I.2.1.3 Organes mécaniques :	5
I.3 Défauts de la machine asynchrone :	6
I.3.1 Défauts statoriques :	7
I.3.2 Défauts rotoriques :	8
I.3.3 Défauts mécaniques :	9
I.4 Diagnostic et Commande tolérante au défaut appliqué à la machine asynchrone :	10
I.4.1 Commande tolérante aux défauts	10
I.5 Détection et isolation des défauts	10
I.5.1 Définition d'un défaut :	11
I.5.2 Différents type de défauts :	11
I.5.2.1 Défauts actionneurs :	11
I.5.2.2 Défauts capteurs :	11
I.5.2.3 Défauts composants ou système :	12

I.6 Présentation des méthodes de diagnostic :	12
I.6.1 Méthodes de diagnostics basées sur le traitement de signal :	12
I.6.1.1 Analyse spectrale :	12
I.6.2 Méthodes de diagnostic à base du modèle mathématique :	13
I.6.2.1 Méthodes d'espace de parité :	13
I.6.2.2 Méthodes d'estimation paramétrique :	13
I.6.2.3 Méthodes à base d'observateurs :	13
I.6.3 Méthodes basées sur l'intelligence artificielle :	14
I.7 Critères de performance d'un système de diagnostic.....	14
I.8 Mécanisme de reconfiguration	15
I.8.1 Approches passives de la FTC :	16
I.8.2 Approches actives de la FTC :	17
I.9 Conclusion	18

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone avec et sans défaut

II.1 Introduction :	19
II.2 Transformation des systèmes triphasés :	19
II.2.1 Transformation de Park :	20
II.2.2 Transformation de Concordia :	21
II.3 Modélisation de la machine asynchrone :	23
II.3.1 Model de la machine asynchrone dans le repère triphasée :	23
II.3.2 Model de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator :	25
II.3.2.1 Equation mécanique :	26
II.3.3 Modèle d'état de la machine asynchrone :	26
II.4 Modélisation de la machine asynchrone en défaut de court-circuit.....	27
II.4.1 Modèle d'état de la machine asynchrone avec défaut de court-circuit :	27
II.5 Étude de simulation :	31
II.5.1 Résultats de la simulation :	31
II.5.2 Interprétation de la simulation :	33

II.5.3 Validation par analyse spectrale :	33
II.6 Conclusion :	34

Chapitre III : Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone

III.1. Introduction :	35
III.2 Généralité sur la Commande Vectorielle :	35
III.3 Principe de la commande vectorielle :	36
III.4 Les Avantages et les Inconvénients de la Commande Vectorielle :	36
III.4.1 Les Avantages :	36
III.4.2 Les Inconvénients :	36
III.5 Les types de la commande vectorielle :	37
III.5.1 Commande vectorielle directe :	37
III.5.2 Commande vectorielle indirecte :	37
III.6 Choix d'orientation du flux :	38
III.7 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :	38
III.8 Découplage entrée – sortie :	40
III.8.1 Découplage par compensation :	40
III.9 Caractéristiques de régulateurs :	42
III.10 Synthèses des boucles de régulation :	42
III.10.1 Bloc de découplage :	42
III.10.2 Régulation des courants :	43
III.10.2.1 Réglage du courant isd :	43
III.10.2.2 Réglage de courant isq :	44
III.10.2.3 Régulation de la vitesse :	44
III.10.2.4 Régulation de flux :	45
III.11 Résultat de simulation de la commande vectorielle indirect :	45
III.11.1 Interprétation des résultats de simulation :	47
III.12 Commande par mode glissant :	48
III.12.1 Principe de la commande par mode de glissement :	48

III.12.1.1 La fonction de commutation :	48
III.12.1.2 La fonction de Lyapunov :	48
III.12.1.3 Calcul de la commande :	48
III.13 Application de la commande par mode glissant à la MAS :	50
III.13.1 Pour le régulateur du flux :	50
III.13.2 Pour le régulateur de vitesse :	51
III.13.3 Pour la commande de la composante directe du courant statorique :	52
III.13.4 Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique :	52
III.14 Résultats de simulation de la commande vectorielle à mode glissant :	53
III.14.1 Interprétation des résultats :	55
III.15 Conclusion :	55

CHAPITRE IV : Diagnostic de la machine asynchrone à base d'observateurs

IV.1 Introduction :	56
IV.2 Observabilité et observateur :	56
IV.3 Principe d'observateur :	57
IV.4 Observabilité des systèmes linéaires :	57
IV.5 Observabilité des systèmes non linéaires :	58
IV.6 Classification sur les observateurs :	58
IV.6.1 Observateurs linéaires :	58
IV.6.2 Observateurs non linéaires :	58
IV.7 Observateur dédiés au diagnostic :	58
IV.7.1 Analyse des résidus :	59
IV.7.2 Evaluation des résidus :	59
IV.8 L'observateur par mode glissant :	59
IV.8.1 Observateur par mode glissant non linéaire :	61
IV.8.2 Principe d'observateur par mode glissant non linéaire :	62
IV.9 Application de l'observateur mode glissement au diagnostic de la machine asynchrone :	63

IV.9.1 Résultats de simulation :	66
IV.9.1.1 Observateur en régime sain en boucle ouvert :	66
IV.9.1.2 Observateur en défaut de court-circuit en boucle ouvert :	69
IV.10 Approche proposée pour le diagnostic de la MAS.....	71
IV.11 Commande passive :	72
IV.11.1 Comparaison entre les deux commandes :	73
IV.11.2 Résultat de simulation en boucle fermé :	73
IV.11.2.1 Validation par l'analyse spectrale :	76
IV.11.2.2 Interprétation des résultats :	77
IV.12 Conclusion :	77
Conclusion Générale :	78
Références Bibliographiques :	79
Annexes	79

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE 1

Figure I.1: Eléments de constitution d'une machine asynchrone.	4
Figure I.2 : Photo du stator d'une machine asynchrone.	5
Figure I.3 : Photo du rotor d'une machine asynchrone.	5
Figure I.4 : Statistiques des pannes.	6
Figure I.5 : (a) court-circuit entre spires, (b) le courant de circulation, (c) court-circuit entre deux faisceaux.	7
Figure I.6 : Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneau de court-circuit.	8
Figure I.7 : Les différents types de défauts.	11
Figure I.8 : Défauts additifs et multiplicatifs.	12
Figure I.9: Classification des approches FTC.	15
Figure I.10: Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive.	16
Figure I.11: Structure générale des méthodes AFTC.	17

CHAPITRE 2

Figure II.1 : Représentation des axes triphasés et des axes du repère de Park.	20
Figure II.2 : Représentation des axes triphasés et des axes " $\alpha\beta 0$ " (Concordia).	22
Figure II.3 : <i>Représentation des axes "dq"(Park) et des axes "$\alpha\beta 0$" (Concordia).</i>	23
Figure II.4 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone.	23
Figure II.5 : court-circuit de spire sur la phase b du stator.	28
Figure II.6 : Enroulements triphasés avec spires en court-circuit	28
Figure II.7 : Modèle général de court-circuit dans le repère de Park	30
Figure II.8 : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.	31
Figure II.9 : Le courant I_{as} lors d'un court-circuit en fonction du temps.	31

Figure II.10 : Le courant I_{bS} lors d'un court-circuit en fonction du temps.	32
Figure II.11 : Le courant I_{cS} lors d'un court-circuit en fonction du temps.	32
Figure II.12 : le flux alpha d'un court-circuit en fonction du temp.	32
Figure II.13 : le flux beta d'un court-circuit en fonction du temp.	33
Figure II.14 : Analyse spectrale du courant de ligne lors d'un court-circuit.	33

CHAPITRE 3

Figure III.1 : l'analogie entre le découplage de la M.C.C. et de MAS.	36
Figure III.2 : Orientation du flux rotorique.	38
Figure III.3 : Bloc de compensation esd.	40
Figure III.4 : Bloc de compensation esq.	41
Figure III.5 : Commande découplée – Expression de ϕ_r et C_{em} .	41
Figure III.6 : Découplage par addition des termes de compensation.	43
Figure III.7 : le schéma fonctionnel du contrôle du courant \dot{i}_{sd} .	43
Figure III.8 : bloc de réglage de la vitesse de rotation.	44
Figure III.9 : Schéma blocs de réglage de flux.	45
Figure III.10 : la courbe de courant statorique i_{sd} , en fonction de temps.	46
Figure III.11 : la courbe de courant statorique quadrature i_{sq} , en fonction de temps.	46
Figure III.12 : la courbe du couple électromagnétique en fonction de temps.	46
Figure III.13 : la courbe de la vitesse ω en fonction de temps.	47
Figure III.14 : la courbe de flux en fonction de temps.	47
Figure III.15 : Schéma bloc de calcul du \dot{i}_{sd_ref} .	51
Figure III.16 : Schéma bloc de calcul du \dot{i}_{sq_ref} .	51
Figure III.17 : Schéma bloc de calcul du V_{sd_ref} .	52
Figure III.18 : Schéma bloc de calcul du V_{sq_ref} .	53
Figure III.19 : la courbe de courant statorique i_{sd} en fonction du temp.	53

Figure III.20 : la courbe de courant statorique quadrature isq en fonction du temp.	53
Figure III.21 : la courbe de la vitesse ω en fonction du temp.	54
Figure III.22 : la courbe du flux en fonction du temp.	54
Figure III.23 : la courbe du couple électromagnétique en fonction du temp.	54

CHAPITRE 4

Figure IV.1 : le schéma d'un système avec observateur.	56
Figure IV.2 : Le schéma de principe d'un observateur.	57
Figure IV.3 : Générateur de résidu du système.	59
Figure IV.4 : Schéma fonctionnel d'un observateur à mode glissant.	61
Figure IV.5 : la courbe de vitesse en fonction du temps.	66
Figure IV.6 : La courbe de courant i_α en fonction du temps.	66
Figure IV.7 : La courbe de courant i_β en fonction du temps.	67
Figure IV.8 : La courbe de flux alpha en fonction du temps.	67
Figure IV.9 : La courbe de flux beta en fonction du temps.	67
Figure IV.10 : évolution des résidus en régime sain.	68
Figure IV.11 : La comparaison entre la vitesse $\omega_{r\ es}$ et ω_r avec un défaut de court-circuit.	69
Figure IV.12 : La comparaison entre le courant i_α et $i_{\alpha\ es}$ avec un défaut de court-circuit.	69
Figure IV.13 : La comparaison entre le courant i_β et $i_{\beta\ es}$ avec un défaut de court-circuit.	69
Figure IV.14 : La comparaison entre le flux φ_α et $\varphi_{\alpha\ es}$ avec un défaut de court-circuit.	70
Figure IV.15 : La comparaison entre le flux φ_β et $\varphi_{\beta\ es}$ avec un défaut de court-circuit.	70
Figure IV.16 : Evolution des résidus avec défaut de court-circuit.	71
Figure IV.17 : schéma bloc de la commande passive tolérante au défaut.	72
Figure IV.18 : La courbe du couple électromagnétique en fonction du temps en boucle fermé.	73
Figure IV.19 : La comparaison de la vitesse $\omega_{r\ es}$ avec ω_r en fonction du temps en boucle fermé.	74

Figure IV.20 : La comparaison du courant $i_{s\alpha es}$ avec $i_{s\alpha}$ en fonction du temps en boucle fermé.	74
Figure IV.21 : La comparaison du courant $i_{s\beta es}$ avec $i_{s\beta}$ en fonction du temps en boucle fermé.	74
Figure IV.22 : La comparaison de flux $\varphi_{\alpha es}$ avec φ_{α} en fonction du temps en boucle fermé.	75
Figure IV.23 : La comparaison de flux $\varphi_{\beta es}$ avec φ_{β} en fonction du temps en boucle fermé.	75
Figure IV.24 : La courbe du courant statorique I_{sa} en fonction du temps en boucle fermé.	75
Figure IV.25 : La courbe du courant statorique I_{sb} en fonction du temps en boucle fermé.	76
Figure IV.26 : La courbe du courant statorique I_{sc} en fonction du temps en boucle fermé.	76
Figure IV.27: Analyse spectrale du courant de ligne lors d'un court-circuit.	76

LISTE DES TABLEAUX :

Tableau IV.1 : comparaison entre les deux commandes élaborées lors d'un court-circuit.	73
---	----

Notations et symboles utilisés

I) Notations

Abréviation	Désignation
MATLAB	MAtrix LABoratory (Logiciel de simulation numérique)
MAS	Machine Asynchrone Doublement Alimentée
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel Intégral
IP	Régulateur Intégral et Proportionnel
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
FOC	Field Oriented Control
IRFO	Indirect Rotor Flux Oriented
FFT	Fast Fourier Transformation
FTC	Commande tolérante aux défauts (Fault Tolerant Control)
SMC	Sliding Mode Control
AFTC	Active Fault Tolerant Control
PFTC	Passive Fault Tolerant Control
FDI	Détection et isolation des défauts (Fault Detection and Isolation).

II) Symboles

Symbole	Désignation
C_r	Couple résistant.
f	Coefficient de frottements.
i_{dq}	Courant statoriques dans le repère (d, q)
$i_{\alpha\beta}$	Courant statoriques dans le repère (α, β) fixé au stator
J	Moment d'inertie
S	Opérateur de Laplace
L_s	Inductance statorique.
L_r	Inductance rotorique.

M_{sr}	Inductance mutuelle
N_b	Nombre des barres rotoriques
N_{bs}	Nombre des barres rotoriques saines
N_{bb}	Nombre des barres rotoriques cassées
$r(t)$	Vecteur résidus
R_b	Resistance d'une barre rotorique
C_e	Couple électromagnétique
g	Glissement
V_p	Amplitude de la porteuse
I_s	Vecteur complexe du courant
V	Fonction définie positive
X	Vecteur d'état
Y	Vecteur d'observation
L_m	Inductance cyclique mutuelle stator rotor
e_{sd}	Le terme de couplage à compenser sur l'axe « d »
e_{sq}	Le terme de couplage à compenser sur l'axe « q »
σ	Coefficient de dispersion
R_e	Résistance totale de l'anneau
R_s	Résistance statorique.
R_{sx} (resp. R_{rx})	Résistance propre d'une phase statorique (resp. Rotorique)
L_{psx}	Inductance principal statorique
L_{fsx}	Inductance de fuite statorique
L_{prx}	Inductance principale rotorique
L_{frx}	Inductance de fuite rotorique
L_{sxy}	Mutuelle inductance entre deux phases statoriques
M_{sxry}	Mutuelle inductance entre une phase statorique x et une phase rotorique y
R_{ref}	Signe de valeur de référence
Ω	Vitesse de rotation mécanique du rotor
S	Opérateur de Laplace
L_d	Inductance propre cyclique rotorique

θ_{cc}	L'angle électrique noté
B_{cc}	Le circuit magnétique
ϕ_{mq}	Flux magnétisation de quadrature
L_q	Inductance propre cyclique rotorique
R_r	Résistance rotorique
P	Nombre de paire de pôles
K_T	Le coefficient de conservation de l'amplitude
$[C]$	La matrice de passage directe
$[R]$	La matrice de rotation
$[T]$	Matrice de transformation.
Tr	Constante de temps rotorique
Ts	Constante de temps statorique
$u(t)$	Vecteur de tension de commande
V_{dq}	Tension statorique dans le repère (d,q)
$V_{\alpha\beta}$	Tension statorique dans le repère (α,β) fixé au stator
$x(t)$	Vecteur d'état.
$y(t)$	Vecteur de sortie
ω_r	Vitesse électrique du rotor
ω_s	Pulsation statorique
θ	Position du rotor
η_{cc}	Le rapport de court-circuit
ϕ_{dq}	Flux rotoriques dans le repère (d,q)
$\phi_{\alpha\beta}$	Flux rotoriques dans le repère (α,β) fixé au stator
θ_{cc}	L'angle électrique repérant le bobinage en court-circuit
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
Kp	Paramètre de l'action proportionnelle
Ki	Paramètre de l'action intégral

INTRODUCTION
GÉNÉRALE

Introduction Générale :

Actuellement, les machines asynchrones (MAS) sont largement reconnues comme l'outil de conversion électromécanique le plus utilisé dans l'industrie. Cette popularité s'explique par leur simplicité de construction, leur coût d'achat relativement bas et leur robustesse mécanique, Elle est aujourd'hui l'élément essentiel dans la plupart des systèmes électriques.

Les applications des machines asynchrones à vitesse variable se sont multipliées dans divers domaines, en débutant de la robotique à certains mécanismes industriels de haute précision. Cependant, ces machines peuvent être sujettes à des défauts potentiels qui affectent la sécurité de la production, la qualité du service et la rentabilité des installations. Par conséquent, il est très intéressant de développer des systèmes de diagnostic pour détecter de manière anticipée les défauts pouvant apparaître dans ce type de machines.

La surveillance d'un dispositif implique le diagnostic des défauts, c'est-à-dire la détection d'un changement anormal dans le comportement ou l'état d'un système et l'identification de sa cause. L'objectif est de garantir la sécurité et la continuité du service tout en enregistrant les événements utiles pour la maintenance corrective ou le retour d'expérience. C'est dans cette optique que s'inscrit cette recherche, qui se concentre sur le développement de techniques et de méthodes de diagnostic des défauts des machines asynchrones, notamment les défauts de stator (court-circuit) et de rotor (cassure de barres, excentricité, etc.).

Généralement, les méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance de l'état sain de la machine quelle que soit la grandeur physique exploitée. La détection d'un défaut est alors basée sur la comparaison de la signature d'un état donné avec celle de l'état supposé sain, en considérant un indicateur issu d'une mesure que l'on sait sensible à un défaut particulier. La difficulté de cette démarche est que, souvent, les indicateurs sensibles existent déjà pour la machine saine. C'est alors leur variation, souvent leur augmentation, qui est susceptible de donner des informations sur la présence d'un défaut. D'autre part, la charge de la machine peut constituer pour le diagnostic un facteur perturbant, car elle induit plusieurs états sains

Une difficulté supplémentaire réside dans le fait que l'état supposé sain n'est pratiquement jamais connu avant l'apparition de la défaillance, car l'exploitant de la machine n'a pas pris la précaution de faire les relevés correspondants pour caractériser la machine (ou alors des modifications ont été apportées entre-temps).

Dans ce contexte, plusieurs approches de commandes robustes intègrent, lors de leur élaboration, les fluctuations paramétriques et les perturbations de charge injectées dans le processus. Elles ont été le fruit de plusieurs recherches. Cependant, dans la plupart des cas, elles consistent en l'analyse de la sensibilité paramétrique en vue de la synthèse d'algorithmes adaptatifs. Pour cela on va utiliser la commande par mode glissant pour la commande vectorielle de la machine.

L'observateur est un système dynamique auxiliaire qui reconstruit l'état du système. Conçu initialement pour le cas linéaire et ils sont étendus récemment au cas non-linéaire.

L'objectif principal de ce mémoire s'inscrit dans le but de synthétiser les observateurs pour le diagnostic et la commande vectorielle de la machine asynchrone par simulation avec logiciel Matlab .

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

- Le premier chapitre : Nous présenterons un état de l'art sur les différents défauts qui apparaissent dans les machines asynchrones ainsi que leurs causes et leurs conséquences. Ensuite nous exposons les principales méthodes du diagnostic de la machine à induction en expliquant brièvement le principe de chaque méthode.
- Le deuxième chapitre : Nous présentons une modélisation basée sur la représentation du moteur asynchrone triphasé MAS dans les deux cas, sain et avec défaut par des circuits électriques équivalents.
- Le troisième chapitre est composé de deux parties. La première partie est consacrée à la présentation de la commande classique par orientation du flux. Cette technique de contrôle permet la linéarisation du modèle de MAS ; la seconde concerne à la commande vectorielle par mode glissant
- Le quatrième chapitre est consacré à la synthèse d'un observateur mode glissant dédié au diagnostic et la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone. L'idée principale est d'estimer une partie où l'ensemble des mesures du système est surveillé à partir des grandeurs mesurables afin de générer un vecteur résidu qui doit servir comme un indicateur fiable du comportement de la machine. En outre une méthodologie de supervision de la machine en boucle fermée est présentée à la fin de ce chapitre.

Enfin, une conclusion générale et des perspectives de notre travail clôturent notre présent mémoire.

CHAPITRE I :

ETAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIC ET LA COMMANDE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS

I.1 Introduction

Une machine asynchrone, également connue sous le nom de machine à induction, est un type de machine électrique couramment utilisée dans diverses applications industrielles et domestiques. Elle fonctionne sur le principe de l'induction électromagnétique, où le courant électrique est induit dans un rotor en rotation par un champ magnétique créé dans le stator sans contact électrique direct.

Dans ce chapitre, nous allons explorer l'état de l'art en matière de diagnostic et de commande tolérante aux défauts. Le diagnostic est un processus essentiel dans de nombreux systèmes, notamment les systèmes industriels, pour identifier les problèmes potentiels avant qu'ils ne deviennent critiques. La commande tolérante aux défauts, quant à elle, est une approche qui permet à un système de continuer à fonctionner en présence de défauts, en minimisant l'impact de ces défauts sur les performances du système.

Se concentre sur l'évaluation de l'impact des défaillances sur la fiabilité et la sécurité des systèmes afin d'assurer une surveillance efficace. Cela implique trois tâches principales : la détection des défauts, l'isolation des défauts et l'estimation des défauts. Après la détection d'un défaut, l'étape suivante est la localisation pour identifier les capteurs et actionneurs défectueux parmi les autres composants. Les systèmes de diagnostic pratiques s'appuient souvent sur des blocs de détection et d'isolation des défauts.

Approfondit aux méthodologies pour développer de nouvelles approches de diagnostic et de FTC, visant à réduire le conservatisme dans les conditions de stabilité et les techniques de stabilisation. Il aborde également la commande et l'estimation d'état des systèmes affectés par des défauts capteurs et actionneurs, en mettant l'accent sur la synthèse de FTC pour les systèmes flous standard et les systèmes descripteurs, y compris l'utilisation d'un observateur flou.

I.2 Constitution de la machine asynchrone

Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés dans la (figure I.1) [15].

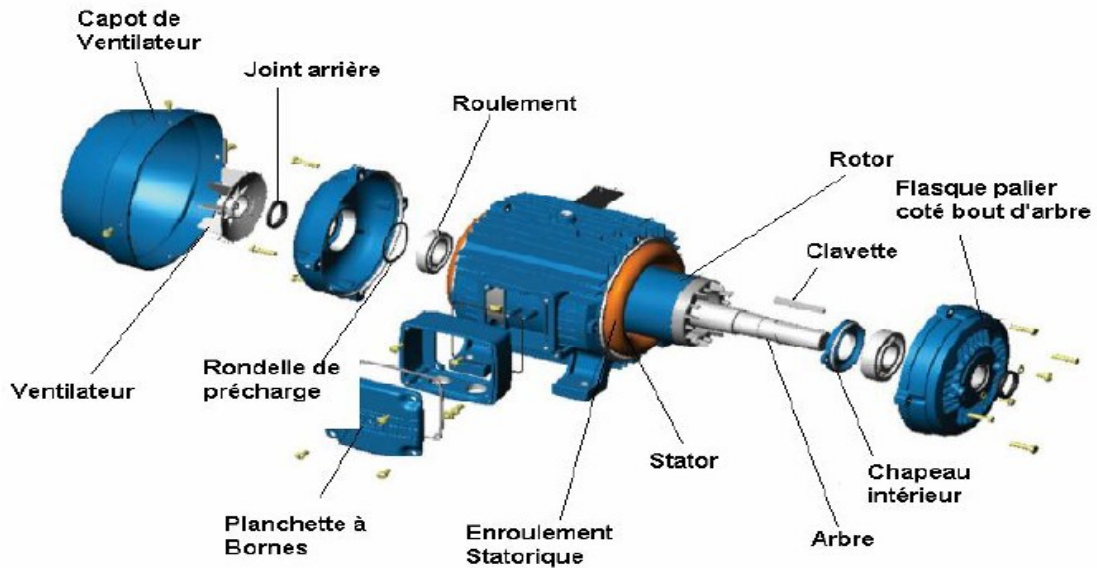


Figure I.1: Eléments de constitution d'une machine asynchrone.

I.2.1 Construction de la MAS :

Les principaux éléments dans la machine asynchrone :

- **Le stator** : (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- **Le rotor** : (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement.
- **Les organes mécaniques** : permettent la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles. [1]

I.2.1.1 Stator :

Il est composé d'un enroulement bobiné réparti à travers les encoches du circuit magnétique. Ce circuit est formé par un empilement de tôles comportant des encoches parallèles à l'axe de la machine. (Figure I.2)

Le bobinage du stator peut être divisé en deux parties : les conducteurs des encoches et les éléments magnétiques responsables de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobine, quant à elles, assurent la fermeture des circuits en organisant de manière efficace le flux de courant d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir une distribution de courant à travers l'entrefer aussi sinusoïdale que possible, afin de réduire les fluctuations du couple électromagnétique. [2]

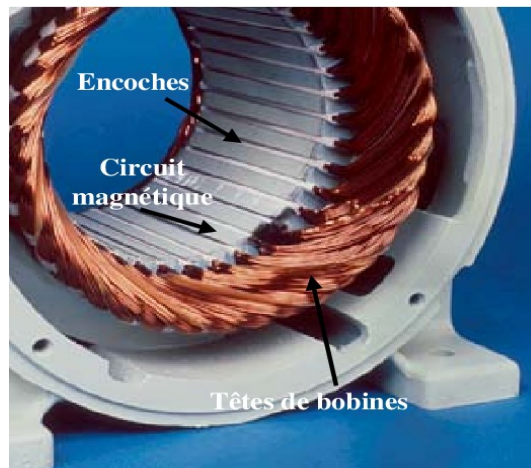


Figure I.2 : Photo du stator d'une machine asynchrone.

I.2.1.2 Rotor :

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont fabriqués en coulant un alliage d'aluminium ou en utilisant des barres massives de cuivre préformées et insérées dans les tôles du rotor. En général, il n'y a pas d'isolation entre les barres du rotor et les tôles magnétiques. La résistance électrique de ces barres est suffisamment basse pour empêcher les courants de circuler dans les tôles. Les anneaux de court-circuit facilitent le flux des courants d'une barre du rotor à une autre. Bien que ce type de conception ne garantisse pas une distribution de courant sinusoïdale à sa surface, il reste extrêmement robuste, peu coûteux et donc largement utilisé. [3]

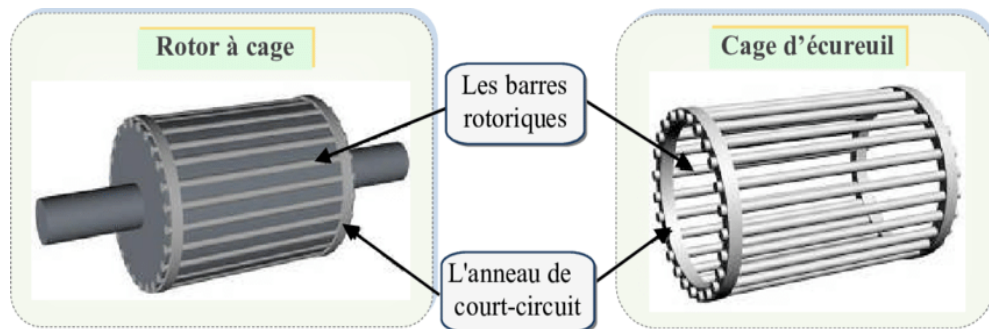


Figure I.3 : Photo du rotor d'une machine asynchrone.

I.2.1.3 Organes mécaniques :

La carcasse, servant de structure de support, agit comme une enveloppe et garantit une protection contre les éléments extérieurs. L'arbre joue un rôle crucial dans la transmission de puissance. Il se compose d'une partie centrale qui supporte le corps du rotor et d'une extrémité sur laquelle est fixé un demi-accouplement. Habituellement fabriqué en acier moulé ou forgé, ses dimensions dépendent des contraintes de flexion telles que la force centrifuge, l'attraction magnétique radiale, etc., ainsi

que des contraintes radiales et tangentielles engendrées par les forces centrifuges et les torsions dues au couple électromagnétique transmis en régime permanent ou transitoire. Il est maintenu par un ou plusieurs paliers qui permettent au rotor de tourner librement. Le deuxième palier est conçu pour compenser les variations thermiques de l'arbre. L'isolation électrique d'un des paliers est mise en place pour éviter les courants induits dans l'arbre en raison des asymétries de réductance dans le circuit magnétique. Pour les machines de petite et moyenne puissance, ces paliers sont généralement équipés de roulements à billes. [1]

I.3 Défauts de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est connue par sa robustesse, mais elle peut parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts peuvent être soit d'origine électrique, soit d'origine mécanique.

En général, ces défauts peuvent être classés en quatre catégories de base :

- Défauts statoriques.
- Défauts rotoriques.
- Défauts mécaniques.
- Défauts d'origine divers.

Ces défauts produisent les symptômes ci-dessous [4] :

- Déséquilibre des forces électromotrices et des courants de lignes.
- Augmentation des couples pulsatoires.
- Dégradation du couple moyen de la machine.
- Augmentation des pertes et réduction du rendement.
- Echauffement excessif.

La figure ci-après présente l'étude statistique des pannes, pouvant altérer le fonctionnement normal de la machine asynchrone :

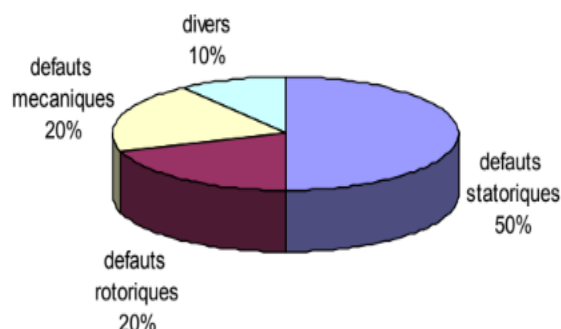


Figure I.4 : Statistiques des pannes.

I.3.1 Défauts statoriques :

L'apparition d'un défaut dans les circuits électriques du stator de la machine asynchrone peut avoir diverses origines. Par exemple, des courts-circuits inter-spires peuvent se produire à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défaut est souvent causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. [28]

1. Court-circuit entre spires :

Un court-circuit entre les spires de la même phase est un incident fréquent qui se produit lorsque l'isolant de l'enroulement concerné présente un ou plusieurs défauts. Ce problème entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase touchée, tandis qu'une légère variation de l'amplitude sur les autres phases altère le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Cette situation conduit à une élévation de la température au niveau du bobinage, ce qui peut accélérer la détérioration des isolants et déclencher un enchaînement de défauts (comme l'apparition d'un deuxième court-circuit). Cependant, malgré ce défaut, le couple électromagnétique moyen produit par la machine reste essentiellement constant, à l'exception d'une augmentation proportionnelle des oscillations. [2]

2. Court-circuit entre phases :

Un court-circuit entre phases peut se produire à n'importe quel endroit du bobinage, mais ceux les plus courants se manifestent généralement aux extrémités des bobines, car c'est là que les conducteurs des différentes phases se rencontrent. L'impact de ce type de défaut sur le fonctionnement de la machine dépend de son emplacement (de la partie affectée). Si le court-circuit se produit près de l'alimentation entre les phases, il entraîne des courants très élevés susceptibles de faire fondre les conducteurs d'alimentation, provoquant ainsi un arrêt brutal de la machine. En revanche, si le court-circuit se produit près du point neutre entre deux phases, il crée un déséquilibre des courants de phase avec un risque moindre de fusion des conducteurs. L'apparition de ce type de défaut dans le cas des machines asynchrones entraîne une augmentation des courants dans les barres ainsi que dans les anneaux du rotor à cage. [6]

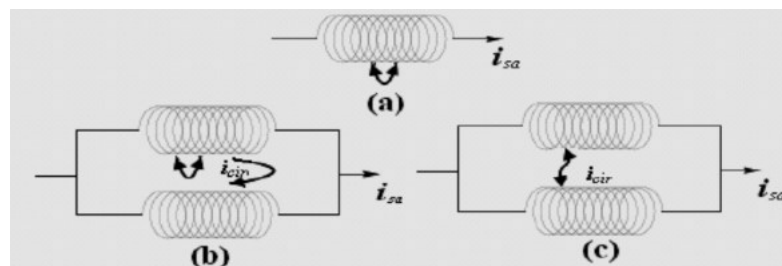


Figure I.5 : (a) court-circuit entre spires, (b) le courant de circulation, (c) court-circuit entre deux faisceaux.

I.3.2 Défauts rotoriques :

Comme pour le stator, les raisons pour les cassures des barres rotoriques et de rupture d'une portion d'anneau de court-circuit sont nombreuses [4] :

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

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

1. Ruptures de barres :

La rupture des barres du rotor d'une machine asynchrone est l'un des défauts les plus fréquemment examinés en raison de sa facilité de détection. Ce défaut entraîne des altérations dans les courants statoriques, ce qui se traduit par l'apparition d'harmoniques distinctives dans le spectre de ce signal. En effet, lorsqu'une barre se rompt, cela engendre la production d'harmoniques de flux, lesquelles induisent à leur tour des harmoniques de courant dans l'enroulement statorique, à des fréquences voisines de la fréquence fondamentale. [28]

2. Ruptures d'anneaux :

La rupture de segments d'anneau est une défaillance aussi courante que la rupture de barres. Ces ruptures sont causées soit par des bulles lors de la coulée, soit par des dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. [27]

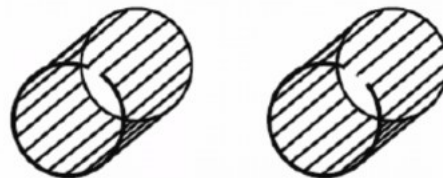


Figure I.6 : Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneau de court-circuit.

3. Excentricité statique et dynamique :

Parfois, une machine électrique peut subir un désalignement du rotor, entraînant des fluctuations de couple, soit un décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor. Ce phénomène est désigné sous le terme d'excentricité (statique et dynamique), dont l'origine peut être attribuée à divers facteurs tels qu'un mauvais positionnement des paliers lors de l'assemblage, une défaillance des roulements (due à l'usure), un déséquilibre de charge, ou encore des défauts de fabrication (liés à l'usinage). En général, trois cas d'excentricité sont distingués. [2]

- **Excentricité statique :** le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.
- **Excentricité dynamique :** le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.

I.3.3 Défauts mécaniques :

Les roulements à billes servent d'interface électromécanique entre le stator et le rotor, tout en maintenant l'axe de la machine pour garantir une rotation optimale du rotor. Comme il a été présenté précédemment, ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. [27]

Ses causes possibles sont :

- L'usure due au vieillissement.
- La température de fonctionnement élevée.
- La perte de lubrification.
- L'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement).
- Le défaut de montage.
- Les courants d'arbres.

Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont [4] :

- Des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures.
- L'ondulation de leur surface de roulement.
- L'attaque des billes.
- La corrosion due à l'eau.
- Défaut de graissage, problème dû à la température.

- Décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge.

I.4 Diagnostic et Commande tolérante au défaut appliqué à la machine asynchrone :

Plusieurs travaux ont été dédiés au développement du diagnostic et la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone dans les dernières années. Toutes les méthodes de diagnostic et la commande tolérante aux défauts citées au-dessus sont appliquées à la machine à induction. Les auteurs présentent une étude bibliographique sur toutes les techniques FTC et de diagnostics appliqués au moteur à induction en précisant les avantages et les inconvénients de chaque technique. Nous nous intéressons aux méthodes à base de modèle plus particulièrement aux techniques à base d'observateurs. Les défauts qui ont été largement traités dans la littérature sont les défauts de capteurs (vitesse et courants), défauts de machine (court-circuit statorique et barre rotorique) et défauts convertisseurs. [9]

I.4.1 Commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts est une approche de conception qui permet à un système de maintenir ses performances malgré la présence de défaillances, en utilisant des stratégies de contrôle capables de détecter, isoler et compenser les anomalies. [5]

L'objectif principal d'un système de commande tolérante aux défauts est de concevoir des lois de commande avec une structure appropriée pour assurer la stabilité du système et maintenir les performances de commande proches des valeurs souhaitées, même en cas de défaillance des capteurs, des actionneurs ou du système. Cela garantit le bon fonctionnement non seulement lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, mais aussi en cas de dysfonctionnement.

Les applications des systèmes tolérants aux défauts s'étendent à divers domaines tels que l'aéronautique, les réseaux mobiles de communication et les réacteurs nucléaires. Par exemple, dans les centrales nucléaires, où les défaillances peuvent entraîner des catastrophes écologiques ou humaines, une action de commande appropriée pourrait être l'arrêt d'urgence du système. [5]

I.5 Détection et isolation des défauts

La détection et la localisation des défauts dans les procédés industriels suscitent un intérêt croissant parmi les chercheurs et ont donné lieu à de nombreux résultats et travaux de recherche au cours des deux dernières décennies. Ces avancées ont englobé non seulement la formalisation théorique des problèmes et leur résolution, mais également leur application pratique sur des processus réels. Dans

la section suivante, nous examinerons les divers types de défauts ainsi que les principales techniques de diagnostic utilisées dans l'industrie. [9]

I.5.1 Définition d'un défaut :

Un défaut dans une machine asynchrone, désigne toute condition anormale ou dégradation dans ses composants électriques, mécaniques ou structurels, qui peut affecter son fonctionnement optimal.

I.5.2 Différents type de défauts :

Les défauts sont des incidents qui surviennent à divers endroits du système. Selon la littérature, les défauts sont catégorisés en fonction de leur localisation, ce qui permet de définir trois types distincts.[7], (figure I.1)

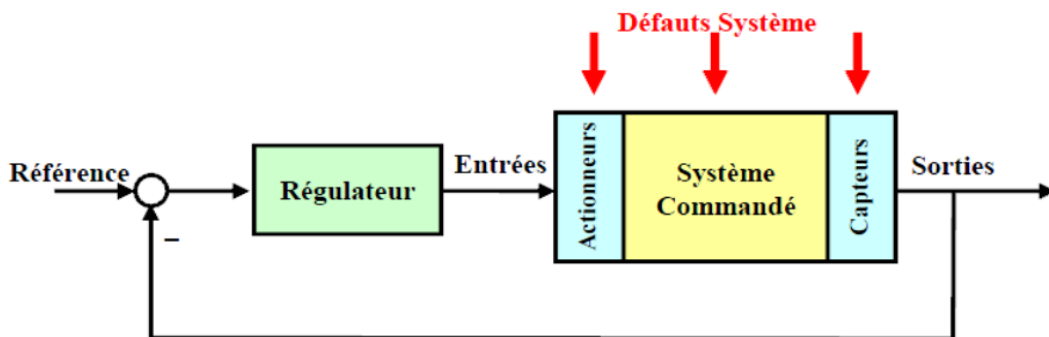


Figure I.7 : Les différents types de défauts.

I.5.2.1 Défauts actionneurs :

Les défauts au niveau des actionneurs interviennent dans la partie opérationnelle et altèrent le signal d'entrée du système. Ils se traduisent par une perte totale ou partielle de la capacité d'un actionneur à influencer le système. Un exemple de perte totale d'un actionneur serait un actionneur restant bloqué à une position, entraînant ainsi l'incapacité de contrôler le système via cet actionneur. Les défauts partiels des actionneurs se manifestent par des réactions similaires au fonctionnement nominal, mais avec une dégradation partielle de leur influence sur le système.[8]

I.5.2.2 Défauts capteurs :

Ce type de défaut entraîne une mauvaise représentation de l'état physique du système. Un défaut de capteur partiel produit un signal qui correspond plus ou moins à la valeur réelle de la variable mesurée. Cela peut se manifester par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur

réelle, la présence d'un biais ou un bruit accru empêchant une lecture correcte. Un défaut de capteur total génère une valeur qui n'a aucun rapport avec la grandeur à mesurer ($0, \infty$). [13]

I.5.2.3 Défauts composants ou système :

Ces défauts apparaissent dans les composants internes du système et ne peuvent être classés ni comme des défauts de capteurs ni comme des défauts d'actionneurs. Ils représentent des modifications des paramètres du système, ce qui entraîne un changement dans son comportement dynamique. [5] (Figure I.8)

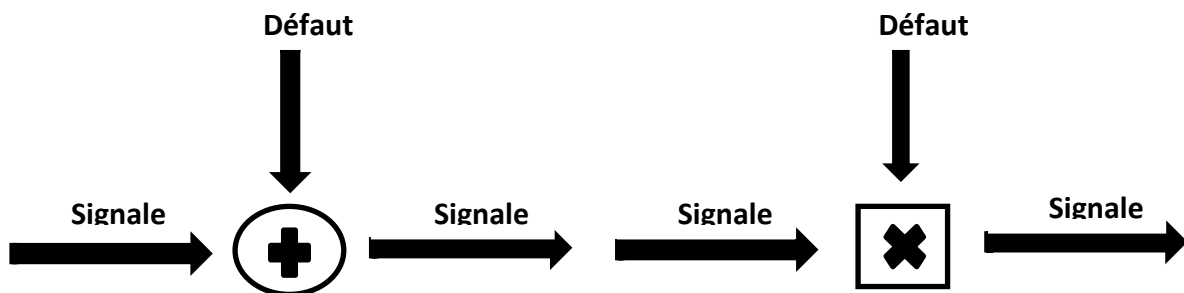


Figure I.8 : Défauts additifs et multiplicatifs.

I.6 Présentation des méthodes de diagnostic :

Les méthodes de détection et d'isolement de défauts (FDI) sont généralement regroupées en deux principales catégories : les approches fondées sur le signal et celles basées sur le modèle.

I.6.1 Méthodes de diagnostics basées sur le traitement de signal :

Les méthodes d'analyse de signal reposent sur le principe de l'identification de caractéristiques fréquentielles spécifiques au bon fonctionnement ou à la défaillance du processus. La première étape de cette approche implique la modélisation des signaux en les caractérisant dans le domaine fréquentiel, en évaluant leur contenu spectral, leur variance, etc. Les défauts, tels que le bruit, l'échauffement, les vibrations, entraînent divers phénomènes qui se manifestent par des altérations des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques.[9]

I.6.1.1 Analyse spectrale :

L'analyse spectrale est probablement la méthode la plus intuitive pour diagnostiquer les barres cassées. En général, le courant statorique est la seule grandeur intéressante accessible, et l'intérêt de son analyse spectrale réside dans la capacité à détecter et identifier l'élément défectueux en fonction de sa fréquence. [3]

I.6.2 Méthodes de diagnostic à base du modèle mathématique :

Les méthodes de diagnostic à base du modèle mathématique reposent sur la bonne connaissance du système à diagnostiquer sous la forme d'un modèle mathématique représentatif qui fournit des données ou des grandeurs qui caractérisent ce système. Ces informations fournies par le modèle sont comparées avec des mesures obtenues à l'issue d'un système réel et alors la défaillance c'est l'écart entre les deux. [9]

I.6.2.1 Méthodes d'espace de parité :

Dans les approches par espace de parité, les résidus sont calculés comme la différence entre les sorties mesurées et les sorties estimées, ainsi que leurs dérivées associées. Le résidu obtenu est ensuite pondéré par une matrice de transformation pour le rendre insensible aux perturbations affectant le système tout en augmentant les capacités d'identification des défauts. [29]

I.6.2.2 Méthodes d'estimation paramétrique :

L'approche d'estimation paramétrique suppose que les effets des défauts se traduisent par des altérations des paramètres plutôt qu'uniquement des variables du système physique. Cette méthode implique continuellement l'estimation des paramètres du processus en utilisant les mesures d'entrée/sortie et en évaluant leur écart par rapport aux valeurs de référence de l'état normal du processus.[4]

L'estimation paramétrique présente l'avantage de fournir des informations sur l'ampleur des déviations. Cependant, l'un de ses principaux inconvénients réside dans la nécessité d'avoir un système physique constamment en excitation. Cela pose des défis pratiques, notamment dans le cas de procédés dangereux, coûteux ou fonctionnant en mode stationnaire. De plus, les relations entre les paramètres mathématiques et physiques ne sont pas toujours inversibles de manière univoque, ce qui complique la tâche du diagnostic basé sur les résidus.[4]

I.6.2.3 Méthodes à base d'observateurs :

Les observateurs sont généralement utilisés dans la synthèse des lois de commande des systèmes physiques. Ils sont conçus pour fonctionner dans le contexte d'un système sans défaut, étant ainsi sélectionnés et calculés selon des critères de stabilité et de performance. Un défaut se manifeste par la rupture des hypothèses d'équilibre du modèle, ce qui peut entraîner une divergence entre les grandeurs observées et les grandeurs mesurées. L'écart entre la sortie réelle et la sortie observée est

utilisé comme résidu, servant d'indicateur de défaut et fournissant des informations exploitables pour la détection et la localisation des défauts. [9]

I.6.3 Méthodes basées sur l'intelligence artificielle :

Contrairement aux techniques du diagnostic mentionnées précédemment, les méthodes à base de l'intelligence artificielle constituent une autre approche pour la surveillance et la détection des défauts de la machine asynchrone. Ces techniques apportent aux systèmes de diagnostic des moteurs électriques la fiabilité, l'automatisation, la praticité et la sensibilité. Ces méthodes ne sont pas en concurrence avec les méthodes précédemment citées. Elles exploitent les signatures avec ou sans modèle, décrites précédemment, pour réaliser la supervision et le diagnostic du système. [9]

Parmi ces méthodes, nous pouvons citer les systèmes experts, la logique floue, les réseaux neuronaux, la reconnaissance des formes.....etc.

I.7 Critères de performance d'un système de diagnostic

Un système de diagnostic doit vérifier un ensemble de caractéristiques. Il doit les paramètres suivants [4] :

- **La détectabilité** correspond à la capacité du système de diagnostic à repérer la présence d'un défaut. Ce critère est étroitement lié au résidu, qui doit être généré de manière à détecter l'apparition du défaut le plus rapidement possible.
- **L'isolabilité** désigne l'aptitude du système de diagnostic à identifier l'organe affecté par le défaut. Cette notion est liée à la structure du résidu, qui doit permettre de distinguer les différents défauts afin de déterminer leur origine.
- **La sensibilité** reflète la capacité du système de diagnostic à produire des résidus sensibles aux défauts à détecter, lesquels sont généralement caractérisés par une certaine amplitude.
- **La robustesse** se traduit par la nécessité pour le système de diagnostic d'être non seulement sensible aux défauts à détecter, mais aussi insensible aux perturbations inconnues et aux entrées de commande. Cela implique la génération de résidus dits robustes, c'est-à-dire sensibles aux défauts tout en rejetant les perturbations et les signaux de commande.

Il existe cependant d'autres critères à prendre en compte en pratique, tels que la rapidité de détection, le coût, et les contraintes ergonomiques et économiques.

I.8 Mécanisme de reconfiguration

Dans la littérature, les méthodes de synthèse des lois de commande tolérantes aux défauts qu'on retrouve souvent sous l'acronyme anglo-saxon : FTCS pour Fault Tolerant Control Systems, sont regroupées en deux grandes familles basées sur deux approches distinctes : l'approche passive (acronyme : PFTC pour Passive Fault Tolerant Control) et l'approche active (acronyme : AFTC pour Active Fault Tolerant Control). [29]

Les méthodes dites de reconfiguration du système reposent généralement sur la présence de redondance dans la chaîne de mesure et/ou dans l'actionneur. L'idée est de détecter et localiser correctement le défaut, puis de passer à un nouvel actionneur et/ou une nouvelle chaîne de capteurs redondant et sain. L'avantage de ce contrôle est que le système de contrôle est simple et qu'il n'est pas nécessaire de considérer le type et la forme du défaut.

De plus, l'adaptation aux défauts est une adaptation basée sur le contrôle de telle sorte que la présence de défauts n'est pas compromise. Dans le contexte du conditionnement de défauts, nous distinguons les méthodes basées sur la projection et les méthodes de refonte en ligne. Dans les méthodes basées sur la projection, le but est de sélectionner une loi de contrôle appropriée parmi un ensemble de correcteurs hors ligne précalculés. Les méthodes de refonte en ligne impliquent le calcul en ligne des paramètres du correcteur (commande reconfigurable) ou la nouvelle synthèse de la loi de commande, modifiant ainsi la structure et les paramètres de cette dernière (commande reconfigurable). [7]

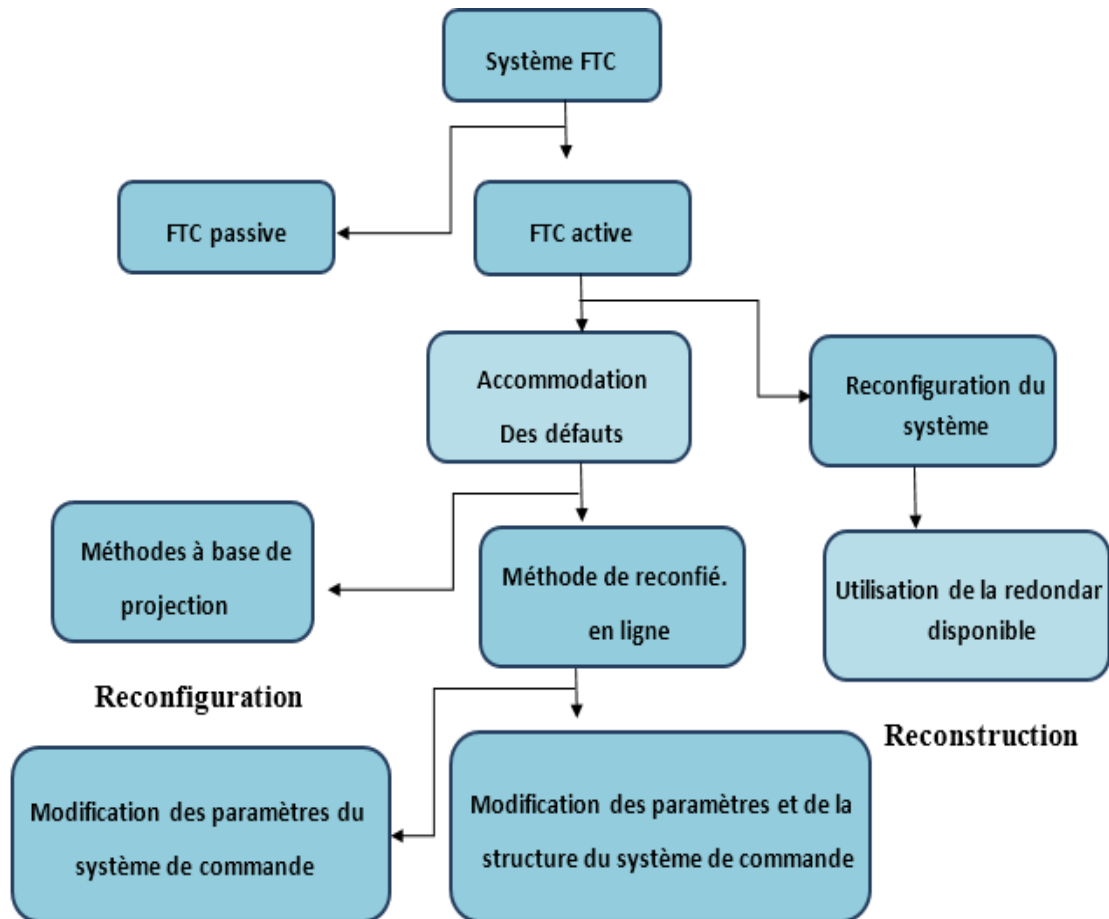


Figure I.9: Classification des approches FTC.

I.8.1 Approches passives de la FTC :

Dans le cadre de l'approche passive, les contrôleurs sont conçus pour être robustes à certains défauts. L'idée principale est d'assurer que le système en boucle fermée reste robuste face aux incertitudes et à certains défauts spécifiques, sans nécessiter d'informations en temps réel sur ces défauts. Cette approche ne requiert ni schéma de détection de défauts ni reconfiguration de la loi de commande, mais sa capacité de tolérance intrinsèque est limitée à quelques défauts. Dans le cas de l'approche passive, le système défaillant continue de fonctionner avec le même contrôleur et la même structure, les objectifs et les performances restant équivalents à ceux du système nominal. [29]

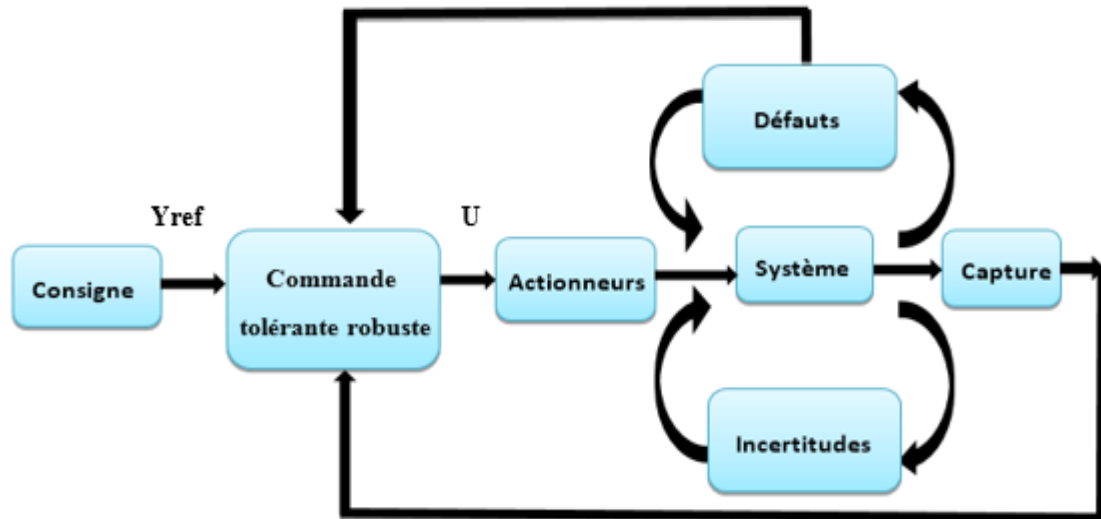


Figure I.10: Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive.

I.8.2 Approches actives de la FTC :

Contrairement à l'approche passive, l'approche active de la commande FTC réagit aux diverses défaillances du système en reconfigurant en ligne les lois de commande tout en maintenant la stabilité et les performances. Cette méthode permet de gérer des défauts imprévus, mais nécessite une détection et une isolation efficaces des défauts pour fournir des informations aussi précises que possible sur ces derniers (moment d'apparition, type et amplitude du défaut). En fonction de la gravité de l'impact du défaut sur le système, une nouvelle loi de commande (modification de la structure et/ou des paramètres) est appliquée après détection et localisation du défaut. [39]

Les méthodes actives de commande tolérante aux défauts utilisent des techniques d'ajustement en temps réel des régulateurs de la boucle de commande, tout en identifiant les caractéristiques des défauts pour maintenir la stabilité et les performances du système. En général, une commande tolérante aux défauts active se compose de quatre éléments essentiels, comme illustré dans la figure I.11 : un bloc de diagnostic des défauts (Fault Detection and Diagnosis, FDD), un bloc de reconfiguration, un régulateur reconfigurable et une référence appliquée au système. Le bloc de diagnostic doit détecter les différents types de défauts affectant le système et fournir des informations fiables sur son état en un temps minimal pour activer le mécanisme de reconfiguration. Sur la base de ces informations, le régulateur reconfigurable doit être automatiquement synthétisé pour maintenir la stabilité, la dynamique et les performances initiales du système. De plus, pour garantir que le système en boucle fermée puisse suivre la commande ou la trajectoire spécifiée même en présence de défauts, un régulateur "feedforward" reconfigurable

doit pouvoir être synthétisé pour assurer un suivi précis. En cas de dégradation des performances du système, la commande de référence doit permettre d'ajuster automatiquement l'entrée de commande ou la trajectoire de référence, ou d'informer les opérateurs humains de la présence de défauts. [7]

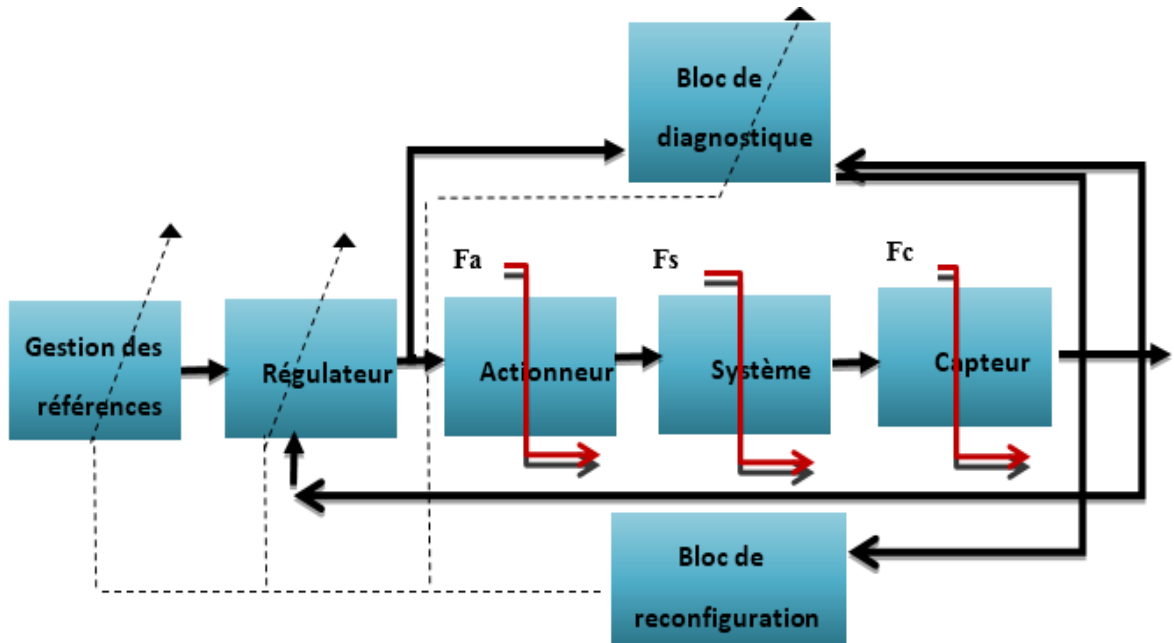


Figure I.11: Structure générale des méthodes AFTC.

I.9 Conclusion

Le chapitre consacré à l'état de l'art sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts met en avant les progrès significatifs réalisés pour renforcer la robustesse et l'efficacité des systèmes automatisés face aux imprévus. Il souligne l'importance de techniques de diagnostic avancées et de stratégies de commande adaptatives pour identifier et compenser les défauts, minimisant ainsi les impacts sur la performance globale. L'intégration de l'intelligence artificielle et de l'apprentissage automatique représente un tournant, offrant des perspectives prometteuses pour une détection plus rapide et une gestion plus précise des anomalies. Toutefois, le chapitre reconnaît également les défis inhérents à la complexité croissante des systèmes et à la nécessité d'approches multidisciplinaires pour une efficacité accrue. En conclusion, ce domaine continue de se développer rapidement, poussé par la recherche d'une fiabilité et d'une sécurité accrues dans les applications critiques, marquant ainsi une évolution essentielle vers des technologies plus autonomes et résilientes.

CHAPITRE II :
MODÉLISATION DE
LA MACHINE
ASYNCHRONE AVEC
ET SANS DÉFAUT

II.1 Introduction :

Ce chapitre présente une étude approfondie des machines asynchrones, également connues sous le nom de moteurs à induction. Ces machines jouent un rôle essentiel dans de nombreux domaines industriels en raison de leur conception simple, de leur robustesse et de leur coût abordable. Les moteurs asynchrones triphasés sont largement utilisés dans des secteurs variés tels que les transports, la fabrication et les appareils électroménagers.

Le terme "asynchrone" fait référence au fait que la vitesse de rotation de ces machines n'est pas nécessairement proportionnelle à la fréquence du courant qui les alimente.

Le chapitre présente une partie de modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans deux situations distinctes (avec et sans défaut). Ces modèles permettront d'analyser les phénomènes qui se produisent en cas de défaillance de la machine.

Une partie importante est consacrée à la modélisation et à la simulation des machines asynchrones saines et défectueuses à l'aide d'outils comme Matlab/Simulink. Il est essentiel de comprendre le comportement de ces machines dans diverses conditions, en particulier en présence de défauts tels que le court-circuit. Cette étude vise à fournir des moyens de détecter et d'analyser les défauts des machines asynchrones, un enjeu crucial pour assurer leur fonctionnement efficace et leur maintenance dans un contexte industriel.

II.2 Transformation des systèmes triphasés :

Pour obtenir une modélisation représentative du comportement physique réel de la machine asynchrone (MAS), les hypothèses simplificatrices suivantes sont admises :

- La répartition de la force magnétomotrice est sinusoïdale.
- La machine est supposée symétrique avec des grandeurs périodiques.
- Le rotor est représenté par un bobinage triphasé équivalent.
- Les pertes fer sont négligées.
- L'entrefer est lisse.
- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés.
- Les effets de peau et de température sont négligés.

Dans ces conditions, le modèle du moteur à induction triphasé (au stator et au rotor), illustré schématiquement par la figure (II.1), est décrit par les équations suivantes (tension, flux, couple et

mécanique). Les trois phases de l'armature du stator, ainsi que celles du rotor, sont décalées de $\pm 2\pi/3$. Les phases du rotor sont court-circuitées entre elles.

θ représente l'angle absolu de rotation inter armature. [25]

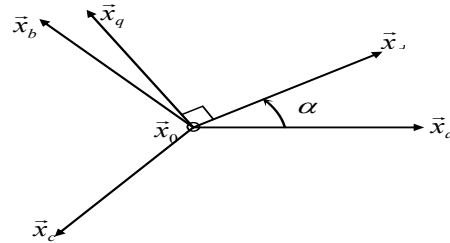


Figure II.1 : Représentation des axes triphasés et des axes du repère de Park.

Deux de ces axes sont situés dans le même plan que les axes triphasés " abc ", le troisième axe est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes " abc ".

Il faut correspondre les composantes $[x_a \ x_b \ x_c]^t$ du repère triphasé " abc " à celles $[x_d \ x_q \ x_o]^t$ par l'intermédiaire d'une matrice de transformation $[T]$.

$$\text{Si } [x_{abc}] = [x_a \ x_b \ x_c]^t \quad \text{et} \quad [x_{dqo}] = [x_d \ x_q \ x_o]^t$$

$$\text{On a: } [x_{dqo}] = [T] \cdot [x_{abc}] \tag{II.1}$$

$[T]$: est dite matrice de transformation.

Le vecteur $[x_{abc}]$ peut être les vecteurs tensions, courants, flux :

$$[v_{abc}] = [v_a v_b v_c]^t ; [i_{abc}] = [i_a i_b i_c]^t , [\varphi_{abc}] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^t$$

Il est possible de trouver les composantes du système " abc " (réel) à partir des composantes du système " dqo " (fictif) par la transformation inverse, tel que :

$$[x_{abc}] = [T]^{-1} \cdot [x_{dqo}] \tag{II.2}$$

La composante x_d : est appelée composante directe

La composante x_q : est appelée composante en quadrature

La composante x_o : est appelée composante homopolaire

II.2.1 Transformation de Park :

La transformation de Park est définie par la matrice $[P(\alpha)]$, avec α est l'angle entre les deux axes (\vec{x}_a, \vec{x}_d) . Cet angle peut être soit une variable d'espace (θ), soit une variable temporelle (ωt).

Cette transformation peut être appliquée de manière identique aux tensions, courants et aux flux.

Transformation directe

$$[v_{dqo}] = [P(\alpha)][v_{abc}] \quad (\text{II.3})$$

Transformation inverse

$$[v_{abc}] = [P(\alpha)]^{-1}[v_{dqo}] \quad (\text{II.4})$$

La matrice de transformation directe est la suivante :

$$[P(\alpha)] = K_T \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha - 4\pi/3) \\ -\sin(\alpha) & -\sin(\alpha - 2\pi/3) & -\sin(\alpha - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La matrice de transformation inverse est la suivante :

$$[P(\alpha)]^{-1} = [P(\alpha)]^t = K_T \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & -\sin(\alpha - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha - 4\pi/3) & -\sin(\alpha - 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

La constante K_T est le coefficient de conservation de l'amplitude ou la puissance entre les deux de repère.

Si $K_T = 2/3$, alors la transformation conserve l'amplitude. En revanche, si $K_T = \sqrt{2/3}$, alors la transformation conserve la puissance.

II.2.2 Transformation de Concordia :

La transformation de Concordia est un cas particulier de la transformation de Park ou l'angle θ_p est nul. Il s'agit donc d'une transformation statique qui s'exprime par la relation :

La transformation se fait comme suit :

$$[x_{\alpha\beta o}] = [C] \cdot [x_{abc}] \quad (\text{II.7})$$

Avec, la matrice de passage directe [C] :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Et la matrice de passage inverse $[C]^{-1}$:

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Afin de développer les lois de commande basées sur le contrôle et le réglage des grandeurs statoriques de la machine, il est plus judicieux de choisir le repère diphasé (α, β) lié au stator.

Les variables de commande sont les tensions statoriques alors que les courants statoriques et les flux statoriques représentent les variables d'états.

Elle conserve la puissance mais elle ne conserve pas les amplitudes.

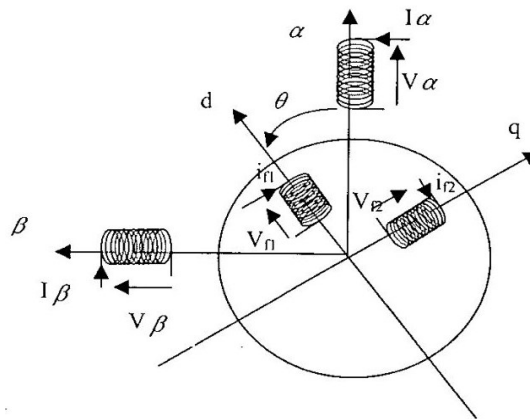


Figure II.2 : Représentation des axes triphasés et des axes " $\alpha\beta$ " (Concordia).

Le passage des axes " $\alpha\beta$ " au axes " dq " s'effectue tout simplement au moyen de la matrice de rotation $[R]$ de sorte que :

$$[x_{dqo}] = [R][x_{\alpha\beta o}] \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \sin(\alpha) & 0 \\ -\sin(\alpha) & \cos(\alpha) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Et celle de rotation inverse est :

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & 0 \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

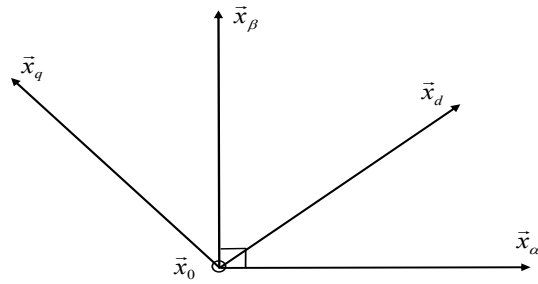


Figure II.3 : Représentation des axes "dqo"(Park) et des axes " $\alpha\beta o$ " (Concordia).

II.3 Modélisation de la machine asynchrone :

La modélisation est la procédure de présenter un objet réel et son fonctionnement par un modèle mathématique autrement dit c'est la mise en équation mathématique d'un système réel. Elle constitue une étape fondamentale pour l'étude et l'analyse des systèmes. Cette exigence est particulièrement importante dans le cas d'une machine électrique.

La machine asynchrone triphasée peut être représentée schématiquement selon les axes magnétiques du stator et du rotor dont les phases sont repérées respectivement $\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$ et $\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$

L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases \vec{S}_a, \vec{R}_a choisis comme axes de référence.

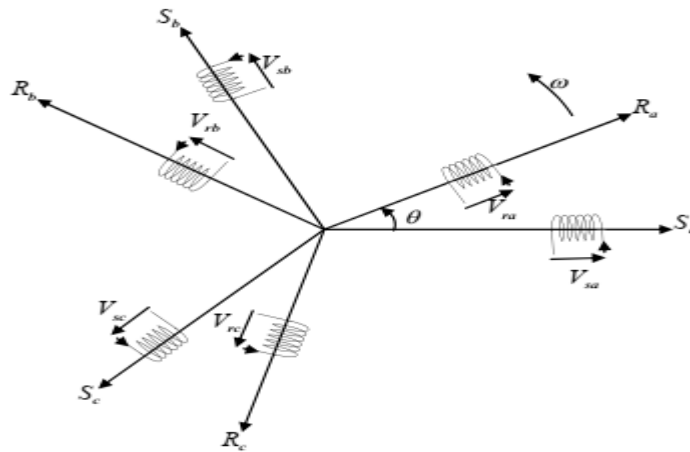


Figure II.4 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone.

II.3.1 Model de la machine asynchrone dans le repère triphasée :

On définit les vecteurs des tensions et courants statoriques par u_s et i_s ainsi que le vecteur des courants rotoriques par i_r sur les trois bobinages triphasés au stator et au rotor :

$$u_s = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad i_s = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad i_r = \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} \quad (II.13)$$

Les équations de tensions et de flux de la machine asynchrone s'écrivent alors :

$$u_s = [R_s]i_s + \frac{d}{dt} \varphi_s \quad (\text{II.14})$$

$$0 = [R_r]i_r + \frac{d}{dt} \varphi_r \quad (\text{II.15})$$

$$\varphi_s = [L_s]i_s + [M_{sr}]i_r \quad (\text{II.16})$$

$$\varphi_r = [L_r]i_r + [M_{rs}]i_s \quad (\text{II.17})$$

Où :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{psa} + L_{fsa} & -\frac{L_{sab}}{2} & -\frac{L_{sac}}{2} \\ -\frac{L_{sba}}{2} & L_{psb} + L_{fsb} & -\frac{L_{sbc}}{2} \\ -\frac{L_{sca}}{2} & -\frac{L_{scb}}{2} & L_{psc} + L_{fsc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{pra} + L_{fra} & -\frac{L_{rab}}{2} & -\frac{L_{rac}}{2} \\ -\frac{L_{rba}}{2} & L_{prb} + L_{frb} & -\frac{L_{rbc}}{2} \\ -\frac{L_{rca}}{2} & -\frac{L_{rcb}}{2} & L_{prc} + L_{frc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sar_a} \cos(\theta) & M_{sar_b} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sar_c} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sbr_a} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sbr_b} \cos(\theta) & M_{sbr_c} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{scr_a} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{scr_b} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{scr_c} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

R_{sx} (resp. R_{rx}) : Résistance propre d'une phase statorique (resp. Rotorique)

L_{psx} et L_{fsx} : inductance principale et inductance de fuite statorique

L_{prx} et L_{frx} : inductance principale et inductance de fuite rotorique

L_{sxy} (resp. L_{rxy}) : Mutuelle inductance entre deux phases statoriques (resp. Rotoriques)

M_{sxy} : Mutuelle inductance entre une phase statorique x et une phase rotorique y

$\theta = P * \theta_{mécanique}$, Angle électrique de la position du rotor

P : Nombre de paires de pôles

L'ensemble de ces hypothèses cité au-dessus permet d'écrire :

$$R_{sx} = R_s, R_{rx} = R_r, M_{sxy} = M_{sr}.$$

$$L_{psx} = L_{pry} = L_{sxy} = L_{rxy} = L_p.$$

On peut écrire les différentes mutuelles inductances sous forme matricielle comme suit :

$$M_{sr}(\theta) = \frac{3}{2} M_{sr} T_{32} P(\theta) T_{23} \quad (\text{II.22})$$

$$M_{rs}(\theta) = M_{sr}(\theta)^T = \frac{3}{2} M_{sr} T_{23} P(-\theta) T_{32} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$T_{32} = T_{23}^T$$

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} : \text{matrice de rotation d'angle } \theta \quad (\text{II.25})$$

II.3.2 Model de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator :

La transformation triphasée-biphasée aboutit à une famille de modèles de la machine asynchrone, où les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées sur deux axes en quadrature. Dans notre étude et pour plus de simplicité, on établit en premier un modèle où les grandeurs sont dans le repère lié au stator. Ainsi, l'enroulement équivalent aux trois phases du stator est formé de deux bobinages d'axes directs α_s et en quadrature β_s . L'axe direct α_s est confondu avec l'axe de la première phase a_s statorique. De même, au rotor, on substitue deux bobinages α_r et β_r aux enroulements triphasés équivalents. On définit alors les grandeurs électriques ramenées au stator :

$$\text{Grandeurs statoriques : } x_{\alpha\beta_s} = T_{23} x_s$$

$$\text{Grandeurs rotoriques : } x_{\alpha\beta_r} = P(\theta) T_{23} x_r$$

Alors, les équations de tensions et de flux deviennent :

$$U_{\alpha\beta_s} = R_s i_{\alpha\beta_s} + \frac{d}{dt} \varphi_{\alpha\beta_s} \quad (\text{II.26})$$

$$0 = R_r i_{\alpha\beta_r} + \frac{d}{dt} \varphi_{\alpha\beta_r} - \omega P(\frac{\pi}{2}) \varphi_{\alpha\beta_r} \quad (\text{II.27})$$

$$\varphi_{\alpha\beta_s} = L_s i_{\alpha\beta_s} + M_{sr} i_{\alpha\beta_r} \quad (\text{II.28})$$

$$\varphi_{\alpha\beta_r} = L_r i_{\alpha\beta_r} + M_{sr} i_{\alpha\beta_s} \quad (\text{II.29})$$

II.3.2.1 Equation mécanique :

La vitesse est la solution de l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \Omega_r \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$\Omega_r = \frac{d\theta}{dt}$$

J : Représente le moment d'inertie.

f_v : Le couple de frottement visqueux.

C_r : Le couple résistant appliqué à la machine.

C_{em} : le couple électromagnétique.

L'expression du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{pM_{sr}}{L_r} (\varphi_{\alpha_r} i_{\beta_s} - \varphi_{\beta_s} i_{\alpha_r}) \quad (\text{II.31})$$

II.3.3 Modèle d'état de la machine asynchrone :

Il s'agit de rendre le modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B \cdot u \\ y = C \cdot x + D \cdot u \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Où :

$$x = [i_{\alpha_s} \quad i_{\beta_s} \quad \varphi_{\alpha_r} \quad \varphi_{\beta_r} \quad \omega_r]^T, u = [V_{\alpha_s} \quad V_{\beta_s}]^T \text{ et } y = [i_{\alpha_s} \quad i_{\beta_s} \quad \omega_r]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + ax_3 + Kpx_4x_5 \\ -\gamma x_2 + ax_4 - Kpx_3x_5 \\ bx_1 - cx_3 - px_4x_5 \\ bx_2 - cx_4 + px_3x_5 \\ d(x_3x_2 - x_4x_1) - \frac{c_r}{J} - \frac{f_v}{J} x_5 \end{bmatrix} \text{ Et } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ Et } D = 0 \quad (\text{II.33})$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}, \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r}, T_r = \frac{L_r}{R_r}, K = \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s}, a = \frac{K}{T_r}, b = \frac{M_{sr}}{T_r}, c = \frac{1}{T_r}$$

$$\text{et } d = \frac{pM_{sr}}{JL_r}$$

II.4 Modélisation de la machine asynchrone en défaut de court-circuit

Le court-circuit des spires est le défaut le plus nuisible et le plus fréquent rencontré dans le stator des machines électriques. On va présenter le modèle de ce type de défaut, spécifiquement un court-circuit entre spires dans une machine asynchrone triphasée à cage, en utilisant le repère de Park. Nous étudierons également l'effet de ce court-circuit sur le déséquilibre de la tension d'alimentation. Les techniques de détection des défauts examinées reposent sur l'analyse spectrale du courant statorique, utilisant la transformée de Fourier rapide (FFT) en régime stationnaire.[28]

II.4.1 Modèle d'état de la machine asynchrone avec défaut de court-circuit :

Il s'agit de modéliser une machine active équivalente dont le stator et le rotor sont toujours constitués de trois phases identiques parcourues par des courants triphasés. Pour prendre en compte l'existence de spires en court-circuit au stator de la machine asynchrone, on introduit une bobine supplémentaire court-circuitée dont le nombre de spires est nec égal au nombre de spires en défaut dans la machine. Ainsi, en présence du déséquilibre statorique provoqué par le défaut, la machine comporte donc en plus des bobinages triphasés statoriques d'axes (a_s, b_s, c_s) et rotoriques d'axes (a_r, b_r, c_r) un bobinage en court-circuit qui est à l'origine du champ stationnaire par rapport au stator crée lors du défaut.

La figure (II.5) illustre le stator d'une machine asynchrone à une paire de pôles avec un défaut de court-circuit sur la phase b, du stator. L'effet du défaut fait apparaître dans la machine un nouveau bobinage B_{cc} dont le nombre de spires est égal au nombre de spires en court-circuit de direction égale à $\frac{2\pi}{3}$ (direction de la phase b_s). Afin de bien caractériser ce défaut, il est nécessaire d'introduire deux paramètres. [28]

- L'angle électrique noté θ_{cc} repérant le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase a_s . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et ne peut prendre que les trois valeurs $0, \frac{2\pi}{3}$ ou $\frac{4\pi}{3}$ correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases (a_s, b_s, c_s) .

$$\theta_{cc} = \begin{cases} 0 & \text{phase } a \\ \frac{2\pi}{3} & \text{phase } b \\ -\frac{2\pi}{3} & \text{phase } c \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

- Le rapport de court-circuit noté η_{cc} égale au rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut.

$$\eta_{cc} = \frac{n_{cc}}{n_s} \quad (\text{II.35})$$

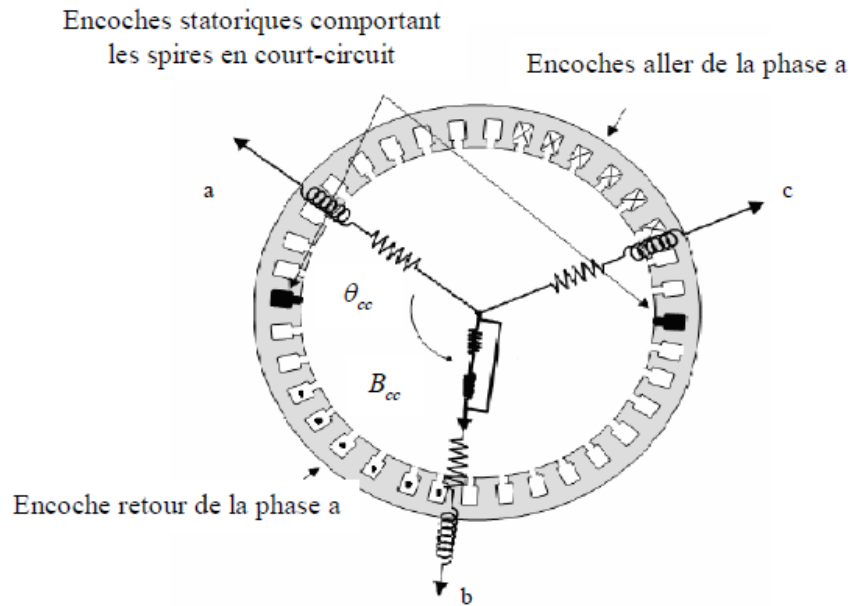


Figure II.5 : court-circuit de spire sur la phase b du stator.

II.4.2 Modélisation dans le repère triphasé :

Les équations électriques des trois phases statoriques et rotoriques servent de point de départ à l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone, en faisant l'hypothèse de la linéarité. Cette situation est donc équivalente à un fonctionnement commun produisant un champ tournant, et d'un fonctionnement différentiel à l'origine d'un champ supplémentaire orienté selon l'axe de la bobine en défaut. Figure (II.6)

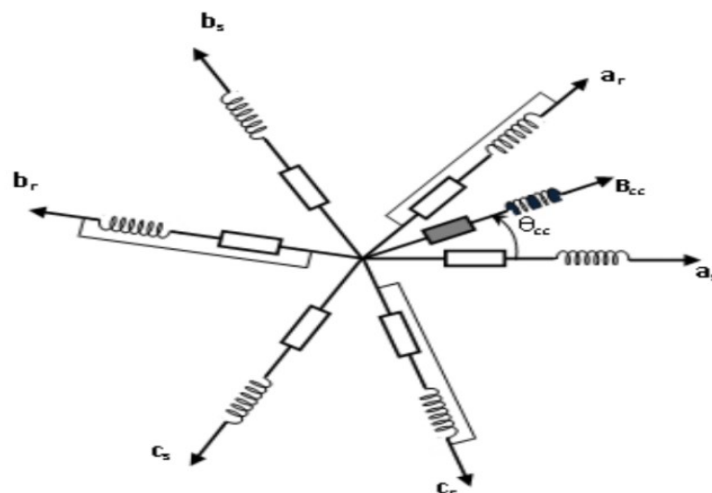


Figure II.6 : Enroulements triphasés avec spires en court-circuit.

Les équations de tension et de flux de la machine asynchrone en défaut de court-circuit s'écrivent alors

$$[U_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt} [\varphi_S] \tag{II.36}$$

$$0 = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (\text{II.37})$$

$$0 = R_{cc}i_{cc} + \frac{d\theta_{cc}}{dt} \quad (\text{II.38})$$

$$[\varphi_s] = \{[L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r]\} + [M_{scc}]i_{cc} \quad (\text{II.39})$$

$$[\varphi_r] = \{[L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s]\} + [M_{rcc}]i_{cc} \quad (\text{II.40})$$

$$[\varphi_{cc}] = \{[L_{cc}][I_{cc}] + [M_{ccs}][I_s]\} + [M_{ccr}]i_r \quad (\text{II.41})$$

La résistance R_s est proportionnelle au nombre de spires, la résistance R_{cc} de bobinage B_{cc} est donnée en fonction de la résistance R_s des trois phases statoriques sans défaillances [31] :

$$R_{cc} = \eta_{cc} R_s \quad (\text{II.42})$$

Le circuit magnétique emprunté par les lignes de champ coupant la bobine B_{cc} en court-circuit est identique à celui emprunté par les lignes de champ coupant la phase statorique en défaut. Les différentes inductances de la bobine B_{cc} par rapport aux phases statoriques et rotoriques de la machine sont données par les relations suivantes [30] :

$$L_s = \eta_{cc}^2 (L_p + L_f) \quad (\text{II.43})$$

$$[M_{scc}] = \eta_{cc} [L_p] \left[\cos(\theta_{cc}) \quad \cos(\theta_{cc} - \frac{2\pi}{3}) \quad \cos(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{II.44})$$

$$[M_{scc}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} [L_p] [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] T_{23}$$

$$[M_{rcc}] = \eta_{cc} [L_p] \left[\cos(\theta_{cc} - \theta) \quad \cos(\theta_{cc} - \theta - \frac{2\pi}{3}) \quad \cos(\theta_{cc} - \theta + \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{II.45})$$

$$[M_{rcc}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} [L_p] [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] P(\theta) T_{23}$$

$$[M_{ccs}] = [M_{scc}]^T \text{ et } [M_{ccr}] = [M_{rcc}]^T \quad (\text{II.46})$$

II.4.3 Modélisation dans le repère diphasé :

Les grandeurs de court-circuit sont localisées sur une direction fixe au stator, leur projection sur les axes α_s et β_s permettant de leur associer les vecteurs stationnaires par rapport au stator [9]:

$$i_{\alpha\beta_{cc}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} i_{cc}, \quad \phi_{\alpha\beta_{cc}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \phi_{cc}$$

Les équations de tension sont les mêmes que celles de l'équation (II.26) et (II.27), en ajoutant l'équation qui dépend du court-circuit :

$$0 = R_{cc}i_{\alpha\beta_{cc}} + \frac{d}{dt} \phi_{\alpha\beta_{cc}} \quad (\text{II.47})$$

Les équations des flux s'écrivent :

$$\Phi_{\alpha\beta_s} = L_s i_{\alpha\beta_s} + M_{sr} i_{\alpha\beta_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} M_{sr} i_{\alpha\beta_{cc}} \eta_{cc} \quad (II.48)$$

$$\Phi_{\alpha\beta_r} = L_r i_{\alpha\beta_r} + M_{sr} i_{\alpha\beta_s} + \sqrt{\frac{2}{3}} M_{sr} i_{\alpha\beta_{cc}} \quad (II.49)$$

$$\Phi_{\alpha\beta_{cc}} = \eta_{cc}^2 L_{cc} Q(\theta_{cc}) i_{\alpha\beta_{cc}} + \sqrt{\frac{2}{3}} M_{sr} \eta_{cc} Q(\theta_{cc}) (i_{\alpha\beta_s} + i_{\alpha\beta_r}) \quad (II.50)$$

Avec :

$$Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix}$$

II.4.4 Modèle d'état de la machine avec défaut de court-circuit :

La figure (II.7) donne le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone en régime dynamique, en tenant compte d'un éventuel défaut de court-circuit à n'importe quelle phase du stator [9] :

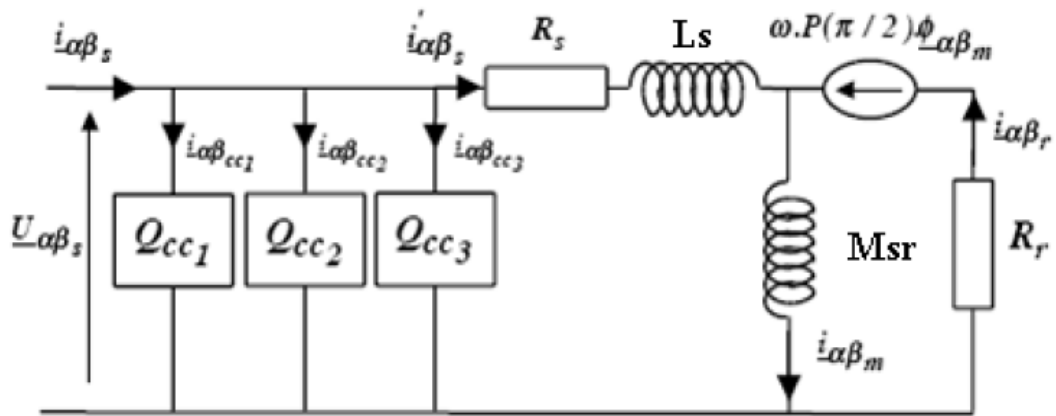


Figure II.7 : Modèle général de court-circuit dans le repère de Park.

Le modèle continu de la machine asynchrone avec défaut de court-circuit est représenté alors sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad (II.51)$$

Où les matrices $f(x)$, B et C sont les mêmes que celles de l'équation (II.32), mais seulement avec :

$$D = \sum_{k=1}^3 \frac{2\eta_{cc}}{3R_s} Q(\theta_{cc}) \quad (II.52)$$

II.5 Étude de simulation :

Le modèle développé précédemment est simulé en Matlab pour une machine alimentée par un réseau équilibré 380/220V, $f=50\text{Hz}$, on applique une charge de 2.52N.m à $t=2\text{s}$ et on introduit à l'instant $t=3.5\text{s}$ un défaut de type court-circuit de spires sur la phase A ce qui correspond à $\eta_{cc} = 0.0735$

(voir l'Annexe A)

II.5.1 Résultats de la simulation :

Résultats de simulation de la MAS démarrage à vide de boucle ouverte :

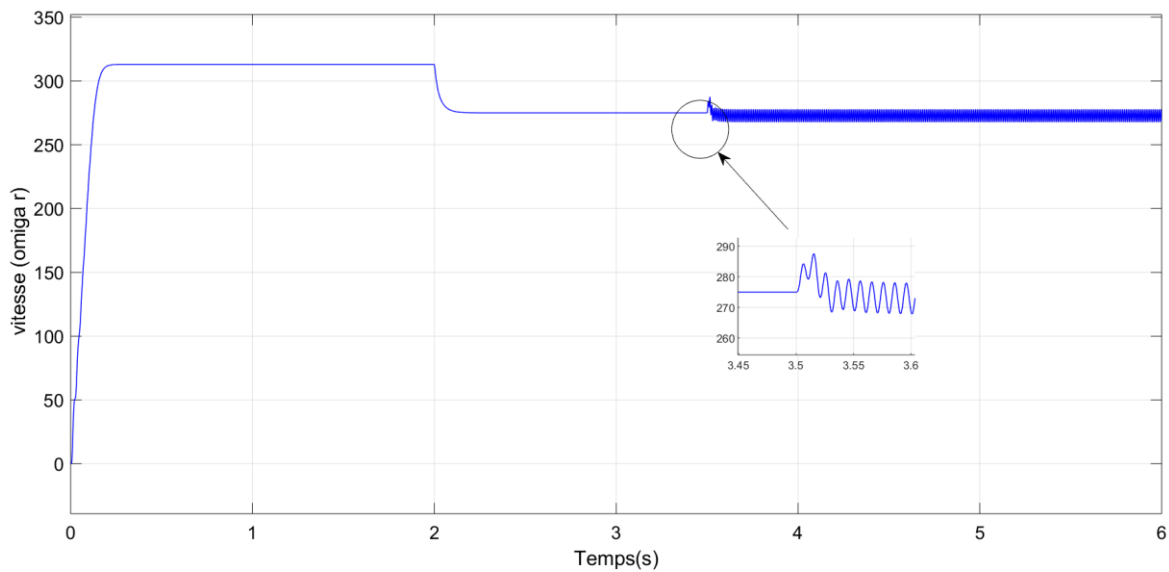


Figure II.8 : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.

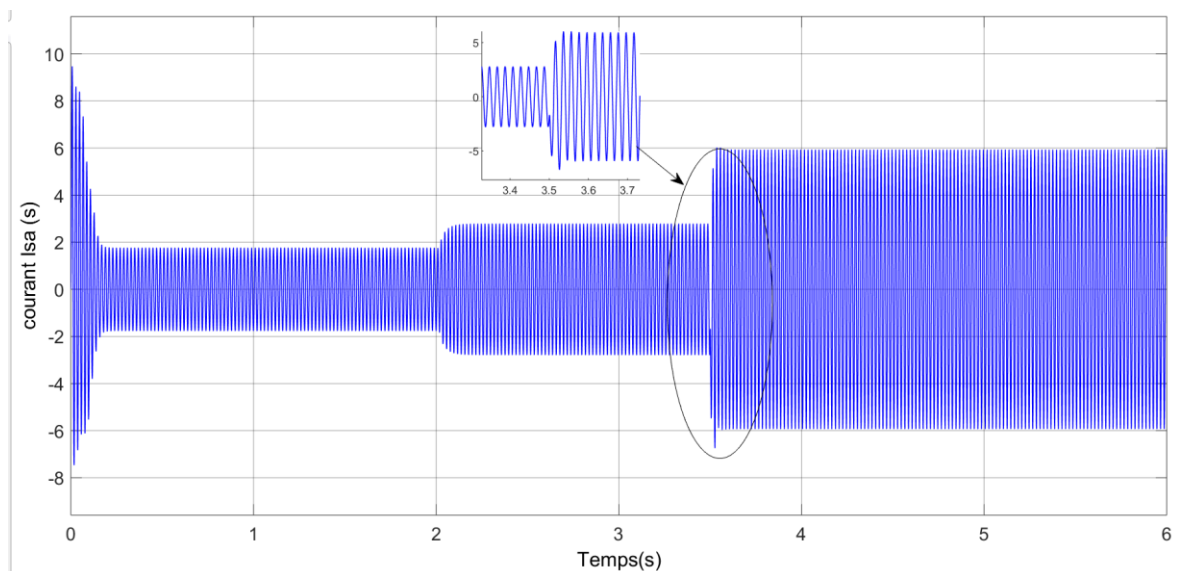


Figure II.9 : Le courant I_{as} lors d'un court-circuit en fonction du temps.

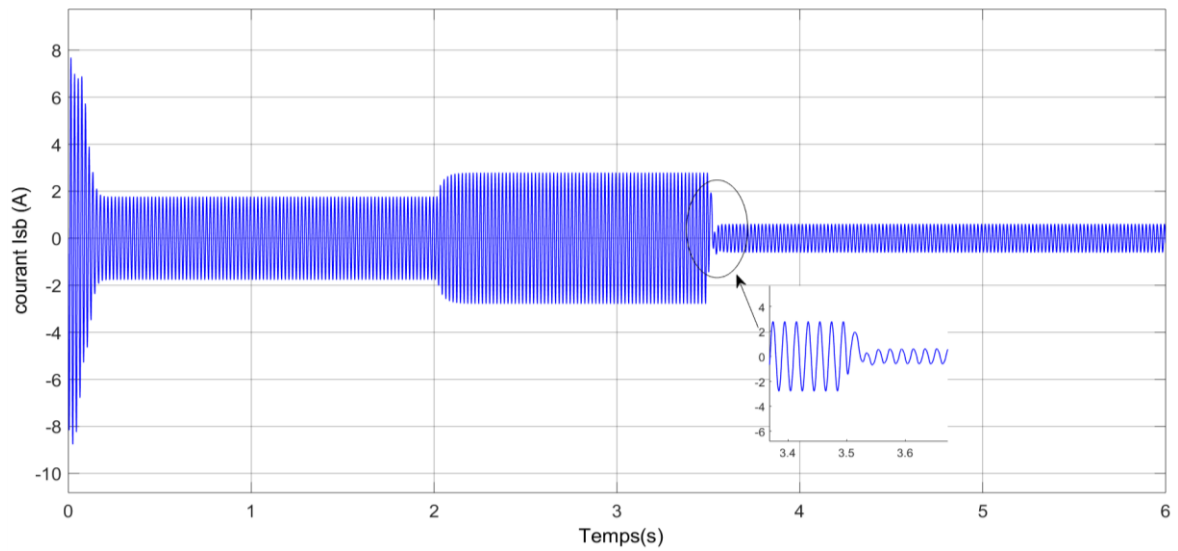


Figure II.10 : Le courant I_{bs} lors d'un court-circuit en fonction du temps.

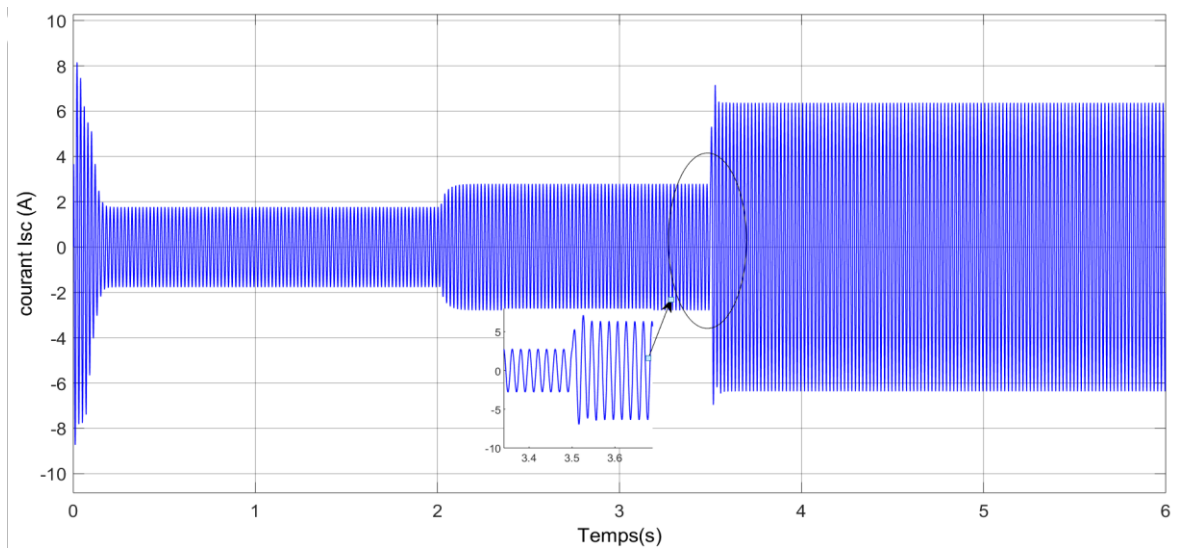


Figure II.11 : Le courant I_{cs} lors d'un court-circuit en fonction du temps.

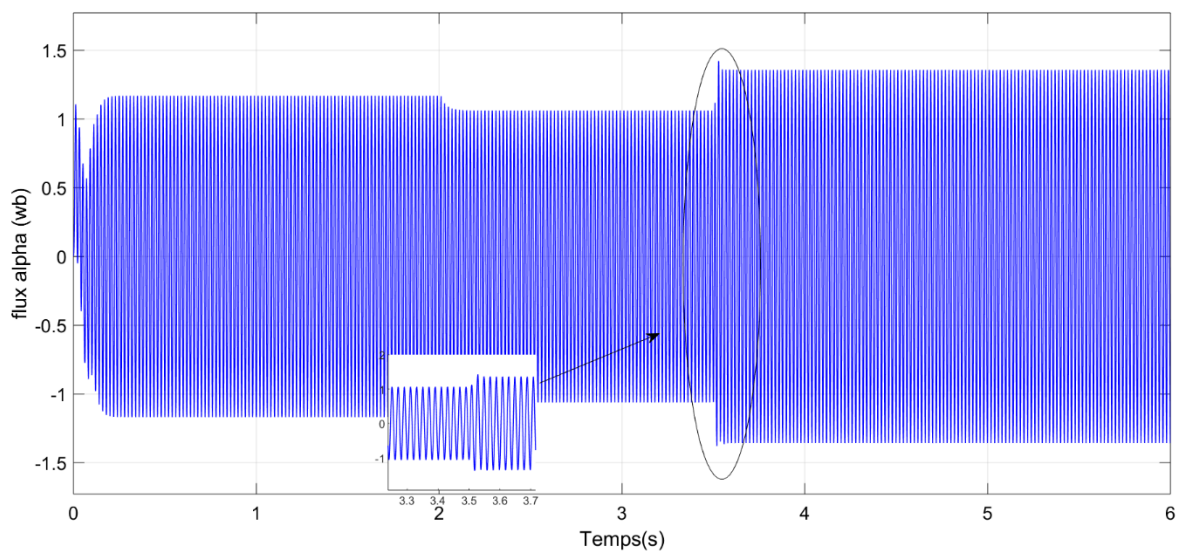


Figure II.12 : le flux alpha d'un court-circuit en fonction du temp.

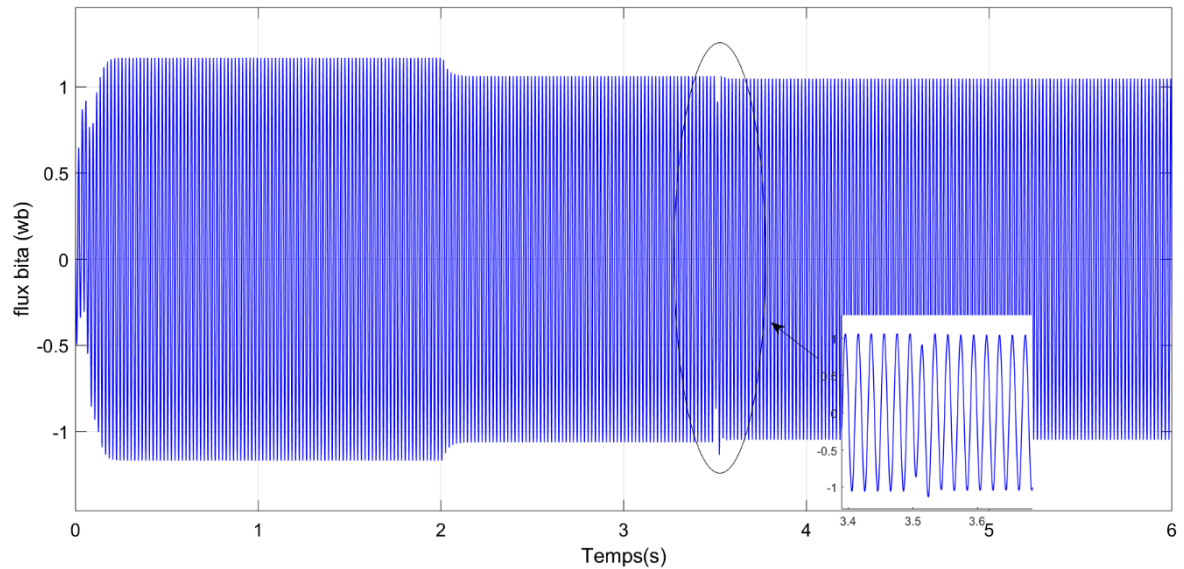


Figure II.13 : le flux bita d'un court-circuit en fonction du temps.

II.5.2 Interprétation de la simulation :

La figure (II.8) représente la courbe de la vitesse ω en fonction de temp et les figures (II.9), (II.10), (II.11) représentent la comparaison des trois courants de ligne issus de la simulation. A l'instant $t=3.5s$ le court-circuit fait augmenter le courant dans les phases A_s , C_s , et diminuer dans la phase B_s . On constate que le modèle développé simule de façon très satisfaisante le cas réel.

II.5.3 Validation par analyse spectrale :

Dans le cas d'un défaut de court-circuit statorique l'analyse spectrale des courants statoriques fait apparaître des nouvelles composantes aux fréquences Kf_s .

Figure (II.14) : présente l'analyse spectrale de type FFT sur le courant de la phase as.

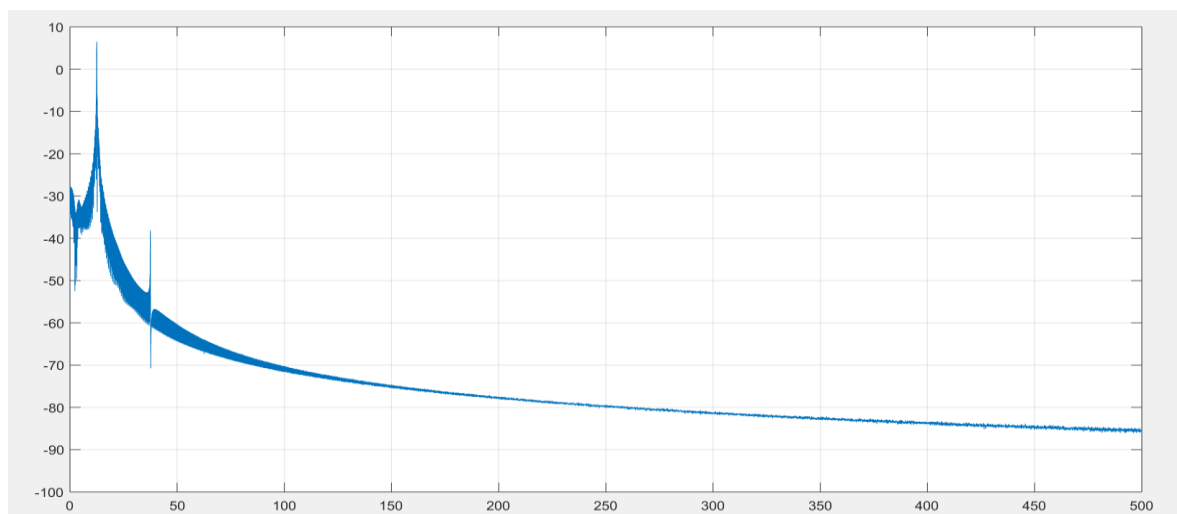


Figure II.14 : Analyse spectrale du courant de ligne lors d'un court-circuit

Ces résultats ont montré qu'en régime permanent le modèle de défaut crée des harmoniques dues à l'apparition du défaut de court-circuit.

II.6 Conclusion :

Le travail dans ce chapitre est conclu sur la modélisation de la machine asynchrone en état sain et en défaut et celle-ci est essentielle pour comprendre et anticiper les impacts sur ses performances et sa fiabilité.

Cette simulation a été réalisée à l'aide du programme MATLAB pour la machine asynchrone en état de défaut de court-circuit avec analyse spectrale (FFT) du courant en stator de phase est en défaut, et les résultats de cette simulation ont permis aux tests de comprendre l'effet du court-circuit entre les enroulements sur le comportement de la machine, l'objectif principal de cette simulation est d'identifier les symptômes de ce défaut est dans les courants constants.

Cette modélisation et ces méthodes de détection constituent des outils précieux pour la maintenance préventive et la gestion optimisée des machines asynchrones, améliorant ainsi leur durée de vie et leur fiabilité opérationnelle.

CHAPITRE III :
COMMANDE
VECTORIELLE DE LA
MACHINE
ASYNCHRONE

III.1. Introduction :

La commande vectorielle, également connue sous le nom de contrôle à orientation de champ, permet de contrôler efficacement la vitesse des entraînements électriques en régulant les courants et tensions du moteur. La commande par mode glissant, quant à elle, assure la stabilité du système en forçant la trajectoire d'état à glisser le long d'une surface prédéfinie, appelée surface de glissement. Cette méthode est particulièrement efficace pour gérer les incertitudes et les perturbations du système.

La commande vectorielle trouve une large application à la suite des avancées technologiques notamment de l'électronique de puissance. La commande vectorielle est conçue en particulier pour les moteurs asynchrones afin d'assurer un découplage entre le flux et le couple électromagnétique. Le découplage entre ces deux grandeurs est traduit par une évolution du flux rotorique indépendamment de la composante en quadrature du courant statorique dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant qui nécessite des transformations mathématiques et des régulations.

La commande par mode glissant, quant à elle, offre une robustesse face aux perturbations et aux incertitudes en assurant que le système fonctionne le long d'une surface de glissement, ce qui réduit l'ordre du système et augmente l'insensibilité aux perturbations dans certaines directions. Cette méthode est largement utilisée dans divers domaines tels que le génie électrique, la robotique et la mécanique en raison de sa capacité à gérer efficacement des systèmes complexes.

Il y a différentes techniques de commande des moteurs asynchrones, telles que : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe et indirecte de flux orienté, etc.

Dans ce chapitre, nous présenterons la technique de commande vecteur (IRFO) de moteurs asynchrones et la commande par mode glissant et on a simulé les quatre régulateurs. Le but de la commande vectorielle est d'obtenir une commande ou un contrôle indépendant de couple et de flux magnétique en régime permanent et en régime transitoire similaire au contrôle de la machine à courant continu à excitation séparée.

III.2 Généralité sur la Commande Vectorielle :

Le contrôle des machines asynchrones est devenu un domaine de recherche très actif au cours des dernières décennies. Cet intérêt est motivé par la nécessité de gérer leur structure d'état non linéaire. Diverses méthodes de contrôle des machines asynchrones ont été proposées dans la littérature. Cependant, le contrôle par orientation de flux, qui assure un découplage entre les variables de commande, demeure la méthode la plus couramment utilisée en raison de ses performances dynamiques élevées pour un large éventail d'applications. [12]

Après avoir modélisé la machine à induction, nous examinerons le contrôle numérique de la machine en utilisant la méthode du flux orienté avec un modèle basé sur le courant. Nous présenterons les schémas de commande ainsi que les résultats de simulation.[12]

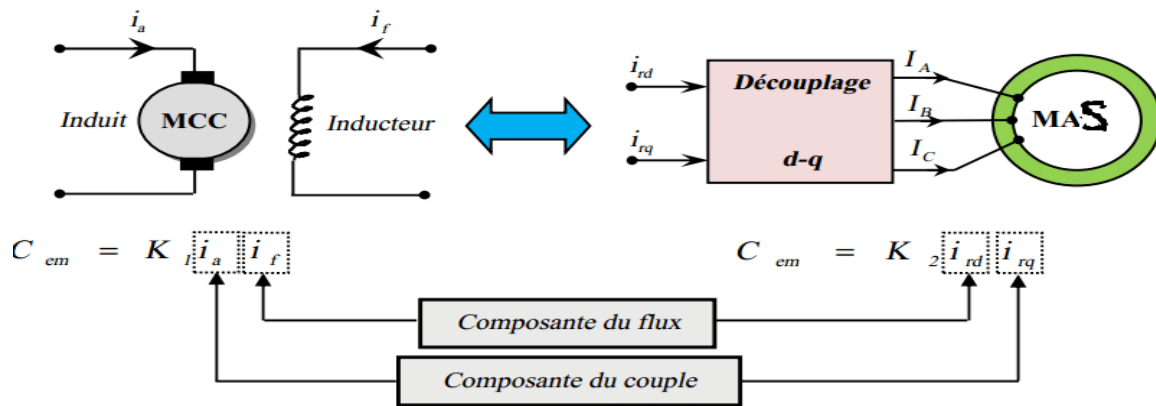


Figure III.1 : l'analogie entre le découplage de la M.C.C. et de MAS.

III.3 Principe de la commande vectorielle :

Le principe de la commande vectorielle consiste à faire fonctionner la machine asynchrone de manière similaire à une machine à courant continu, en éliminant le couplage entre le flux et le couple. Pour obtenir un contrôle comparable à celui d'une machine à courant continu, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple, ce qui justifie l'utilisation de la méthode de flux orienté. Ainsi, la composante directe du courant statorique i_{ds} s'aligne avec la direction du flux rotorique, tandis que le couple dépend uniquement de la composante en quadrature i_{qs} . [32]

III.4 Les Avantages et les Inconvénients de la Commande Vectorielle :

III.4.1 Les Avantages :

Comme avantage nous avons [11] :

- C'est précis et rapide.
- Il est basé sur le modèle transitoire.
- Les quantités sont contrôlées en amplitude et en phase.

III.4.2 Les Inconvénients :

Comme désavantage nous avons [11] :

- Le processeur doit pouvoir calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Faible durabilité aux variations paramétriques.
- Existence de transformations de coordonnées en fonction de l'angle estimé θ_s .
- Des paramètres incorrects provoquent une erreur de couple.

III.5 Les types de la commande vectorielle :

Dans les travaux de recherche, on retrouve deux modèles les plus couramment utilisés : le premier, appelé méthode directe, a été développé par F. Blaschke, tandis que le second, connu sous le nom de méthode indirecte, a été développé par K. Hasse. [10]

III.5.1 Commande vectorielle directe :

Le contrôle direct du flux, développé par Blaschke, est basé sur la connaissance du module du flux rotorique et de sa position. Dans les travaux de Blaschke, le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courant statorique. Le flux d'entrefer est mesuré avec des sondes à effet Hall logées dans le bobinage statorique. Le module du flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux et l'orientation permet de ramener les composantes directes et transverses du courant au repère fixe. La commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine. Cependant, l'emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût de la machine et sur sa robustesse (nécessité de moteurs asynchrones spéciaux et la sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température). [37]

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- Le non fiabilité de la mesure du flux.
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la Température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs + filtre).[10]

III.5.2 Commande vectorielle indirecte :

Le contrôle indirect, proposé par HASSE, utilise un modèle inverse déduit du modèle de la machine exprimé dans le repère du flux rotorique. Dans ce cas précis et si la machine est contrôlée en courant, le découplage est obtenu par le fait que le flux et le couple moteur sont contrôlés indépendamment par les composantes du vecteur statorique. Dans le contrôle vectoriel direct, on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans le contrôle vectoriel indirect, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations. Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas régulé, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor. [37]

Ce dernier peut être développé par deux groupes principaux :[10]

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit.

III.6 Choix d'orientation du flux :

Que la M.A.S. soit alimentée en courant ou en tension, la commande vectorielle peut être effectuée en orientant l'un des trois flux :

➤ Flux rotorique :

$$\phi_{rq} = 0 \text{ ET } \phi_r = \phi_{rd} : \text{c'est le flux rotorique qui est orienté} \quad (\text{III.1})$$

➤ Flux statorique :

$$\phi_{sq} = 0 \text{ ET } \phi_s = \phi_{sd} : \text{c'est le flux statorique qui est orienté} \quad (\text{III.2})$$

➤ Flux d'entrefer :

$$\phi_{mq} = 0 \text{ ET } \phi_m = \phi_{md} : \text{c'est le flux d'entrefer qui est orienté} \quad (\text{III.3})$$

ϕ_{mq} : Flux magnétisation de quadrature

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées.

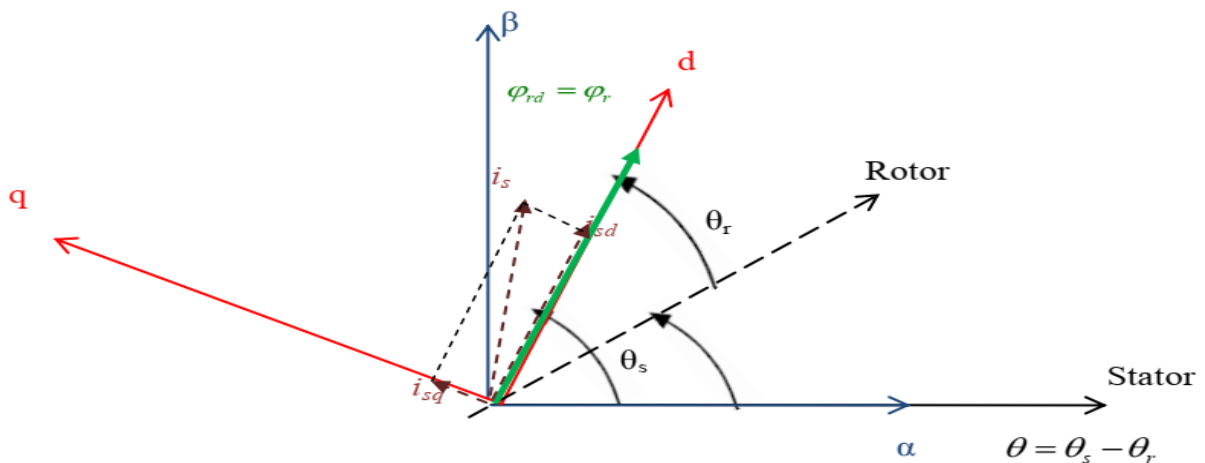


Figure III.2 : Orientation du flux rotorique.

III.7 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

Le principe du contrôle du couple électromagnétique par la méthode du flux orienté est basé sur la connaissance du modèle dynamique (modèle de Park) de la machine, le contrôle vectoriel du flux permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à une machine à

courant continu pour lequel le couple électromagnétique est proportionnel à deux grandeurs indépendantes (le flux inducteur et le courant d'induit). [20]

En effet le modèle vectoriel de la machine asynchrone est donné par les équations suivantes :

$$V_s = R_s * i_s + \frac{d}{dt} \phi_s + j w_s * \phi_s \quad (III.4)$$

$$0 = R_r * i_r + \frac{d}{dt} \phi_r + j w_r * \phi_r \quad (III.5)$$

$$\begin{cases} \phi_s = L_s * i_s + M * i_r \\ \phi_r = M * i_s + L_r * i_r \end{cases} \quad \text{Avec } i_r = \phi_r / L_r - (M * i_s) / L_r \quad (III.6)$$

En écrivant le modèle de la M.A.S avec l'état (i_r, ϕ_r), nous réalisons les changements ci-dessous :

$$\phi_s = L_s * i_s + M * i_r \quad (III.7)$$

$$\phi_s = L_s * i_s + M * \left(\frac{\phi_r}{L_r} - (M * i_s) \right) \quad (III.8)$$

$$\phi_s = \sigma * L_s * i_s + \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (III.9)$$

Remplaçons (III.9) dans l'équation de la tension statorique et aussi (III.4) dans l'équation de la tension rotorique (III.5) qui nous donne :

✓ **Equation du Modèle Electromagnétique :**

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma * L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - R_r \frac{M}{L_r^2} \phi_r - (w_s * \sigma * L_s * i_{sq}) \\ V_{sq} = \sigma * L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - w \frac{M}{L_r^2} \phi_r - (w_s * \sigma * L_s * i_{sd}) \end{cases} \quad (III.10)$$

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M * i_{sd} \quad (III.11)$$

$$w_s = w + \frac{M * i_{sq}}{T_r * \phi_r} \quad (III.12)$$

Avec $w = P\Omega$

✓ **Couple Electromagnétique :**

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (III.13)$$

✓ **Equation Mécanique:**

$$j \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - f \Omega \quad (III.14)$$

✓ **Pour une orientation du flux rotorique :** on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma * L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s * i_{sd} - (w_s * \sigma * L_s * i_{sq}) + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} \\ V_{sq} = \sigma * L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s * i_{sq} - (w_s * \sigma * L_s * i_{sd}) + w_s \frac{d\phi_r}{dt} \end{cases} \quad (III.15)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} \quad (III.16)$$

$$w_r = \frac{M * i_{sq}}{T_r * \phi_r} \quad (III.17)$$

$$j \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - f \Omega \quad (III.18)$$

III.8 Découplage entrée – sortie :

L’objectif de ce découplage est de minimiser autant que possible l’effet d’une entrée sur une seule sortie. Cela permet de modéliser le processus sous la forme d’un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle, rendant ainsi les commandes non interactives. Parmi les différentes techniques de découplage utilisant un régulateur, le découplage par compensation est la plus couramment utilisée. [10]

Nous avons beaucoup des techniques qui utilisent un régulateur pour réaliser le découplage. Parmi lesquelles nous avons la technique de découplage par compensation.

III.8.1 Découplage par compensation :

Elle permet de découpler la régulation du flux et celle du couple. Tout d’abord on définit 2 nouvelles variables de commande V_{sd_ref} et V_{sq_ref} , telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sdref} + e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sqref} + e_{sq} \end{cases} \quad (III.19)$$

Les termes (e_{sd} , e_{sq}) représentent la fem compensatrice qu’il faut ajouter à la sortie de chaque régulateur pour restituer le vecteur de tension modulée appliqué à la machine. Le découplage peut être contrôlé par ces champs électromagnétiques compensateurs. Selon l’équation de tension, le bloc de compensation s’exprime comme suit :

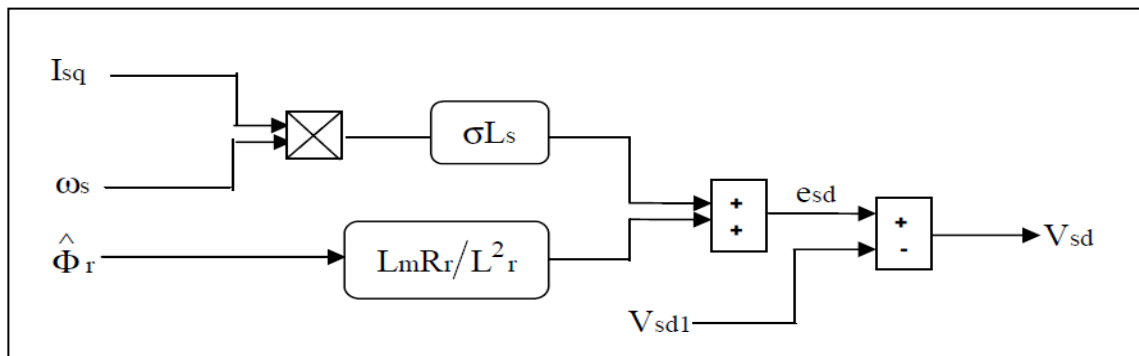


Figure III.3 : Bloc de compensation esd.

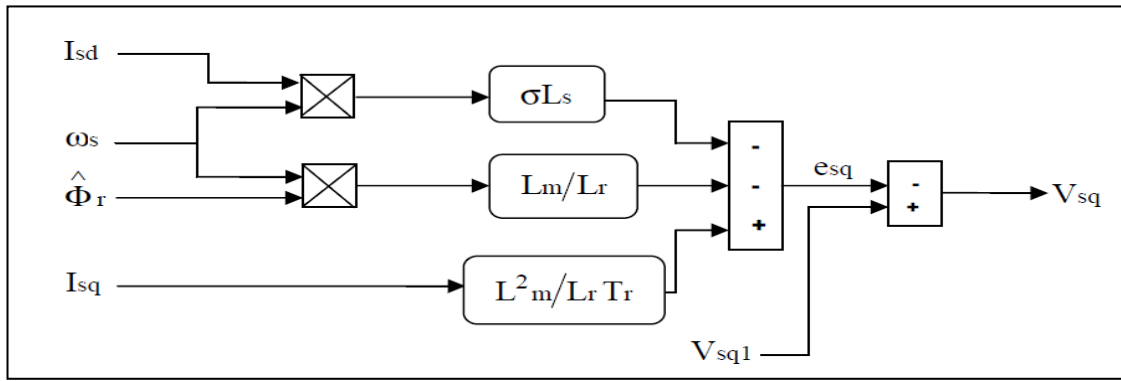


Figure III.4 : Bloc de compensation e_{sq} .

Alors :

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s * \sigma * L_s * i_{sq} + \frac{R_r}{L_r^2} L_m * \Phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s * \sigma * L_s * i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{L_m^2}{T_r L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (III.20)$$

Par la suite nous avons :

$$\begin{cases} V_{sd_ref} = \sigma * L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sd} \\ V_{sq_ref} = \sigma * L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (III.21)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd_ref} et V_{sq_ref} selon la figure suivante :

$$V_{sd1} = V_{sd_ref}$$

$$V_{sq1} = V_{sq_ref}$$

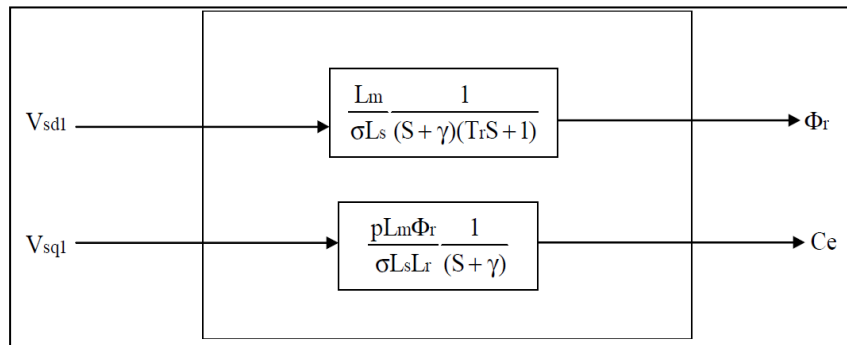


Figure III.5 : Commande découplée – Expression de ϕ_r et C_{em} .

γ : Angle de déphasage physique entre les deux bobines du stator ($\gamma = \frac{R_s}{(\sigma * L_s) + \left(\frac{R_r * L_m^2}{\sigma * L_s * L_r^2} \right)}$)

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

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

σ : Coefficient de dispersion ($\sigma = \frac{1 - (L_M^2)}{(L_s * L_r)}$)

III.9 Caractéristiques de régulateurs :

- Stabilité
- Précision
- Rapidité

III.10 Synthèses des boucles de régulation :

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale (PI) sont très couramment utilisés dans le domaine de la commande des machines électriques. L'action proportionnelle (P) du régulateur garantit une réponse dynamique rapide, tandis que l'action intégrale élimine l'erreur statique en régime permanent. L'objectif des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse face aux perturbations internes ou externes. Dans notre étude, nous utilisons des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI). [11]

L'objectif de la régulation, en général, est d'avoir un système de hautes performances.

III.10.1 Bloc de découplage :

L'un des défis réside dans le découplage entre le flux et le couple, ce qui rend la synthèse d'un correcteur plus complexe. Pour simplifier ce processus de synthèse, nous procédons au découplage des deux axes en quadrature d et q, ce qui aboutit à l'obtention d'un modèle linéaire découplé. [37]

Les équations du modèle du moteur exprimées dans le repère lié au champ tournant en appliquant la transformation de Laplace sont :

$$U_{sd} = \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s \cdot S \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \quad (\text{III.22})$$

$$U_{sq} = \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s \cdot S \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \omega_r \Phi_r \quad (\text{III.23})$$

Les termes de découplage sont :

$$\hat{e}_d = \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \quad (\text{III.24})$$

$$\hat{e}_q = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \omega_r \Phi_r \quad (\text{III.25})$$

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure (III.6)

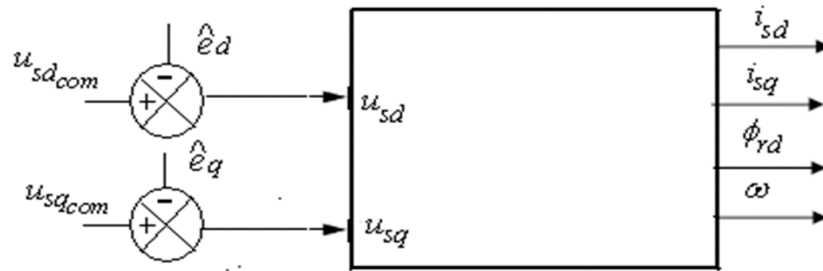


Figure III.6 : Découplage par addition des termes de compensation.

III.10.2 Régulation des courants :

III.10.2.1 Réglage du courant i_{sd} :

Le schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd} est représenté par la figure (III.7)

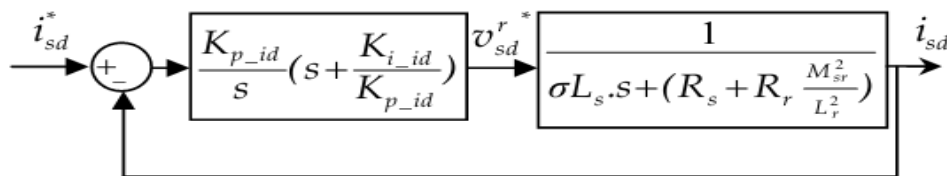


Figure III.7 : le schéma fonctionnel du contrôle du courant i_{sd} .

On peut utiliser un régulateur PI dimensionné par compensation :

$$\frac{K_{i-id}}{K_{p-id}} = a \tag{III.26}$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{K_{p-id} \cdot b}{s + K_{p-id} \cdot b} \tag{III.27}$$

C'est une F.T. de 1^{er} ordre de constante de temps :

$$\tau_{id_BF} = \frac{1}{K_{p-id} \cdot b} \tag{III.28}$$

Et de temps de réponse :

$$t_{rid_BF} \approx 3\tau_{id_BF} = \frac{3}{K_{p-id} \cdot b} \tag{III.29}$$

On l'impose généralement par rapport à celui en boucle ouverte ($t_{rid_BO} = 3\tau_{id_BO} = \frac{3}{a}$) :

$$t_{rid_BF} = t_{rid_BO} / h \tag{III.30}$$

Avec « h » coefficient supérieur à 1.

Donc, on détermine :

$$K_{p_id} = \frac{3}{t_{rid_BF}.b} \quad (III.31)$$

Le coefficient du régulateur intégrateur se détermine par :

$$K_{i_id} = a.K_{p_id} \quad (III.32)$$

Avec :

$$a = \frac{(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2})}{\sigma L_s} \quad (III.33)$$

$$\text{Et } b = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (III.34)$$

III.10.2.2 Réglage de courant i_{sq} :

Le régulateur du courant i_{sq} est dimensionné de la même manière que le réglage du courant i_{sd} :

$$t_{riq_BF} = t_{riq_BO}/h \quad (III.35)$$

$$K_{p_iq} = \frac{3}{t_{riq_BF}.b} \quad (III.36)$$

$$K_{i_iq} = a.K_{p_iq} \quad (III.37)$$

III.10.2.3 Régulation de la vitesse :

Pour la régulation de la boucle de vitesse on a choisi d'adopter un correcteur de type intégrateur proportionnel (IP).

La figure (III.8) montre la structure de la boucle externe en utilisant ce régulateur.

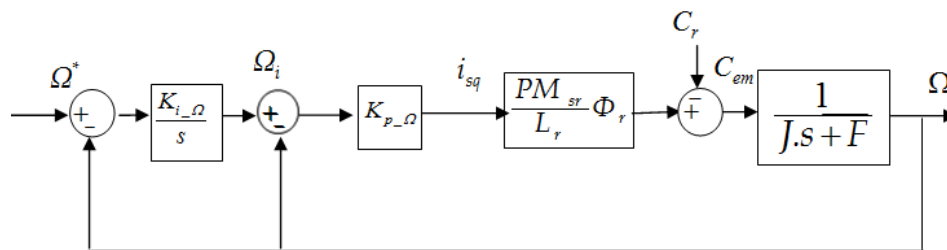


Figure III.8 : bloc de réglage de la vitesse de rotation.

La fonction de transfert en boucle fermée est équivalente à un système 2^{ème} ordre, et elle est égale à :

$$\frac{\Omega_{ref}}{\Omega} = \frac{K_i K_p K_{cem}}{S^2 + (K_p K_{cem} + \frac{f}{J})S + K_i K_p K_{cem}} = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi \omega_n S + \omega_n^2} \quad (III.38)$$

Où

$$K_{cem} = p M_{sr}^2 I_{sd}^* / L_r \quad (III.39)$$

Par équivalence on obtient :

$$\begin{cases} 2\xi \omega_n = K_p K_{cem} + \frac{f}{J} \\ \omega_n^2 = K_p K_i K_{cem} \end{cases} \quad (III.40)$$

Imposant ξ et ω_n on peut aisément déterminer les paramètres K_p et K_i qui sont de la forme suivante :

$$\begin{cases} K_p = (2\xi\omega_n - \frac{f}{j})/K_{cem} \\ K_i = \omega_n^2/(K_p K_{cem}) \end{cases} \quad (III.41)$$

K_p : Composante proportionnelle du correcteur PI.

K_i : Composante intégrale du correcteur PI.

S : Opérateur de Laplace.

III.10.2.4 Régulation de flux :

Dans le cas de la commande vectorielle direct l'estimation du flux est nécessaire pour son réglage. Deux solutions peuvent être envisagées : soit on utilise un modèle d'estimation en boucle ouverte, soit un observateur. Pour notre cas et pour des raisons pratiques, on va utiliser des observateurs adaptatifs qui seront développés dans le prochain chapitre. Pour la régulation de la boucle de flux on a choisi d'adopter un correcteur de type proportionnel intégrateur (PI). La figure (III.9) montre la structure de la boucle externe en utilisant ce régulateur. [37]

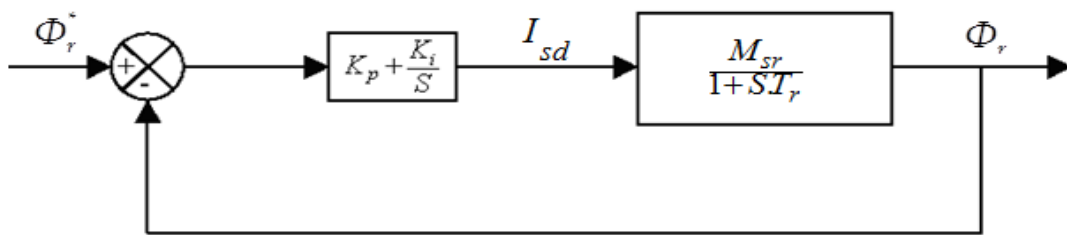


Figure III.9 : Schéma blocs de réglage de flux.

Appliquant la méthode de compensation pour le calcul des régulateurs, on peut démontrer aisément que les paramètres de ce correcteur sont :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_r}{M_{sr}\tau_{bf}} \\ K_i = \frac{K_p}{T_r} \end{cases} \quad (III.42)$$

Avec $\tau_{b0} = T_r$ et $\tau_{bf} = \frac{\tau_{bf}}{n}$

III.11 Résultat de simulation de la commande vectorielle indirect :

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé.

Les paramètres de la machine utilisés dans la simulation sont présentés dans l'annexe.

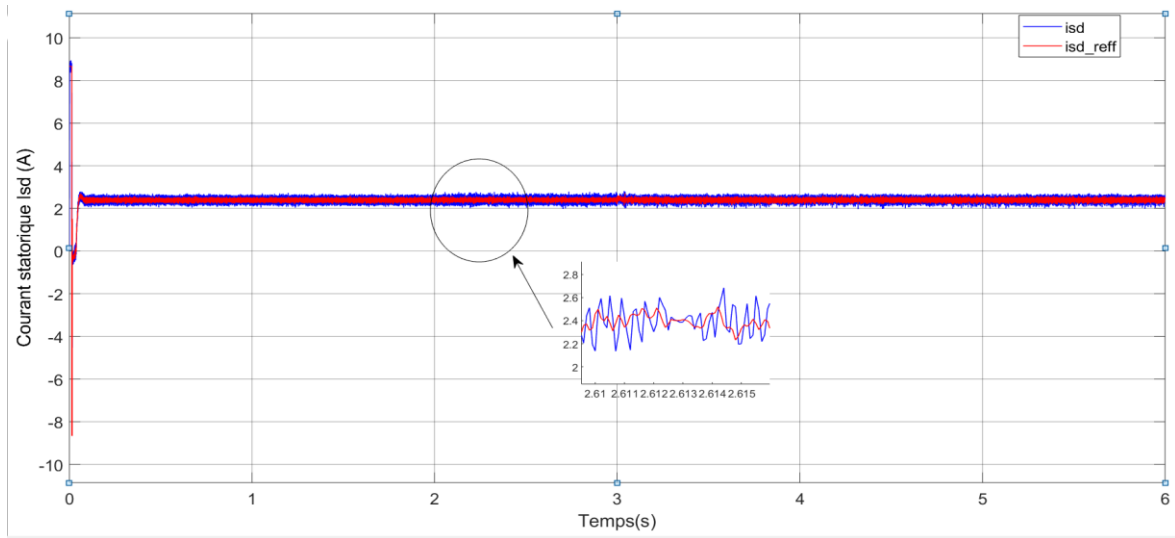


Figure III.10 : la courbe de courant statorique i_{sd} , en fonction de temps.

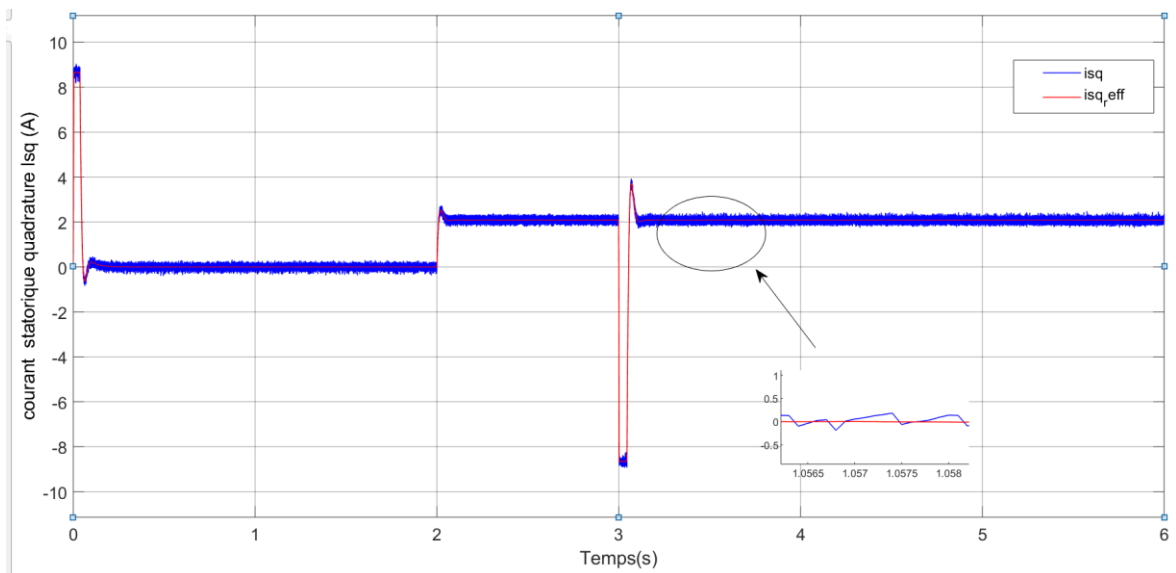


Figure III.11 : la courbe de courant statorique quadrature i_{sq} , en fonction de temps.

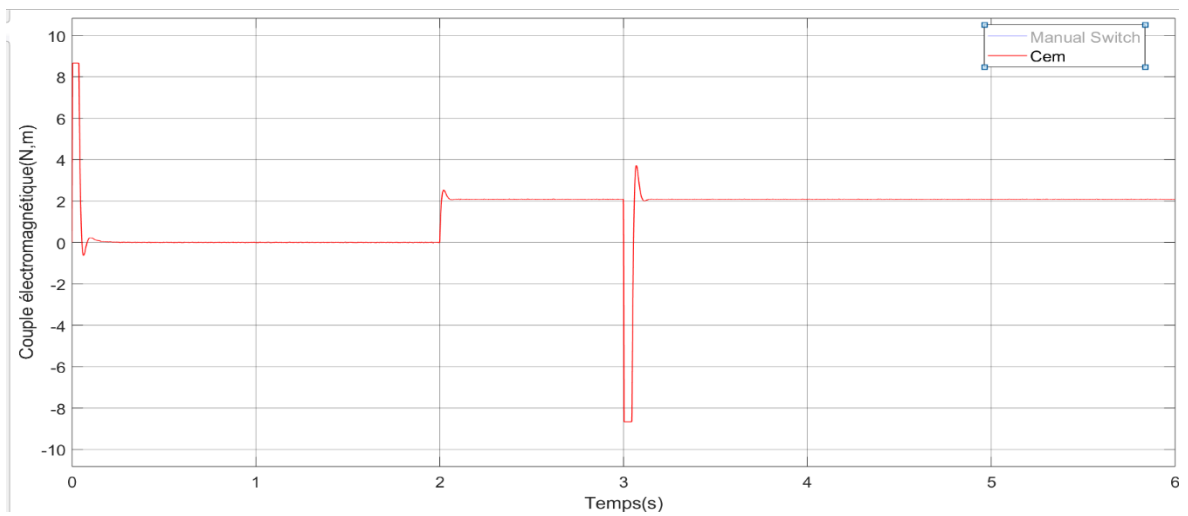


Figure III.12 : la courbe du couple électromagnétique en fonction de temps.

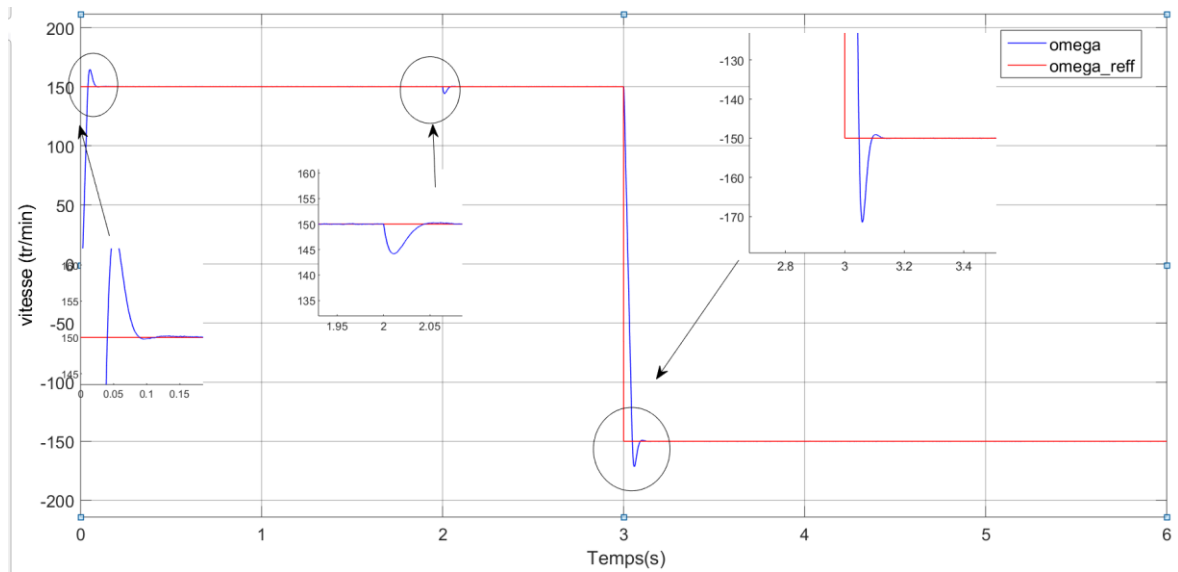


Figure III.13 : la courbe de la vitesse ω en fonction de temps.

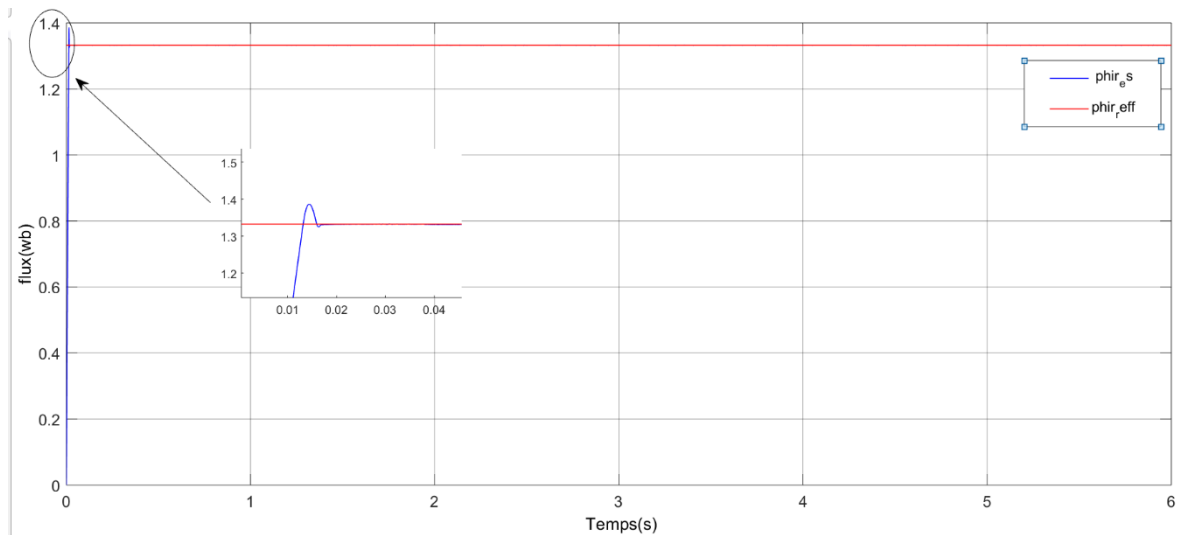


Figure III.14 : la courbe de flux en fonction de temps.

III.11.1 Interprétation des résultats de simulation :

Nous imposons une vitesse de référence de 150 rad/sec à $t=0s$ puis la vitesse est inversée à -150 rad/sec à $t=3s$, un couple nominal est appliqué la machine $C_r=C_n$.

Nous constatons bien que la vitesse de rotation ω_r suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique ce qui montre l'efficacité de ce régulateur.

Les courants suivent leur référence avec précision grâce à l'action de leur correcteur PI, Le flux φ_{rq} est nul ce qui montre que le découplage est bien réalisé.

Dès l'application de la charge, on remarque un régime transitoire puis la vitesse retrouve sa référence ce qui montre que le régulateur de vitesse a une bonne dynamique et donne des résultats acceptables.

III.12 Commande par mode glissant :

III.12.1 Principe de la commande par mode de glissement :

Le contrôle par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement, puis à la faire évoluer sur cette surface selon une certaine dynamique jusqu'à atteindre le point d'équilibre. Ce type de contrôle présente de nombreux avantages, notamment sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre. Toutefois, il souffre d'un problème majeur : le phénomène de réticence, qui se traduit par des oscillations du système autour de la surface de glissement. Cela est dû à la nature discontinue du contrôle. [7]

III.12.1.1 La fonction de commutation :

Il s'agit de la première condition de convergence, proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Cette condition consiste à conférer à la surface une dynamique qui converge vers zéro, exprimée par :

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \quad (\text{III.43})$$

$$\dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0$$

Cette dernière peut être formulée autrement par :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{III.44})$$

III.12.1.2 La fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive en fonction des variables d'état du système. L'objectif est de sélectionner une fonction scalaire $S(x)$ afin d'assurer que la variable à contrôler soit attirée vers sa valeur de référence. Nous définissons la fonction de Lyapunov de la manière suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.45})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) \quad (\text{III.46})$$

III.12.1.3 Calcul de la commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant,

il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement. [11]

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtes. De ce fait, si cette commande discontinuée est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n)

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

U_{eq} correspond donc à la commande proposée par FILIPOV. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x)=0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{min} et U_{max} . [34]

La commande discrète un est déterminée pour vérifier la condition de convergence (III.49) en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.[35]

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (III.47)$$

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (A(x, t) + B(x, t) \cdot u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \cdot u_n \quad (III.48)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent la surface est nulle et par conséquent sa dérivée et la parité discontinue sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (A(x, t)) \quad (III.49)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que

$$\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \neq 0$$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalent par son expression dans (III.47), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \cdot u_n \quad (\text{III.50})$$

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \cdot u_{eq} \quad (\text{III.51})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $\dot{S}(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)$

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x, t)) \quad (\text{III.52})$$

Le signe de K doit être défient de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)$.

En mode de glissement, la commande discontinue commute entre deux valeurs ($\pm k$) à une fréquence théoriquement infinie. Ceci est impossible à réaliser d'une part de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande. Par conséquent, ces oscillations à hautes fréquences se produisent, ce phénomène est dit phénomène de broutement (Chattering).

Pour remédier au problème du phénomène de broutement, la fonction **sign** est remplacée par une fonction **adoucie** continue définie au voisinage des limites des surfaces de glissement

III.13 Application de la commande par mode glissant à la MAS :

Dans cette partie, on présente une commande par mode glissant de la machine asynchrone en nous basant sur la structure cascade développée après l'orientation du flux rotorique (figure III.2). Cette loi de commande a été synthétisée à l'aide des surfaces suivantes [36] :

$$S(\omega) = \omega_{ref} - \omega_r$$

$$S(\phi_d) = \phi_{ref} - \phi_d$$

$$S(i_{sd}) = i_{sdref} - i_{sd} \quad (\text{III.53})$$

$$S(i_{sq}) = i_{sqref} - i_{sq}$$

III.13.1 Pour le régulateur du flux :

La condition nécessaire pour que les états du système suivent la trajectoire définie par les surfaces de glissement est $\dot{S} = 0$ ce qui nous ramène à définir la commande équivalente du module de flux rotorique de la façon suivante :

$$\dot{S}(\phi_d) = \dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_d = \dot{\phi}_{ref} + \frac{1}{T_r} (\phi_d - M_{sr} i_{sd}) \quad (\text{III.54})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\phi_d) + 0 \Rightarrow \dot{S}(\phi_d) = 0$$

$$i_{sd\ eq} = \frac{1}{M_{sr}}(T_r \phi_{ref} + \phi_d) \tag{III.55}$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$S(\phi_d) \dot{S}(\phi_d) \leq 0 \tag{III.56}$$

Alors nous obtiendrons :

$$i_{sd\ n} = K_f \text{sign}(S(\phi_d)) \tag{III.57}$$

$$i_{sd\ ref} = i_{sd\ eq} + i_{sd\ n} \tag{III.58}$$

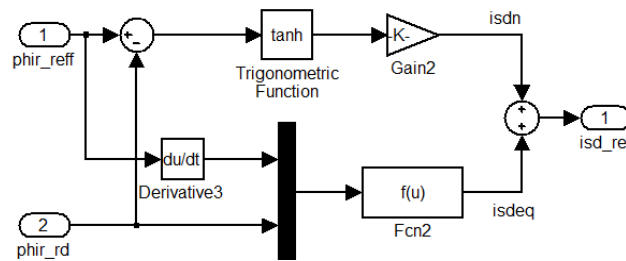


Figure III.15 : Schéma bloc de calcul du i_{sd_ref}

III.13.2 Pour le régulateur de vitesse :

De même façon, la synthèse de la commande de la vitesse est, comme suit :

$$\dot{S}(\phi_d) = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \tag{III.59}$$

$$\dot{\omega}_{ref} - \frac{pM_{sr}}{JL_r} \phi_d i_{sq} + \frac{C_r}{J} + \frac{F\omega}{J} = 0$$

$$i_{sq\ eq} = \frac{L_r}{pM_{sr}\phi_d} (J\dot{\omega}_{ref} + C_r + F\omega) \tag{III.60}$$

La commande qui assure l'attractivité est :

$$i_{sq\ n} = K_\omega \text{sign}(S(\omega)) \tag{III.61}$$

$$i_{sq\ ref} = i_{sq\ eq} + i_{sq\ n}$$

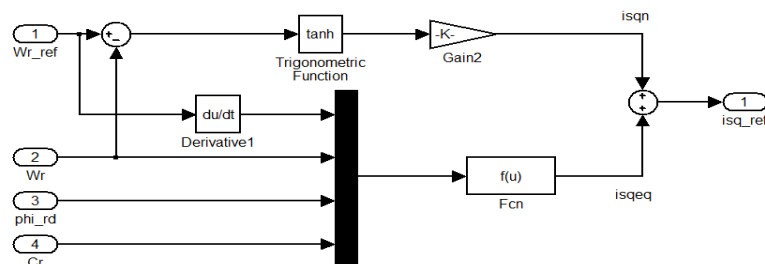


Figure III.16 : Schéma bloc de calcul du i_{sq_ref}

III.13.3 Pour la commande de la composante directe du courant statorique :

$$\dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sd\ ref} - \dot{i}_{sd} \tag{III.62}$$

$$\dot{i}_{sd\ ref} + R_{sm} \dot{i}_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \Phi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} = 0$$

Donc :

$$V_{sd\ ref} = \sigma L_s (\dot{i}_{sd\ ref} + R_{sm} \dot{i}_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \Phi_d) \tag{III.63}$$

La forme la plus simple que peut prendre V_{sd} est :

$$V_{sd\ n} = K_d \text{sign}(S(i_{sd})) \tag{III.64}$$

$$V_{sd\ ref} = V_{sd\ eq} + V_{sd\ n} \tag{III.65}$$

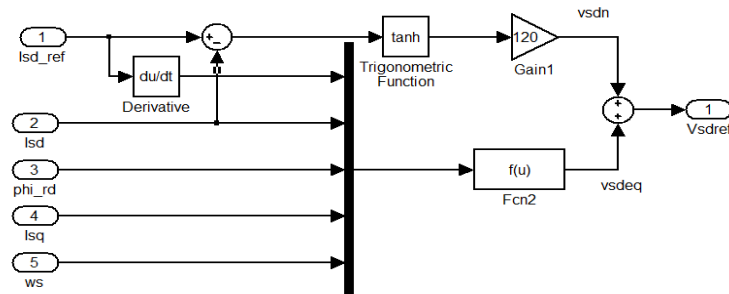


Figure III.17 : Schéma bloc de calcul du V_{sd_ref}

III.13.4 Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique :

D'après la dérivée de la surface du courant i_{sq} on peut exprimer la tension du contrôle sur l'axe q

$$\dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sq\ ref} - \dot{i}_{sq} \tag{III.66}$$

$$\dot{i}_{sd\ ref} + R_{sm} \dot{i}_{sq} + \omega_s i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \Phi_d - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} = 0 \tag{III.67}$$

$$V_{sq\ eq} = \sigma L_s (\dot{i}_{sq\ ref} + R_{sm} \dot{i}_{sq} + \omega_s i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \Phi_d) \tag{III.68}$$

La forme la plus simple que peut prendre V_{sq} est :

$$V_{sq\ n} = K_q \text{sign}(S(i_{sq})) \tag{III.69}$$

$$V_{sq\ ref} = V_{sq\ eq} + V_{sq\ n} \tag{III.70}$$

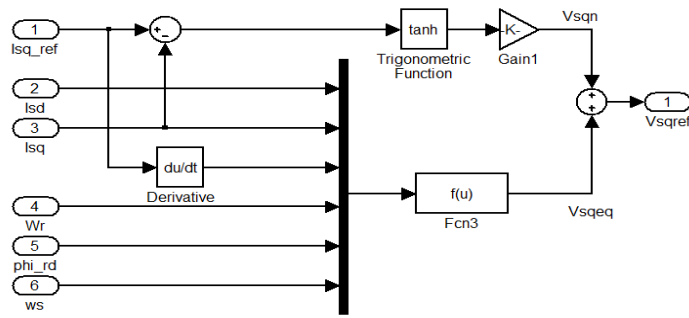


Figure III.18 : Schéma bloc de calcul du V_{sq_ref}

III.14 Résultats de simulation de la commande vectorielle à mode glissant :

Nous avons effectué des tests de simulations pour cette commande avec les mêmes conditions prise lors de la commande avec les régulateurs classiques.

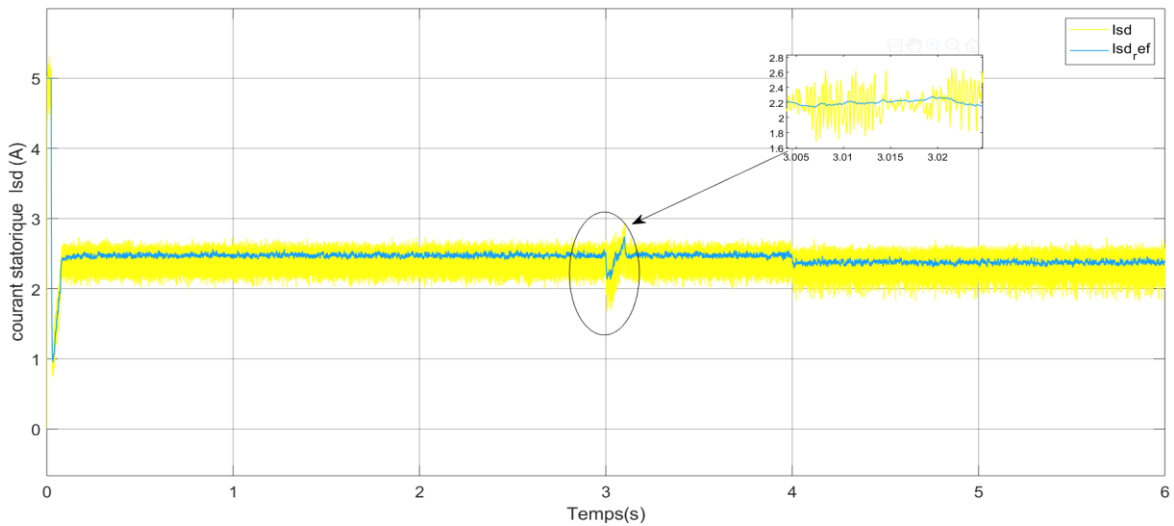


Figure III.19 : la courbe de courant statorique isd en fonction du temps.

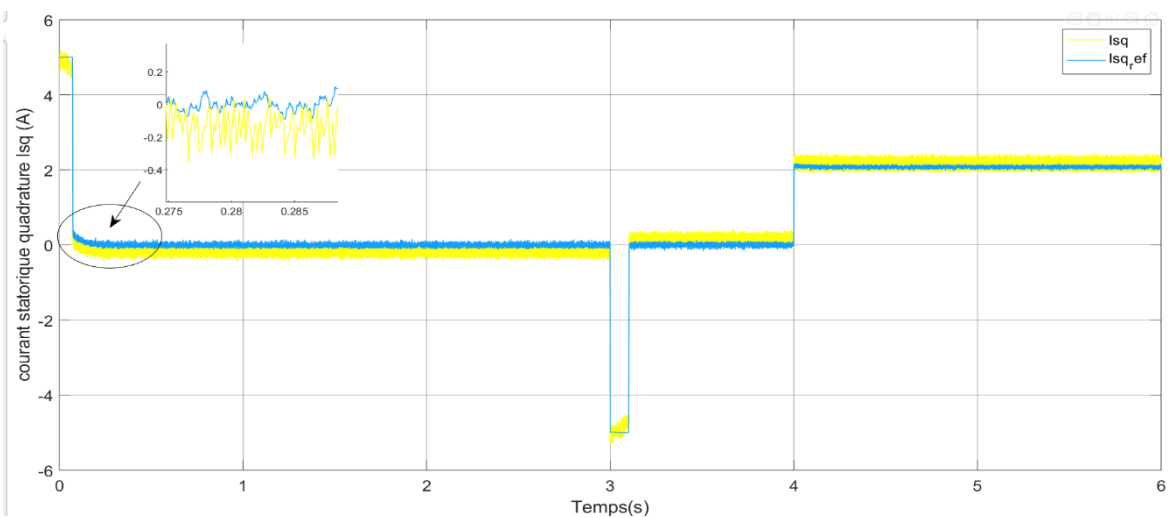


Figure III.20 : la courbe de courant statorique quadrature isq en fonction du temps.

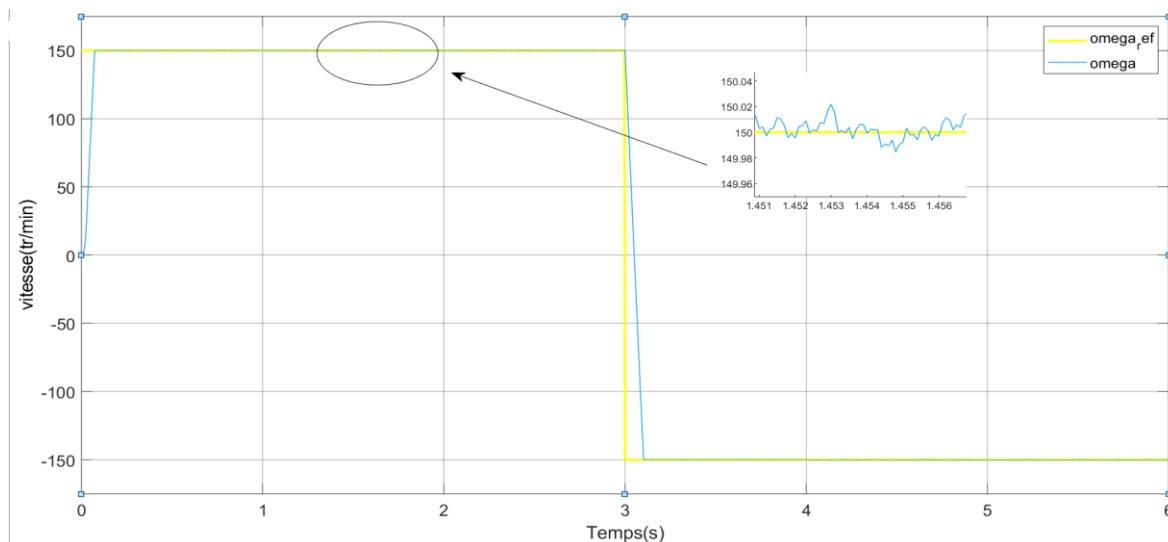


Figure III.21 : la courbe de la vitesse ω en fonction du temp.

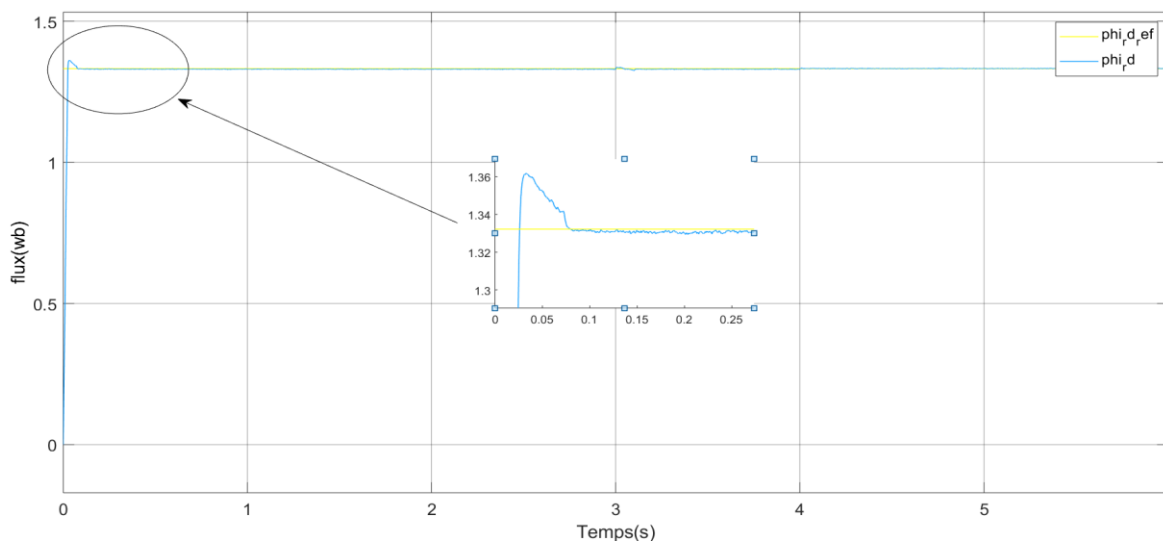


Figure III.22 : la courbe du flux en fonction du temp.

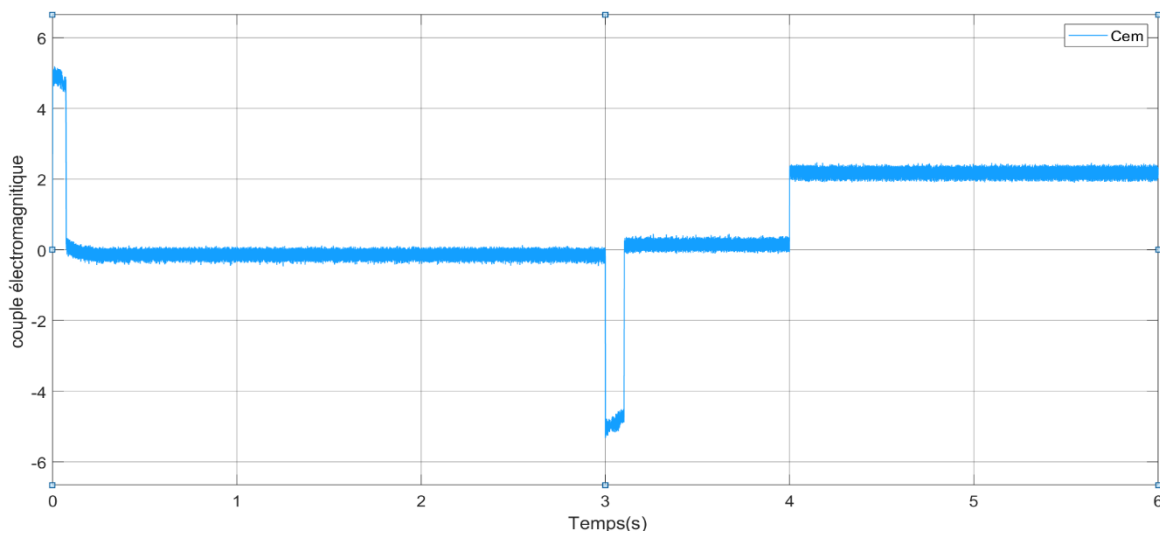


Figure III.23 : la courbe du couple électromagnétique en fonction du temp.

III.14.1 Interprétation des résultats :

La commande que nous avons développée assure un bon découplage et rejette l'effet du couple de charge, elle assure un temps de réponse rapide en vitesse. On remarque que les courants i_{sd} , i_{sq} suivent leurs références, mais leurs formes ne sont pas parfaitement lisses. On remarque des perturbations qui désignent le phénomène de broutement (chattering).

III.15 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle, en mettant l'accent sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette technique de commande assure le découplage nécessaire pour séparer la commande du flux et celle du couple. Nous avons commencé par expliquer comment calculer les différents régulateurs, puis nous avons effectué des tests de robustesse pour mesurer la sensibilité de la commande vectorielle à la variation de la vitesse, de la charge et de la résistance rotorique. Les résultats obtenus ont montré que la commande vectorielle est sensible aux variations paramétriques, il est affecté par les perturbations de la variation de vitesse et de l'application de couple de charge.

Aussi comment on peut développer la commande par mode de glissant appropriée à la commande de la MAS tout en choisissant la surface de glissement. Cette nouvelle technique de régulation « mode glissant » a permis de répondre aux objectifs espérés, notamment, le rejet de perturbations, le suivi de consigne et la robustesse de la stabilité vis-à-vis des variations paramétriques.

CHAPITRE IV :
DIAGNOSTIC DE LA
MACHINE
ASYNCHRONE À
BASE
D'OBSERVATEURS

IV.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la détection et à la localisation des défauts de la machine asynchrone à base d'observateurs. Nous allons synthétiser un observateur à mode glissant pour la génération des résidus. Il sera question, dans un premier temps, de rappeler la synthèse d'un observateur de mode glissant pour un système non linéaire. Ensuite, nous présenterons la synthèse de cet observateur dédié au diagnostic pour la machine asynchrone et une approche passive avec simulation des résultats. Enfin, nous proposerons une méthodologie globale pour la supervision de la machine asynchrone, intégrant détection, localisation et surveillance continue des défauts.

IV.2 Observabilité et observateur :

L'observabilité d'un processus est un concept très important en automatique. En effet, pour reconstruire l'état et la sortie d'un système, il faut savoir a priori, si les variables d'état sont observables ou non. En générale, pour des raisons de réalisabilité technique, de cout, ...etc. La dimension du vecteur de sortie est inférieure à celle de l'état. En effet, le problème fondamental de l'analyse d'observabilité d'un système physique est pouvoir dire si l'état du système peut être déterminé en fonction des entrées et des sorties. Dans l'affirmative, la théorie de l'estimation fournit alors des outils pour reconstruire cet état. Cet outil qui estime ou observe l'état d'un système est appelé un observateur ou un estimateur. [16]

Un **observateur** est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées voir figure (IV.1). Cette estimation doit être obtenue en temps réel. La propriété d'observabilité d'un tel système correspond au fait que l'état $x(t)$ peut être déterminé sur tout intervalle $[t_0 ; t_1]$ à partir de la connaissance de $u(t)$ et $y(t)$.

La comparaison de la sortie mesurée à son estimée permet de générer des signaux appelés << résidus >> devant être capables de nous informer sur l'état de fonctionnement des capteurs et actionneurs ainsi que sur l'état du processus. [16]

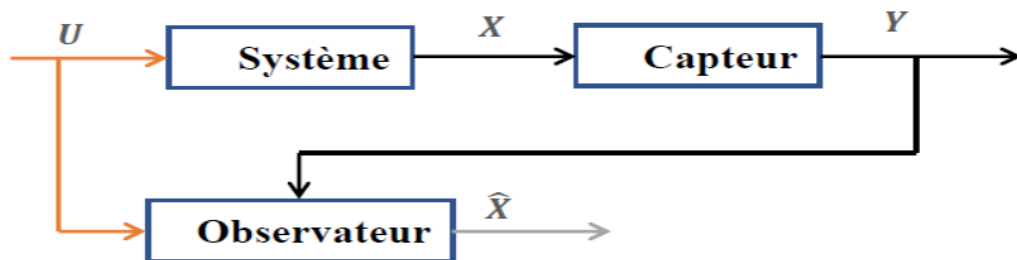


Figure IV.1 : le schéma d'un système avec observateur.

IV.3 Principe d'observateur :

Soit le modèle d'état du système à observer, donnée par l'équation (IV.1).

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (IV.1)$$

Avec respectivement : un vecteur d'entrée $u(t)$ du système réel, un vecteur d'état $x(t)$ constitué des grandeurs à observer et un vecteur de sortie $y(t)$ dont les composantes sont mesurables (courants, dans le cas de la MAS). Les équations (IV.2) représentent le modèle de l'observateur qui est une copie du système original plus un terme de gain voir figure (IV.2).

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K\varepsilon \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (IV.2)$$

$\hat{x}(t)$: Le vecteur d'état estimé, $\hat{y}(t)$: Le vecteur de sortie observé, K : le gain de correction

Les grandeurs mesurées sont comparées au vecteur équivalent donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Cette différence qui représente l'erreur d'estimation ε , est multipliée par une matrice de gain K et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain K tel que les valeurs propres soient à parties réelles strictement négatives, on peut modifier la dynamique de l'observateur, et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro plus ou moins rapidement.

[16]

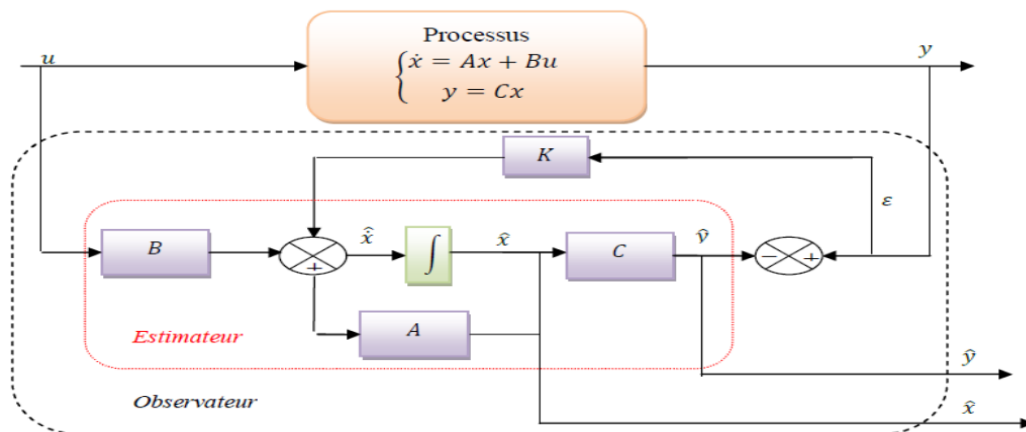


Figure IV.2 : Le schéma de principe d'un observateur.

IV.4 Observabilité des systèmes linéaires :

On dit qu'un système est linéaire si la sortie est linéaire par rapport à l'entrée. L'observabilité d'un système dynamique est liée à la sensibilité de la sortie à ses variables d'états.

Soit un système continu décrit par l'équation (IV.1)

L'observabilité du système linéaire (IV.1) est garantie si et seulement si :

$$\text{rang}(O) = \text{rang} \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} = n$$

Par conséquent le système linéaire (IV.1) est observable, si le rang de la matrice d'observabilité O est égal à la dimension n de ce système. Dans le cas où le rang de la matrice O est inférieur à n on parle alors, à l'observabilité partielle. [16]

IV.5 Observabilité des systèmes non linéaires :

L'observabilité pour les systèmes non linéaires est plus compliquée que celle concernant les systèmes linéaires dans la mesure où elle dépend de l'entrée appliquée. C'est caractérisé par le fait qu'à partir de la sortie mesurée, il faut être capable de discerner les différents états initiaux.

IV.6 Classification sur les observateurs :

Il existe de nombreuses techniques d'observation qui varient en fonction de la nature du système étudié (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique), et enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

IV.6.1 Observateurs linéaires :

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariant dans le temps. Les observateurs linéaires les plus répandus sont l'observateur de Luenberger, défini dans le paragraphe §3.3, dans le cadre déterministe et l'observateur de Kalman dans le cadre stochastique, conçus pour le cas des systèmes linéaires continus ou discrets. [16]

IV.6.2 Observateurs non linéaires :

Les systèmes physiques sont généralement non linéaires, les méthodes suivies pour la conception d'observateurs non linéaires sont multiples et s'inspirent des méthodes linéaires déjà citées avec des hypothèses très fortes sur la structure des non linéarités. Les observateurs classiques pour les systèmes non linéaires : Kalman étendu ; Observateur Grand Gain ; Observateur adaptatif, Observateur ensembliste, Observateur en temps fini avec retard, Certains observateurs mode glissant. [9]

IV.7 Observateur dédiés au diagnostic :

L'idée principale du diagnostic basé sur des observateurs est d'estimer une partie ou l'ensemble des mesures du système à partir des grandeurs mesurables. Cette estimation est ensuite comparée à la

valeur mesurée de la sortie afin de générer des résidus. Ces résidus doivent servir d'indicateurs fiables du comportement de la machine, étant nuls en l'absence de défauts.[9]

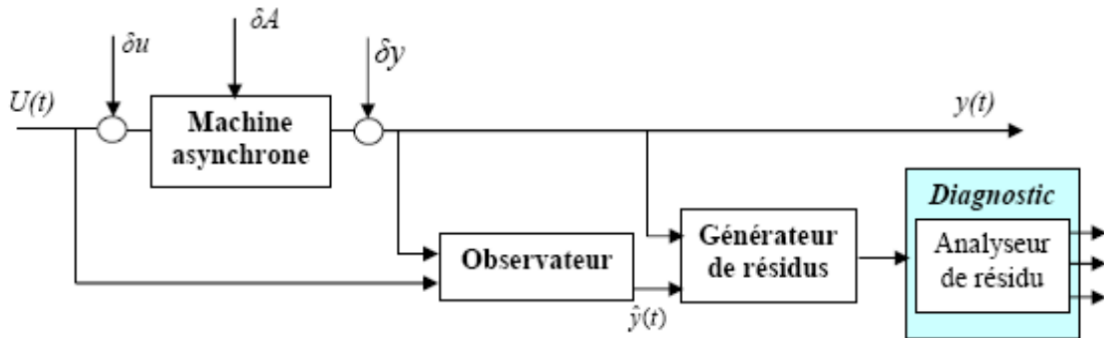


Figure IV.3 : Générateur de résidu du système.

IV.7.1 Analyse des résidus :

Pour chaque résidu r_i il est nécessaire de déterminer une tolérance τ_i indiquant les limites de son domaine d'évolution en l'absence de défauts. La valeur des tolérances est fixée en fonction des caractéristiques statistiques de chaque résidu en fonctionnement normal.

IV.7.2 Evaluation des résidus :

La génération de la matrice de signatures expérimentales consiste à associer à chaque résidu la valeur 0 ou 1 selon qu'il est affecté ou non par un défaut. De manière simplifiée, la détection de défauts au niveau d'un résidu, s'apparente au test logique suivant :

Si $|r_i| \leq \tau_i$ alors aucun défaut n'affecte le résidu r_i

Si $|r_i| > \tau_i$ alors le résidu r_i est affecté par le défaut

Où la variable τ_i représente la tolérance associée au résidu r_i

A l'issue du test de chacun des résidus r_i , une signature binaire expérimentale, notée λ , est générée à chaque instant t , de la manière suivante :

$$\lambda = \begin{cases} 1 & \text{si } r_i = 0 \\ 0 & \text{si } r_i \neq 0 \end{cases} \quad (IV.3)$$

IV.8 L'observateur par mode glissant :

Dans toutes les méthodes vues précédemment, le modèle dynamique du système étudié était supposé parfaitement connu. Ici, il s'agit de développer une certaine robustesse vis-à-vis d'incertitudes paramétriques. Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété S de dimension $(n - p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure).

L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n - p)$. [41]

Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$. A partir de leurs valeurs initiales $e(0)$, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux étapes:

Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel (les mesures) $e_y = y - \hat{y}$ sont nulles. Cette étape, qui généralement est très dynamique, est appelée mode d'atteinte.

Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées de manière à annuler toutes les erreurs d'observation. Ce dernier mode est appelé mode de glissement. Les différentes étapes de synthèse d'un observateur à mode glissant sont connues et clairement identifiées dans [39]. Ces dernières sont rappelées ci-dessous. Considérons un système d'état non linéaire afin d'ordre n :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u), & x \in R^n \\ y = h(x), & y \in R^p \end{cases} \quad (IV.4)$$

L'observateur à modes glissants est défini avec la structure suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - KT_s \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \quad (IV.5)$$

Où

K : est la matrice de gain de dimension $(n \times p)$.

T_s : est un vecteur de dimension $p \times 1$ défini tel que $T_s = [\text{sign}(\hat{y}_1 - y_1) \cdots \text{sign}(\hat{y}_p - y_p)]^T$

Nous définissons également les vecteurs relatifs aux erreurs d'observation tel que :

$e = \hat{x} - x$: est le vecteur d'état des erreurs d'observation.

$S = e_y = \hat{y} - y$: est la surface de glissement.

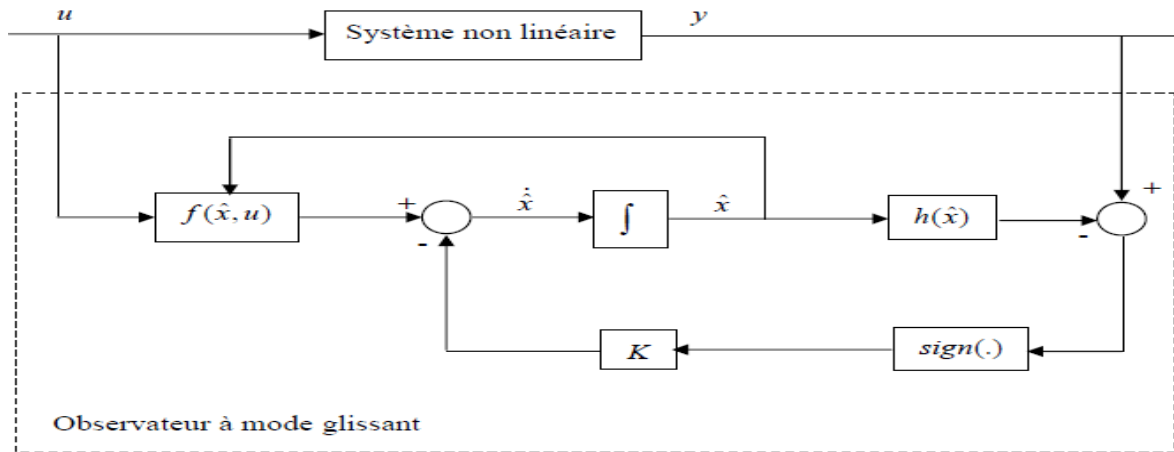


Figure IV.4 : Schéma fonctionnel d'un observateur à mode glissant.

Pour que l'état estimé converge vers l'état réel, l'observateur à mode glissant doit respecter deux conditions.) :

La première concerne le mode d'atteinte et garantit l'attractivité de la surface de glissement $S = 0$ de dimension p , laquelle est attractive si la fonction de Lyapunov $V(s) = S^t \times S$ vérifie la condition : $\dot{V}(s) < 0$ si $S \neq 0$. La deuxième concerne le mode glissant, durant cette étape, la matrice des gains correctifs agit de manière à satisfaire la condition d'invariance suivante :

$$\begin{cases} \dot{S} = 0 \\ S = 0 \end{cases}$$

Durant ce mode, les dynamiques du système sont réduites et le système d'ordre n devient un système équivalent d'ordre $(n - p)$. Ces critères permettent la synthèse de l'observateur à mode glissant et déterminent son fonctionnement.

IV.8.1 Observateur par mode glissant non linéaire :

Nous allons brièvement présenter la synthèse d'un observateur par mode glissant pour le cas d'un système non linéaire général.

Soit un système non linéaire de la forme :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \tag{IV.6}$$

Où $x \in R^n$, $u \in R^m$ et $y \in R^p$

Pour le système Σ décrit par (IV.6), le rôle d'un observateur consiste à estimer l'état du système $x(t)$ en connaissant les grandeurs d'entrées et sorties.

Un observateur O pour le système Σ peut-être représenté comme suit :

$$O\{\hat{x}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + k(y(t) - h(\hat{x}(t)))\} \quad (IV.7)$$

Ou k est le gain de l'observateur. L'observateur doit vérifier la propriété de l'état estimé vers l'état réel, c.à.d. $\|x(t) - \hat{x}(t)\| \rightarrow 0$, quant $t \rightarrow \infty$.

En général, la propriété structurelle d'un système appelé observabilité est une propriété nécessaire pour l'existence d'un observateur. Cette propriété étant vérifiée, l'étape suivante consiste à réaliser la synthèse de l'observateur proprement dit.

La notion de l'observabilité des systèmes non linéaires est présentée dans l'annexe A

IV.8.2 Principe d'observateur par mode glissant non linéaire :

On considère système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = C x(t) \end{cases} \quad (IV.8)$$

Où $x \in R^n, u \in R^m$ et $y \in R^p$. On suppose que le système est observable Pour le système (IV.8), on définit l'observateur par mode glissant par :

$$\{\hat{x}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + \Lambda I_s \quad (IV.9)$$

Ou $\hat{x} \in R^n, \Lambda \in R^{n \times p}$, est la matrice des gains d'observation à spécifier et $I_s \in R^p$ est le vecteur de signe discontinue :

$$I_s = \text{Sign}(s) = [\text{sign}(s_1), \text{sign}(s_2) \dots \dots \text{sign}(s_p)]^T \quad (IV.10)$$

Où $\text{sign}(\cdot)$ est la fonction signe classique et S est la surface glissement suivante :

$$S = NCx = [S_1, S_2, \dots \dots S_p] \quad (IV.11)$$

$$x = x - \hat{x} \quad (IV.12)$$

Ou $N \in R^{p \times p}$ est une matrice à spécifier

Ainsi, la dynamique de l'erreur d'observation devient :

$$\dot{\tilde{x}} = f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u) - \Lambda I_s \quad (IV.13)$$

La surface de glissement $S=0$ est attractive si et seulement si $S_i, S_i < 0$ pour $i=1,2,3,\dots,p$.

Cette condition définit la région pour laquelle le mode de glissement existe. Pendant le glissement, les dynamiques de l'erreur d'estimation sont réduites de l'ordre n (système initial) à l'ordre de $n-p$ (système équivalent d'ordre réduit).

Ensuite, on analyse les propriétés de cette dynamique réduite. Pour ce faire, on s'appuie sur la méthode de la commande équivalente.

La détermination de l'expression de la dynamique réduite est fondée sur le calcul du vecteur de commutation équivalente I_s sur la surface de commutation. À partir de la condition d'invariance

$S \equiv 0$ et $\dot{S} \equiv 0$:

$$\dot{S} = NC\dot{x} = NC(f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u) - \Lambda I_s) = 0 \quad (\text{IV.14})$$

Supposant que la matrice NCA est inversible, on obtient :

$$\tilde{I}_s = (NCA)^{-1}NC(f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u)) \quad (\text{IV.15})$$

La substitution de \tilde{I}_s dans (IV.13) nous a permis d'obtenir la dynamique réduite

$$\dot{X}eq = [I - \Lambda(NCA)^{-1}NC][f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u)] \quad (\text{IV.16})$$

Enfin, la synthèse de l'observateur consiste à sélectionner les matrices N et Λ de façon à assurer, en même temps, l'attractivité de la surface de glissement et de stabilité de la dynamique réduite.

IV.9 Application de l'observateur mode glissement au diagnostic de la machine asynchrone :

Les mesures dont nous disposons sont la vitesse et les courants statoriques. Basant sur le modèle de la machine asynchrone développée dans le repère α - β ; nous proposons l'observateur par modes glissants de la machine asynchrone, défini par les équations (IV.17). [9]

Celui-ci est une copie du modèle complété par des termes additifs permettant de varier le gain d'observateur.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= -\gamma x_1 + a\hat{x}_3 + Kp\hat{x}_4x_5 + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sa} + \lambda_1^T I_s \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -\gamma x_2 + a\hat{x}_4 + Kp\hat{x}_3x_5 + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\beta} + \lambda_2^T I_s \end{aligned} \quad (\text{IV.17})$$

$$\dot{\hat{x}}_3 = bx_1 + c\hat{x}_3 + p\hat{x}_4x_5 + \lambda_3^T I_s$$

$$\dot{\hat{x}}_4 = bx_2 + c\hat{x}_4 + p\hat{x}_3x_5 + \lambda_4^T I_s$$

$$\dot{\hat{x}}_5 = d(\hat{x}_3x_2 - \hat{x}_4x_1) - \frac{T_r}{J} \frac{f_v}{J} x_5 + q_1(x_5 - \hat{x}_5) + \lambda_5^T I_s$$

Les surfaces de glissement que nous utilisons ici sont : S_1 et S_2 représentent les surfaces de glissement.

I_s : est un vecteur de commutation.

Les matrices lignes sont aussi des gains d'erreur d'observation donc les gains que nous avons à régler sont donc : $\lambda_1^T, \lambda_2^T, \lambda_3^T, \lambda_4^T, \lambda_5^T$, qui sont 5 vecteurs lignes appartenant à R^2 sont calculés de manière à assurer la convergence asymptotique des erreurs d'observation,

Ils sont donnés par :

$$\lambda_1^T I_s = [\lambda_{11} \lambda_{12}], \lambda_2^T I_s = [\lambda_{21} \lambda_{22}], \lambda_3^T I_s = [\lambda_{31} \lambda_{32}], \lambda_4^T I_s = [\lambda_{41} \lambda_{42}], \lambda_5^T I_s = [\lambda_{51} \lambda_{52}],$$

La dynamique de l'erreur d'observation est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= ae_3 + kp x_5 e_4 - \lambda_1^T I_s \\ \dot{e}_2 &= ae_4 - kp x_5 e_3 - \lambda_2^T I_s \\ \dot{e}_3 &= -ce_3 - p x_5 e_4 - \lambda_3^T I_s \\ \dot{e}_4 &= -ce_4 + p x_5 e_3 - \lambda_4^T I_s \\ \dot{e}_5 &= d(x_2 e_3 - x_1 e_4) - q_1 e_5 - \lambda_5^T I_s \end{aligned}$$

(IV.18)

Le système ne se représentant pas sous la forme canonique d'observabilité, nous allons utiliser une matrice de découplage régulière dans la fonction de Lyapunov.

Afin de déterminer les gains de l'observateur, nous proposons la fonction de Lyapunov définie positive :

$$V = \frac{1}{2} s^T s \quad \text{ou} \quad S = Q(e_1, e_2)^T \tag{IV.19}$$

Où Q est une matrice régulière ($S = 0 \rightarrow e_1 = e_2$)

La condition d'attractivité de la surface $S = 0$ est donnée par :

$$\dot{V} = s^T \frac{\partial s}{\partial t} < 0, \quad \text{Ou} \quad \forall S \neq 0 \tag{IV.20}$$

En posant :

$$\begin{bmatrix} \lambda_1^T I_s \\ \lambda_2^T I_s \end{bmatrix} = Q^{-1} \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \tag{IV.21}$$

$$\dot{V} = s^T \frac{\partial s}{\partial t} < 0, \quad \forall S \neq 0$$

Alors de condition suivante

$$\dot{V} = s^T Q \begin{bmatrix} ae_3 + kp x_5 e_4 \\ ae_4 + kp x_5 e_3 \end{bmatrix} - s_1 \delta_1 \text{sign}(s_1) - s_2 \delta_2 \text{sign}(s_2) + s^T \dot{Q} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \tag{IV.22}$$

Si Q s'écrit en fonction de la vitesse, il est possible de négliger le terme \dot{Q} . Soit alors :

$$Q = \frac{1}{(a^2 + (Kpx_5)^2)} \begin{bmatrix} a & -Kpx_5 \\ Kpx_5 & a \end{bmatrix} \quad (IV.23)$$

Ainsi :

$$\dot{V} = s_1(e_1 - \delta_1 \text{sign}(s_1)) + s_2(e_4 - \delta_2 \text{sign}(s_2)) \quad (IV.24)$$

Les gains δ_1 et δ_2 sont déterminés de manière à assurer la convergence de l'erreur d'estimation vers zéro. Par conséquent :

$$\begin{cases} \delta_1 > |e_3|_{max} \\ \delta_2 > |e_4|_{max} \end{cases} \quad (IV.25)$$

Si la surface de glissement $S = 0$ et $\dot{S} = 0$ d'où

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = 0 \\ \dot{e}_2 = 0 \end{cases} \quad (IV.26)$$

Ainsi on trouve :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = Q^{-1} \left[\begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} I_s \right] \quad (IV.27)$$

Le vecteur équivalent, sur la surface de glissement, est donné par :

$$I_s = \begin{pmatrix} \frac{e_3}{\delta_1} \\ \frac{e_4}{\delta_2} \end{pmatrix} \quad (IV.28)$$

La dynamique réduite sur la surface est alors donnée par

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \left[\left(-c - \frac{\lambda_{31}}{\delta_1} \right) \left(-px_5 - \frac{\lambda_{32}}{\delta_2} \right) \right] \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \\ \dot{e}_4 &= \left[\left(px_5 - \frac{\lambda_{41}}{\delta_1} \right) \left(-c - \frac{\lambda_{42}}{\delta_2} \right) \right] \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \\ \dot{e}_5 &= \left[\left(dx_2 - \frac{\lambda_{51}}{\delta_1} \right) \left(-dx_1 - \frac{\lambda_{52}}{\delta_2} \right) \right] \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - q_1 e_5 \end{aligned} \quad (IV.29)$$

Pour avoir la dynamique réduite ainsi on pose :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{51} & \lambda_{52} \\ \delta_1 & \delta_2 \end{bmatrix} = d[x_2 - x_1] \quad (IV.30)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{31} & \lambda_{32} \\ \lambda_{41} & \lambda_{42} \end{bmatrix} = \left[\begin{pmatrix} -c & -px_5 \\ -px_5 & -c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} q_3 & 0 \\ 0 & q_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \right]$$

Alors :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -q_3 e_3 \\ \dot{e}_4 = -q_4 e_4 \\ \dot{e}_5 = -q_1 e_5 \end{cases} \tag{IV.31}$$

La stabilité de l'observateur est assurée par les trois conditions suivantes :

$$q_1 > 0, \quad q_2 > 0, \quad q_3 > 0,$$

En résumé, la synthèse de l'observateur, défini par les équations (IV.17) repose sur le choix des gains, $\delta_2, \delta_1, q_1, q_2, q_3, q_4$ et q_5 de façon à ce que les conditions suivantes soient satisfaites :

$$\begin{cases} \delta_1 \geq \|e_3\|_{max} \\ \delta_2 \geq \|e_4\|_{max} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} q_1 > 0 \\ q_2 > 0 \\ q_3 > 0 \end{cases}$$

IV.9.1 Résultats de simulation :

IV.9.1.1 Observateur en régime sain en boucle ouvert :

Nous avons effectué un essai par simulation nous imposons une vitesse de référence de 300 rad/sec à 0s a t=2s, un couple nominal est appliqué à la machine $C_r=C_n$.

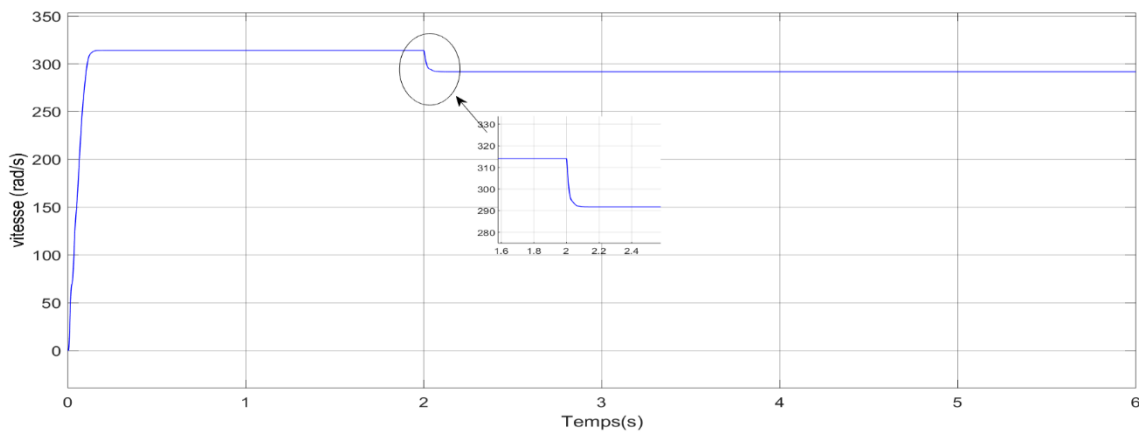


Figure IV.5 : la courbe de vitesse en fonction du temps.

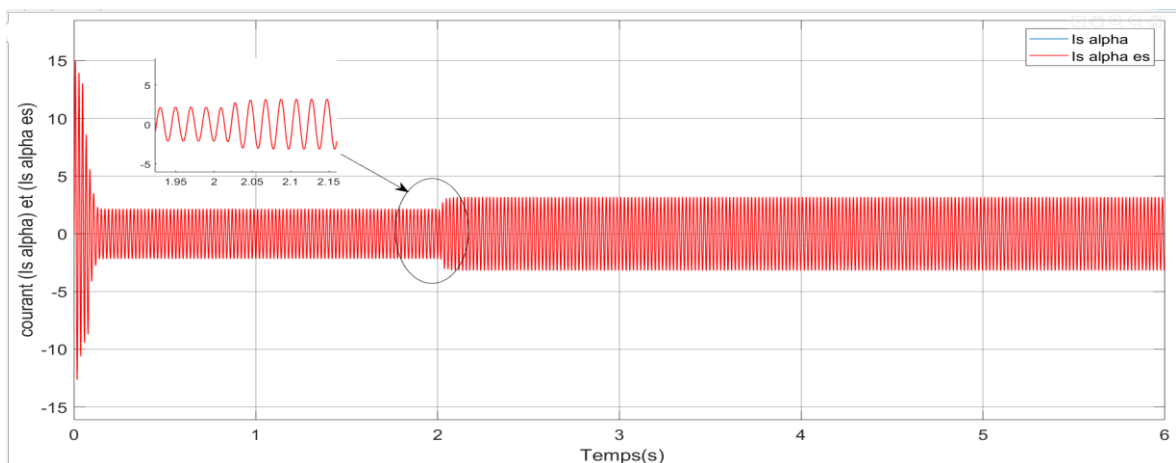


Figure IV.6 : La courbe de courant i_α en fonction du temps.

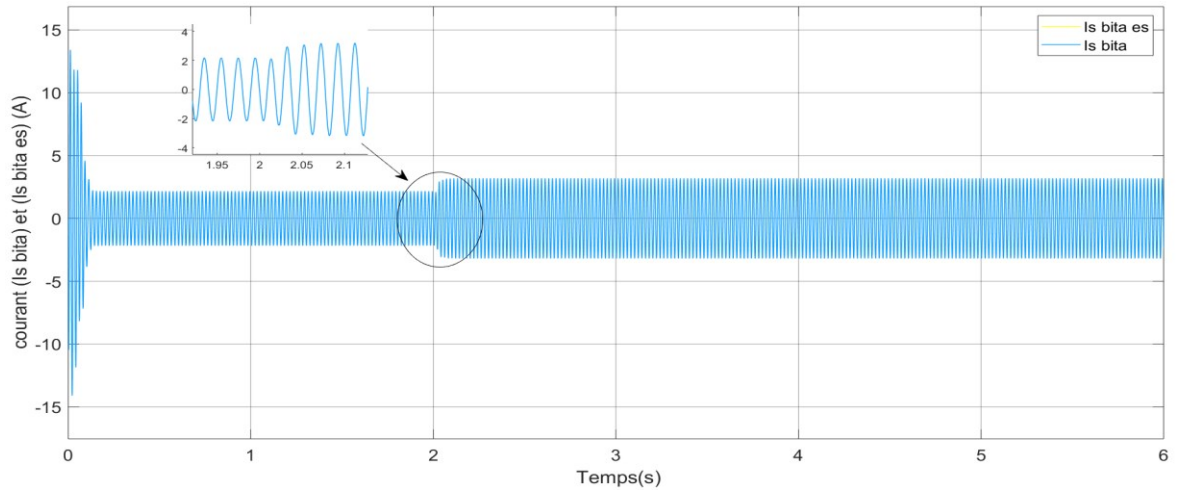


Figure IV.7 : La courbe de courant i_β en fonction du temps.

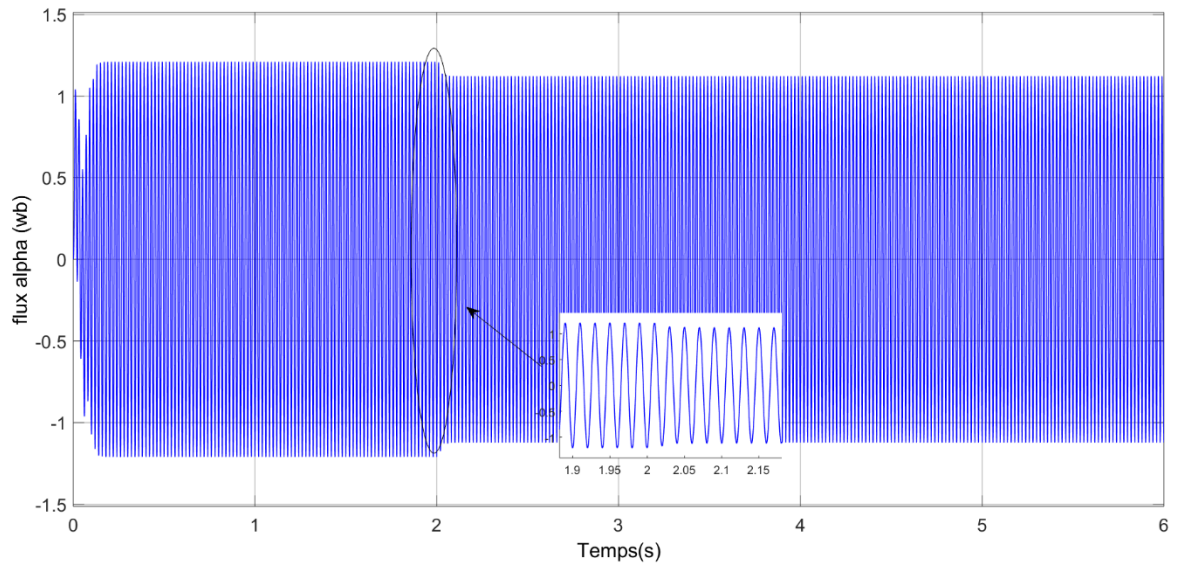


Figure IV.8 : La courbe de flux alpha en fonction du temps.

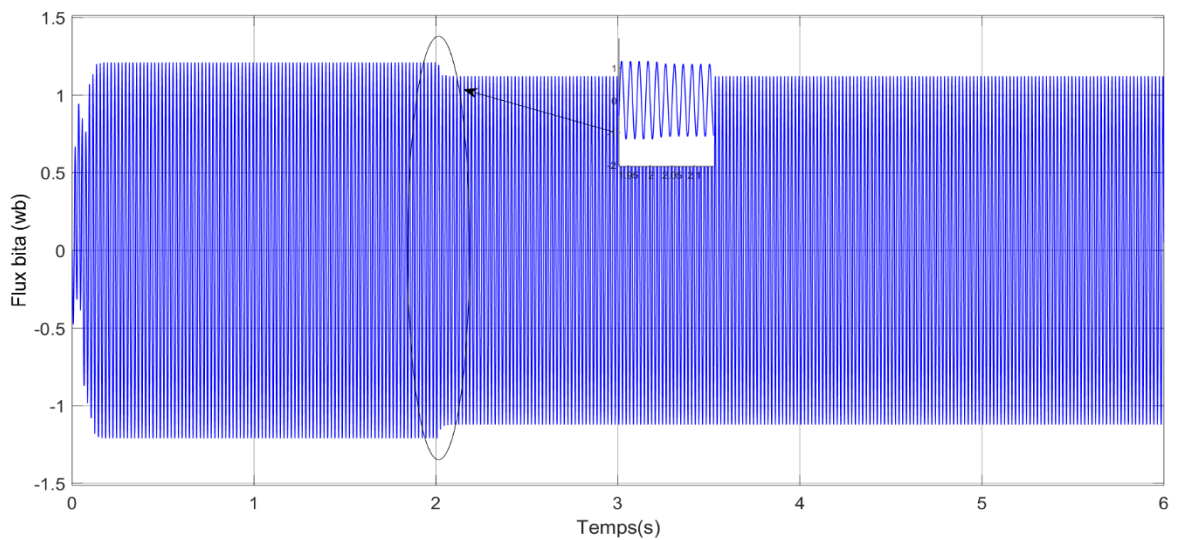


Figure IV.9 : La courbe de flux bita en fonction du temps.

IV.9.1.1.1 Evolution des résidus en régime sain en boucle ouvert :

Pour pouvoir utiliser l'observateur mode glissant dans le cadre du diagnostic, nous sommes obligés tout d'abord de montrer le comportement des résidus dans le cas où on n'a pas de défaut

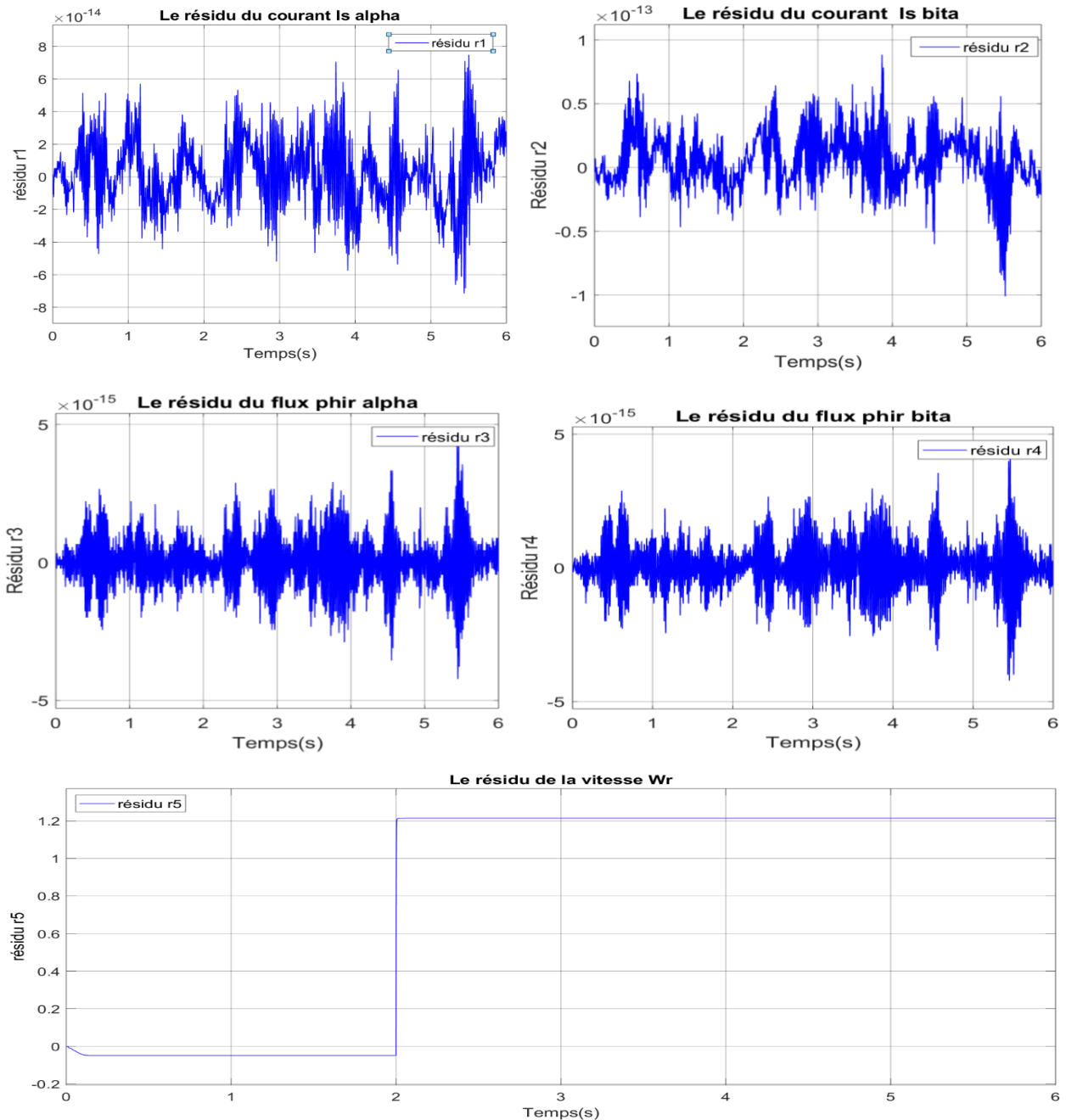


Figure IV.10 : évolution des résidus en régime sain.

IV.9.1.1.2 Interprétation des résultats :

D'après les figures (IV.4), (IV.5), (IV.6), (IV.7), (IV.8), (IV.9), on constate que la vitesse, les flux, les courants estimés suit parfaitement leurs grandeurs mesurées ce qui montre que les résultats obtenus par simulation sont satisfaisants.

IV.9.1.2 Observateur en défaut de court-circuit en boucle ouvert :

Afin d'étudier l'influence d'un défaut sur les résidus, on introduit un défaut de court-circuit entre spires à vide dans la phase a de la machine à $t= 3.5$ secondes.

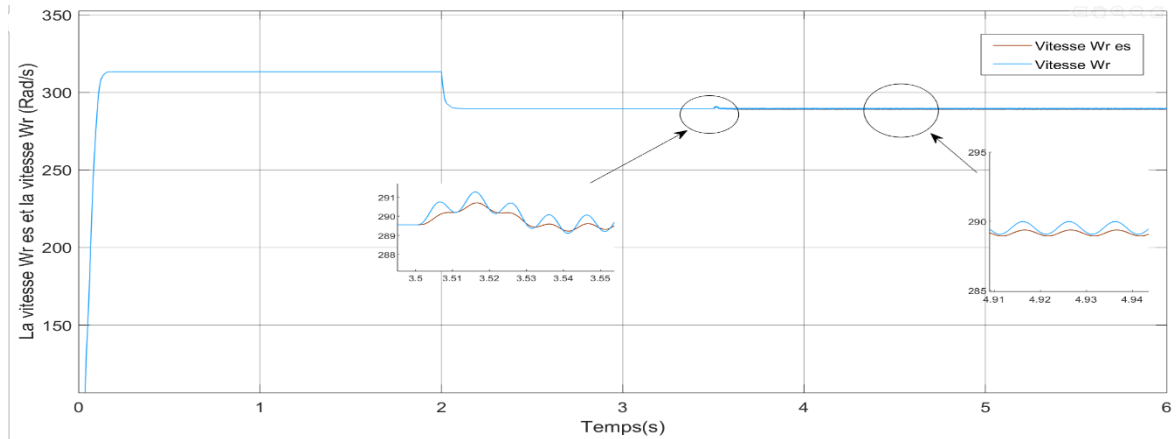


Figure IV.11 : La comparaison entre la vitesse $\omega_{r\ es}$ et ω_r avec un défaut de court-circuit

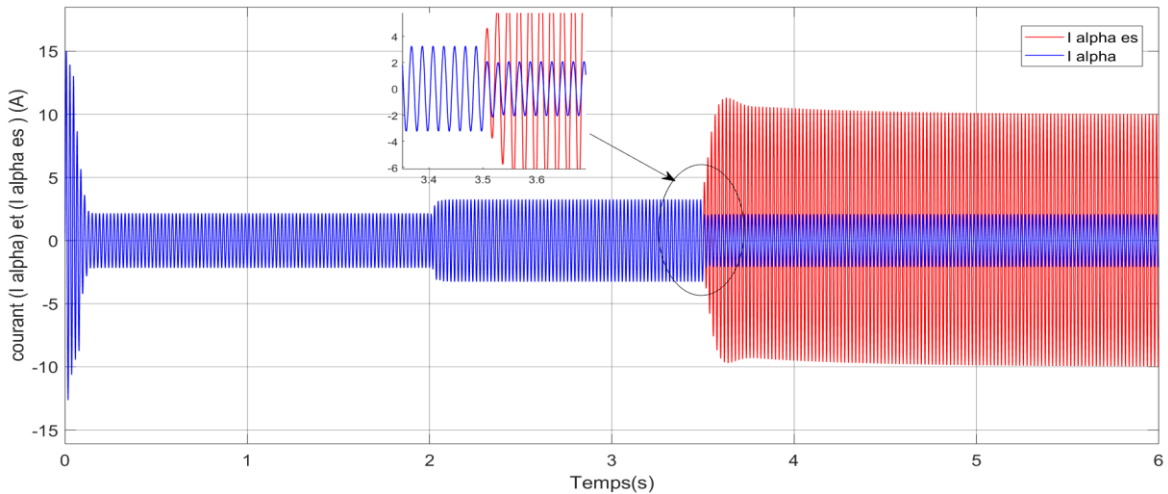


Figure IV.12 : La comparaison entre le courant i_α et $i_{\alpha\ es}$ avec un défaut de court-circuit

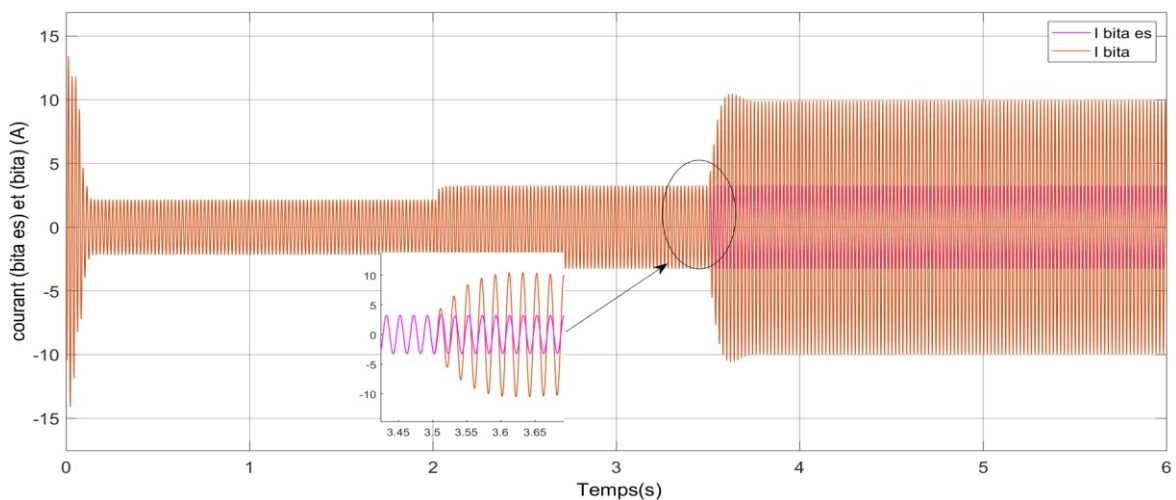


Figure IV.13 : La comparaison entre le courant i_β et $i_{\beta\ es}$ avec un défaut de court-circuit.

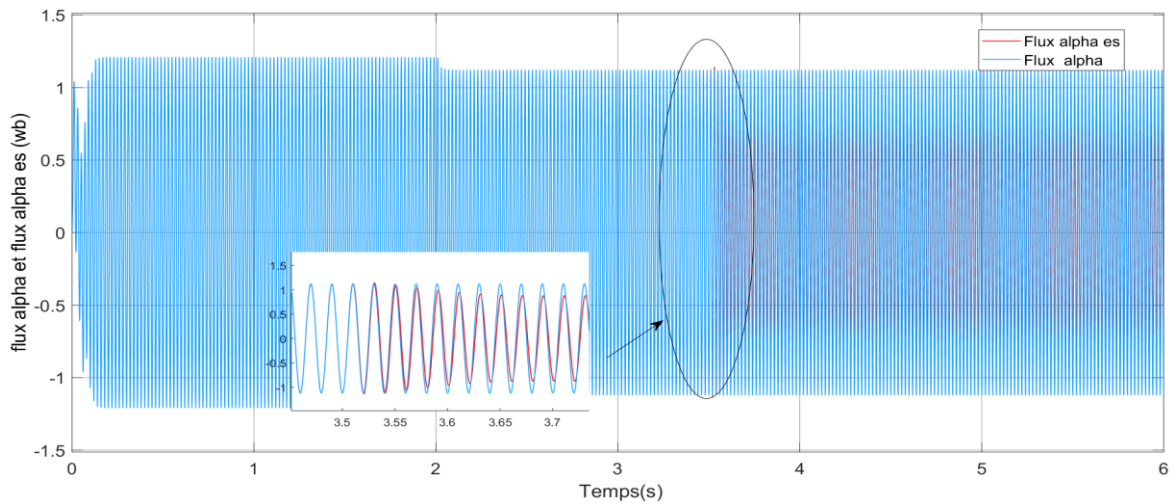


Figure IV.14 : La comparaison entre le flux φ_α et $\varphi_{\alpha es}$ avec un défaut de court-circuit.

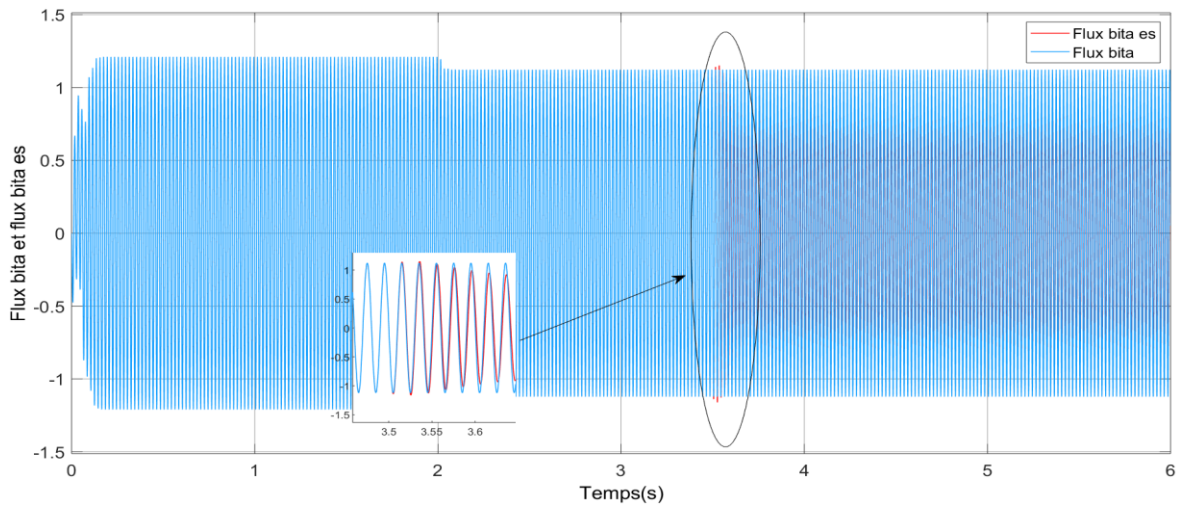
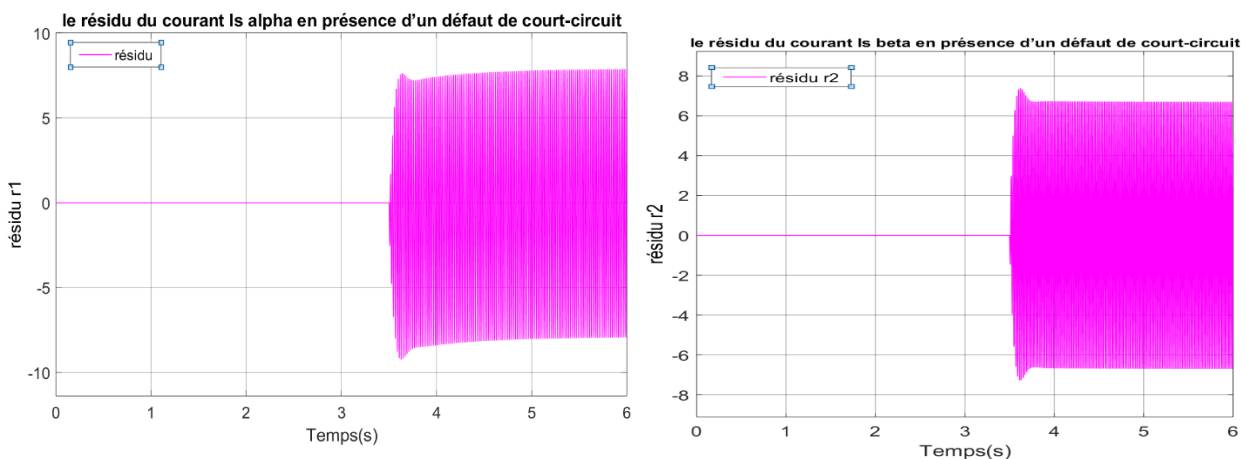


Figure IV.15 : La comparaison entre le flux φ_β et $\varphi_{\beta es}$ avec un défaut de court-circuit.

IV.9.1.2.1 Evolution des résidus avec défaut de court-circuit en boucle ouvert :

Afin d'étudier l'influence d'un défaut sur les résidus, on introduit un défaut de court-circuit de spires à vide dans la phase a de la machine à $t= 3.5$ secondes comme l'illustrent la figure (IV.16)



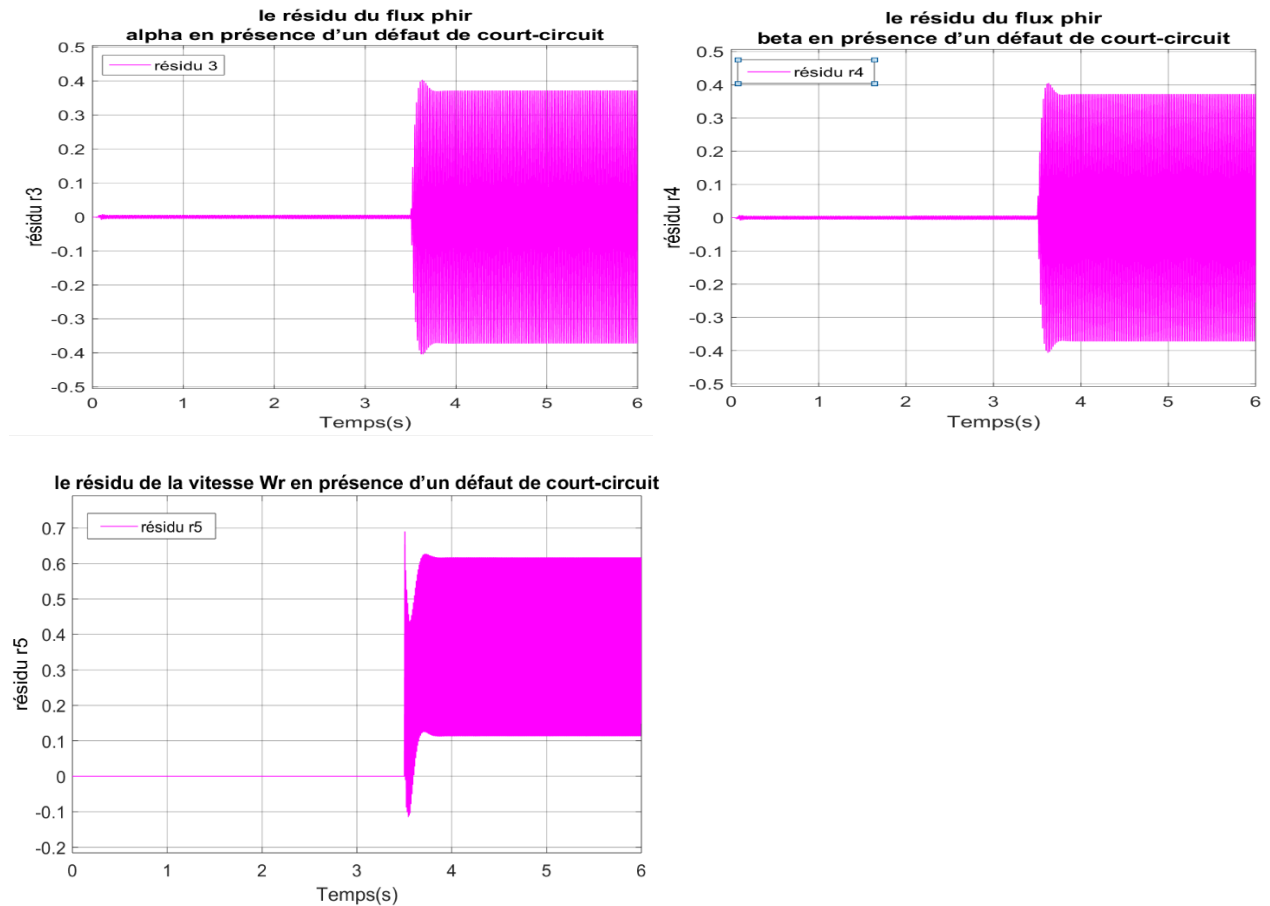


Figure IV.16 : Evolution des résidus avec défaut de court-circuit

IV.9.1.2.2 Interprétation des résultats :

Il est clair que lors de l'établissement du défaut, les résidus s'éloignent de ces valeurs initiales et peuvent être utilisés comme un indicateur de ce défaut. Cet observateur est très sensible au défaut de court-circuit.

IV.10 Approche proposée pour le diagnostic de la MAS

Dans ce travail, nous étudierons principalement le défaut de court-circuit. L'idée principale repose sur deux éléments : l'évaluation des vecteurs résiduels et la composante homopolaire. La détection et l'isolation de défaut de court-circuit utilisent une approche passive. L'intérêt de la commande passive est de diminuer le maximum de défaut (court-circuit). En effet, lorsqu'un défaut de machine survient, la composante homopolaire n'est pas affectée, car le défaut touche les phases (a, b, c), et la machine tente de rééquilibrer ces phases (la machine est insérée dans une boucle de régulation), à condition que le défaut ne soit pas trop sévère. L'analyse spectrale (FFT) est utilisée comme outil pour déterminer la nature du défaut. [09]

IV.11 Commande passive :

Le but de cette approche est développé un algorithme qui peut détecter l'apparence d'un défaut statorique ou rotorique (court-circuit statorique et rupture des barres dans le rotor), et le changement entre la stratégie du contrôle nominale (PI) conçue pour la condition saine et le contrôle robuste conçue pour la condition défectueuse.

La loi du contrôle combinée est donnée par :

$$V = (1 - \lambda)V_h + \lambda V_f \tag{IV.32}$$

$V_h \rightarrow$ C'est la loi du contrôle conçue pour la condition normale

$V_f \rightarrow$ C'est la loi du contrôle conçue pour la condition défectueuse

$\lambda \rightarrow$ La variable booléenne qui sert comme un indicateur de défaut est déterminer d'après le vecteur résiduel r

$\lambda = 0 \rightarrow$ Condition normale

$\lambda = 1 \rightarrow$ Condition défectueuse

Une fois le signal résiduel est construit, la valeur du variable booléenne mise à 1 d'après le critère :

$$\sup\|r\| \geq \tau_i \tag{IV.33}$$

La figure (IV.18) présente le schéma bloc de la commande tolérante passive

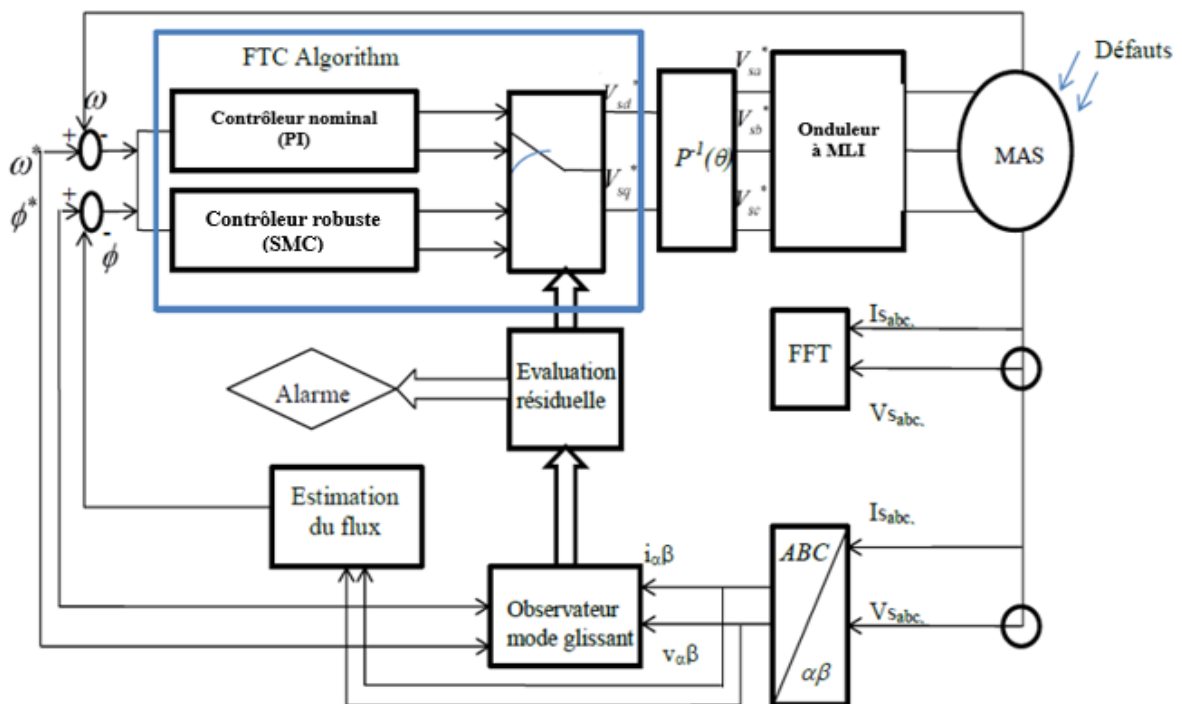


Figure IV.17 : schéma bloc de la commande passive tolérante au défaut.

IV.11.1 Comparaison entre les deux commandes :

Pour sélectionner la meilleure commande on fait une étude comparative en se basant sur les critères représentés dans le tableau suivant :

	Commande par Flux orienté	
	PI	Mode glissant
Temps de réponse	Rapide	Rapide
Couple électromagnétique	Très mauvais	Bon
Poursuit de vitesse	Pas robuste	Robuste
Découplage	Très mauvais	Bon
Déséquilibre de courant	Il y a déséquilibre	Robuste
Variation paramétrique	Pas robuste	Robuste

Tableau IV.1 : comparaison entre les deux commandes élaborées lors d'un court-circuit.

IV.11.2 Résultat de simulation en boucle fermé :

Nous avons effectué un essai par simulation. Nous imposons une vitesse de référence de 150 rad/sec à 0s, à $t=2s$, un couple nominal est appliqué à la machine $C_r=C_n$, à $t=3.5$ on introduit un défaut de type court-circuit statorique de spire

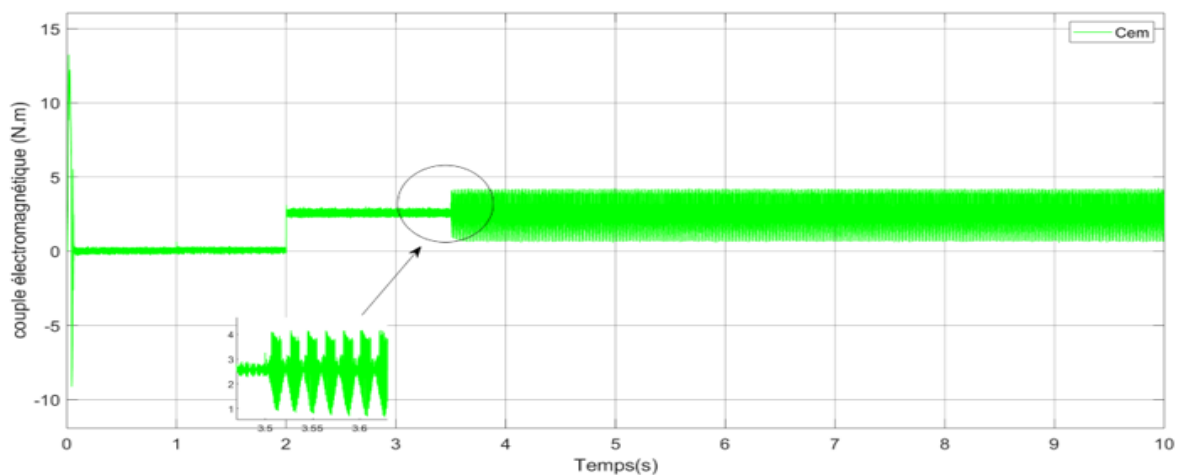


Figure IV.18 : La courbe du couple électromagnétique en fonction du temps en boucle fermée.

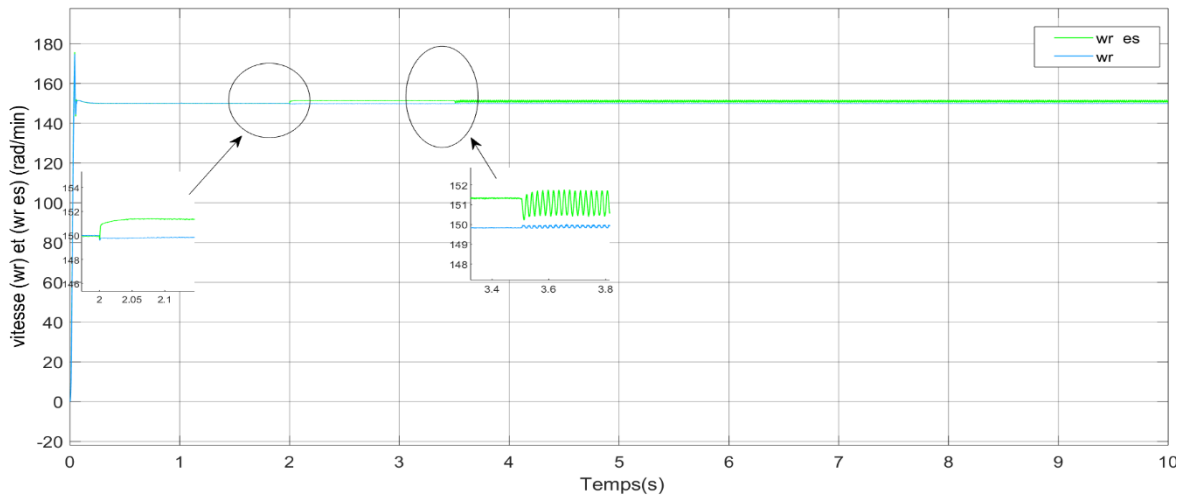


Figure IV.19 : La comparaison de la vitesse $\omega_{r es}$ avec ω_r en fonction du temps en boucle fermé.

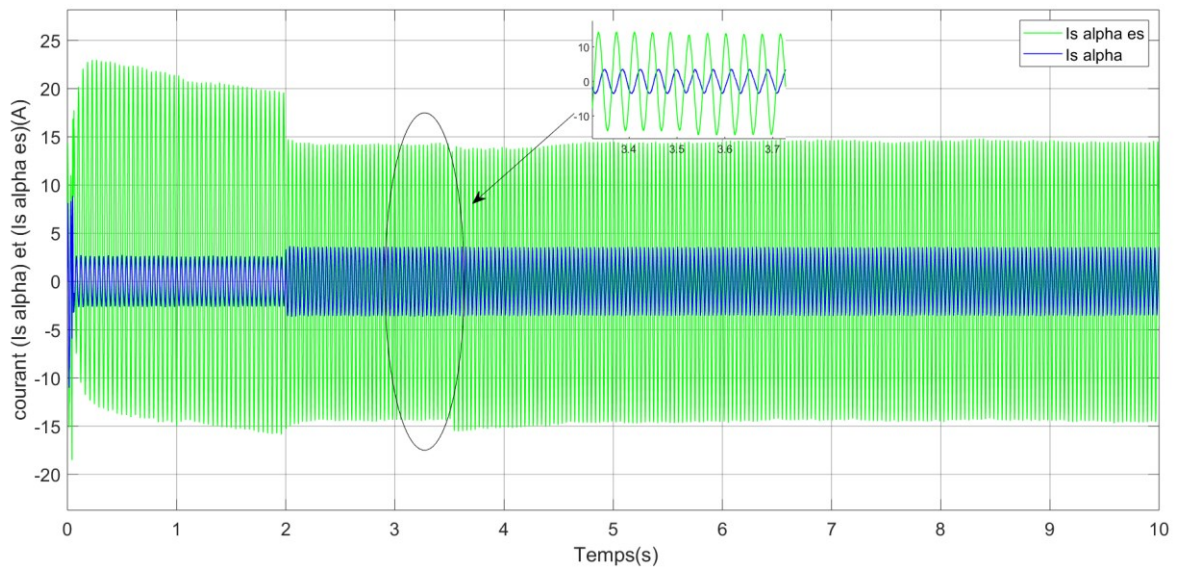


Figure IV.20 : La comparaison du courant $i_{s\alpha es}$ avec $i_{s\alpha}$ en fonction du temps en boucle fermé.

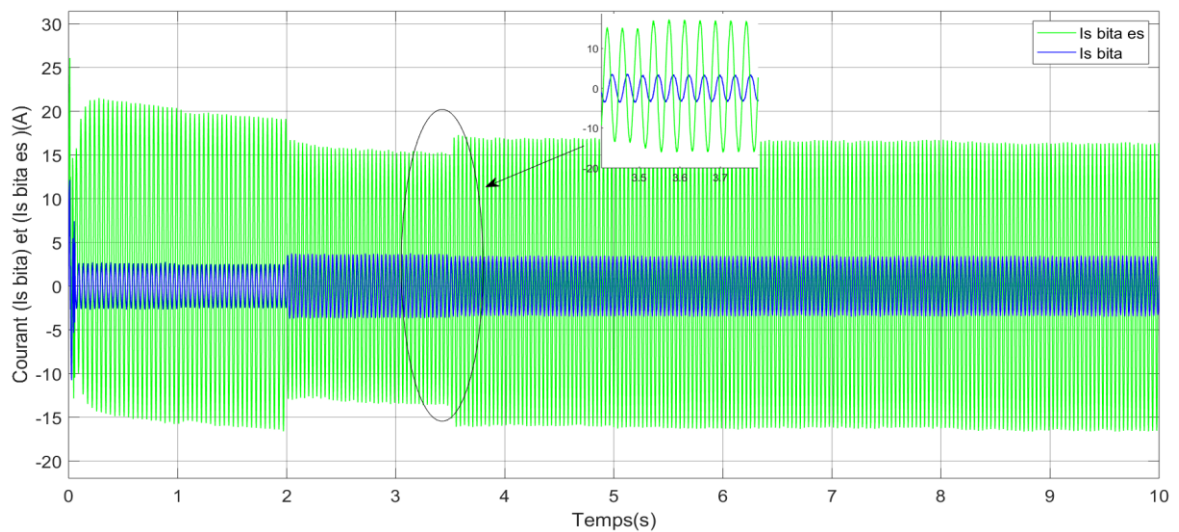


Figure IV.21 : La comparaison du courant $i_{s\beta es}$ avec $i_{s\beta}$ en fonction du temps en boucle fermé.

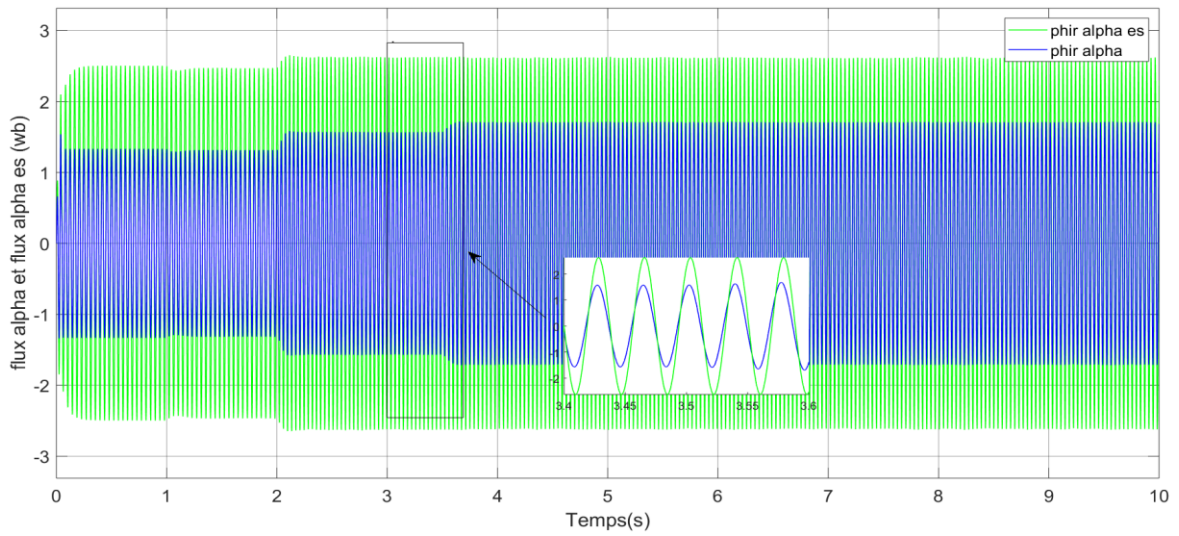


Figure IV.22 : La comparaison de flux $\varphi_{\alpha es}$ avec φ_{α} en fonction du temps en boucle fermé

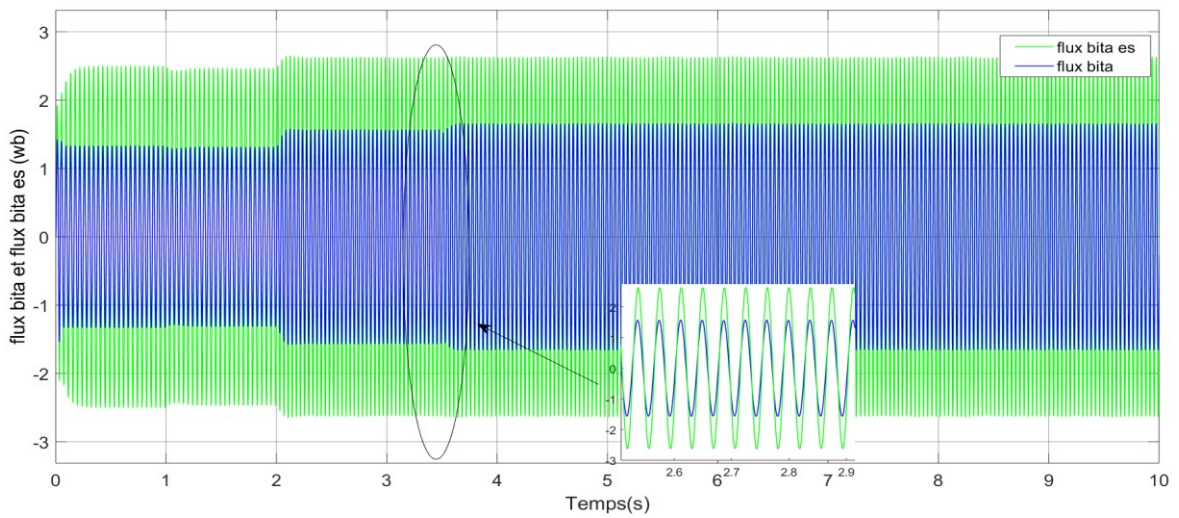


Figure IV.23 : La comparaison de flux $\varphi_{\beta es}$ avec φ_{β} en fonction du temps en boucle fermé.

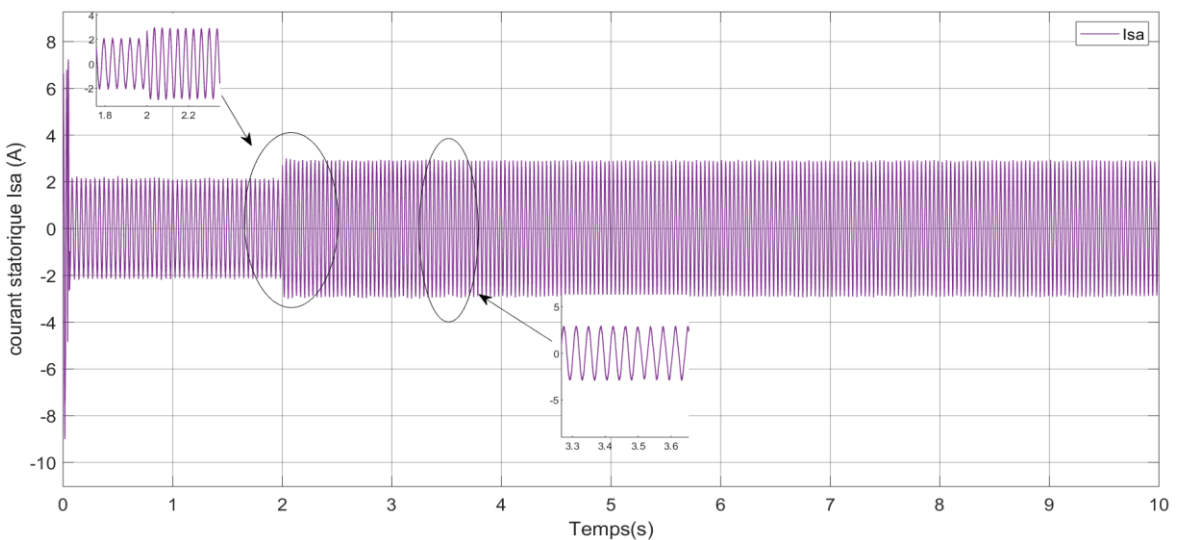


Figure IV.24 : La courbe du courant statorique I_{sa} en fonction du temps en boucle fermé.

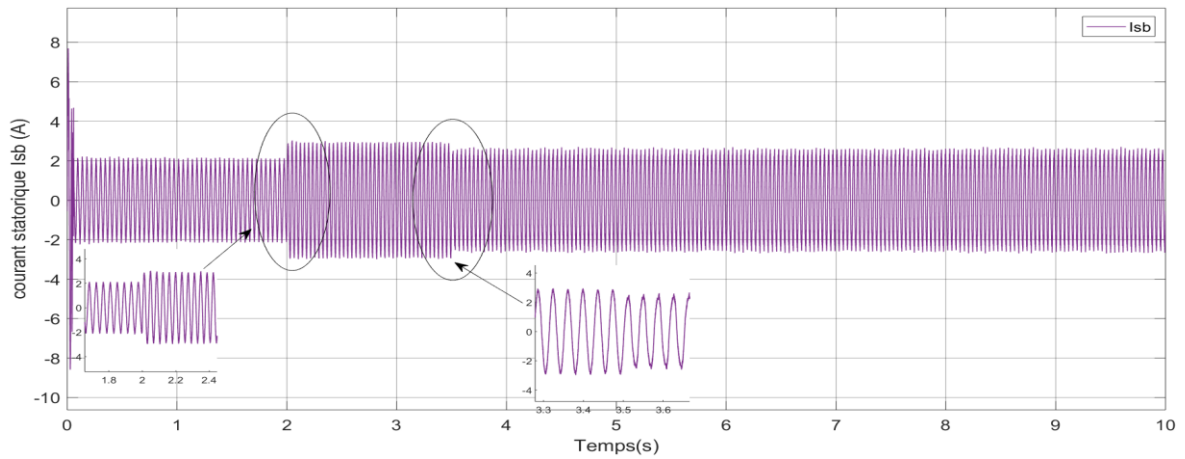


Figure IV.25 : La courbe du courant statorique I_{sb} en fonction du temps en boucle fermée.

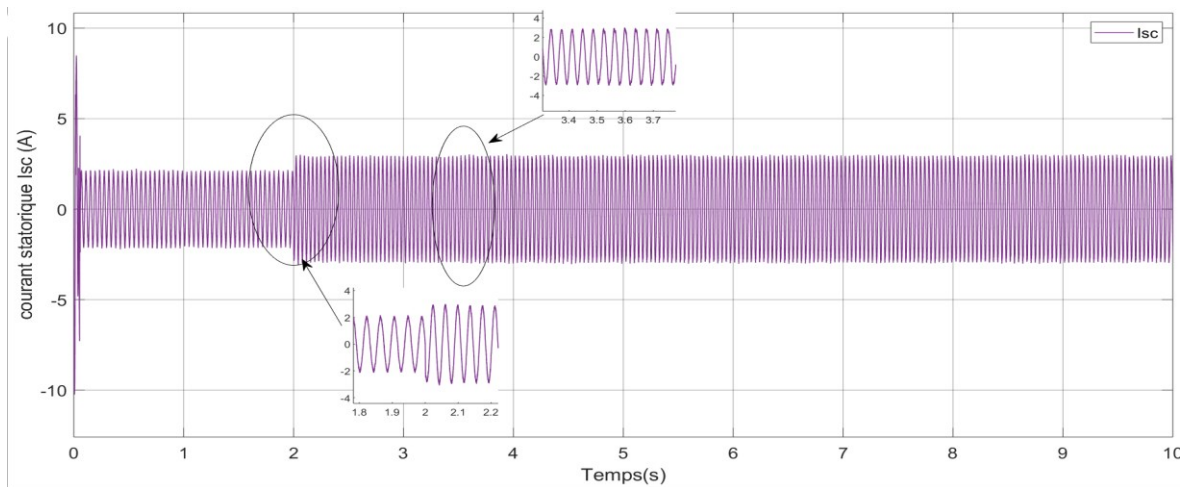


Figure IV.26 : La courbe du courant statorique I_{sc} en fonction du temps en boucle fermée.

IV.11.2.1 Validation par l'analyse spectrale :

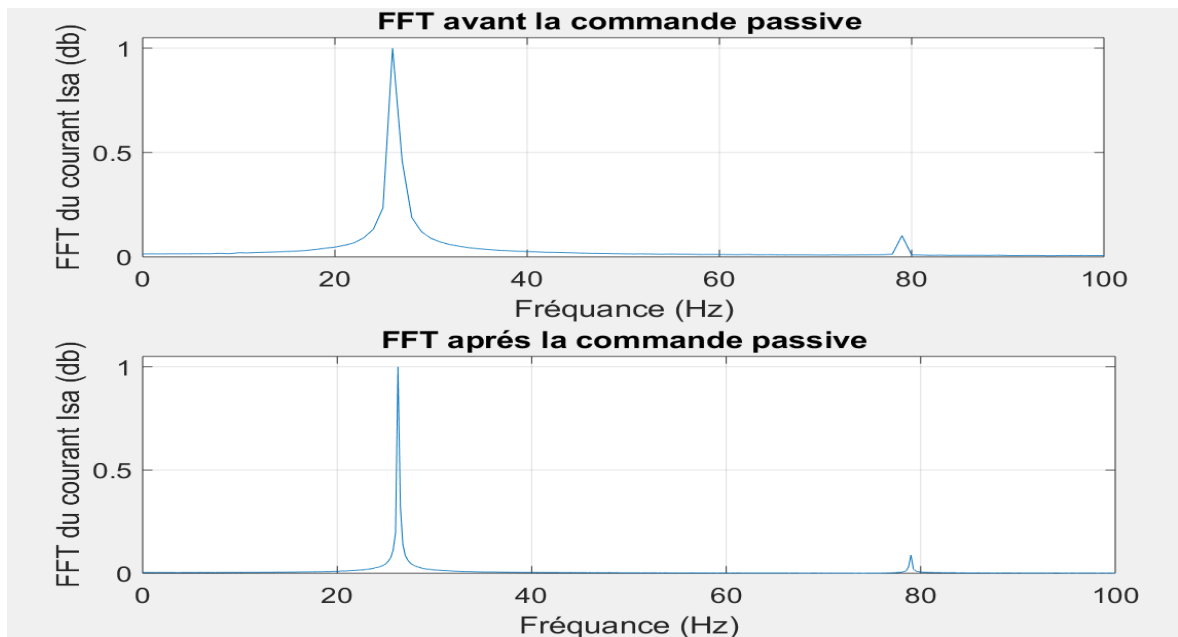


Figure IV.27 : Analyse spectrale du courant de ligne lors d'un court-circuit.

IV.11.2.2 Interprétation des résultats :

D'après les figures précédentes on constate bien qu'après quelque seconde d'application de défaut le changement entre la stratégie du contrôleur nominale (PI) et le contrôleur robuste mode glissant pour compenser l'effet de défaut, la figure (IV.28) montre que les harmoniques d'ordre élevée sont disparues cela veut dire que le contrôleur robuste compense l'effet de défaut.

IV.12 Conclusion :

Ce chapitre a fait l'objet de synthèse d'un observateur à mode glissant pour la détection des défauts de la machine à induction. L'idée principale repose sur le suivi du comportement d'un vecteur résidu généré par observateur dédiée aux diagnostics. En outre des simulations ont été présentés pour une machine insérée dans une boucle ouvert et fermé (sain et en défaut de court-circuit). Les résultats obtenus montrent la validité de cet observateur.

Le développement de l'observateur mode glissant a servi comme moyen pour le diagnostic de ces défauts par la génération d'un vecteur de résidus. Ces vecteurs de résidus vont jouer un rôle capital dans l'élaboration des algorithmes de commande tolérante aux défauts passifs.

On a élaboré l'approche passive, dans l'approche passive nous avons développé un algorithme qui peut détecter l'apparence d'un défaut statorique en utilisant la commande par mode glissant.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générale :

Le travail présenté dans cette mémoire porte sur le diagnostic à base d'observateurs et la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Le début de ce travail, a été consacré à une vue générale sur la construction de la machine asynchrone à cage ainsi que les différents défauts qui peuvent altérer le fonctionnement ce type de machine. Nous avons cité des défauts qui se produisent au niveau du stator (court-circuit), et des défauts rotoriques (cassures de barres rotoriques et cassures d'anneaux) ainsi que des défauts mécaniques (extrencité). Nous avons également présenté les principaux concepts du diagnostic et de la commande tolérante aux défauts. Ensuite un état de l'art sur l'application de la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone.

La seconde partie de ce travail a porté sur la modélisation et la simulation de la MAS en bon état et en défaut. Pour représenter le comportement de la machine en fonctionnement normal (sans défaut) et en état dégradé (avec défaut de type 'court-circuit'), une simulation de ses performances a été réalisée. Cette simulation a analysé la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le courant statorique en état dégradé au niveau des phases statoriques, le tout dans l'environnement MATLAB/SIMULINK.

Dans la troisième partie, nous avons développé une loi de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique et par mode glissant. Les principes et théories de ces deux méthodes sont décrits en détail, et ils sont appliqués au contrôle des moteurs asynchrones a permis, une régulation de flux et de vitesse assez satisfaisante au détriment d'une activation assez importante provoquant un phénomène appelé (chattering). Ce qui nous a permis le découplage entre flux et le couple de la machine asynchrone étudié.

La quatrième partie est consacrée une synthèse sur l'utilisation d'un observateur à mode glissant pour la détection des défauts dans les machines à induction. L'idée principale repose sur le suivi du comportement d'un vecteur résidu généré par un observateur dédié aux diagnostics. De plus, des simulations ont été effectuées pour une machine en boucle ouverte et fermée (en bon état et avec un défaut de court-circuit). Les résultats obtenus démontrent la validité de cet observateur.

Le développement de l'observateur à mode glissant a servi de moyen pour le diagnostic de ces défauts par la génération d'un vecteur de résidus. Ces vecteurs de résidus jouent un rôle crucial dans l'élaboration des algorithmes de commande tolérante aux défauts passifs.

Nous avons élaboré une approche passive dans laquelle un algorithme a été développé pour détecter l'apparition d'un défaut statorique en utilisant la commande par mode glissant.

RÉFÉRENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques :

- [1] HASSANI Oumeima et MOUSSAOUI Hadjer. "Détection des défauts dans les machines tournantes". Mémoire de Master. Université Larbi Tebessi – Tébessa.2020
- [2] HOUIOUA Moussa. "Etude comparative des différents facteurs de sévérité de défauts dans un moteur asynchrone triphasé". Mémoire de Master. Université Mohamed Khider de Biskra.2019
- [3] GAHMOUCHE Abdelhak. "Diagnostic de la machine asynchrone par mesure de champ Magnétique de dispersion". Mémoire de Master. Université Mohamed Khider de Biskra.2019
- [4] BENZAOUI Wafa. "Diagnostic de la machine asynchrone à base d'observateur". Mémoire d'ingénieur. ENP, Alger,2007.
- [5] TEMMAR Romaisa, "Commande tolérante aux défauts adaptative floue pour les systèmes non linéaires incertains siso via backstepping". Mémoire de Master. Université Kasdi Merbah Ouargla. 2017
- [6] ANDRIAN Ceban. "Méthode globale de diagnostic des machines électriques". Thèse de Doctorat. Université Lille de Nord de France.2012
- [7] LOUIBA Meriem et OUBELLIL Raouia. "Diagnostic et commande tolérante aux défauts d'une machine asynchrone". Mémoire d'ingénieur. ENP, Alger, 2012.
- [8] H. Mekki "Commande Tolérante aux Défauts Application à la MAS ". Thèse de Magister, ENP, Alger, 2009.
- [9] GOUICHICHE Abdelmadjid. "Diagnostic à base d'observateurs et commande tolérante aux défauts. Expérimentation sur des systèmes électriques ". Thèse de Doctorat, ENP, Alger, 2015.
- [10] OTHMANI Ahmed Mehdi. "Commande vectorielle d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif ". Mémoire de Master. Université BADJI MOKHTAR- ANNABA .2019.
- [11] BADDOU Salim et CHANNOUFE Amjed. "Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double cage". Mémoire de Master. Université Kasdi Merbah Ouargla.2022.
- [12] MESSAOUDI Boufateh. "Utilisation du contrôle directe du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone". Mémoire de Master. Université Mohamed Khider de Biskra. 2014
- [13] BENZINEB Omar. "Diagnostic et commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone et convertisseur multicellulaires séries". Thèse de Doctorat, ENP, Alger,2010.

Références Bibliographiques

- [14] LASHAB Abderezak. "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone sous la Carte DS1104". Mémoire de Master. Université Mentouri Constantine. 2012.
- [15] AZOUZI Khaled "Modélisation d'un moteur asynchrone pour le suivi de la sévérité des défauts rotorique par l'approche de la fonction d'enroulement "Mémoire d'ingénieur. Université USTO .Oran 2011
- [16] INDOUZ Ikram et TEBA A Sara. "Détection de défaut de la machine asynchrone par l'observateur a mode glissant d'ordre deux". Mémoire de Master. Université Saad Dahlab de Blida.2020
- [17] DJEGHALI Nadia. "Observation, Diagnostic et Commande de la Machine Asynchrone". Thèse de Doctorat. Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou. 2013.
- [18] RICARDO Alvarez Salas. "Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone". Mémoire d'ingénieur. Institut national polytechnique de Grenoble.2002.
- [19] HADJ HAFSI Zohir." Détection et isolation des défauts d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par observateurs d'état ». Mémoire de Master. Université de M'sila.2013.
- [20] DAHMANE Housseem et SOUISI Salah eddine. "Commande et diagnostic de la machine asynchrone à l'aide d'observateur". Mémoire de Master. Université Kasdi Merbah Ouargla.2016.
- [21] AYAN Mahamoud Mohamed. "Observateur et diagnostic de processus industriels à modèle non linéaire applications aux machines électriques". Thèse de Doctorat. École Centrale de Nantes.2010.
- [22] BENLALOU Idriss. "Commande, Observation et Diagnostic d'un Système Non-linéaire : Application à la Machine Asynchrone en Présence de Défauts". Thèse de Doctorat. Université de Batna 2. 2016
- [23] LABIOD Laid et BOUTADJINE Fares. "Diagnostic des défauts rotoriques des machines asynchrones". Mémoire de Master Université Echahid Hamma Lakhder d'El-Oued.2019
- [24] KOUADRIA Mohamed. "Modélisation des moteurs asynchrone par l'approche de la fonction d'enroulement. Application à la détection des défauts statoriques". Mémoire de Magister. Université Mohamed Boudiaf d'oran.2011.
- [25] BAZI Smail. "Contribution à la Détection et au Diagnostic des Défauts dans un Système Machine à Induction-Convertisseur". Thèse de Doctorat. Université de Batna.2016.
- [26] YASSA Nacera. "Modélisation des machines asynchrones dédiée au diagnostic des défauts de court-circuit inter – spires et des cassures de barres et d'anneaux". Mémoire de Master. Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.2009

Références Bibliographiques

- [27] OLIVIER Ondel. "Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur- machine asynchrone ". Mémoire d'ingénieur. L'école de centrale de Lyon.2006
- [28] CHERIF Hakima. "Détection des défauts statorique et rotorique dans la machine asynchrone en utilisant l'analyse par FFT et ondelettes". Mémoire de Magister. Université Mohamed Khider – Biskra.2014
- [29] BOUSSAID Boumedyen. "Contribution à la tolérance active aux défauts des systèmes dynamiques par gestion des références". Mémoire d'ingénieur. École Nationale d'Ingénieurs de Gabès.2011
- [30] SMAIL Bachir. "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone par identification paramétrique à vitesse constante. " Thèse de doctorat. Ecole Supérieur d'ingénieur de Poitiers, 2002
- [31] SCHAEFFER Emmanuelle " Diagnostic des machines asynchrones, modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts. " Thèse de doctorat, université de Nantes, Décembre 1999.
- [32] FERAHTIA Amel "Commande Hybride de la Machine Asynchrone ». Mémoire de magister, ENP, Alger,2011.
- [33] KHELOUAT.Samir "Diagnostic de défaut dans les système non linéaires ". Mémoire de magister ENP, Alger,2008.
- [34] G. Séguier, F. Notelet, " Electrotechnique industrielle ". Téch et Doc, 1987.
- [35] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation ". Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique De Toulouse, 2007.
- [36] M. O. MAHMOUDI et N. MADANI, "Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive". Eur. Phys. J. - Appl. Phys., vol. 7, n° 03, p. 217-225, 1999.
- [37] MESSAADI Hamza et MBALA MUSANDA Fortunat." Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone". Mémoire de Master. Université de mostaganem.2023
- [38] LARROQUE Benoît. " Observateurs de systèmes linéaires Application à la détection et localisation de fautes ". Thèse de Doctorat. Toulouse 2008
- [39] TOUMI Djilali. "Contribution au diagnostic et à la reconfiguration dynamique de commande de la machine asynchrone". These de Doctorat. ENP, Alger,2015.

Références Bibliographiques

[40] M. HIRSH MAJID : "Contribution à l'estimation et à la commande des systèmes de transport intelligents", Thèse de doctorat, l'université d'Artois, 2014.

[41] NAIT SLIMANI Boukhalifa. "Synthèse d'observateurs non linéaires : Application au diagnostic de défauts". Mémoire de Magister. Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2011.

ANNEXES

Annexe A :

A.1 Paramètres de la MAS utilisés :

Designation	Symbole	Valeur	Unite
Résistance statorique	R_s	11.3085	Ω
Résistance Rotorique	R_r	11.8	Ω
Inductance statorique	L_s	0.5578	H
Inductance rotorique	L_r	0.6152	H
Inductance Mutuelle	L_m	0.5578	H
Inertie du moteur	J	0.0700	KG.M ²
Coefficient de frottement	F	0.000312	N.m/rad/sec
Nombre de paires de pôles	P	1	
Puissance nominale		750	Kw
Vitesse nominale	P_n	1440	Rad/sec
Couple de charge nominale	$\Omega_n C_n$	2.52	N.m
Courant nominale	I_{sn}	2.5	A
Tension	V	220	V
Fréquence	f	50	Hz

Annexe B :

B.1 Modélisation de l'association machine asynchrone-onduleur de tension :

Pour pouvoir contrôler la vitesse de la machine asynchrone, celle-ci est reliée à un convertisseur statique capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence.

Ajustable. Un onduleur est un convertisseur d'énergie électrique à base de transistor ou de thyristor capable de convertir un signal continu en un signal alternatif caractérisé par une amplitude et une fréquence. Il existe deux types d'onduleurs :

- **Inverseur de courant :**

Les tensions de commande sont limitées aux basses fréquences car elles se caractérisent par leur aptitude aux inversions fonctionnelles qui entraînent des pertes excessives.

- **Inverseur de tension :**

La caractéristique du contrôle du courant est que la vitesse de commutation est rapide, il peut donc être utilisé à des fréquences élevées et la perte n'est pas très élevée. Son inconvénient est que la réversibilité de fonction n'est pas bien adaptée. Pour ces raisons, et parce que le contrôle du courant statorique est souhaité, un onduleur de tension est utilisé. Il peut être commandé par des techniques conventionnelles ou de modulation de largeur d'impulsion. Dans ce travail, l'onduleur est contrôlé via la tension (MLI).

B.1.1 Onduleur à M.L.I :

Généralement, pour les onduleurs M.L.I, des transistors sont utilisés à la place des thyristors pour éliminer les circuits de commutation forcés, réduisant ainsi les pertes de commutation et permettant à l'onduleur de fonctionner à des fréquences plus élevées. Dans les onduleurs à commande adjacente, la forme de la tension introduit des harmoniques importantes qui interfèrent avec le fonctionnement du moteur.

C'est pourquoi nous avons introduit le PWM, une stratégie de contrôle à laquelle nous avons recours pour les onduleurs, qui est le contrôle par onde sinusoïdale triangulaire.

B.1.2 Principe de la commande triangulo-sinusoidale :

Le principe est basé sur la comparaison de la tension sinusoïdale à obtenir à un signal triangulaire symétrique, dont la fréquence est un multiple de la fréquence à obtenir, d'où les transistors T_1 et T_4 sont fermés lorsque le signal sinusoïdale est supérieur au signal triangulaire.

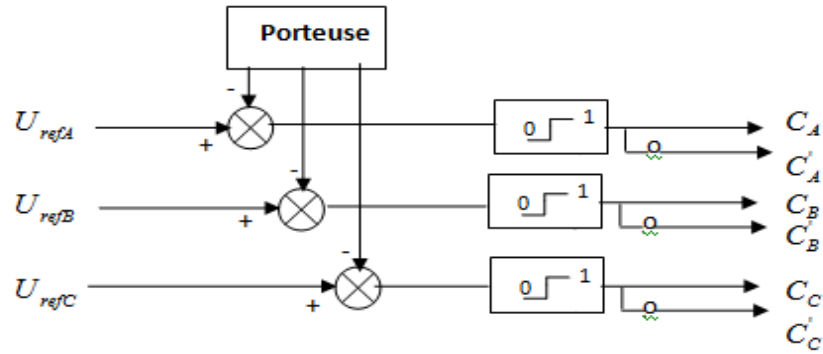


Figure B.1 : schéma fonctionnel d'une réalisation analogique d'une MLI

B.1.3 Mise en équation de l'onduleur à M.L.I :

On définit les vecteurs de tensions triphasés et le vecteur des variables de commande que nous considérons maintenant comme des variables algébriques, valant 0 ou 1.

$$[V_{ABC}] = \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix}, [V_{3M}] = \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix}, [V_{3P}] = \begin{bmatrix} V_{AP} \\ V_{BP} \\ V_{CP} \end{bmatrix}, [C_3] = \begin{bmatrix} C_A \\ C_B \\ C_C \end{bmatrix} \tag{B.1}$$

Les tensions référencées par rapport à M ou P sont directement connues, par exemple pour la première phase :

$$V_{AM} = C_A E \quad \text{et} \quad V_{AP} = (C_A - \frac{1}{2}) * E$$

Soit en triphasé :

$$[V_{3M}] = [C_3] E \quad \text{et} \quad [V_{3P}] = (C_3 - \frac{1}{2}) E$$

Le problème vient de ce que l'on recherche les tensions simples sur la charge, comme $V_A = V_{AN}$

On remarque que l'on ne connaît pas les tensions simples (V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}) sur la machine on ne connaît que les tensions composées et on peut observer que celles-ci vérifient :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} - V_{BN} \\ V_{BN} - V_{CN} \\ V_{CN} - V_{AN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AM} - V_{BM} \\ V_{BM} - V_{CM} \\ V_{CM} - V_{AM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AP} - V_{BP} \\ V_{BP} - V_{CP} \\ V_{CP} - V_{AP} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_A - C_B \\ C_B - C_C \\ C_C - C_A \end{bmatrix} E \tag{B.2}$$

A la présence d'une charge équilibrée nous avons :

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad \text{Où} \quad V_{PN} = 0$$

On peut obtenir :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_A \\ C_B \\ C_C \end{bmatrix} E \tag{B.3}$$

Annexes

La technique de commande MLI permet un réglage de la fréquence et de la valeur efficace de sortie par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation : $m = \frac{f_s}{f_p}$ qui influe principalement sur le contenu d'harmonique de l'onde de sortie.
- Le rapport de réglage : $r = \frac{V_s}{V_p}$ et V_p étant respectivement la valeur maximale de la référence et la crête de la porteuse

▪ Equation de la porteuse

La porteuse est caractérisée par la fréquence f_c ($T_c = \frac{1}{f_c}$) elle est donnée par les équations suivante :

- La partie ascendante de U_p est donnée par :

$$U_{pa} = -\frac{U}{2} + 2 \cdot U \cdot \frac{t}{T} \quad (\text{B.4})$$

- La partie descendante de U_p est donnée par :

$$U_{pd} = \frac{3}{2}U - 2 \cdot U \cdot \frac{t}{T} \quad (\text{B.5})$$

Les signaux de références :

$$U_{ref} = r \sin(2\pi f - 2(j-1)\pi/3, J = 1; 2; 3; \dots)$$