

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE

THEME

**COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE EN PRESENCE
DE DEFAUT STATORIQUE**

Proposé et dirigé par :

Monsieur: BEDBOUDI Mohamed

Présenté par :

OUAKAF Elhosseyn

Année Universitaire : 2012 / 2013

N° d'ordre : 074

Remerciements

Tout d'abord je remercie le bon dieu puissant de la bonne santé, la volonté de la patience qu'il m'a donnée tout au long de mes études.

Je remercie Très nettement Mr. M. BEDBOUDI mon encadreur, pour ses conseils pertinents, ses orientations sages, sa patience et vigilance, et par ses notes à grandement facilité ce travail.

Et en particulier, je remercie Mr. Dj. KHODJA qu'il m'a aidé bien à mon travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département de génie électrique qui ont contribué à ma formation par ailleurs, mes remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail.

Enfin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

Sommaire :

Sommaire	I
Table des notations et symboles	VI
Table des figures	VIII
Introduction générale	01

Chapitre I :

Présentation et modélisation de la machine asynchrone en vue d'étudier le défaut de court-circuit entre spires

I.1.Introduction	03
I.2. Constitution de la machine asynchrone	03
I.2.1 Structure de machine.....	03
I.2.1.1. Le stator.....	03
I.2.1.2. Le rotor.....	04
I.2.1.3. Les organes mécaniques.....	05
I.3. Etude statistique des défauts	05
I.3.1 Défaillances au stator.....	07
I.3.1.1. Court-circuit entre spires.....	07
I.4. Modèle triphasé d'une machine asynchrone équilibrée au stator	07
I.4.1. Présentation.....	07
I.4.2. Modèle triphasé.....	08
I.4.2.1. Equation électriques.....	09
I.4.2.2. Equation magnétiques.....	09

I.4.2.3. Equation mécanique.....	10
I.4.3. Modélisation dans le repère de Park.....	10
I.4.4. Résultat de simulation (dans le repère $\alpha\beta$).....	13
I.5. Modèle triphasé d'une MAS déséquilibrée au stator.....	14
I.5.1. Définition d'une matrice de transformation.....	17
I.5.2. Transformation des équations du modèle triphasé.....	17
I.5.3. Expression sous forme d'équations d'état du nouveau modèle de machine asynchrone déséquilibrée au stator.....	19
I.5.4. Equation électromagnétique et mécanique.....	20
I.5.5. Simulation de la machine dans l'état sain (sans présence de défaut).....	20
I.5.5.1. Interprétation des résultats.....	22
I.5.6. Simulation de la machine en présence de défaut.....	22
I.5.6.1. Interprétation des résultats.....	24
I.6. Conclusion.....	24

Chapitre II :

Commande MLI vectorielle d'un onduleur à deux niveaux

II.1. Introduction.....	25
II.2. Modélisation et simulation de la partie puissance de la MAS.....	25
II.2.1. Modélisation et simulation du pont redresseur.....	25
II.2.2. Modélisation et simulation du filtre.....	26
II.3. Modélisation et simulation de l'onduleur.....	27
II.3.1. Modulation vectorielle.....	27
II.3.2. Principe de la MLI vectorielle.....	28
II.3.3. Modulation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	28

II.3.3.1. Tension de sortie de l'onduleur.....	28
II.3.3.2. Etat d'un bras de l'onduleur.....	29
II.3.3.3. Etats de l'onduleur.....	30
II.3.3.4. Représentation vectorielle.....	30
II.3.3.5. Localisation du vecteur de référence.....	32
II.3.3.6. Calcul des temps de commutation.....	33
II.3.3.7. Génération des impulsions de commande.....	35
II.3.4. Schéma bloc de la MLI vectorielle.....	37
II.4. Simulation numérique.....	37
II.4.1. Résultats de simulation.....	37
II.4.2. Interprétation des résultats.....	42
II.5. Conclusion.....	42

Chapitre III :

La commande par mode glissant de la machine asynchrone

III.1. Introduction.....	43
III.2. Historique.....	43
III.3. Principe de la commande par le mode glissant.....	44
III.4. Conception de l'algorithme de commande par le mode glissant.....	44
III.4.1. Choix de la surface de glissement.....	44
III.4.2. Condition de convergence.....	45
III.4.3. Détermination de la loi de commande.....	46
III.5. Application du mode glissant à la machine asynchrone.....	47
III.5.1. Choix des surfaces de glissements.....	48

III.5.2. Condition de convergence.....	49
III.5.3. Loi de commande par mode glissant.....	49
III.6. Simulation.....	53
III.6.1. Simulation pour l'application de la commande sur la MAS (Modèle biphasé).....	54
III.6.2. Simulation pour l'application de la commande sur la MAS (Modèle triphasé).....	54
III.6.3. Interprétations des résultats.....	57
III.7. Conclusion.....	57

Chapitre IV :

Observateur de type grand gain

IV.1. Introduction.....	58
IV.2. Notion d'observabilité.....	58
IV.2.1. Principe de l'estimation d'état.....	58
IV.2.2. Notion d'observabilité des systèmes non linéaires.....	59
IV.3. Synthèse d'observateur à grand gain pour des classes des systèmes non linéaires monovariabiles.....	59
IV.4. Application de l'observateur à grand gain sur la machine asynchrone.....	62
IV.5. Observateur avec mesure de vitesse.....	63
IV.6. Simulation sous Matlab.....	67
IV.6.1. Simulation pour application le premier observateur (de flux) sur la machine (modèle biphasé).....	67
IV.6.2. Simulation pour application le premier observateur (de flux) sur la machine (modèle triphasé).....	68
IV.6.3. Simulation pour application le second observateur (de couple de charge) sur la machine (modèle biphasé).....	69

IV.6.4. Simulation pour application le second observateur (de couple de charge) sur la machine (modèle triphasé).....	70
IV.7. Interprétation des résultats.....	71
IV.8. Conclusion.....	72
Conclusion générale.....	73
Annexes	
Bibliographie	

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

CHAPITRE I

Symbole	Unité	Designation
a, b, c		Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q		Axes de référentiel de Park.
[p]		Matrice de Park.
$[p]^{-1}$		Matrice inverse de Park
θ	(rad)	Angle entre le stator et le rotor.
U_{rabc}		Tension rotorique phase a, b ou c
U_{sabc}	V	Tension statorique phase a, b ou c
$U_{s\alpha\beta}$	V	Tension rotorique sur l'axe $\alpha\beta$.
U_{sdq}	V	Tension statorique sur l'axe d q.
I_{sabc}	A	Courant statorique phase a, b ou c
$I_{s\alpha\beta}$	A	Courant statorique sur l'axe $\alpha\beta$
I_{sdq}	A	Courant statorique sur l'axe dq.
R_s	Ω	Résistance statorique par phase.
M_s	H	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_s	H	Inductance statorique par phase
ϕ_{sabc}	Wb	Flux statorique phase a, b ou c
$\phi_{s\alpha\beta}$	Wb	Flux statorique sur l'axe $\alpha\beta$
ϕ_{sdq}	Wb	Flux statorique sur l'axe dq
I_{rabc}	A	Courant rotorique phase a, b ou c
I_{rdq}	A	Courant rotorique sur l'axe dq
R_r	Ω	Résistance rotorique par phase
M_r	H	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
L_r	H	Inductance rotorique par phase
ϕ_{rabc}	Wb	Flux rotorique phase a, b ou c
ϕ_{rdq}	Wb	Flux rotorique sur l'axe dq

M	H	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor
P		Nombre de pôles
Ω_r	T _r /min	Vitesse mécanique rotorique
W _s	rad / s	Pulsation électrique statorique
W _r	rad / s	Pulsation électrique rotorique
σ		Coefficient de dispersion.
T _r = L _r / R _r (s)	s	Constant de temps rotorique.
T _s = L _s / R _s (s)	s	Constante du temps statorique
J	kg.m ²	Moment d'inertie des parties tournantes.
F	Nm.s.ra dl	Coefficient de frottements visqueux.
C _{em}	N.m	Couple électromagnétique.
C _r	N.m	Couple résistant.

CHAPITRE II

V _{red}	V	La tension redressée
V _{abc}	V	Les tensions de réseaux
V _{dc}	V	La tension filtrée
S _i		Secteur de trouver de tension de référence
T _h	sec	Période de découpage

CHAPITRE III

S		La surface de glissement.
u _{eq}		La commande équivalente.
X		vecteur d'état
σ		la surface de commutation
e(x)		L'écart de la variable à régler

TABLE DES FIGURES

Chapitre I :

Fig. I.1. Photo du stator d'une machine asynchrone.....	04
Fig. I.2. Vue schématique du rotor à cage (conducteurs d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit).....	04
Fig. I.3. Circuit magnétique constituant le rotor.....	05
Fig. I.4. Proposition des défauts.....	06
Fig. I.5. Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances.....	06
Fig. I.6. Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances.....	06
Fig. I.7. Modélisation des bobines statoriques et rotoriques de la machine asynchrone dans un repère a, b, c.....	09
Fig. I.8. Présentation vectorielle du repère dq et définition des angles électriques.....	11
Fig. I.9. Réponse d'une machine asynchrone couplée directement au réseau.....	14
Fig. I.10. Résultats de simulation d'un démarrage direct de la MAS à vide alimentée en tension, suivi d'une application d'une perturbation de couple de charge.....	21
Fig. I.11. Les résultats de la simulation de 12.5% spire dans le court-circuit de la phase (A).23	
Fig. I.12. Les résultats de la simulation de 25% spire dans le court-circuit de la phase (A)...24	

Chapitre II :

Fig. II.1. Représentation d'une redresseuse triphasée double alternance à diode.....	26
Fig. II.2. Tensions triphasées et tension redressée.....	26
Fig. II.3. Représentation d'un filtre.....	27
Fig. II.4. Tension redressée et filtrée.....	27
Fig. II.5. Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.....	30
Fig. II.6. Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.....	31

Fig. II.7. Limite du vecteur v^*	32
Fig. II.8. Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle.....	36
Fig. II.9. Schéma bloc de la MLI vectorielle.....	37
Fig. II.10. L'angle du vecteur de référence.....	37
Fig. II.11. Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec les signaux des impulsions S_{a1} , S_{b1} , S_{c1}	38
Fig. II.12. La tension simple V_a à la sortie de l'onduleur.....	38
Fig. II.13. Analyse harmonique de la tension de sortie V_a	39
Fig. II.14. Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec ($m=12$).....	39
Fig. II.15. Les signaux des impulsions S_a , S_b et S_c des trois interrupteurs de l'onduleur.....	40
Fig. II.16. La tension simple V_a à la sortie de l'onduleur.....	40
Fig. II.17. Analyse harmonique de la tension de la sortie V_a	41
Fig. II.18. Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec ($m=72$).....	41

Chapitre III :

Fig. III.1. Fonction sign (tout ou rien).....	47
Fig. III.2. Résultats de simulation de la commande sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$).....	54
Fig. III.3. Résultats de simulation de la commande sur la machine (modèle triphasé) (absence de défaut).....	55
Fig. III.4. Résultats de simulation de la commande par mode glissant sur la machine (modèle triphasé) (défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator).....	56
Fig. III.5. Résultats de simulation de la commande par mode glissant sur la machine (modèle triphasé) (défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator).....	57

Chapitre IV :

Fig. IV.1. Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.....58

Fig. IV.2. Principe d'estimation d'un observateur d'état.....59

Fig. IV.3. Résultats de simulation du premier observateur (de flux) sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$).....68

Fig. IV.4. Résultats de simulation du premier observateur (de flux) sur la machine (modèle triphasé) (absence de défaut).....68

Fig. IV.5. Résultats de simulation du premier observateur (de flux) sur la machine (modèle triphasé) avec (défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator).....69

Fig. IV.6. Résultats de simulation du premier observateur (de flux) sur la machine (modèle triphasé) avec (défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator).....69

Fig. IV.7. Résultats de simulation du second observateur (de flux) sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$).....70

Fig. IV.8. Résultats de simulation du second observateur (de flux) sur la machine (modèle triphasé) (absence de défaut).....70

Fig. IV.9. Résultats de simulation du second observateur (de flux) sur la machine (modèle triphasé) avec (défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator).....71

Fig. IV.10. Résultats de simulation du second observateur (de flux) sur la machine (modèle triphasé) avec (défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator).....71

Introduction générale

Ces dernières années, la machine asynchrone a progressivement remplacé la machine à courant continu et la machine synchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'attrait pour ce type de moteur vient de sa grande robustesse, de son faible coût et des hautes performances qui peuvent être atteintes grâce au développement des composants électroniques permettant l'implantation de loi de commande sophistiquées. Cependant, les algorithmes de commande peuvent devenir complètement inefficaces voir dangereux pour l'installation comme pour l'environnement quand une panne survient. Pour des raisons de sécurité mais aussi pour des raisons économiques, il s'avère nécessaire de contrôler à tout instant le bon fonctionnement de la machine [1].

L'augmentation de la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement, constitue à l'heure actuelle, l'une des préoccupations majeures des industriels. Dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les centrales nucléaires, la phase de détection et de localisation d'un ou de plusieurs défauts est nécessaire mais n'est pas suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement. En effet, il est indispensable de modifier la loi de commande pour assurer la sûreté de fonctionnement et maintenir le niveau minimal de performances. On parle alors de commande tolérante aux défauts. [4]

Vu sa grande solidité et son faible coût, le moteur asynchrone à cage reste l'élément réussit de la plupart des équipements industriels. Il est en effet, omniprésent dans les secteurs de pointes comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie,.... Malgré toutes ces aptitudes, un certain nombre de contraintes de différentes natures (thermiques, électriques, mécaniques et d'environnement) peuvent restreindre la durée de vie de celui-ci, en faisant apparaître des défauts dans le stator et le rotor, Ces défauts provoquent des pertes économiques considérables, il est donc primordial de mettre en œuvre des systèmes de surveillance afin d'éviter les arrêts inattendus, il est nécessaire une loi de commande tolérante aux défauts [4].

L'objectif de ce travail est la mise en œuvre des techniques de la commande par mode glissant et l'appliquer à la machine asynchrone en présence de défaut statorique. En effet, Le mémoire est organisé en quatre chapitres suivant:

Le premier chapitre, sera consacré à la modélisation triphasée de la machine asynchrone, une transformation mathématique est proposée et appliquer sur les équations du modèle triphasé équivalent de la machine, les modèles du comportement des machines asynchrones sont utilisés pour l'analyse de leur fonctionnement en présence des défauts statoriques (court-circuit entre spires d'une phase).

Dans le deuxième chapitre, on présentera le principe de la technique de commande MLI vectorielle de l'onduleur de tension. Cette technique se base sur la localisation d'un vecteur tournant qui représente l'image de la tension de référence et l'application des vecteur de tension possibles durant des temps nécessaires en envoyant des impulsions centrées pour réduire les pertes de commutation.

Le troisième chapitre sera consacré à la présentation théorique de la technique de commande par mode glissant, Ensuite, il sera présenté l'application de cette commande à la machine asynchrone. Des résultats de simulation seront présentés en fin du chapitre illustrant la robustesse de la technique de commande et cela pour différents régimes de fonctionnement de la machine.

La commande de la machine asynchrone exige des grandeurs qui sont parfois non accessibles, l'observateur à grands gain permet d'estimer ces grandeurs pour rendre l'installation moins encombrante, facile à maintenir et moins coûteuse.

Ce mémoire sera clôturé par une conclusion générale.

Chapitre : I

Présentation et modélisation de la machine asynchrone en vue d'étudier le défaut de court-circuit entre spires

I.1. Introduction

Ce chapitre présente un nouveau modèle de machine asynchrone permettant de prendre en compte les déséquilibres au niveau du stator qui se produisent en présence par exemple de court-circuit de spires. Une transformation mathématique est proposée et appliquée sur les équations du modèle triphasé équivalent de la machine. Tous les paramètres intervenant dans le nouveau modèle sont calculables en-ligne. Ce modèle est donc directement utilisable non seulement pour la surveillance des machines à inductions et en particulier pour l'identification des défaillances (nombre de spires en court-circuit) mais aussi pour l'élaboration de commandes tolérantes aux pannes [1].

I.2. Constitution de la machine asynchrone

Cette partie porte sur une présentation succincte des machines asynchrones triphasées de petites et moyennes puissances (50 à 200kW). Ceci sera illustré au moyen de la machine asynchrone à cage d'écureuil [2].

I.2.1. Structure de la machine

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants [2]:

- 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 injecté.
- les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I.2.1.1. Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure I.1). Le bobinage statorique peut se décomposer en

deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [2].

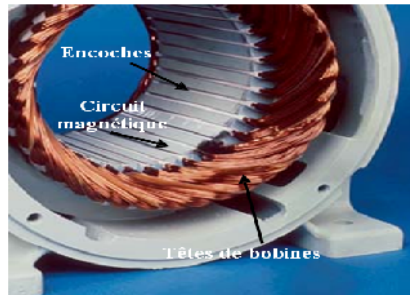


Fig. I.1. Photo du stator d'une machine asynchrone [2].

I.2.1.2. Le rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure I.2). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné (figure I.3). Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettés dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service [2].

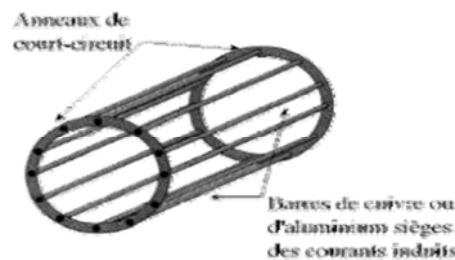
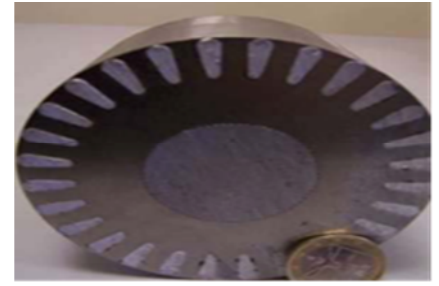


Fig. I.2. Vue schématique du rotor à cage (conducteurs d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit) [2].



Tôle magnétique (ici double encoche)



Coupe de face d'un rotor complet

Fig. I.3. Circuit magnétique constituant le rotor [2].

I.2.1.3. Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur [2].

L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance [2].

Afin d'assurer la variation de vitesse des moteurs électriques mais aussi la conversion de l'énergie, de nombreuses machines se voient associer un convertisseur. Ainsi, de nos jours, on trouve dans un grand nombre de procédés industriels, des associations entre des convertisseurs statiques et des machines électriques (pompage, levage,...). Cela permet de fournir aux moteurs des tensions et des courants de fréquence variable servant à commander la machine en couple ou en vitesse [2].

L'objectif de ce chapitre est de trouver un modèle triphasé de la machine asynchrone qui prend en compte le défaut de court-circuit entre spires.

I.3. Etude statistique des défauts

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants (figure I.4) [2]:

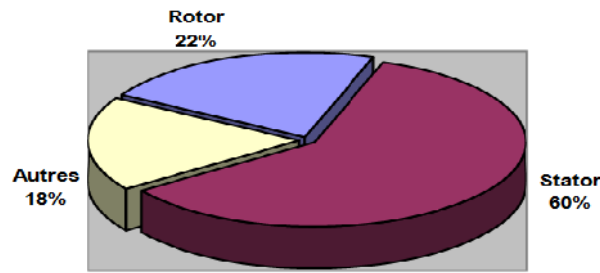


Fig. I.4. Proportion des défauts [2].

D'autre part, les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988, les pannes au stator sont passées de 78% à 60% et au rotor de 12% à 22%. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période. La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est la suivante [2]:

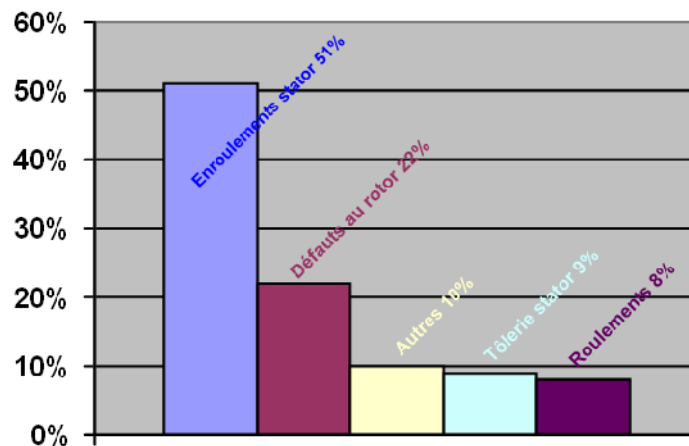


Fig. I.5. Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances [2].

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) donne les résultats suivants [2]:

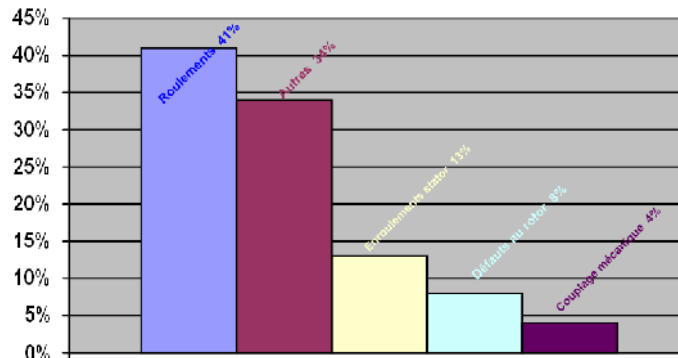


Fig. I.6. Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances [2].

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance mécanique accrue [2].

I.3.1. Défaillances au stator

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit [2]:

- défaut d'isolant
- court-circuit entre spires
- court-circuit entre phases
- court-circuit phase/bâti
- déséquilibre d'alimentation
- défaut de circuit magnétique

I.3.1.1. Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut [2].

I.4. Modèle triphasé d'une machine asynchrone équilibrée au stator (Modèle classique)

Dans cette partie, nous allons représenter le modèle triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation en utilisant le modèle de Park, un modèle qui simplifie sa commande, par la suite, nous représenterons sous forme d'état ces équations.

I.4.1. Présentation

Une machine asynchrone est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on trouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de tôles isolées entre elles pour empêcher la circulation de courants de Foucault. Des bobines identiques à celles du stator, court-circuitées et placées autour de l'arbre de rotor, constituent les

enroulements rotoriques. L'arbre du moteur est solidaire du circuit rotorique et des paliers lui sont posés sur des roulements afin qu'il puisse tourner. La structure du moteur asynchrone confère des propriétés très intéressantes en termes de coût de fabrication, d'entretien, de robustesse et de standardisation [3].

Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes [3].

Parmi ces problèmes, d'une part, le couplage entre le flux et le couple électromagnétique, générés par le même courant à la fois (le courant statorique), alors la simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, le découplage naturel de machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, l'inaccessibilité au rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. Autre chose, la difficulté d'identification des grandeurs électriques due aux variations paramétriques traduite par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande [3].

I.4.2. Modèle triphasé

Tout d'abord, la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée ni ses pertes, son effet d'hystérésis et les courants de Foucault, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdale. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée donc l'entrefer est uniforme et la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques constatée, la dispersion de champ magnétique aux 2 bouts de la machine est négligeable [3].

La modélisation de la machine permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande. Un modèle basé sur les équations de circuit est en générale suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable [3].

Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de 3 bobines identiques (A, B et C) régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians, la phase A sera prise comme référence angulaire, le rotor est composé de 3 autres bobines identiques (a, b et c) court-circuitées sur elles-mêmes également régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques (figure I.7) [3].

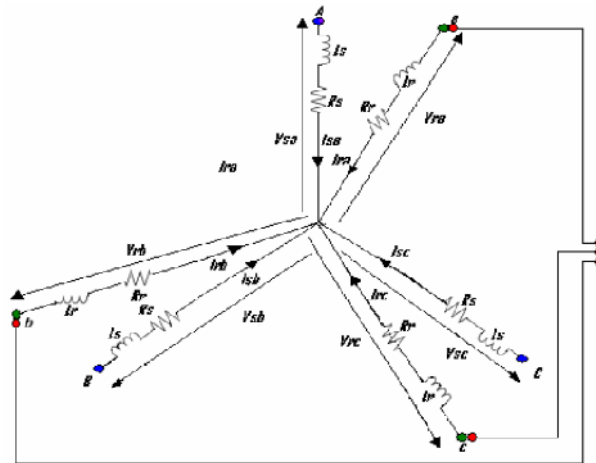


Fig. I.7. Modélisation des bobines statoriques et rotoriques de la machine asynchrone dans un repère a, b, c. [3]

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices précédentes, et pour une machine équilibrée les équations de machine s'écrivent comme suit [3]:

I.4.2.1. Equations électriques

Les équations de tension dans le repère a, b, c : [3]

$$\text{Au stator : } [U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \tag{I.1}$$

$$\text{Au rotor : } [U_r] = 0 = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \tag{I.2}$$

I.4.2.2. Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit [3]:

$$\begin{aligned} \Phi_{sa} &= L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{sb} &= M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{sc} &= M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{aligned} \tag{I.3}$$

$$\begin{aligned} \Phi_{ra} &= L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \Phi_{rb} &= M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \Phi_{rc} &= M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{aligned} \tag{I.4}$$

Sous forme matricielle on a [3]:

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \tag{I.5}$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \tag{I.6}$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

I.4.2.3. Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression (I.7). Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système [3]:

$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega \quad (I.7)$$

I.4.3. Modélisation dans le repère de Park (Modèle biphasé)

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan (a, b, c). Par contre, vu la complexité de ces équations, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cela on utilise la transformation de Park qui permettra de rendre simple à les étudier [3].

Pour l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable, nous avons classiquement le choix entre 3 repères : le premier se situe sur le champ rotorique (Repère lié au rotor). Le seconde se situe sur le champ statorique (Repère lié au stator) et est communément appelé $\alpha\beta$, il voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Et le troisième est situé sur le champ tournant il voit par contre des grandeurs continues (repère lié au champ tournant) et est appelé dq (figure. I.8). Pour des contraintes de calculs, nous choisirons celle en dq situé sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [3].

La matrice P(θ) de Park est donnée sous la forme suivante [3]:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

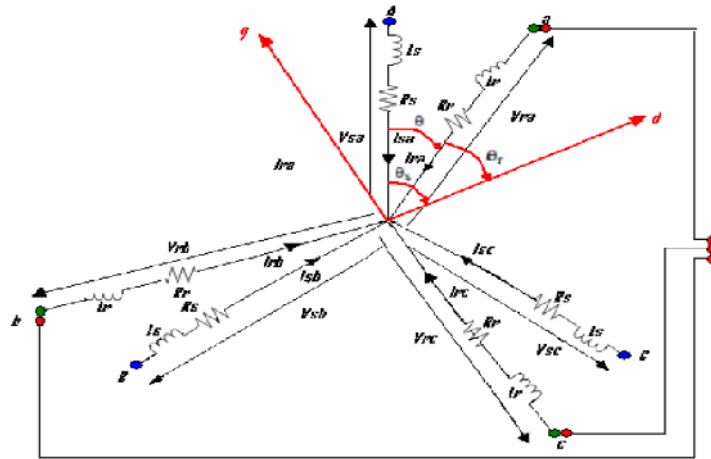


Fig. I.8. Présentation vectorielle du repère dq et définition des angles électriques [3].

L'angle θ dans la matrice de Park prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotoriques [3].

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} \tag{I.9.a}$$

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \tag{I.9.b}$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans un repère biphasé dq par le système d'équation (I.10) [3]:

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ U_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \tag{I.10}$$

L'expression du couple électromagnétique sera [3] :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \tag{I.11}$$

$$\omega_s = p \cdot \Omega$$

$$C_{em} = p (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \tag{I.12}$$

L'équation fondamentale de la mécanique [3]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = p (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) - C_r \tag{I.13}$$

On constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Flux statorique :

$$\text{On a : } \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \quad (\text{I.14})$$

$$\text{Soit : } I_{sd} = \frac{\Phi_{sd}}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rd} \quad (\text{I.15})$$

$$\text{Et : } \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \quad (\text{I.16})$$

$$\text{Soit : } I_{sq} = \frac{\Phi_{sq}}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rq} \quad (\text{I.17})$$

Flux rotorique:

$$\text{On a : } \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \quad (\text{I.18})$$

$$\text{Soit : } I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sd} \quad (\text{I.19})$$

$$\text{Et : } \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \quad (\text{I.20})$$

$$\text{Soit : } I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sq} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{aligned} (\text{I.19}) \text{ dans } (\text{I.14}) &\Rightarrow \Phi_{sd} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \right) I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \\ &\Rightarrow \Phi_{sd} = L_s \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s * L_r} \right) I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \\ &\Phi_{sd} = L_s \sigma I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (\text{I.22})$$

$$\Phi_{sq} = L_s \sigma I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq} \quad (\text{I.23})$$

De (I.10), (I.19), (I.21), (I.22), (I.23) :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \sigma \frac{d}{dt} I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_s \left(L_s \sigma I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq} \right) \\ U_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \sigma \frac{d}{dt} I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_s \left(L_s \sigma I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \right) \\ 0 = - \frac{L_s R_r}{M_{sr}} I_{sd} + \left[\frac{R_r}{M_{sr}} + \frac{d}{dt} \right] \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ 0 = - \frac{L_s R_r}{M_{sr}} I_{sq} + \left[\frac{R_r}{M_{sr}} + \frac{d}{dt} \right] \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{I.24})$$

L'expression de couple électromagnétique devient [3]:

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (1.25)$$

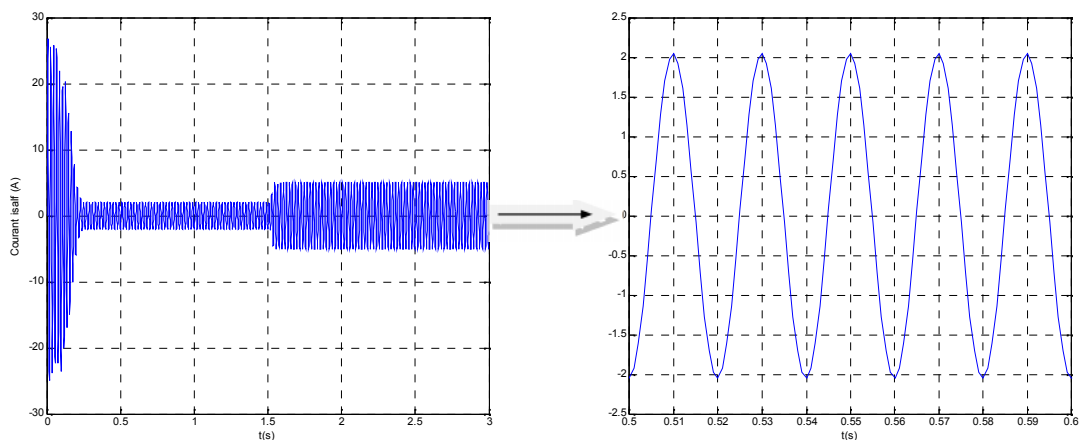
Remarque :

Si nous volons la modélisation dans le repère lié au stator (c'est-à-dire le repère $\alpha\beta$) juste on pose $\omega_s=0$.

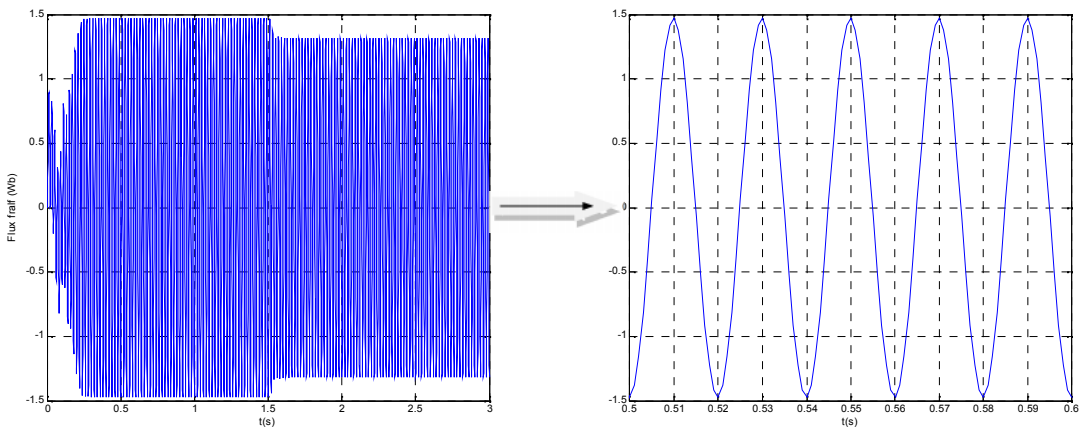
I.4.4. Résultat de simulation (dans le repère $\alpha\beta$)

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine étudiée dans ce travail sont donnés dans l'annexe (A). L'essai est mené de la manière suivante :

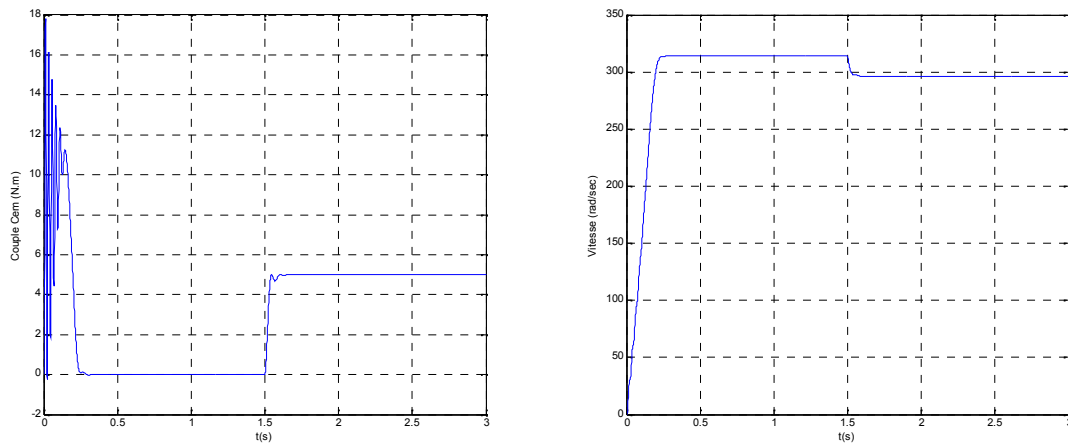
- pour $0 < t < 1.5s$: $C_r=0$ Nm.
- Pour $t > 1.5s$: $C_r=5$ Nm.



(A)



(B)



(C)

Fig. 1.9. Réponse d'une machine asynchrone couplée directement au réseau :

(A) Courant i_{salfs} , (B) Flux f_{ralfs} , (C) Couple C_{em} suivi par la Vitesse Ω .

- Pour $0 < t < 1.5s$:

Lors de démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur échauffement en cas de répétitions excessives mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule.

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme [311 rad/s], avec un accroissement presque linéaire.

- Pour $t > 1.5s$:

En deuxième étape, une perturbation de couple $C_r = 5 \text{ Nm}$, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique. Ce qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabiliser à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

I.5. Modèle triphasé équivalent d'une MAS déséquilibrée au stator [1]

La modélisation classique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor et à rotor bobiné (si la machine est à cage, on peut considérer le bobinage triphasé équivalent), repose sur les hypothèses classiques suivantes :

1. L'angle entre deux phases du stator (rotor) est égal à $2\pi/3$.
2. La distribution du flux magnétique est sinusoïdale dans l'entrefer.
3. Les tensions et les courants sont sinusoïdaux.

4. Les influences des encoches et des dents sont négligeables.
5. L'effet de peau est négligé.
6. Tous les flux magnétiques mutuels parcourent le même circuit magnétique.
7. La machine ne fonctionne pas en saturation.

Sous ces hypothèses, la machine asynchrone peut être modélisée par les équations suivantes :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [P\Phi_s] \quad (\text{I.26})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + [P\Phi_r] \quad (\text{I.27})$$

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{I.28})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [M_r][I_r] \quad (\text{I.29})$$

Où

☞ P désigne l'opérateur différentiel d/dt

☞ Les variables

$$[U_s] = \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}, [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

Représente respectivement les tensions, les courants et les flux au stator.

☞ Les variables

$$[I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}, [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Représentent les courants et les flux au rotor.

☞ $[R_s]$ (resp. $[R_r]$) représente la matrice de résistances des bobinages du stator (resp. rotor).

☞ $[M_{sr}]$ (resp. $[M_{rs}]$) désigne la matrice d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor (resp. entre le rotor et le stator). Ces matrices vérifient $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

☞ $[M_s]$ (resp. $[M_r]$) est la matrice d'inductance propre du stator (resp. rotor).

On a $[M_s] = [L_{sc}] + [M_{ss}]$ et $[M_r] = [L_{rc}] + [M_{rr}]$,

Où

☞ $[L_{sc}]$ (resp. $[L_{rc}]$) est la matrice d'inductance cyclique du stator (resp. rotor)

☞ $[M_{ss}]$ (resp. $[M_{rr}]$) désigne la matrice des inductances mutuelles entre les trois enroulements du stator (resp. rotor).

Les matrices $[R_s]$, $[R_r]$, $[L_{sc}]$, $[L_{rc}]$, $[M_{ss}]$ et $[M_{rr}]$ sont des matrices constantes. Les valeurs des paramètres dépendent du nombre de spires des bobinages considérés. Par contre les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont des matrices à coefficients variant dans le temps. Les coefficients sont fonctions de la position relative θ entre le stator et le rotor.

Cette position est définie de la manière suivante :

Soit θ l'angle entre la phase A du stator et la phase A du rotor, on a

$$\theta = \int \Omega' dt$$

$$\Omega' = (1-s)\Omega$$

Où $s = (\Omega - \Omega')/\Omega$ est le coefficient de glissement, Ω est la vitesse du champ tournant, Ω' est la vitesse mécanique du rotor.

Si on suppose que le rotor est équilibré, on a

$$[R_r] = R_r [I_{3 \times 3}], [L_{rc}] = L_{rc} [I_{3 \times 3}]$$

$$[M_{rr}] = \begin{bmatrix} M_r & -M_r/2 & -M_r/2 \\ -M_r/2 & M_r & -M_r/2 \\ -M_r/2 & -M_r/2 & M_r \end{bmatrix}$$

Soit f_{sa}, f_{sb}, f_{sc} les pourcentages de réduction du nombre de spires aux phases a, b et c du stator.

Soit les coefficients :

$$f_{sa}^* = 1 - f_{sa}$$

$$f_{sb}^* = 1 - f_{sb}$$

$$f_{sc}^* = 1 - f_{sc}$$

Les matrices $[R_s]$, $[L_{sc}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent des trois coefficients $f_{sa}^*, f_{sb}^*, f_{sc}^*$. On montre, à partir des expressions des paramètres en fonction du nombre de spires des phases considérées, que l'on a [1]:

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa}^* & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^* & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^* \end{bmatrix}, [L_{sc}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} L_{sc} & L_0 & L_0 \\ L_0 & f_{sb}^{*2} L_{sc} & L_0 \\ L_0 & L_0 & f_{sc}^{*2} L_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} & -f_{sa}^* f_{sb}^* / 2 & -f_{sa}^* f_{sc}^* / 2 \\ -f_{sa}^* f_{sb}^* / 2 & f_{sb}^{*2} & -f_{sb}^* f_{sc}^* / 2 \\ -f_{sa}^* f_{sc}^* / 2 & -f_{sb}^* f_{sc}^* / 2 & f_{sc}^{*2} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} f_{sa}^* \cos(\theta) & f_{sa}^* \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sa}^* \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ -f_{sb}^* \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sb}^* \cos(\theta) & f_{sb}^* \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ f_{sc}^* \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sc}^* \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sc}^* \cos(\theta) \end{bmatrix}, \text{avec } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

Remarque 1 : dans le cas où les enroulements du stator sont tous identiques, c'est-à-dire lorsque la machine est équilibrée, les coefficients $f_{sa}^*, f_{sb}^*, f_{sc}^*$ sont égaux à 1. On retrouve alors le modèle triphasé équivalent classique.

Remarque 2 : R_r , L_{rc} , M_r , R_s , L_{sc} et M_s sont des paramètres constants. Leurs valeurs peuvent être déterminées soit en connaissant les caractéristiques physiques de la machine équilibré (données constructeur), soit par des essais expérimentaux, soit encore par des procédures d'identification.

Lorsque le rotor est en rotation, les coefficients des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ ne sont pas constants. Ils varient en fonction de θ , position angulaire entre le rotor et le stator, dont la valeur est inconnue en pratique. Ceci rend le modèle triphasé équivalent difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance. Dans la section qui suit, une transformation mathématique est appliquée sur les équations du modèle (eq. (I.26)~(I.29)) afin de rendre l'ensemble des paramètres calculables en-ligne.

I.5.1. Définition d'une matrice de transformation

Les paramètres du modèle triphasé ne sont pas tous calculables en ligne car les équations du modèle (eq. (I.26)~(I.29)) sont exprimées dans deux systèmes de coordonnées différents. Les variables $[I_r]$ et $[\Phi_r]$ sont exprimés dans un référentiel lié au rotor tandis que les variables $[I_s]$, $[U_s]$ et $[\Phi_s]$ sont exprimés dans un référentiel lié au stator. Le champ magnétique crée par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui crée par le courant de stator. Ainsi, le champ magnétique au rotor peut être vu comme un champ magnétique crée par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif du stator et le courant rotorique est donnée par une transformation mathématique. En utilisant cette transformation l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peuvent être changées en nouvelles variables ayant la même pulsation que les variables du stator. Ainsi, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire θ .

La transformation est donnée par la matrice :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale :

$$[T]^{-1} = [T]^T \quad (I.31)$$

I.5.2. Transformation des équations du modèle triphasé

Considérons l'équation (I.28) en introduisant la matrice $[T]$ comme suit :

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_r] \quad (I.32)$$

Ceci amène à

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (\text{I.33})$$

Où

$$\begin{cases} [M_{sr}^s] = [M_{sr}][T]^{-1} \\ [I_r^s] = [T][I_r] \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

Avec

$$[M_{sr}^s] = \begin{bmatrix} f_{sa}^* M & -f_{sa}^* M/2 & -f_{sa}^* M/2 \\ -f_{sb}^* M/2 & f_{sb}^* M & -f_{sb}^* M/2 \\ -f_{sc}^* M/2 & -f_{sc}^* M/2 & f_{sc}^* M \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

En multipliant à gauche par [T] l'équation (I.29), on obtient :

$$[T][\Phi_r] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{I.36})$$

qui peut être réécrit

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (\text{I.37})$$

Où

$$\begin{cases} [M_{rs}^s] = [T][M_{rs}] \\ [M_r^s] = [T][M_r][T]^{-1} \\ [\Phi_r^s] = [T][\Phi_r] \\ [I_r^s] = [T][I_r] \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes sont satisfaites

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (\text{I.39})$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (\text{I.40})$$

Considérons maintenant l'équation (I.27)

$$[0] = [R_r][I_r] + P[\Phi_r]$$

De manière équivalente, on a

$$[0] = [R_r][T]^{-1}[T][I_r] + P([T]^{-1}[T][\Phi_r]) \quad (\text{I.41})$$

On multipliant à gauche par [T] on obtient

$$[0] = [T][R_r][T]^{-1}[T][I_r] + [T]P([T]^{-1}[T][\Phi_r]) \quad (\text{I.42})$$

qui est équivalent à

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T]P([T]^{-1})[\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{I.43})$$

Puisque $[R_r] = [T][R_r][T]^{-1}$

L'équation (I.43) peut alors être réécrite sous la forme :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{I.44})$$

Où

$$[K_{rs}^{sp}] = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & 0 & \sqrt{3}/3 \\ \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

I.5.3. Expression sous forme d'équations d'état du nouveau modèle de machine asynchrone déséquilibrée au stator

Les équations (I.26), (I.44), (I.33) et (I.37) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en-ligne. Dans cette section, ce nouveau modèle est exprimé sous forme d'équations d'état.

Rappelons les équations du modèle obtenu précédemment

$$\begin{aligned} [U_s] &= [R_s][I_s] + [P\Phi_s] \\ [0] &= [R_r][I_r^s] + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \\ [\Phi_s] &= [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \\ [\Phi_r^s] &= [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \end{aligned}$$

Puisque $[M_r^s]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible. A partir de (I.37) nous obtenons

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{I.46})$$

En substituant cette expression de $[I_r^s]$ dans l'équation (I.44), on obtient

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{I.47})$$

Ce qui est équivalent à

$$[0] = ([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}])([\Phi_r^s] - [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s]) + P[\Phi_r^s] \quad (\text{I.48})$$

En substituant l'expression de $[I_r^s]$ (eq. (I.46)) dans l'équation (I.33), on obtient

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{I.49})$$

qui est équivalent à

$$[\Phi_s] = ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\Phi_r^s] \quad (\text{I.50})$$

En utilisant (I.50) et (I.26), il vient

$$[U_s] = [R_s][I_s] + P \left([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \right) [I_s] + P [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1} [\Phi_r^s] \quad (\text{I.51})$$

Ce qui donne

$$[U_s] = [R_s][I_s] + \left([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \right) P [I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1} P [\Phi_r^s] \quad (\text{I.52})$$

A partir de (I.48), on obtient

$$P [\Phi_r^s] = [R_r][M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s][I_s] - \left([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}] \right) [\Phi_r^s] \quad (\text{I.53})$$

Ce qui donne en utilisant (I.53) et (I.52)

$$[U_s] = [R_s][I_s] + \left([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \right) P [I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1} \left([R_r][M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s][I_s] \right) - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1} \left([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}] \right) [\Phi_r^s] \quad (\text{I.54})$$

Qui conduit à

$$\Gamma P [I_s] = [U_s] - \left([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1} [R_r][M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) [I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1} \left([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}] \right) [\Phi_r^s] \quad (\text{I.55})$$

Avec

$$\Gamma = \left([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \right) \quad (\text{I.56})$$

Finalement, nous obtenons

$$P [I_s] = \Gamma^{-1} \left([U_s] - \left([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1} [R_r][M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) [I_s] \right) + \Gamma^{-1} [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1} \left([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}] \right) [\Phi_r^s] \quad (\text{I.57})$$

Les équations (I.53) et (I.57) représentent le modèle d'état de la machine asynchrone en présence de défaillances au stator.

I.5.4. Equations électromagnétique et mécanique [4]

L'équation de mouvement est donné par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = C_e - C_r \quad (\text{I.58})$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} \left[(I_{sb} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{rb}) - (I_{sa} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{ra}) + (I_{sa} \Phi_{rb} - I_{sb} \Phi_{rb}) \right] \quad (\text{I.59})$$

I.5.5. Simulation de la machine dans l'état sain (sans présence de défaut)

A l'instant $t=1.5s$ nous avons appliqué un couple résistant $C_r=5 \text{ Nm}$.

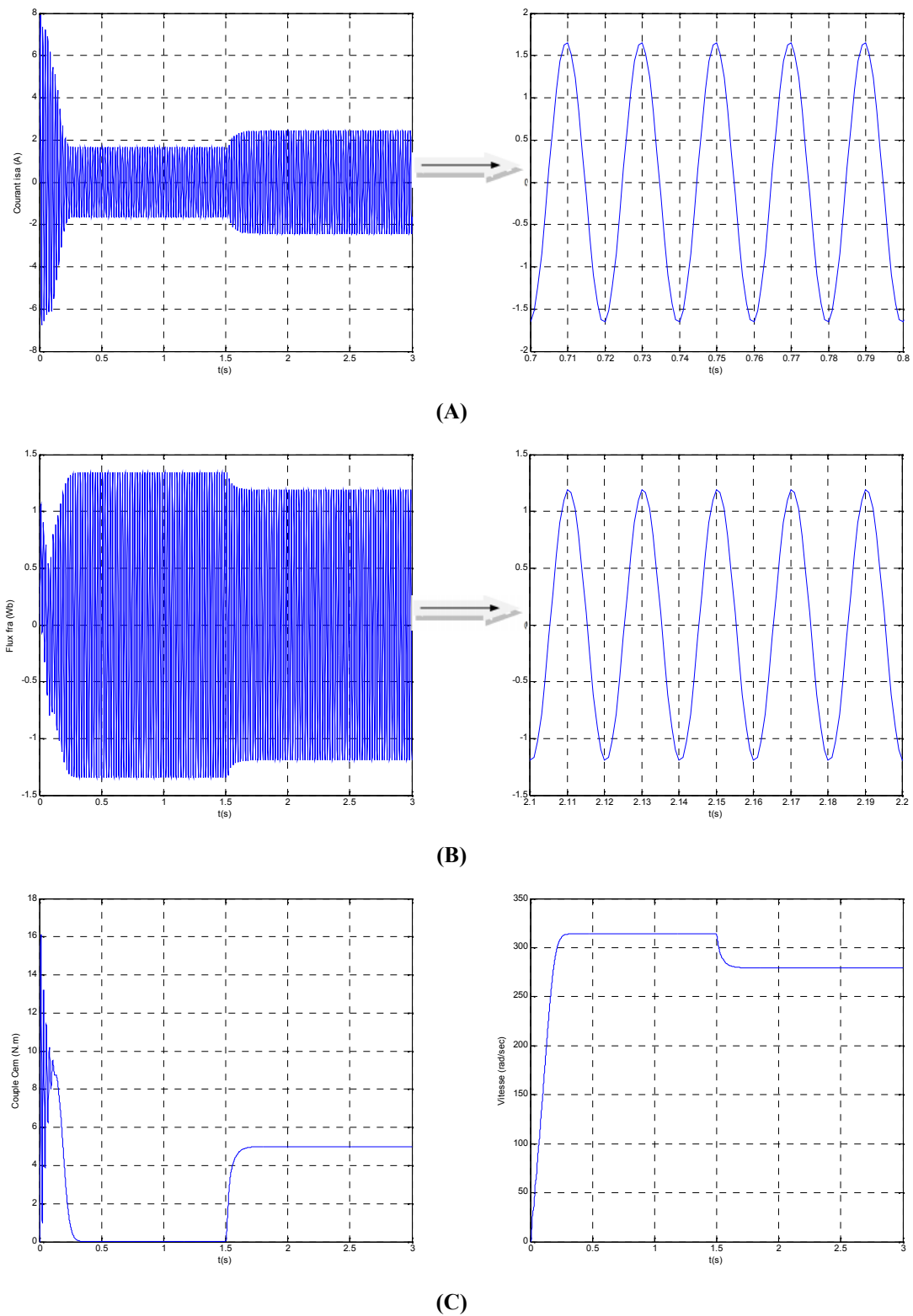


Fig. I.10. Résultats de simulation d'un démarrage direct de la machine MAS à vide alimentée en tension, suivie d'une application d'une perturbation de ($C_r = 5 \text{ Nm}$) à $t = 1.5\text{sec}$: (A) Courant i_{sa} , (B) Flux f_{ra} , (C) Couple C_{em} suivi par la figure de la vitesse.

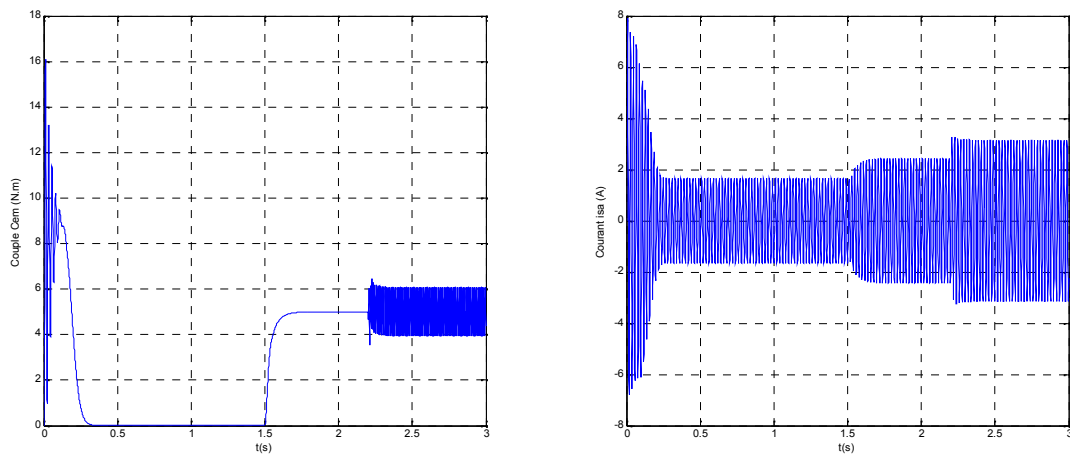
I.5.5.1. Interprétation des résultats

Lors de démarrage, un fort appel de courant où il présente des dépassements excessifs mais il disparaît rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, après l'application de la charge on constate une légère augmentation du courant. Ce dernier est nécessaire à développer un fort couple aux premiers instants de démarrage. Ce couple tend vers zéro, après l'application de la charge, il atteint la valeur de couple résistant. On constate qu'au démarrage, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, celle-ci tend vers un régime établi. L'application de la charge, ($C_r = 5N.m$) provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

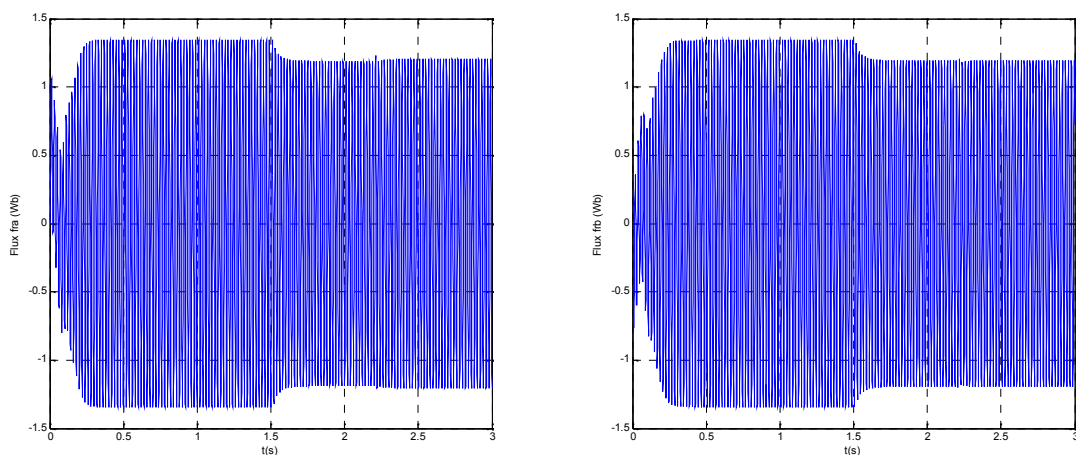
I.5.6. Simulation de la machine en présence de défaut

A l'instant $t=1.5s$ on a appliqué un couple résistant ($5 Nm$), suivi par un défaut de court-circuit à $t=2.2s$.

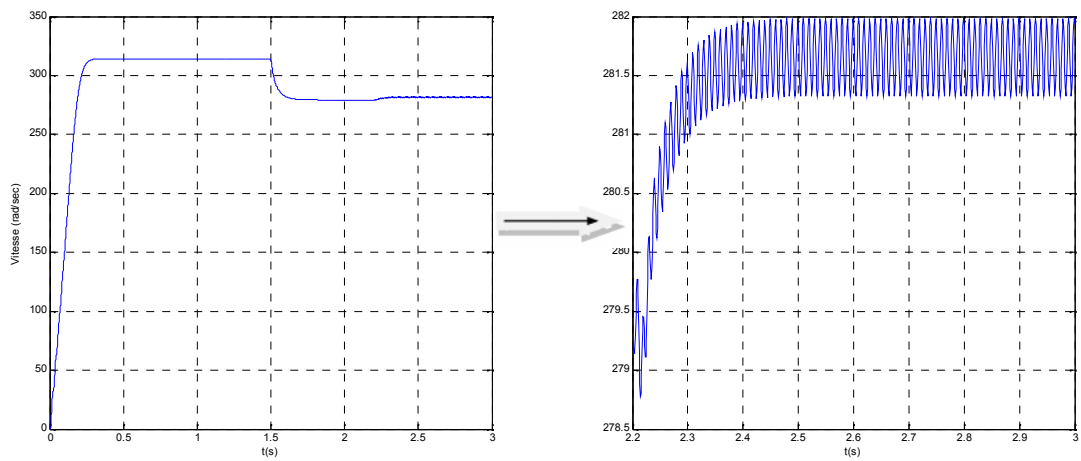
a) Court-circuit entre spire (12.5%) de la première phase (A) :



(A)



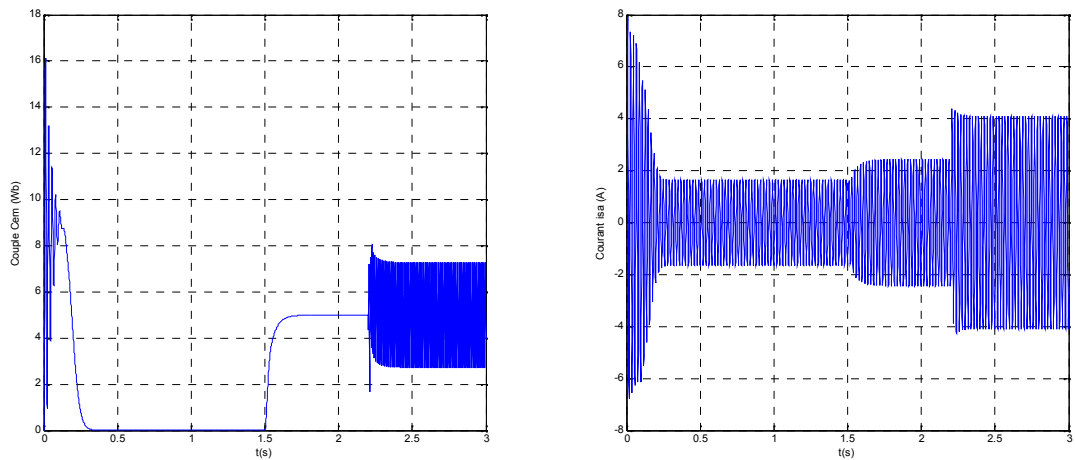
(B)



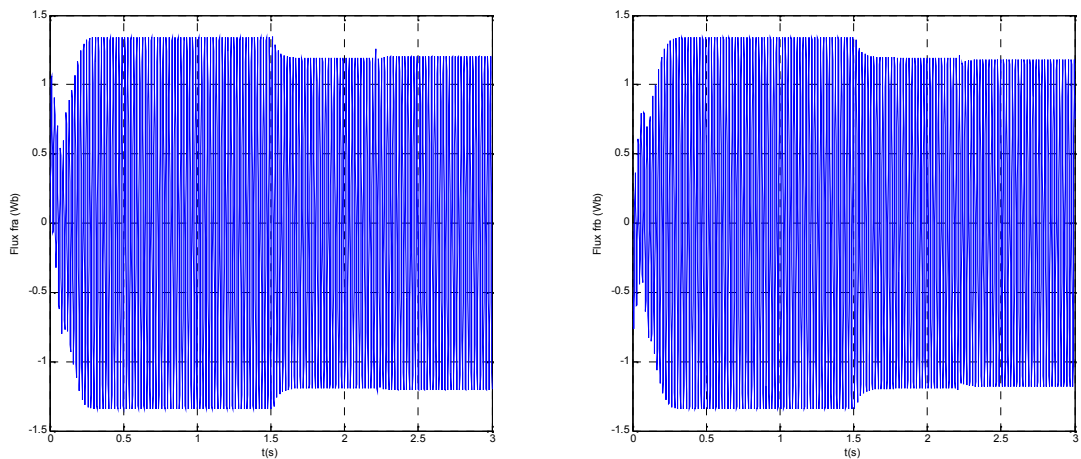
(C)

Fig. I.11. Les résultats de la simulation de 12.5% spire dans le court-circuit de la phase (A) :
 (A) Couple C_{em} suivi par le Courant i_{sa} , (B) Flux f_{ra} suivi par la figure de Flux f_{rb} , (C) Vitesse.

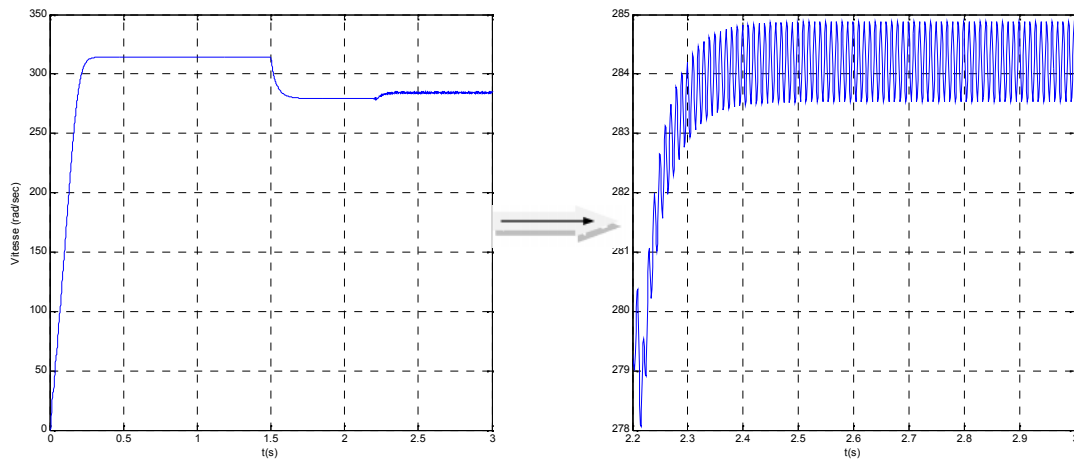
b) Court-circuit entre spire (25%) de la première phase :



(A)



(B)



(C)

Fig. I.12. Les résultats de la simulation de 25% spire dans le court-circuit de la phase (A) : (A) Couple C_{em} suivi par le Courant i_{sa} , (B) Flux f_{ra} suivi par la figure de Flux f_{rb} , (C) Vitesse.

I.5.6.1. Interprétation des résultats

Pendant les régimes anormaux, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, dans notre cas le défaut est créé à l'instant 2.2 s. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase infectée est plus grande que celles des autres phases.

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone en situation de défauts de court-circuit statoriques a une valeur sensiblement égale à celle en régime normal. Toutefois, on remarque que ce signal est bruité dès l'apparition du défaut. On constate aussi une légère augmentation de la vitesse dès qu'on applique un défaut.

Quand il y a des spires en court-circuit, l'inductance propre d'une phase statorique infectée change, et par conséquent les autres courants de phases changent à cause du couplage magnétique. Plus le nombre de spires en court-circuit est important, plus l'augmentation du courant est plus significative. Ainsi l'augmentation des oscillations de la vitesse.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, le modèle triphasé sous sa forme classique de la machine asynchrone a été obtenu. Chose qui permet de représenter le comportement de la machines asynchrone que le stator soit équilibré ou pas et de simuler les défauts statoriques tel que les court-circuits entre spires d'une même phase. Par contre pour le modèle biphasé même s'il est plus rapide à cause de la simplicité de ses équations on ne peut pas simuler les défauts qui apparaissent dans le stator [4]. Enfin, le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la commande MLI vectorielle d'un onduleur à deux niveaux qui sera appliquée à ce modèle triphasé de la machine.

Chapitre : II

Commande MLI vectorielle d'un onduleur à deux niveaux

II.1. Introduction

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation.

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard (220V/380V), 50Hz. [7]

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, contrôlé ou pas. Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs C ou RC, pour être finalement appliquée à l'onduleur.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), appelée en anglais (Pulse Width Modulation PWM). Il existe plusieurs techniques PWM, dont deux seront mentionnées, la PWM dite sinus-triangle (STPWM), et la MLI vectorielle ou (space vector PWM) abrégée (SVPWM), devenue très sollicitée par les industriels et chercheurs en commande des machines électriques [7].

II.2. Modélisation et simulation de la partie puissance de la MAS

La machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension à Modulation de la Largeur d'Impulsion (M.L.I). L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un filtre RC [7]. (La figure dans l'annexe A)

II.2.1. Modélisation et simulation du pont redresseur

Le redresseur est un convertisseur (alternatif / continu), une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative [7], il est représenté par la figure suivante (Fig. II.1).

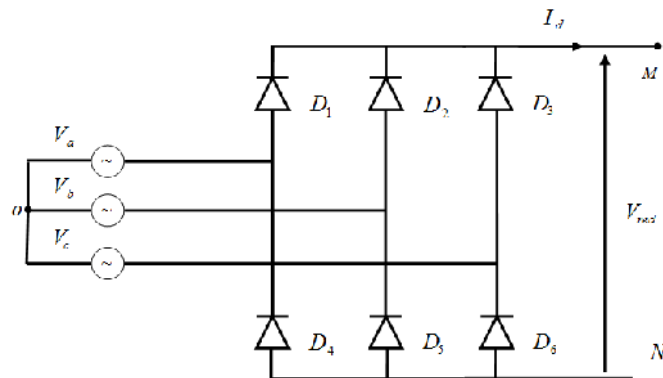


Fig. II.1. Représentation d'une redresseuse triphasée double alternance à diode [7].

Ce redresseur comporte deux groupes, le premier groupe est constitué de trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune assurant l'aller du courant I_d , ainsi, le deuxième groupe comporte trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune assurant le retour du courant I_d .

On suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_b(t) = V_m \sin(2\pi f t - 2\pi/3) \\ V_c(t) = V_m \sin(2\pi f t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (II.1)$$

La tension redressée est à chaque instant égal à la plus grande différence entre les tensions simples. Les résultats de simulation sont représentés sur la figure (II.2).

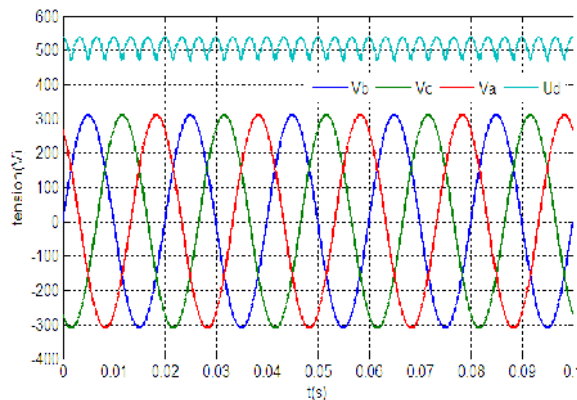


Fig. II.2. Tensions triphasées et tension redressée.

II. 2. 2. Modélisation et simulation du filtre

La tension de la sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nécessite l'utilisation d'un filtre RC [7], représenté par la figure (II.3).

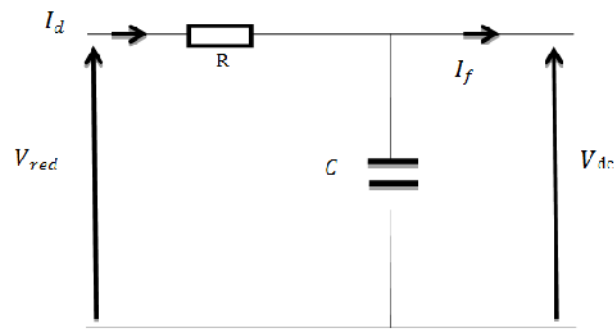


Fig. II.3. Représentation d'un filtre [7].

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(P) = \frac{E(P)}{V_{red}(P)} = \frac{1}{RCP + 1} \quad (\text{II.2})$$

Le bon filtrage est réalisé avec une constante du temps $\tau = 0.01\text{s}$, pour $R=1 \text{ K}\Omega$, on trouve $C=10 \mu\text{F}$. Les résultats de simulation sont représentés sur la figure (II.4).

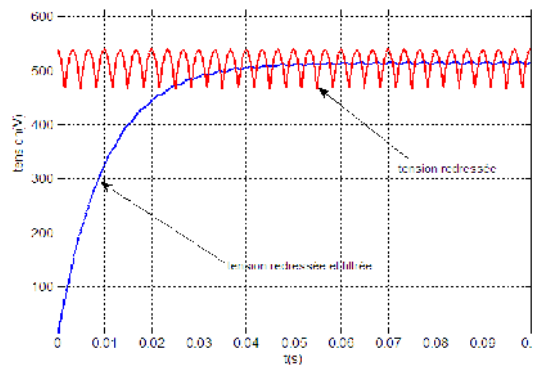


Fig. II.4. Tension redressée et filtrée.

II.3. Modélisation et simulation de l'onduleur

Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux niveaux.

II.3.1. Modulation vectorielle

Les techniques de modulations permettent de générer un signal quantifié, image du signal de référence. Le signal de référence à l'entrée du modulateur est l'image du signal qu'il faudrait

idéalement appliquer au dispositif à contrôler pour obtenir l'effet désiré. Le signal généré à la sortie du modulateur (le signal modulé) est l'image du signal le plus proche que l'onduleur est capable d'imposer à l'aide des niveaux dont il dispose.

La modulation de largeurs d'impulsions est largement utilisée dans la commande des onduleurs. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et au milieu des années quatre-vingt, la modulation vectorielle (Space Vector Modulation : SVM). Cette dernière offre des avantages significatifs par rapport à la MLI naturelle et à échantillonnage régulier du point de vue performances de simplicité d'implantation et un rapport de transfert maximal. La modulation vectorielle est reconnue aussi comme étant la plus performante et la plus utilisée [8]. Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux niveaux.

II.3.2. Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension de référence \vec{v}^* désiré sur les deux axes du plan (α, β) . Ces projections sont utilisées dans le calcul des temps de commutations désirées de deux états non nuls de l'onduleur. Si on désigne par t_i et t_{i+1} , les deux temps de commutation en question, leur somme doit être forcément inférieure à la période de commutation de l'onduleur T_h . Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant le reste de la période T_h . Afin de connaître dans quel secteur se trouve le vecteur de tension \vec{v}^* , une série de tests sur v_α^* et v_β^* assure la localisation de celui-ci. A l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur, il existe différentes stratégies d'application des vecteurs assurant l'obtention de la tension désirée. Afin de réduire les harmoniques, il est préférable de générer des tensions centrées sur la période de commutation de l'onduleur [8].

Dans les cas où le système de commande exige des tensions supérieures à la valeur maximum de l'algorithme MLI vectorielle, il sera nécessaire de développer un mécanisme de limitation des tensions de sortie [8].

II.3.3. Modulation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

II.3.3.1. Tension de sortie de l'onduleur

Les tensions phases-neutre sont données en fonction des fonctions de connexions par [8]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

La forme complexe de la tension de sortie est donnée par :

$$v = v_a e^{j0} + v_b e^{-j2\pi/3} + v_c e^{j2\pi/3} \quad (\text{II.2})$$

Après avoir transformé le système triphasé dans un système biphasé par la transformation de Concordia, on peut représenter le vecteur v dans un espace à deux dimensions (α, β) par :

$$v = v_\alpha + jv_\beta \quad (\text{II.3})$$

Où v_α et v_β sont les projections du vecteur v dans le système fixe (α, β) données par:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ces composantes peuvent être exprimées en fonction des fonctions de connexions par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

II.3.3.2. Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles [8], [7]:

- **Etat P:** L'interrupteur du haut S_{x1} ($x= a, b$ ou c) est fermé, tandis que l'interrupteur du bas S_{x2} ($i= a, b$ ou c) est ouvert.
- **Etat N:** L'interrupteur du bas S_{x2} (a, b ou c) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut S_{x1} ($x= a, b$ ou c) est ouvert.

II.3.3.3. Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états: PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN indique que le premier bras est à l'état P ($v_{ao}=v_{dc}$), le deuxième est à l'état N ($v_{bo}=0$) et le troisième est à l'état N ($v_{co}=0$). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la Figure (II.5).

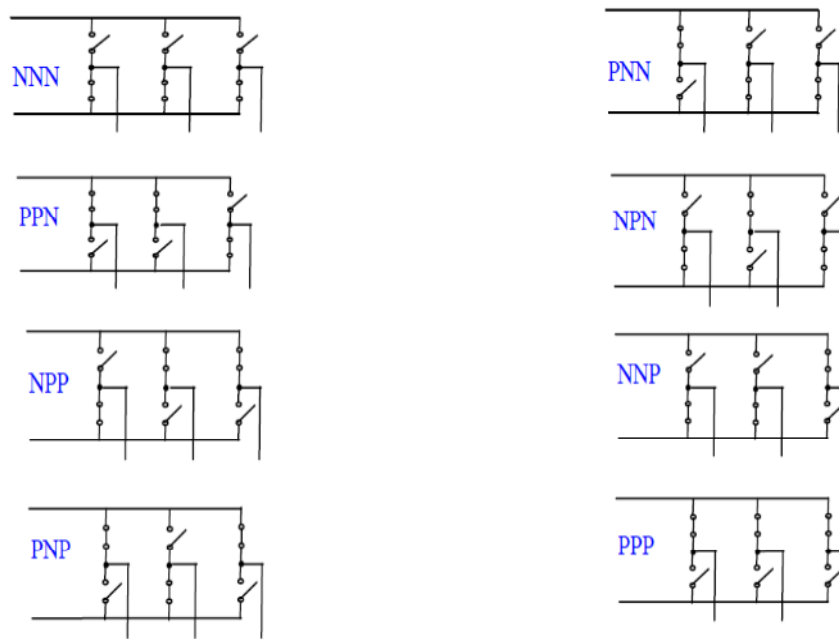


Fig. II.5. Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.

II.3.3.4. Représentation vectorielle

Le Tableau (II.1) représente les huit états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_i correspondant à chaque état.

S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	v_α	v_β	v_i
0	0	0	0	0	v_0
1	0	0	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	0	v_1
1	1	0	$\sqrt{1/6}v_{dc}$	$\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_2
0	1	0	$-\sqrt{1/6}v_{dc}$	$\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_3

0	1	1	$-\sqrt{2/3}v_{dc}$	0	v_4
0	0	1	$-\sqrt{1/6}v_{dc}$	$-\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_5
1	0	1	$\sqrt{1/6}v_{dc}$	$-\sqrt{1/2}v_{dc}$	v_6
1	1	1	0	0	v_7

Tab. II.1. Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β) .

Comme on peut le voir, les combinaisons (111) et (000) donnent toujours des vecteurs nuls. La Figure(II.6) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nuls, qui peuvent être générés par l'onduleur et qui forment le diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux ou l'hexagone de commutation [8].

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie v_a, v_b et v_c aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales v_a^*, v_b^* et v_c^* . Comme il est illustré dans la Figure (II.6), ces vecteurs peuvent être représentées dans le plan (α, β) par un seul vecteur de référence noté \vec{v}^* d'amplitude v^* constante et égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et tournant autour du centre de l'hexagone avec une vitesse angulaire $\omega = d\theta / dt$ constante correspondante à la pulsation électrique souhaitée. Ce vecteur est défini par :

$$\vec{v}^* = v^* e^{j\theta} \tag{II.6}$$

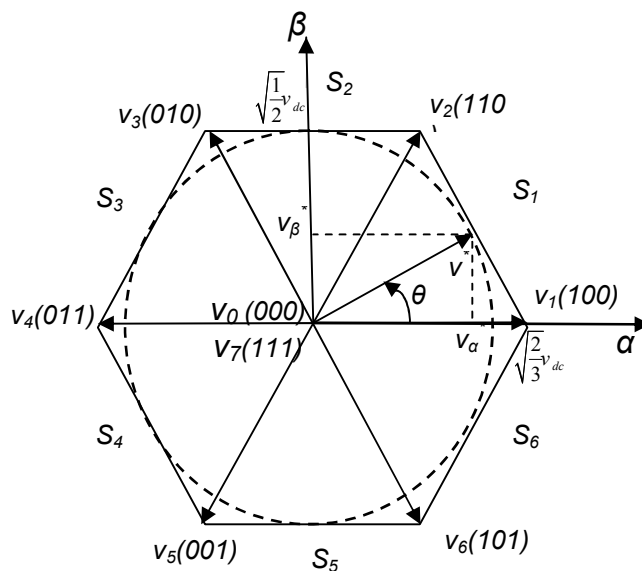


Fig. II.6. Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

Si on attribue au vecteur de référence \vec{v}^* uniquement les six positions discrètes de la Figure (II.6), la tension de sortie sera riche en harmoniques. Afin de réduire le taux d'harmoniques de la tension de sortie résultante de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur \vec{v}^* de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur \vec{v}^* est :

$$v_{\max}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{\frac{1}{2}} v_{dc} \quad (\text{II.7})$$

L'équation (II.6) devient :

$$\vec{v}^* = r \cdot v_{\max}^* e^{j\theta} \quad (\text{II.8})$$

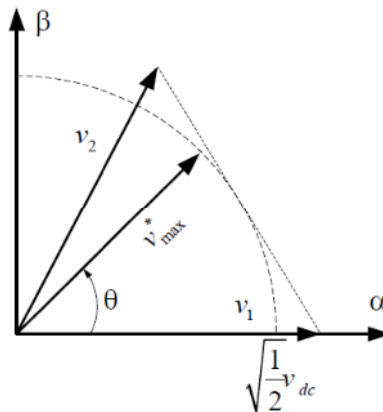


Fig. II.7. Limite du vecteur \vec{v}^* .

Avec r : le taux de modulation qui a une valeur entre 0 et 1 et défini par la relation suivante :

$$r = \frac{\sqrt{2} v^*}{v_{dc}} \quad (\text{II.9})$$

θ : la position angulaire du vecteur \vec{v}^* calculée comme suit :

$$\theta = \arctg\left(\frac{v_{\beta}^*}{v_{\alpha}^*}\right) \quad (\text{II.10})$$

II.3.3.5. Localisation du vecteur de référence

L'hexagone de commutation peut être divisé en six secteurs, chaque secteur étant formé d'un triangle dont les sommets sont le point milieu, et les fins des deux vecteurs consécutifs (v_i et v_{i+1}).

Le vecteur \vec{v}_s^* tourne dans le plan (α, β) à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions v_a^* , v_b^* et v_c^* . Sur le diagramme de la Figure(II.7), on a représenté une position arbitraire du vecteur \vec{v}^* et on a indiqué l'angle θ correspondant à cette position. A partir de l'angle θ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.3.3.6. Calcul des temps de commutation

Dans le cas général, l'onduleur n'est pas capable de générer directement le vecteur \vec{v}^* , car il ne peut prendre que les huit états discrets illustrés précédemment. On doit donc construire \vec{v}^* à l'aide d'une combinaison des vecteurs nuls (v_0 ou v_7) et des deux vecteurs adjacents v_i et v_{i+1} du secteur qui contient le vecteur de référence ($i=s$). Ces vecteurs sont appliqués individuellement pendant certaines durées t_0 , t_i et t_{i+1} de sorte que \vec{v}^* soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période de découpage :

$$\vec{v}^* = \vec{v}_i + \vec{v}_{i+1} + \vec{v}_0 \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$\vec{v}^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \vec{v}^* dt \quad (\text{II.14})$$

Puisque la période de découpage T_h est très faible, la valeur moyenne de tension \vec{v}^* peut être considérée comme constante.

Et puisque les vecteurs v_i et v_{i+1} sont des vecteurs fixes on a :

$$\vec{v}_i = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} v_i dt = \frac{1}{T_h} v_i t_i \quad (\text{II.15})$$

Et

$$\vec{v}_{i+1} = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_{i+1}} v_{i+1} dt = \frac{1}{T_h} v_{i+1} t_{i+1} \quad (\text{II.16})$$

L'équation (II.13) devient :

$$T_h \mathbf{v}^* = t_{i+1} \mathbf{v}_{i+1} + t_i \mathbf{v}_i + t_0 \mathbf{v}_0 \quad (\text{II.17})$$

Par comparaison des parties réelles et imaginaires des deux membres on obtient :

$$\begin{cases} T_h v_\alpha^* = t_{i+1} v_{i+1}^\alpha + t_i v_i^\alpha \\ T_h v_\beta^* = t_{i+1} v_{i+1}^\beta + t_i v_i^\beta \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Connaissons les valeurs des coordonnées des vecteurs de sortie $v_{i\alpha}$ et $v_{i\beta}$ (Tableau II.1). On peut calculer les temps de commutation t_i et t_{i+1} en fonction des coordonnées du vecteur de référence par la résolution du système d'équation (II.18).

Pendant le reste de la période de commutation on applique les vecteurs nuls chacun pendant ce temps, donc :

$$t_0 = t_7 = T_h - t_i - t_{i+1} \quad (\text{II.19})$$

Afin de simplifier l'analyse, on définit les trois variables e , l et k suivants :

$$\begin{cases} e = T_h \frac{\sqrt{3}v_\alpha^* + v_\beta^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ l = T_h \frac{\sqrt{3}v_\alpha^* - v_\beta^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ k = T_h \frac{\sqrt{2}v_\beta^*}{v_{dc}} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Les temps t_i et t_{i+1} pour chaque secteur sont exprimés en fonction du variables e , l et k suivant le Tableau (II.2) :

Secteur	1	2	3	4	5	6
t_i	l	e	k	$-l$	$-e$	$-k$
t_{i+1}	k	$-l$	$-e$	$-k$	L	e

Tab. II.2. Temps de commutation pour chaque secteur.

Si le vecteur de référence dépasse les limites de l'hexagone, la somme des durées d'applications des vecteurs adjacents sont supérieures à la période de modulation qui produira des erreurs. Pour éviter ceci il est nécessaire de limiter le vecteur de référence à l'intérieur de l'hexagone par l'algorithme ci-dessous (saturation),

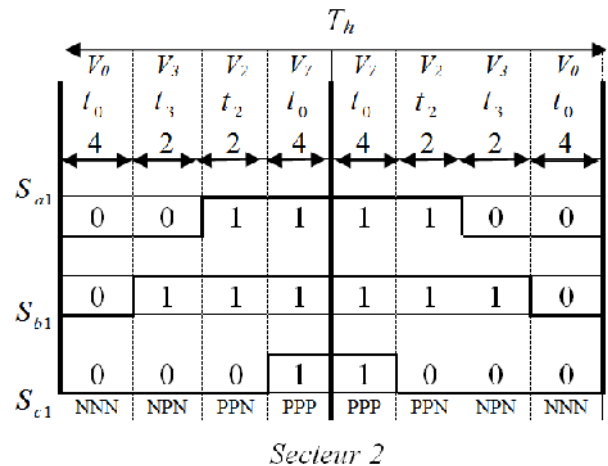
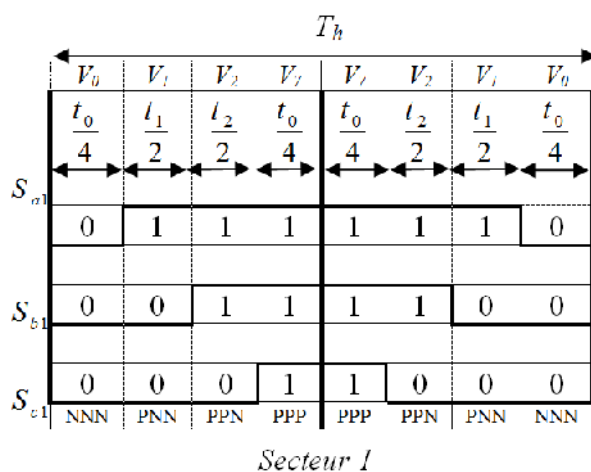
$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{if } t_i + t_{i+1} \geq T_h \\
 \text{then} \\
 \quad t_i = \frac{t_i}{t_i + t_{i+1}} T_h \\
 \quad t_{i+1} = \frac{t_{i+1}}{t_i + t_{i+1}} T_h \\
 \text{else} \\
 \quad t_i = t_i \\
 \quad t_{i+1} = t_{i+1} \\
 \text{end}
 \end{array} \right.$$

II.3.3.7. Génération des impulsions de commande

L'application des vecteurs d'états durant une période de découpage doit tenir en compte de deux critères:

a- Minimisation des harmoniques, par la génération d'une tension de sortie la plus proche que possible de la tension de référence, par l'application du vecteur d'état v_i pendant une durée t_i , le vecteur v_{i+1} pendant une durée t_{i+1} et le vecteur nul pendant le reste de la période. On applique v_0 aux extrémités de la période de découpage et v_7 au centre de cette période [8].

b- Minimisation des pertes dans les interrupteurs par la réduction du nombre de commutation de chaque interrupteur, par l'application du vecteur d'indice impair avant l'application du vecteur d'indice pair pendant la demi période de découpage et inversement durant l'autre demi période [8].



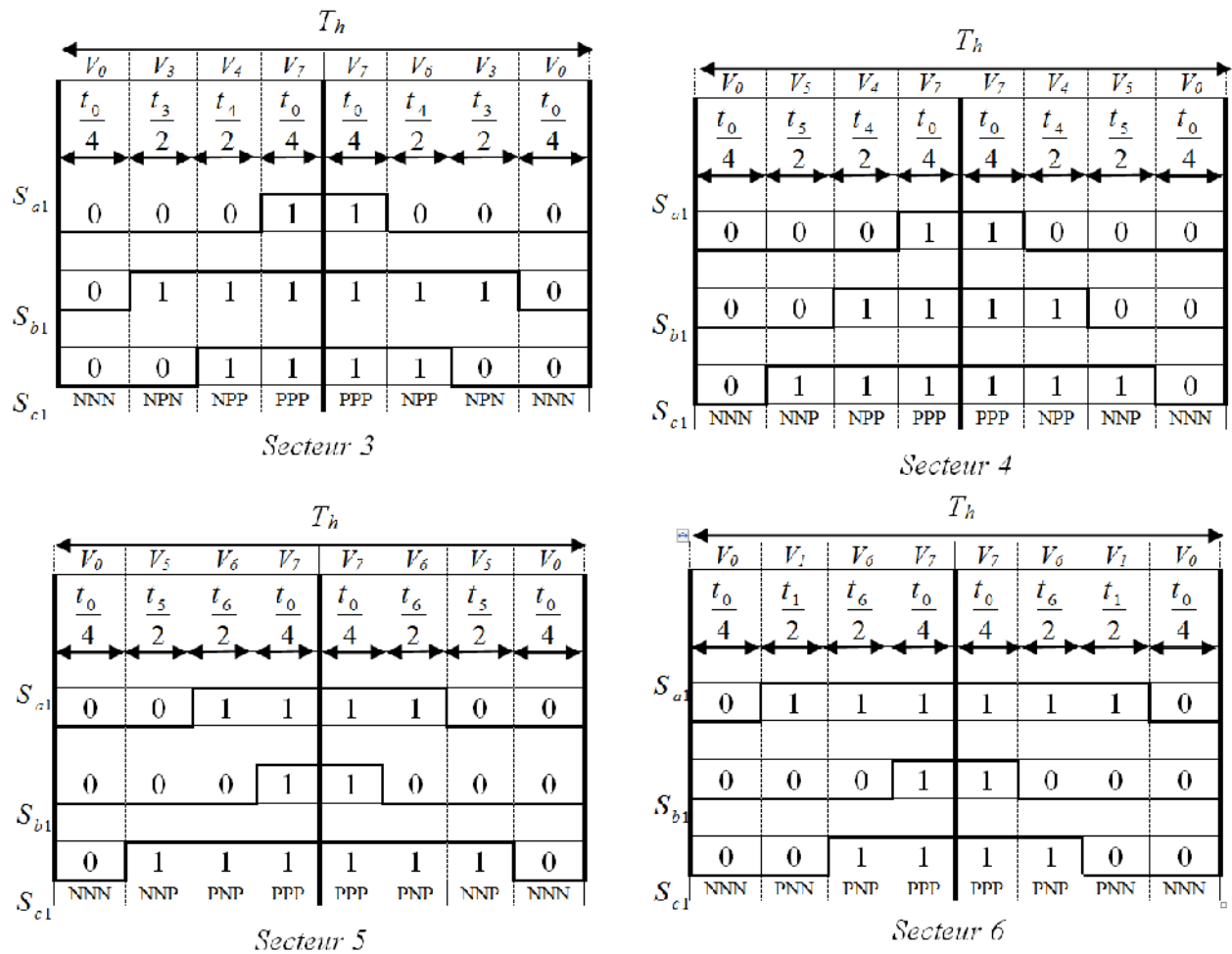


Fig. II.8. Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle.

A partir de la Figure (II.8), on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_h , dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le Tableau (II.3).

Secteur	Interrupteurs du haut S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}	Interrupteurs du bas S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}
1	$S_{a1} = t_1 \mid t_2 \mid t_0/2$ $S_{b1} = t_2 \mid t_0/2$ $S_{c1} = t_0/2$	$S_{a2} = t_0/2$ $S_{b2} = t_1 + t_0/2$ $S_{c2} = t_1 + t_2 + t_0/2$
2	$S_{a1} = t_2 + t_0/2$ $S_{b1} = t_2 \mid t_3 \mid t_0/2$ $S_{c1} = t_0/2$	$S_{a2} = t_3 + t_0/2$ $S_{b2} = t_0/2$ $S_{c2} = t_2 \mid t_3 \mid t_0/2$
3	$S_{a1} = t_0/2$ $S_{b1} = t_3 + t_4 + t_0/2$ $S_{c1} = t_4 + t_0/2$	$S_{a2} = t_3 \mid t_4 \mid t_0/2$ $S_{b2} = t_0/2$ $S_{c2} = t_3 + t_0/2$
4	$S_{a1} = t_0/2$ $S_{b1} = t_4 \mid t_0/2$ $S_{c1} = t_4 + t_5 + t_0/2$	$S_{a2} = t_4 + t_5 + t_0/2$ $S_{b2} = t_5 \mid t_0/2$ $S_{c2} = t_0/2$
5	$S_{a1} = t_6 + t_0/2$ $S_{b1} = t_0/2$ $S_{c1} = t_5 \mid t_6 \mid t_0/2$	$S_{a2} = t_5 + t_0/2$ $S_{b2} = t_5 + t_6 + t_0/2$ $S_{c2} = t_0/2$
6	$S_{a1} = t_6 + t_1 + t_0/2$ $S_{b1} = t_0/2$ $S_{c1} = t_6 + t_0/2$	$S_{a2} = t_0/2$ $S_{b2} = t_6 + t_1 + t_0/2$ $S_{c2} = t_1 + t_0/2$

Tab. II.3. Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.

II.3.4. Schéma bloc de la MLI vectorielle

Si on veut résumer la méthode de calcul de la MLI vectorielle, on peut énumérer les points suivants:

- 1- A partir des tensions de référence v_a^* , v_b^* et v_c^* on déduit les composantes du vecteur référence v_α^* et v_β^* dans le repère de (α, β) ;
- 2- Calcul du numéro du secteur S où se situe le vecteur de référence;
- 3- Calcul des temps (t_i , t_{i+1} et t_0) d'application des vecteurs (v_i , v_{i+1} et v_0);
- 4- Génération des impulsions de commande des interrupteurs.

Sur la Figure (II.8), apparaît le schéma bloc de la MLI vectorielle.

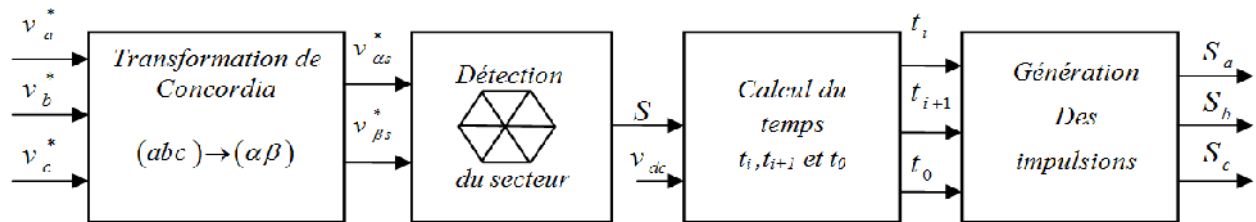


Fig. II.9. Schéma bloc de la MLI vectorielle.

II.4. Simulation numérique

Pour contrôler les paramètres caractérisant le fonctionnement de notre modèle composé d'un onduleur commandé à deux niveaux qui alimente un moteur asynchrone, nous avons utilisés MATLAB.

Nous présentons les résultats de simulation de la technique MLI vectorielle associée à un onduleur de tension qui alimente un moteur asynchrone pour deux valeurs différentes de l'indice de modulation m (12,72) et $r=0.8$.

II.4.1. Résultats de simulation

Pour l'indice de modulation $m=12$

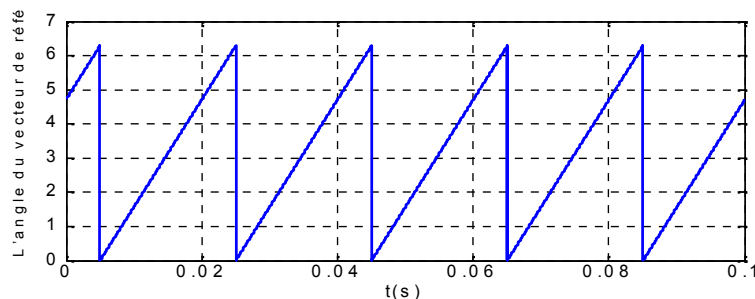


Fig. II.10. L'angle du vecteur de référence.

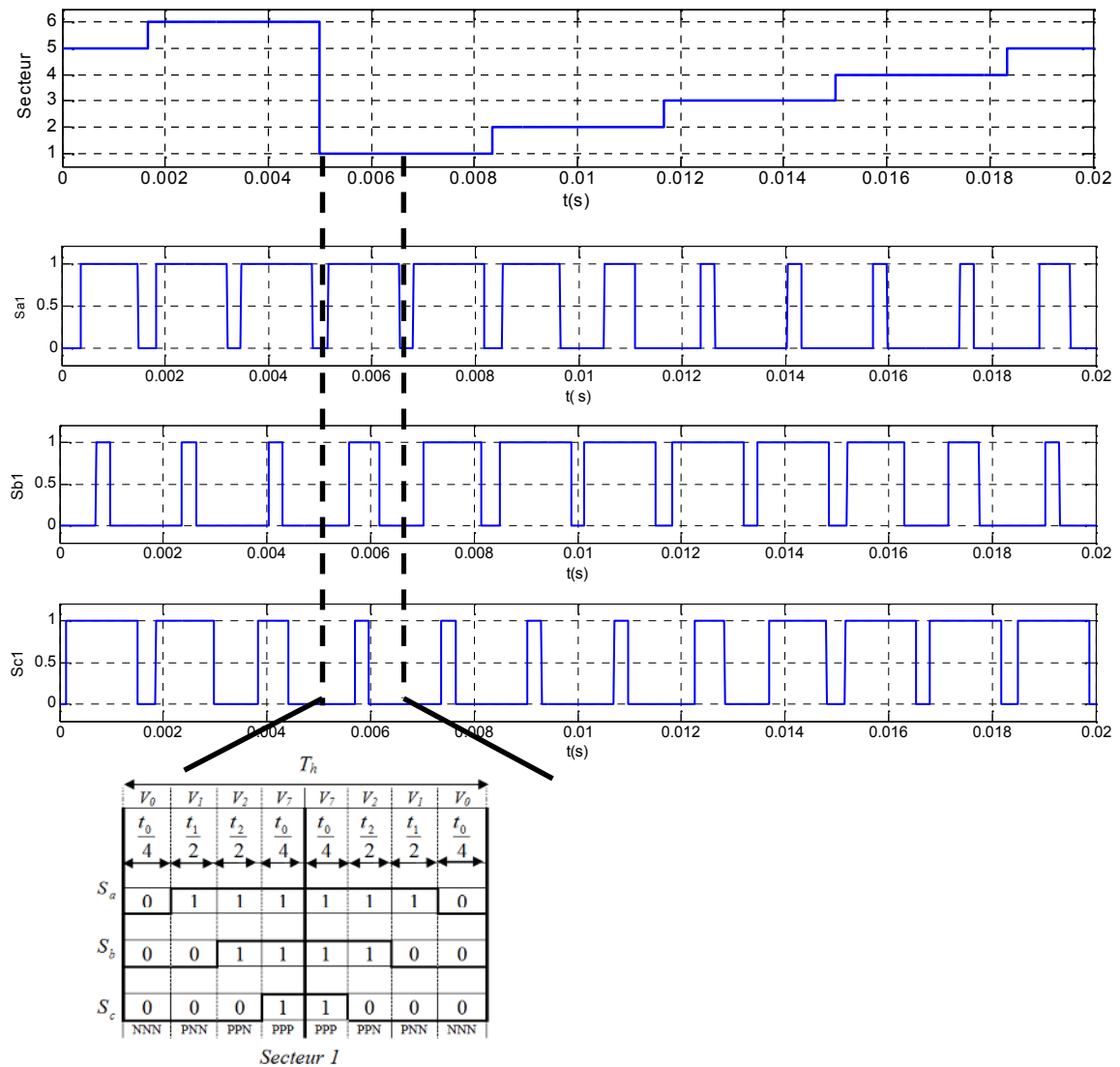


Fig. II.11. Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec les signaux des impulsions S_{a1} , S_{b1} et S_{c1} .

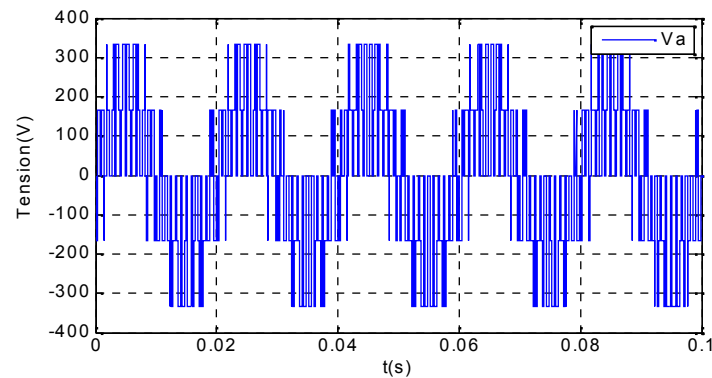


Fig. II.12. La tension simple V_a à la sortie de l'onduleur.

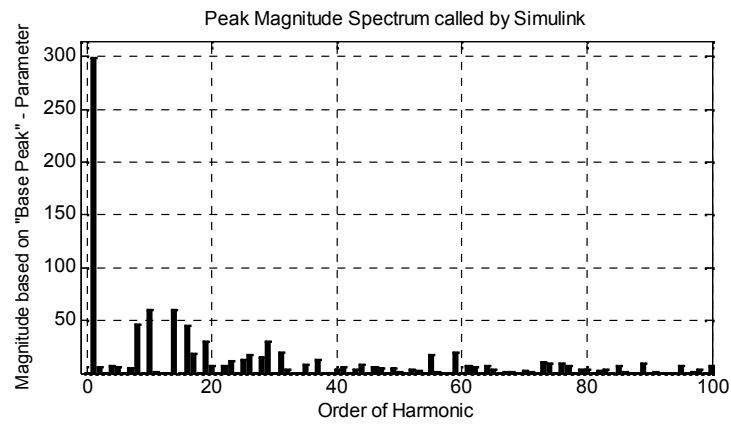


Fig. II.13. Analyse harmonique de la tension de sortie Va.

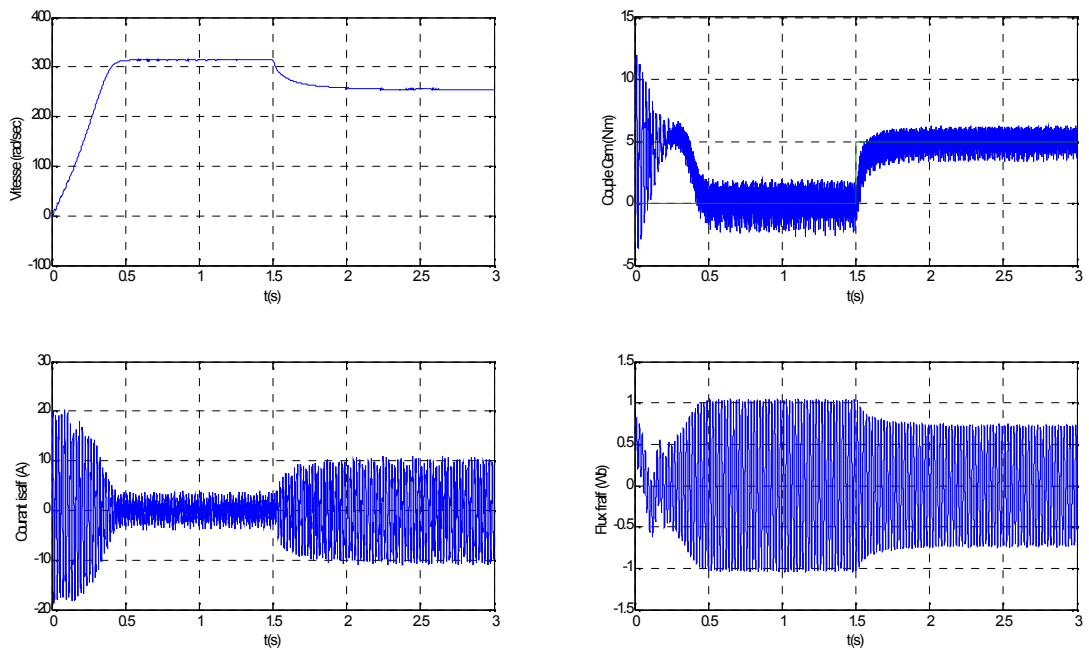


Fig. II.14. Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec (m=12).

Pour l'indice de modulation $m=72$

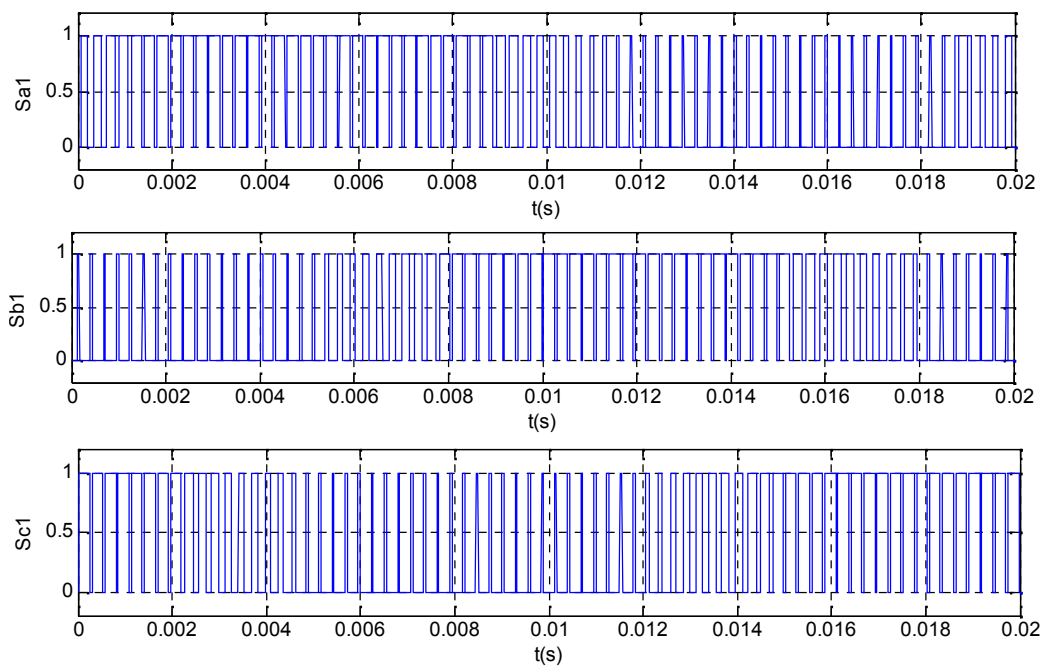


Fig. II.15. Les signaux des impulsions Sa, Sb et Sc des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur.

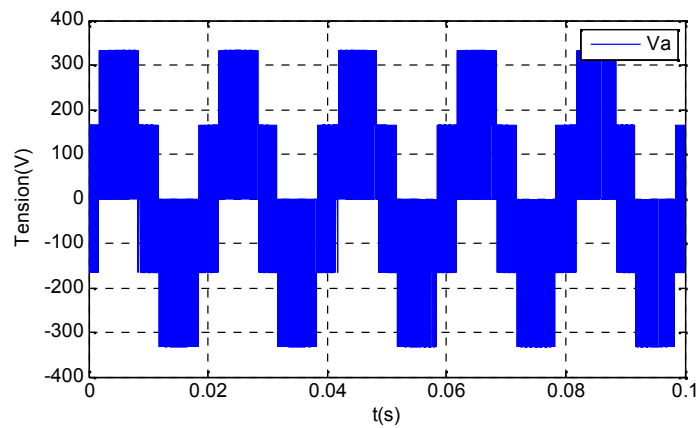


Fig. II.16. La tension simple Va à la sortie de l'onduleur.

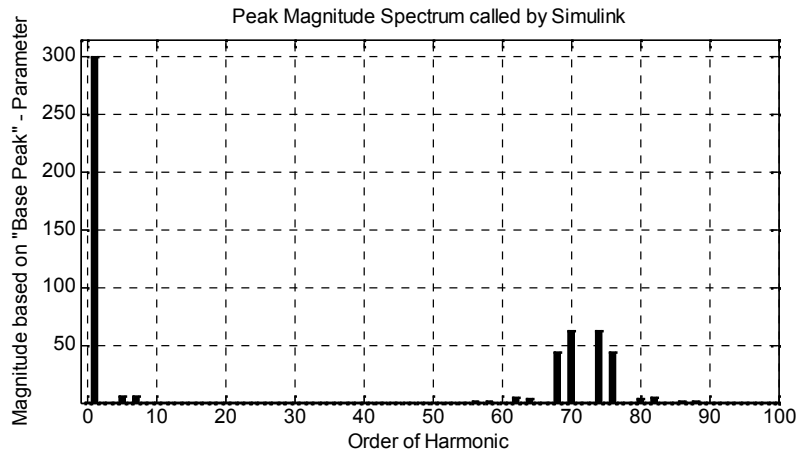


Fig. II.17. Analyse harmonique de la tension de la sortie Va.

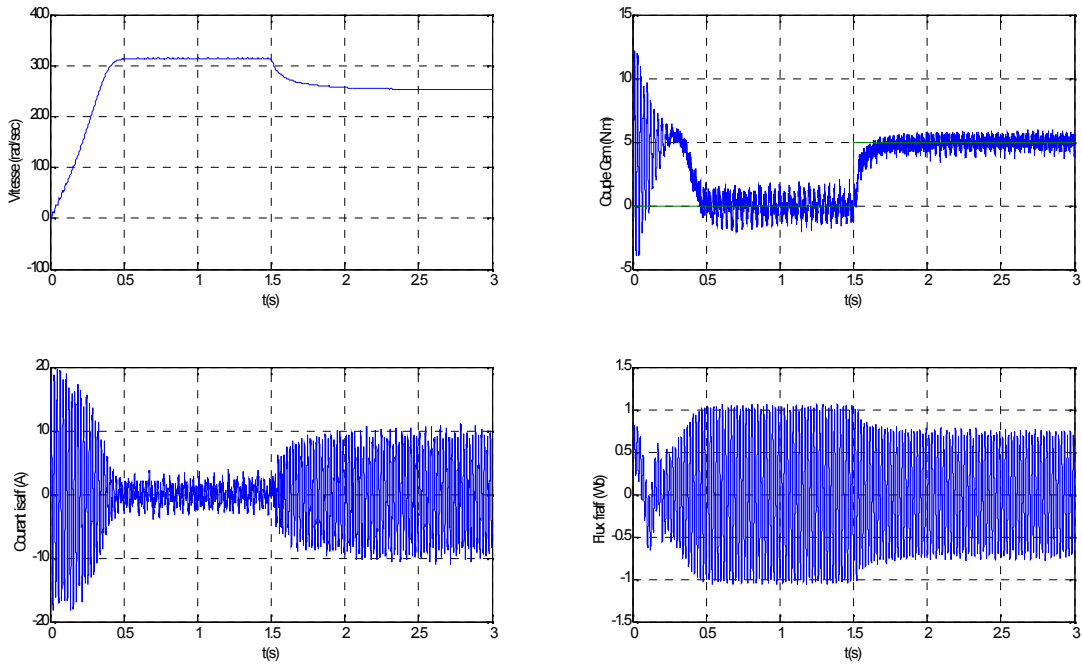


Fig. II.18. Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec ($m=72$).

II.4.2. Interprétation des résultats

D'après les résultats obtenus, on remarque:

- ✓ Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs (de 1 à 6) pendant chaque période.
- ✓ Pour les différents valeurs de l'indice de modulation nous constatons que :
 - Les impulsions de commande contient m créneaux, ces impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période.
 - Pour la faible valeur de m l'allure de courant n'est pas parfaitement sinusoïdale, mais avec l'augmentation de m l'allure de courant tend vers un signal plus proche du signal sinusoïdal.
 - L'augmentation de l'indice m rejette le déchet de tension à fréquences élevées.
 - La largeur de la bande du couple est diminué et le temps de stabilité est le même pour les deux valeurs de l'indices de modulation.

II.5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la MLI vectorielle d'un onduleur à deux niveaux, et nous constatons que la commande par MLI vectorielle est devenue la méthode la plus employé pour commander l'onduleur afin d'obtenir une tension plus proche à la sinusoïdale par rapport la commande par modulation triangulo-sinusoïdale. Les résultats obtenus montrent que la MLI vectorielle présente une meilleure approximation du fonctionnement optimal de la machine. Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Afin d'atteindre de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande non linéaire. Un exposé général sur la théorie de cette méthode et son application sur le modèle de la machine asynchrone déjà obtenu feront l'objet du chapitre suivant.

Chapitre : III

Commande par mode glissant de la machine asynchrone

III.1. Introduction

Les équations dynamiques d'un système non linéaire généralement sont frottement couplé, ainsi que les paramètres dépendent de la charge qui est souvent inconnue. Ces problèmes deviennent de plus en plus difficiles avec les algorithmes classiques (exemple PID). Pour résoudre ce problème, l'application de nouvelle technique insensible aux perturbations externe et à la variation des paramètres du modèle qui sont des algorithmes de commande robuste [5].

À partir des années 80, la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle a été considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [5].

La commande à structure variable consiste à amener la trajectoire d'état du système bouclé vers une surface de glissement et de faire commuter autour de cette surface jusqu' au point d'équilibre. La conception par mode glissant revient principalement à déterminer trois étapes [5]:

- ✚ Le choix de la surface de commutation.
- ✚ Condition de convergence.
- ✚ Calcul de la commande.

Dans ce chapitre, on applique la commande par mode glissant sur la machine asynchrone. Pour cela on présente un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable, ensuite la conception de commande et son application sur la MAS [5].

III.2. Historique

Le mode glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en ex union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov, puis par d'autres collaborateurs comme Utkin à partir des résultats des études du mathématicien Filipove sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris aux Etats-Unis par Slotine, et au Japon par Young, Harashima et Hashimoto. Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [3].

III.3. Principe de la commande par le mode glissant des systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation, ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de loi de commutation, elle est obligée d'y rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [3].

En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties [5]:

- ✚ Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.
- ✚ Définition d'une loi de commande qui conduit le système jusqu'à cette région de l'espace d'état.

III.4. Conception de l'algorithme de commande par le mode glissant

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes [5]:

- ✚ Choix des surfaces de glissement.
- ✚ Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- ✚ Détermination de la loi de commande.

III.4.1. Choix de la surface de glissement

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Nous trouvons dans la littérature des différentes formes de la surface de glissement, et chaque surface présente de meilleures performances pour une application donnée. Dans ce travail, nous nous intéressons à une surface non linéaire [3].

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x , elle est donnée par [3]:

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

Avec :

- ✚ $e(x)$ est l'écart entre la variable à régler et sa référence : $e(x) = x - x_{ref}$
- ✚ λ_x est une constante positive.
- ✚ r est un degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$. [3]

III.4.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence sont situées dans le cadre de permettre aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement indépendamment de la perturbation. On a deux conditions [5]:

✚ L'approche directe

Elle est étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [5]:

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.2})$$

✚ L'approche de Lyapunov

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$ [5]

Pour une fonction candidate de Lyapunov de la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.3})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.4})$$

Le décroissement de la fonction de candidate de Lyapunov est assuré par :

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

III.4.3. Détermination de la loi de commande [5]

Si la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, donc il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constitué de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilité (u_n). Cette dernière est très importante dans la commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \quad (\text{III.5})$$

u_{eq} correspond 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 $\dot{S}(x) = 0$

u_n introduit pour vérifier la condition de convergence $\dot{S}(x)S(x) < 0$. Elle détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence.

Pour calculer la commande, on considère le système d'équation d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A][X] + [B][U] \quad (\text{III.6})$$

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(t) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{dx}{dt} \quad (\text{III.7})$$

En substituant (III.6), (III.5) dans (III.7), on aura :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]u_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]u_n \quad (\text{III.8})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle $S(x)=0$, et par conséquent, sa dérivée $\dot{S}(x) = 0$, et la partie discontinue est aussi nulle.

Dans ces conditions la solution de l'équation (III.8) est alors :

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A(x)][X] \right\} \quad (\text{III.9})$$

Avec la condition :

$$\frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] \neq 0 \quad (\text{III.10})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] u_n \quad (\text{III.11})$$

La commande d'attractivité $S(x) \dot{S}(x) < 0$, devient :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] u_n < 0 \quad (\text{III.12})$$

Pour satisfaire cette condition, il faut que le signe de (u_n) soit opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]$.

La forme la plus simple que (u_n) peut prendre est la fonction **sign** (la forme de relais) figure (III.1).

$$u_n = K_x \text{sign}(S) \quad (\text{III.13})$$

Avec le signe de (K_x) est différent de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]$. Le choix de ce gain est très influent.

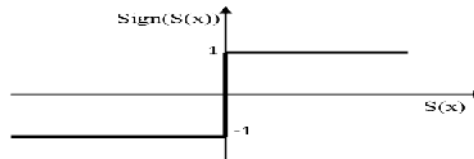


Fig. III.1. Fonction sign (tout ou rien) [5].

III.5. Application du mode glissant à la machine asynchrone [6], [7]

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre (I) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle α - β . Le modèle est donné par:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot U(t) \quad (\text{III.14})$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega_r]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Les variables x sont composés de deux états électriques ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) et deux états magnétiques ($\Phi_{r\alpha}$, $\Phi_{r\beta}$) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor Ω_r , gouverné par une équation mécanique.

f et g sont des fonctions des variables x .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma} \right) \\ \Gamma = \frac{1 - \sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \eta = \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

III.5.1. Choix des surfaces de glissements

Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler sont la vitesse et le flux qui sont donnés dans la forme d'un système de surface du premier ordre.

➤ Vitesse Ω_r

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}) \quad (\text{III.18})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_\Omega = \Omega_r - \Omega_{rref} \quad (\text{III.19})$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_\Omega + \dot{\varepsilon}_\Omega \quad (\text{III.20})$$

➤ Flux Φ_r

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (\text{III.21})$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{rref} \quad (\text{III.22})$$

On aura :

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (\text{III.23})$$

Où : K_1 et K_2 sont des gains positifs.

III.5.2. Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{rref}) + K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0. \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ($S_1=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre Ω_{rref} et Φ_{rref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i=0$).

III.5.3. Loi de commande par mode glissant

Notre but consiste à générer une loi de commande $[V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^T$ en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états considérés pour le contrôle du moteur asynchrone sont :

La vitesse et le flux rotorique (Ω_r, Φ_r).

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (\text{III.25})$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (\text{III.26})$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_5 - \Omega_{rref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}). \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{rref}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{rref}). \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

En utilisant le système d'équation (III.17), les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot \dot{M}}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot \eta \cdot h_2 - K \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_l \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \ddot{\Omega}_{rref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot (\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \ddot{\Psi}_{rref} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{array} \right. \quad (III.30)$$

Tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{array} \right. \quad (III.31)$$

Le système (III.30) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\left[\begin{array}{c} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} F_1 \\ F_2 \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cc} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{array} \right] \quad (III.32)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_l}{\eta} \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\Omega}_{rref} \\ F_2 = (\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + M \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\Psi}_{rref} \end{array} \right. \quad (III.33)$$

Sous la forme condensée (III.32) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (\text{III.34})$$

Où :

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix}$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) il faut avoir.

$$\dot{S} = -v \cdot \text{Sgn}(S) \quad (\text{III.35})$$

En égalisant (III.34) et (III.35) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sgn}(S) - D^{-1} \cdot F \quad (\text{III.36})$$

D'après ce chapitre la loi de commande est donnée par :

$$V = V_{eq} + V_c \quad (\text{III.37})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sgn}(s) \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

La commande globale assurant à la fois ($S_i=0$ et $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

➤ Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

➤ Loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Sgn(S_1) \\ Sgn(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.41})$$

Pour que la loi de commutation intervienne de la loi de commande globale il faut choisir v_1 et v_2 suffisamment grand.

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible :

$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (\text{III.43})$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.44})$$

III.6. Simulation

Dans ce qui suit, nous présentons la validation par simulation de la commande par mode glissant appliqué à une machine asynchrone, pour montrer les performances de cette commande, la machine est soumise à des tests de robustesse pour des conditions de fonctionnement variables. Ceci est vérifié par les simulations représentées ci-après.

III.6.1. Simulation pour l'application de la commande sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$)

A $t=1.5$ sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale $C_r=5$ N.m.

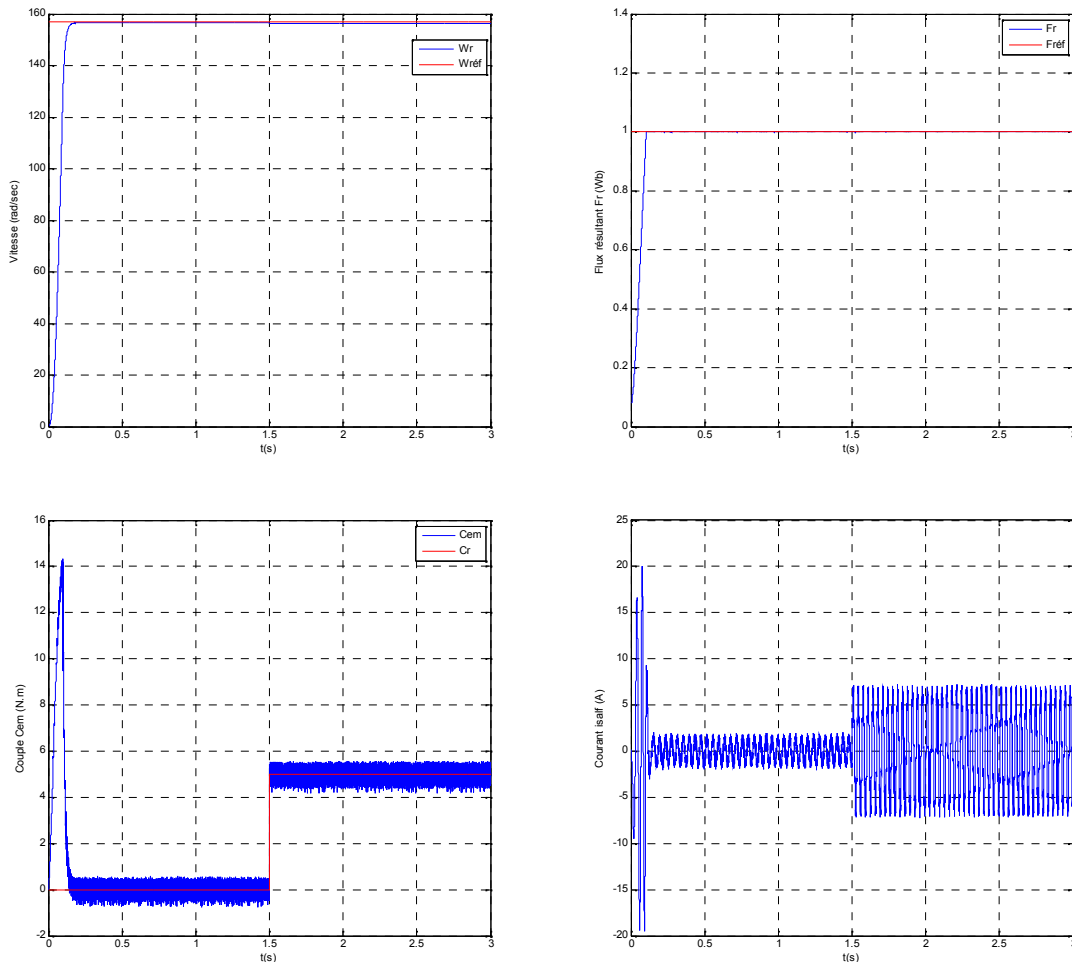


Fig. III.2. Résultats de simulation de la commande sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$).

III.6.2. Simulation pour l'application de la commande sur la machine (modèle triphasé)

Figure (III.3)

A $t=1.5$ sec on introduit un couple de charge au couple nominale $C_r=5$ N.m.

Figure (III.4)

A $t=1.5$ sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale ($C_r=5$ N.m) puis à $t=2.2$ sec un court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator (phase a).

Figure (III.5)

A $t=1.5$ sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale ($C_r=5$ N.m) puis à $t=2.2$ sec un court-circuit entre spire (25%) dans le stator (phase a).

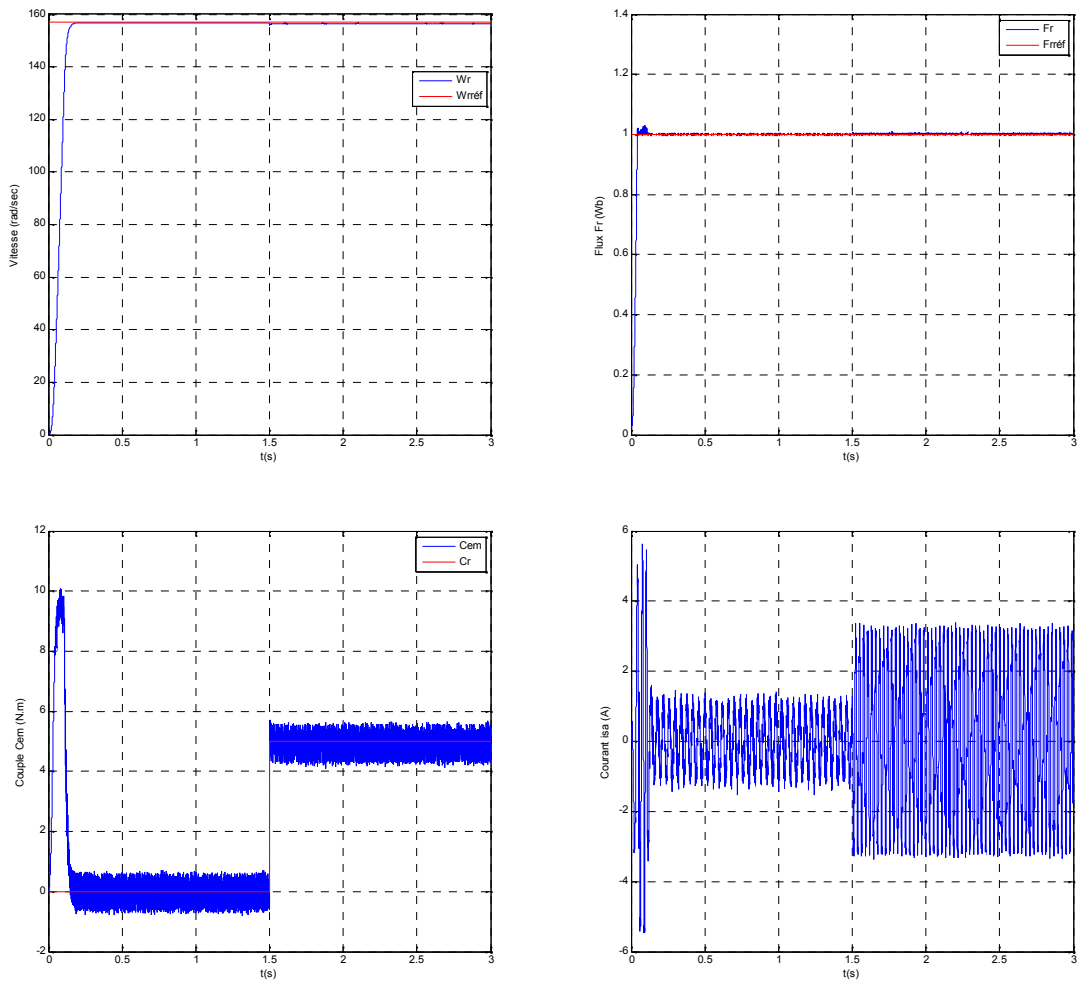


Fig. III.3. Résultats de simulation de la commande par mode glissant sur la machine (modèle triphasé) (Absence de défaut)

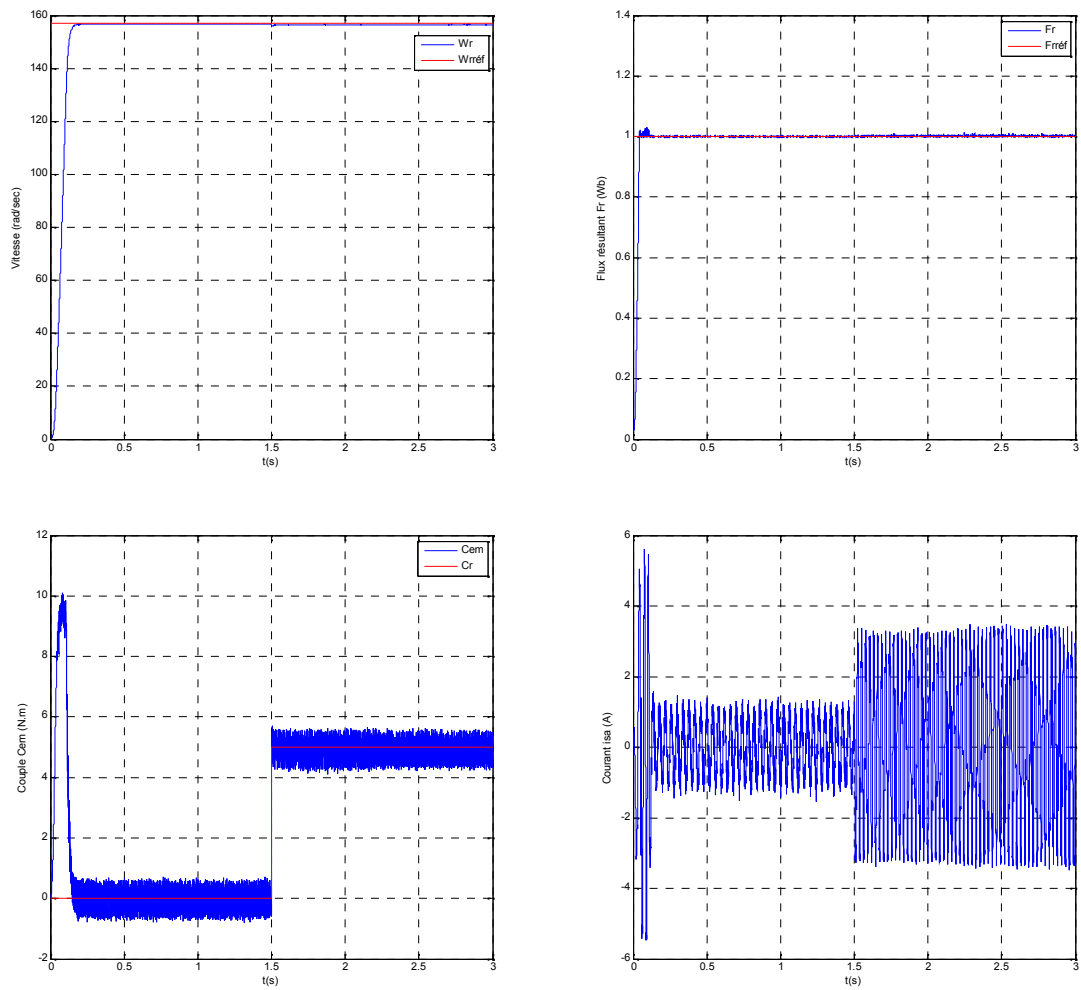
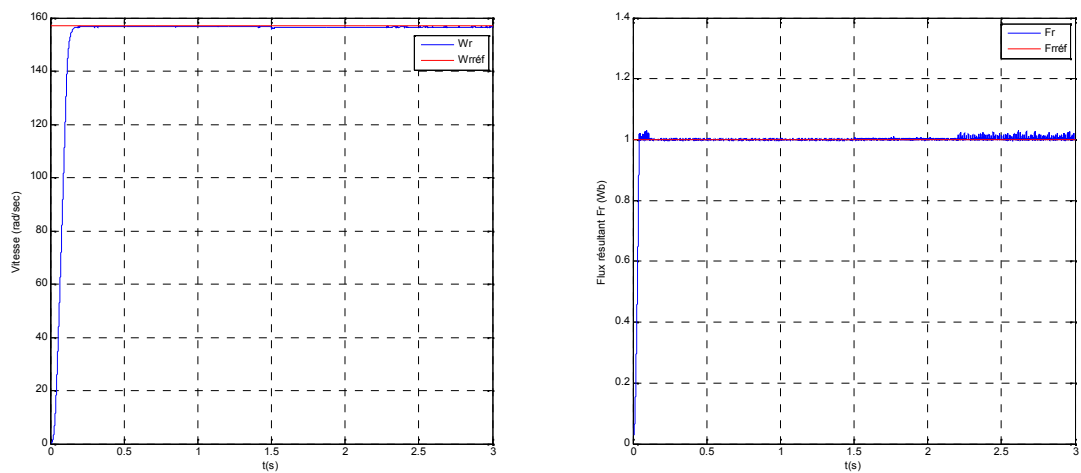


Fig. III.4. Résultats de simulation de la commande par mode glissant sur la machine (modèle triphasé) (défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator).



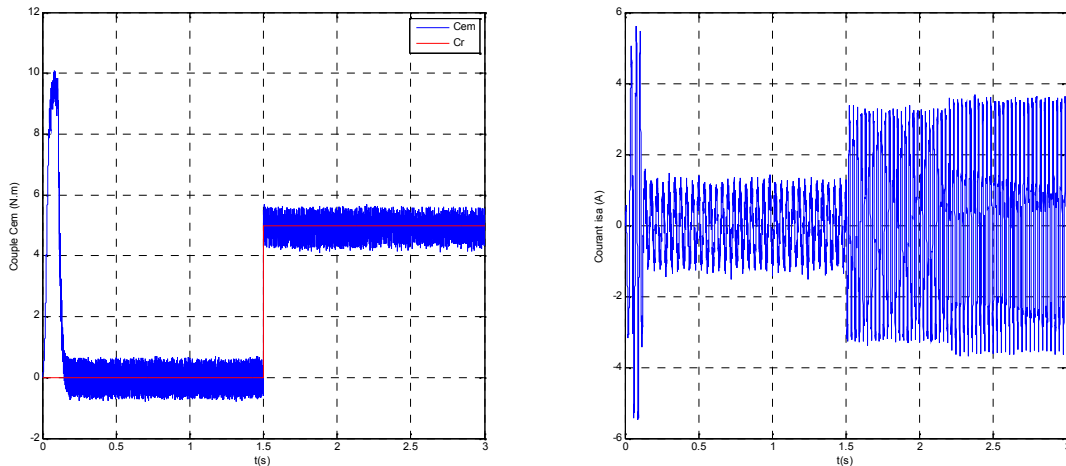


Fig. III.5. Résultats de simulation de la commande par mode glissant sur la machine (modèle triphasé) (défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator).

III.6.3. Interprétations des résultats

D'après les résultats obtenus, il a été constaté que la commande par mode glissant synthétisée rejette infiniment l'effet des défauts à savoir le court-circuit entre spires qui sont testés à plusieurs pourcentages. En effet, cette commande tolérante aux défauts a compensé l'effet de ces défauts introduits à l'instant $t=2.2$ sec (figure III.3, III.4 et III.5).

III.7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la technique de commande par mode glissant pour la commande du moteur asynchrone avant et après le défaut de court-circuit entre spires. Le calcul de la surface de glissement ne peut se faire de manière explicite. Il faut alors passer d'une simulation pour en ajuster les coefficients. Ils dépendent non seulement de la loi de commutation mais aussi de la rapidité de réglage. Ces coefficients sont choisis de façon à ne pas demander à la machine une dynamique supérieure à celle donnée par son couple maximal [6].

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour de point de fonctionnement, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse et le court-circuit entre spires. De plus cette commande présente l'avantage d'être d'une implémentation pratique simple [6].

Finalement on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse, cette dernière garantie une bonne insensibilité au défaut de court-circuit entre spires.

Chapitre : IV

Observateur de type grand gain

IV.1. Introduction

Les observateurs à grand gain sont des observateurs non linéaires qui prennent en compte la non stationnarité et la non linéarité des procédés industriels et qui assurent, en même temps, une bonne estimation de l'état réel avec un réglage aisé du vecteur gain. Ils ont été introduits, en premier lieu, par Gauthier et al. La caractéristique principale de cet observateur réside dans la facilité de son implémentation et de son réglage facile assuré à l'aide d'un seul paramètre de synthèse.

Dans ce chapitre, on choisit deux observateurs de type grand gain, qui estime les composantes de flux rotoriques et le couple de charge. Contrairement aux systèmes linéaires, l'observabilité des systèmes non linéaires est liée aux entrées et aux conditions initiales. [9]

IV.2. Notion d'observabilité

Cette section s'intéresse à la présentation du principe d'estimation d'état et quelques définitions sur la notion d'observabilité des systèmes dynamiques non linéaires [9].

IV.2.1. Principe de l'estimation d'état

Un observateur ou reconstituteur d'état est un capteur logiciel permettant la reconstruction des variables d'état internes d'un système à partir des entrées et des sorties du système réel. Alors, l'observateur ou l'estimateur d'état a pour entrées les entrées et les sorties du système réel et pour le vecteur d'état estimé [9]. Le schéma fonctionnel d'un observateur d'état est présenté par la figure (IV.1).

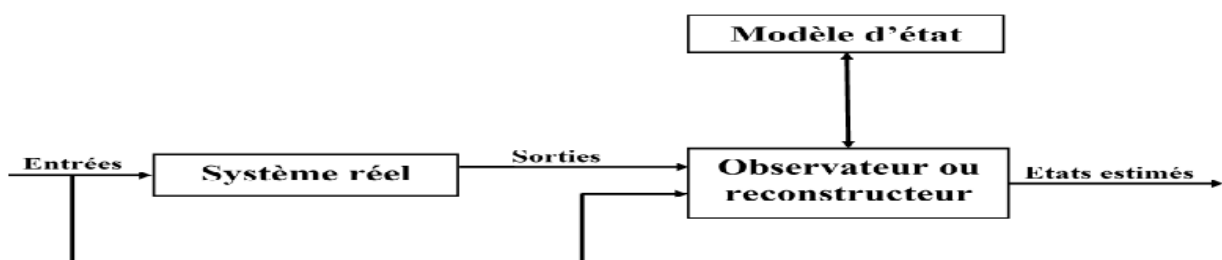


Fig. IV.1. Schéma fonctionnel d'un observateur d'état [9].

Pour un système présenté par le système des équations suivant [9]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Un observateur d'état est présenté sur la figure (IV.2).

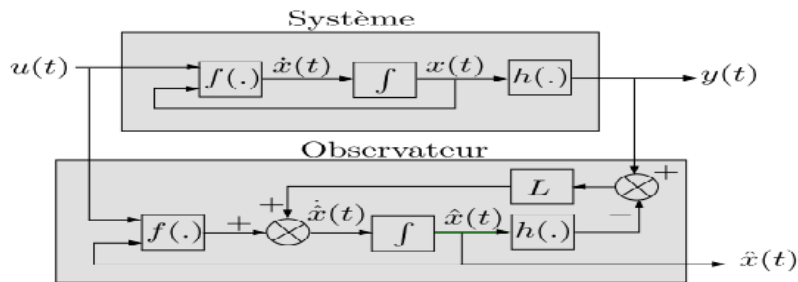


Fig. IV.2. Principe d'estimation d'un observateur d'état [9].

Cette structure fait apparaître d'abord la présence d'un estimateur d'état fonctionnant en boucle ouverte caractérisé par la même dynamique que celle du système. La dynamique désirée en boucle fermée par cet observateur est obtenue par l'introduction d'un vecteur (ou matrice dans le cas multivariable) des gains L [9].

Pour un système non linéaire défini par la relation (IV.1), l'observateur d'état s'écrit sous la forme suivante [9]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ y(t) = h(\hat{x}(t)) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Avant d'entamer la procédure de conception d'un observateur pour un système dynamique, il est important et nécessaire de s'assurer que l'état peut être estimé à partir des informations sur l'entrée et la sortie. C'est en d'autres termes, s'assurer que le système est observable [9].

IV.2.2. Notion d'observabilité des systèmes non linéaires

L'observabilité d'un système assure la reconstruction de l'état à partir de la seule connaissance des entrées et des sorties disponibles sur un intervalle de temps.

Un système est dit observable si à partir des mesures des entrées et de sorties on peut reconstruire l'état initial du système. [9]

IV.3. Synthèse d'observateur à grand gain pour des classes des systèmes non linéaires monovariabiles

Pour synthétiser un observateur à grand gain il faut mettre le système sous forme canonique

d'observabilité uniforme, on peut suivre les étapes suivantes pour le mettre en cette forme [9]:

Soit le système non linéaire monovariante [9]:

$$\sum_x : \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

$$x(t) = [x^1(t) \quad x^2(t) \quad \dots \quad x^n(t)]^T \in \mathbb{R}^n; \quad u(t) \in \mathbb{R}; \quad y(t) \in \mathbb{R}.$$

Dans le but de faciliter la construction du vecteur d'état, on procède à un changement des coordonnées permettant d'exprimer la sortie mesurée du système en fonction seulement de la première composante du vecteur d'état. La construction de la totalité du vecteur d'état peut être réalisée par des dérivées successives de la sortie. La représentation résultante est dite forme canonique d'observabilité uniforme. Donc, pour obtenir ceci, on pose [9]:

$$\begin{aligned} z^1(t) &= y(t) = h(x(t)) \\ z^2(t) &= \dot{z}^1(t) = \dot{y}(t) = L_f h(x(t)) \\ z^3(t) &= L_f^2 h(x(t)) \\ &\vdots \\ z^n(t) &= \dot{z}^{n-1}(t) = L_f^{n-1} h(x(t)) \end{aligned} \quad (\text{IV.4})$$

Par le changement des coordonnées considéré, la dynamique du système \sum_x se réécrit dans les nouvelles coordonnées comme suit [9]:

$$\sum_z : \begin{cases} \dot{z}(t) = Az(t) + \varphi(z(t), u(t)) \\ y(t) = Cz(t) = z^1(t) \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

$$z(t) = \begin{bmatrix} z^1(t) \\ z^2(t) \\ \vdots \\ \vdots \\ z^n(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n; A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 1 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}; \text{ et } \rightarrow \varphi(z(t), u(t)) = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ L_f^n h(x(t)) \end{bmatrix}$$

Remarque : La représentation sous forme canonique d'observabilité exige les conditions suivantes [9]:

1. Le changement des coordonnées, Φ , réalise une bijection afin de pouvoir reconstruire le vecteur d'état initial, avec Φ est telle que :

$$\Phi : R^n \rightarrow R^n$$

$$x(t) \rightarrow z(t) = \Phi(x(t), u(t)) = \begin{bmatrix} h(x(t)) \\ L_f h(x(t)) \\ \vdots \\ L_f^{n-1} h(x(t)) \end{bmatrix}$$

2. La sortie $y(t)$ doit être $(n-1)$ dérivable.

Par conséquent, l'observateur du système Σ_x est conditionné par l'hypothèse globale suivante [9] :

Hypothèse : La fonction $\Phi(x(t), u(t))$ doit être un difféomorphisme.

Pour le système mis dans le nouveau système des coordonnées Σ_z , un observateur à grand gain peut être synthétisé ayant le système des équations suivant [9]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}(t) = A\hat{z}(t) + \varphi(z(t), u(t)) - \theta \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T (C\hat{z}(t) - y(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{z}(t) = \hat{z}^1(t) \end{cases}$$

Où :

- $\theta \geq 1$ est le paramètre de réglage de l'observateur.
- S est l'unique solution de l'équation algébrique de Lyapunov :

$$S + A^T S + SA - C^T C = 0 \quad (\text{IV.6})$$

- Δ_θ est la matrice diagonale suivante :

$$\Delta_\theta = \text{diag} \left[1 \quad \frac{1}{\theta} \quad \dots \quad \frac{1}{\theta^{n-1}} \right] \quad (\text{IV.7})$$

Une fois le vecteur d'état $z(t)$ est estimé, l'estimation $\hat{x}(t)$ de l'état $x(t)$ de (IV.3), peut s'obtenir par $\hat{x}(t) = \Phi^{-1}(\hat{z}(t))$. Parfois, la fonction Φ^{-1} ne peut pas être exprimée en fonction de z et un autre moyen pour contourner cette difficulté consiste à exprimer l'équation de l'observateur directement dans les coordonnées originales en x . en effet, en tenant compte du fait que [9]:

$$\frac{dz(t)}{dt} = \frac{\partial \Phi(t)}{\partial x} \frac{dx(t)}{dt}$$

L'équation de l'observateur dans les coordonnées originales s'écrit comme suit [9]:

$$\dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t)) + \varphi(\hat{x}(t), u(t)) - \theta \left(\frac{\partial \Phi(\hat{x}(t))}{\partial x} \right)^{-1} \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T (h(\hat{x}(t)) - y(t))$$

Et les équations de l'observateur à grand gain, dans les coordonnées originales, sont comme suit [9]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) - \theta \left(\frac{\partial \Phi}{\partial x}(\hat{x}, u) \right)^{-1} \Delta^{-1} S^{-1} C^T C \tilde{x}(t) \\ \hat{y}(t) = C \hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

L'analyse de la convergence est détaillée en annexe B.

IV.4. Application de l'observateur à grand gain sur la MAS

Posons les notations suivantes afin d'alléger les calculs :

$i_1 = i_{s\alpha}$ composante α du courant statorique (mesuré)
 $i_2 = i_{s\beta}$ composante β du courant statorique (mesuré)
 $\Phi_1 = \Phi_{r\alpha}$ composante α du flux rotorique (non mesuré)
 $\Phi_2 = \Phi_{r\beta}$ composante β du flux rotorique (non mesuré)
 ω vitesse de rotation mécanique
 $u_1 = v_{s\alpha}$ composante α de la tension statorique
 $u_2 = v_{s\beta}$ composante β de la tension statorique

On définit la norme du flux de la façon suivante [10]: $\|\Phi\|^2 = \Phi_1^2 + \Phi_2^2$

On pose : $i = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$; $\Phi = \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix}$; $u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$ et aussi $\dot{i} = \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{pmatrix}$; $\dot{\Phi} = \begin{pmatrix} \dot{\Phi}_1 \\ \dot{\Phi}_2 \end{pmatrix}$

Choisissons comme vecteur d'état [10]: $x = \begin{pmatrix} i \\ \Phi \\ \omega \end{pmatrix}$

D'après les équations du modèle, nous avons :

$$\dot{i} = \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 \\ 0 & -\gamma \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{k}{T_r} & kp\omega \\ -kp\omega & \frac{k}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

$$\dot{\Phi} = \begin{pmatrix} \dot{\Phi}_1 \\ \dot{\Phi}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

$$\dot{\omega} = \frac{pM}{JL_r} \begin{pmatrix} i_1 & i_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} - \frac{1}{J} T_L$$

En introduisant : $J_2 = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$; et $\rightarrow F(\omega) = \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} = \frac{1}{T_r} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - p\omega \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} = \frac{1}{T_r} I_2 - p\omega J_2$

On obtient la forme condensée suivante :

$$\begin{cases} \dot{i} = -\gamma i + kF(\omega)\Phi + \frac{1}{\sigma L_s} u \\ \dot{\Phi} = \frac{M}{T_r} i - F(\omega)\Phi \\ \dot{\omega} = \frac{pM}{JL_r} i^T J_2 \Phi - \frac{1}{J} T_L \end{cases}$$

Les variables d'état accessibles à la mesure sont les courants statoriques $i = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$ et éventuellement la vitesse ω mais en aucun cas les flux rotoriques $\Phi = \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix}$ [10].

IV.5. Observateur avec mesure de vitesse

On sépare les variables d'état (ou équations d'état) en deux parties les variables d'état «mécaniques». On va ensuite construire séparément deux observateurs [10].

1^{er} observateur (observateur de flux) : on réalise une estimation des variables d'état électriques en introduisant un terme correctif basé sur l'erreur commise sur l'estimation des variables électriques mesurées (courants statoriques) [10]:

On a une forme : $\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$ avec :

$$\begin{pmatrix} \dot{i} \\ \dot{\Phi} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\gamma I_2 & kF(\omega) \\ \frac{M}{T_r} I_2 & -F(\omega) \end{pmatrix}}_A \begin{pmatrix} i \\ \Phi \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} I_2 \\ 0 \end{pmatrix}}_B \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \text{ et } y = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_C \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix}$$

Ce n'est pas une forme canonique d'observabilité, on va donc introduire une matrice de changement de base [10]:

$$\Lambda = \text{diag} (I_2, kF(\omega)) \text{ d'où : } \Lambda^{-1} = \text{diag} (I_2, \frac{1}{k} F^{-1}(\omega))$$

On utilise alors une structure de type grand gain [10]: $\begin{cases} v(e_m) = \theta_1 \Lambda^{-1}(\hat{x}) \Delta_{\theta_1}^{-1} S^{-1} C^T C e_m \\ \dot{\hat{x}}(t) = A \hat{x} + Bu + v(e_m) \end{cases}$

Avec : $e_m = \begin{pmatrix} i_1 - \hat{i}_1 \\ i_2 - \hat{i}_2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ le vecteur construit à partir de l'erreur de modélisation sur l'état mesuré, c'est-

à-dire sur les courants.

$$\Delta_{\theta_1} = \text{diag} \left(I_2, \frac{1}{\theta_1} I_2 \right) \quad \text{et} \quad \theta_1 > 0 \quad \text{d'où} : \quad (\Delta_{\theta_1})^{-1} = \text{diag} (I_2, \theta_1 I_2)$$

S est l'unique solution symétrique définie positive de l'équation algébrique de Lyapunov suivante :

$$S + A^T S + SA = C^T C \quad \text{et} \quad S^{-1} C^T = [C_2^1 I_2 \quad C_2^2 I_2]^T = [2I_2 \quad I_2]^T$$

$$\text{Ce qui donne : } v(e_m) = \theta_1 \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \frac{F^{-1}(\omega)}{k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \theta_1 I_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2I_2 \\ I_2 \end{pmatrix} (I_2 \quad 0) e_m$$

$$\text{soit : } v(e_m) = \theta_1 \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \frac{\theta_1}{k} F^{-1}(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2I_2 \\ I_2 \end{pmatrix} (I_2 \quad 0) e_m$$

$$v(e_m) = \theta_1 \begin{pmatrix} 2I_2 \\ \frac{\theta_1}{k} F^{-1}(\omega) \end{pmatrix} (I_2 \quad 0) e_m = \begin{pmatrix} 2\theta_1 I_2 & 0 \\ \frac{\theta_1^2}{k} F^{-1}(\omega) & 0 \end{pmatrix} e_m$$

D'où :

$$\dot{\hat{i}} = -\gamma \hat{i} + kF(\omega) \hat{\Phi} + \frac{1}{\sigma L_s} u + 2\theta_1 [i - \hat{i}] \text{ avec } [i - \hat{i}] = \begin{pmatrix} i_1 - \hat{i}_1 \\ i_2 - \hat{i}_2 \end{pmatrix}$$

$$\dot{\hat{\Phi}} = \frac{M}{T_r} \hat{i} - F(\omega) \hat{\Phi} + \frac{\theta_1^2}{k} F^{-1}(\omega) [i - \hat{i}]$$

$$\text{avec : } F^{-1}(\omega) = \frac{1}{\frac{1}{T_r^2} + p^2 \omega^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} = \frac{T_r^2}{1 + T_r^2 p^2 \omega^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix}; \text{ donc :}$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{i}}_1 \\ \dot{\hat{i}}_2 \end{pmatrix} = -\gamma \begin{pmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{i}_2 \end{pmatrix} + k \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_1 \\ \hat{\Phi}_2 \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} + 2\theta_1 \begin{pmatrix} i_1 - \hat{i}_1 \\ i_2 - \hat{i}_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{\Phi}}_1 \\ \dot{\hat{\Phi}}_2 \end{pmatrix} = \frac{M}{T_r} \begin{pmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{i}_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_1 \\ \hat{\Phi}_2 \end{pmatrix} + \frac{\theta_1^2}{k} \frac{T_r^2}{1 + T_r^2 p^2 \omega^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 - \hat{i}_1 \\ i_2 - \hat{i}_2 \end{pmatrix}$$

C'est - à - dire :

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_1 = -\gamma \hat{i}_1 + k \left(\frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_1 + p\omega \hat{\Phi}_2 \right) + \frac{1}{\sigma L_s} u_1 + 2\theta_1 (i_1 - \hat{i}_1) \\ \dot{\hat{i}}_2 = -\gamma \hat{i}_2 + k \left(-p\omega \hat{\Phi}_1 + \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_2 \right) + \frac{1}{\sigma L_s} u_2 + 2\theta_1 (i_2 - \hat{i}_2) \\ \dot{\hat{\Phi}}_1 = \frac{M}{T_r} \hat{i}_1 - \left(\frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_1 + p\omega \hat{\Phi}_2 \right) + \frac{\theta_1^2}{k} \frac{T_r^2}{1 + T_r^2 p^2 \omega^2} \left(\frac{1}{T_r} (i_1 - \hat{i}_1) - p\omega (i_2 - \hat{i}_2) \right) \\ \dot{\hat{\Phi}}_2 = \frac{M}{T_r} \hat{i}_2 - \left(-p\omega \hat{\Phi}_1 + \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_2 \right) + \frac{\theta_1^2}{k} \frac{T_r^2}{1 + T_r^2 p^2 \omega^2} \left(p\omega (i_1 - \hat{i}_1) + \frac{1}{T_r} (i_2 - \hat{i}_2) \right) \end{cases}$$

$\theta_1 > 1$ est le paramètre de système à régler.

2^{ème} observateur (observateur du couple de charge) : on va construire un observateur sur la vitesse et le couple de charge (non mesuré) en introduisant un terme correctif basé sur l'erreur commise sur l'estimation de la vitesse. On fait l'hypothèse que la dérivée du couple de charge est constante [10].

Par conséquent [10]:

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{pM}{JL_r} (\Phi_1 i_2 - \Phi_2 i_1) - \frac{1}{J} T_L \\ \ddot{T}_L = k_L \quad \text{(constante)} \end{cases}$$

soit [10]:

$$\begin{pmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{T}_L \\ \ddot{T}_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega \\ T_L \\ \dot{T}_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{pM}{JL_r} (\Phi_1 i_2 - \Phi_2 i_1) \\ 0 \\ k_L \end{pmatrix}$$

On a une forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + K_L \text{ avec} \\ y = Cx \end{cases} \rightarrow A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & A_1 & 0 \\ 0 & 0 & A_2 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; A_1 = -\frac{1}{J} \text{ et }; A_2 = 1$$

$$K_L = \begin{pmatrix} \frac{pM}{JL_r} (\Phi_1 i_2 - \Phi_2 i_1) \\ 0 \\ k_L \end{pmatrix}; y = \omega = Cx = (1 \quad 0 \quad 0) \begin{pmatrix} \omega \\ T_L \\ \dot{T}_L \end{pmatrix}$$

En introduisant le signal d'erreur suivant : $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ (soit $\hat{x}(t) = x(t) - e(t)$)

On souhaite que : $\lim_{t \rightarrow \infty} [e(t)] = 0$

En particulier on aura : $\dot{e} = Ae$

Or le système n'est pas sous une forme canonique d'observabilité, par conséquent on introduit la matrice de changement de base suivante [10]:

$$\Lambda = \text{diag} (1, A_1, A_1 A_2) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{pmatrix}; \Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & -J \end{pmatrix}$$

$$\text{Vérificati on : } \Lambda A \Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & -J \end{pmatrix}$$

$$\Lambda A \Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & -J \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \left(\begin{array}{c|c} 0 & I_2 \\ \hline 0 & 0 \end{array} \right)$$

On utilise alors une structure de type grand gain [10]:

$$\begin{cases} v(e_m) = \theta_2 \Lambda^{-1}(\hat{x}) \Delta_{\theta_2}^{-1} S^{-1} C^T C e_m \\ \dot{\hat{x}} = A \hat{x} + v(e_m) \end{cases}$$

Avec : $e_m = \begin{pmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ le vecteur construit à partir de l'erreur de modélisation sur l'état mesuré, c'est-à-dire sur la vitesse.

$$\Delta_{\theta_2} = \text{diag} \left(1, \frac{1}{\theta_2}, \frac{1}{\theta_2^2} \right) \text{ et } \theta_2 > 0; \text{ d'où } : (\Delta_{\theta_2})^{-1} = \text{diag} (1, \theta_2, \theta_2^2)$$

S est l'unique solution symétrique définie positive de l'équation algébrique de Lyapunov suivante :

$$S + A^T S + SA = C^T C; \text{ et } ; S^{-1} C^T = [C_3^1 \quad C_3^2 \quad C_3^3]^T = [3 \quad 3 \quad 1]^T$$

Ce qui donne : $v(e_m) = \theta_2 \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & -J \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \theta_2 & 0 \\ 0 & 0 & \theta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 3 \\ 3 \\ 1 \end{pmatrix} (1 \ 0 \ 0) e_m$

soit : $v(e_m) = \theta_2 \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -J\theta_2 & 0 \\ 0 & 0 & -J\theta_2^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 3 \\ 3 \\ 1 \end{pmatrix} (1 \ 0 \ 0) e_m = \theta_2 \begin{pmatrix} 3 \\ -3J\theta_2 \\ -J\theta_2^2 \end{pmatrix} (1 \ 0 \ 0) e_m = \theta_2 \begin{pmatrix} 3 & 0 & 0 \\ -3J\theta_2 & 0 & 0 \\ -J\theta_2^2 & 0 & 0 \end{pmatrix} e_m$

$v(e_m) = \theta_2 \begin{pmatrix} 3 & 0 & 0 \\ -3J\theta_2 & 0 & 0 \\ -J\theta_2^2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega - \hat{\omega} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 3\theta_2(\omega - \hat{\omega}) \\ -3J\theta_2^2(\omega - \hat{\omega}) \\ -J\theta_2^3(\omega - \hat{\omega}) \end{pmatrix}$

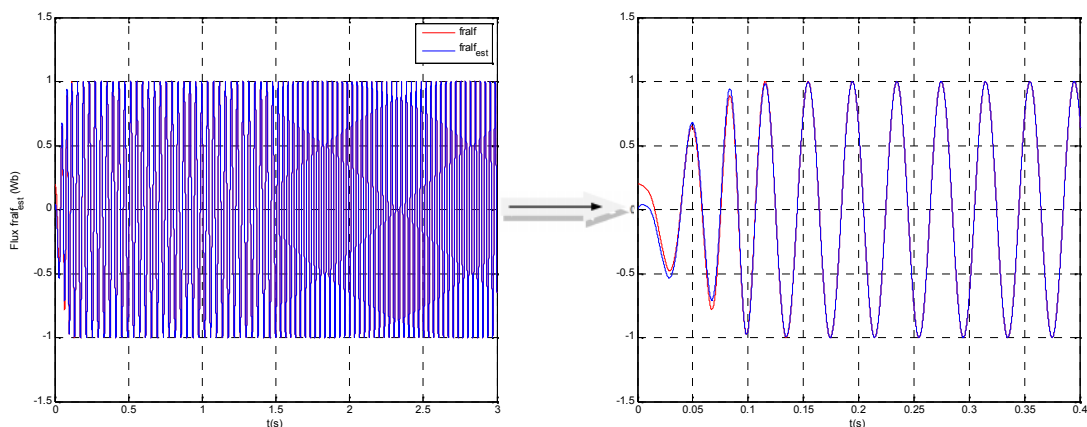
D'où : $\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = \frac{pM}{JL_r} (\hat{\Phi}_1 \hat{i}_2 - \hat{\Phi}_2 \hat{i}_1) - \frac{1}{J} \hat{T}_L + 3\theta_2(\omega - \hat{\omega}) & \text{estimation de la vitesse} \\ \dot{\hat{T}}_L = \hat{T}_L - 3J\theta_2^2(\omega - \hat{\omega}) & \text{estimation du couple de charge} \\ \dot{\hat{T}}_L = -J\theta_2^3(\omega - \hat{\omega}) & \text{estimation de la dérivée du couple de charge} \end{cases}$

$\theta_2 > 1$ est le paramètre de synthèse à régler.

IV.6. Simulation sous Matlab

Nous avons implémenté le premier observateur en utilisant une commande par mode glissant pour que le système soit stable. Voici les résultats obtenus :

IV.6.1. Simulation pour application le premier observateur sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$)



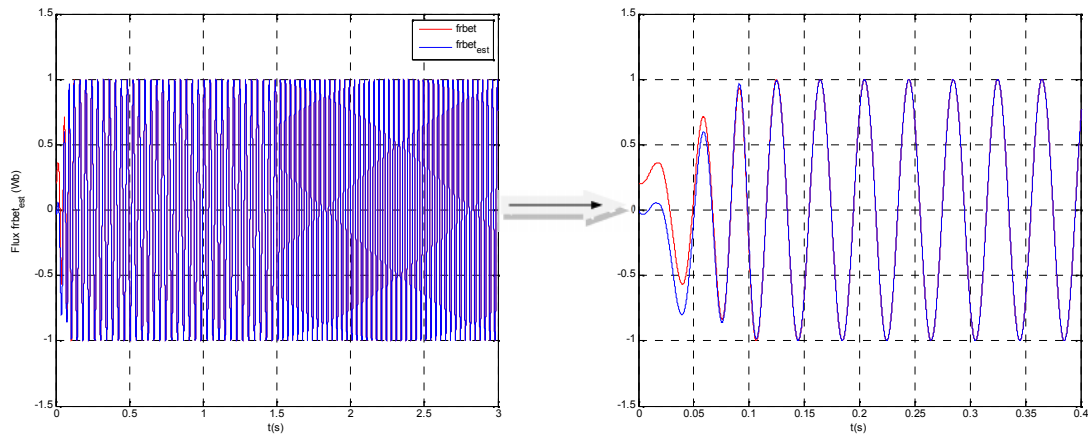


Fig. IV.3. Résultats de simulation du premier observateur sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$).

IV.6.2. Simulation pour application le premier observateur sur la machine (modèle triphasé)

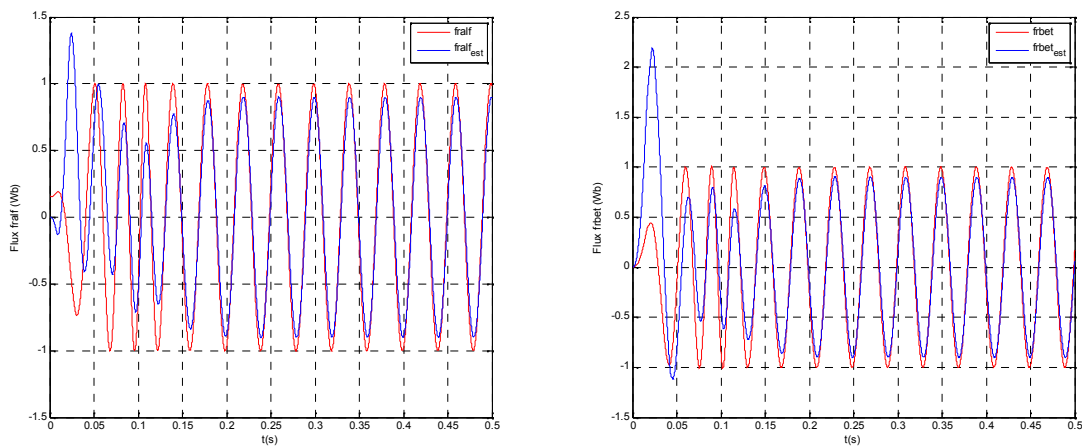


Fig. IV.4. Résultats de simulation du premier observateur sur la machine (modèle triphasé) (Absence de défaut).

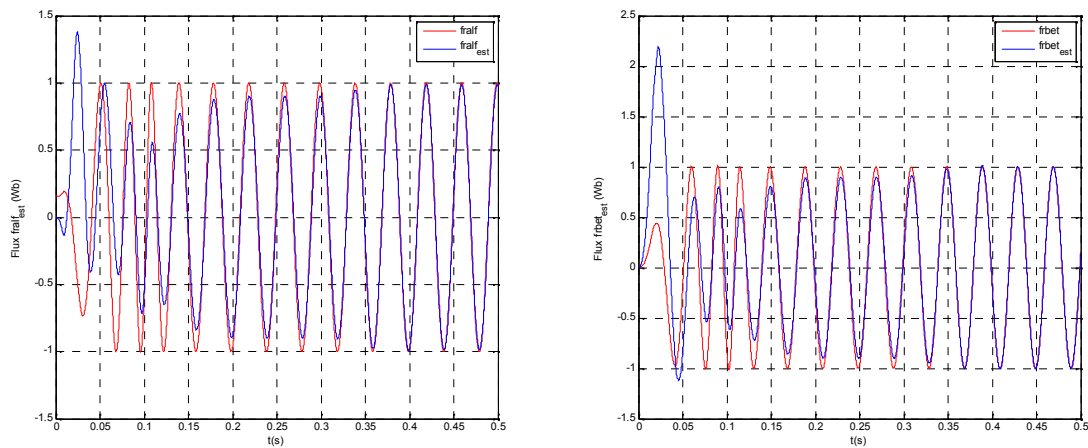


Fig. IV.5. Résultats de simulation du premier observateur sur la machine (modèle triphasé) (défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator à t=0.3 sec).

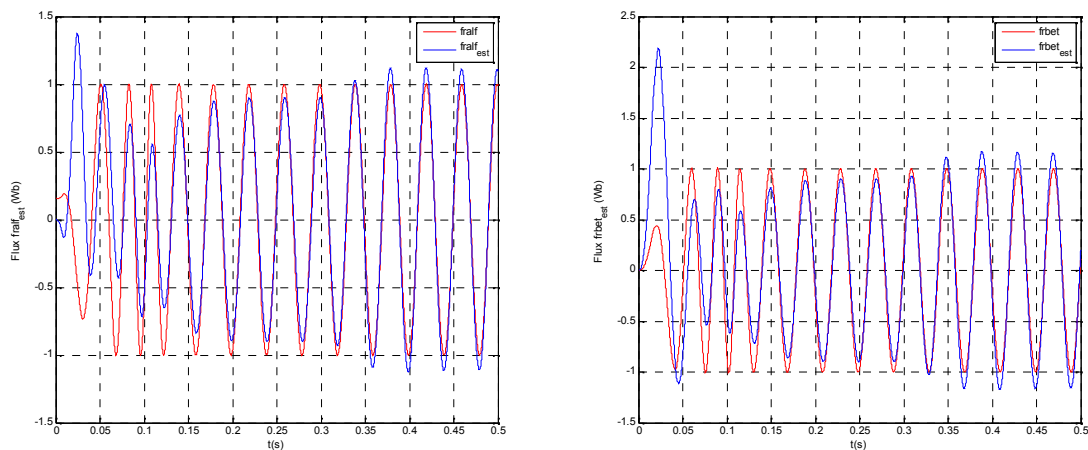


Fig. IV.6. Résultats de simulation du premier observateur sur la machine (modèle triphasé) (défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator à t=0.3 sec).

Une fois le premier observateur implémenté nous avons ajouté le second en cascade en utilisant les courants et les flux estimés. Voici les résultats obtenus :

IV.6.3. Simulation pour application le second observateur sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$)

A $t=1.5$ sec on introduit un couple de charge au couple nominale $Cr=5$ N.m.

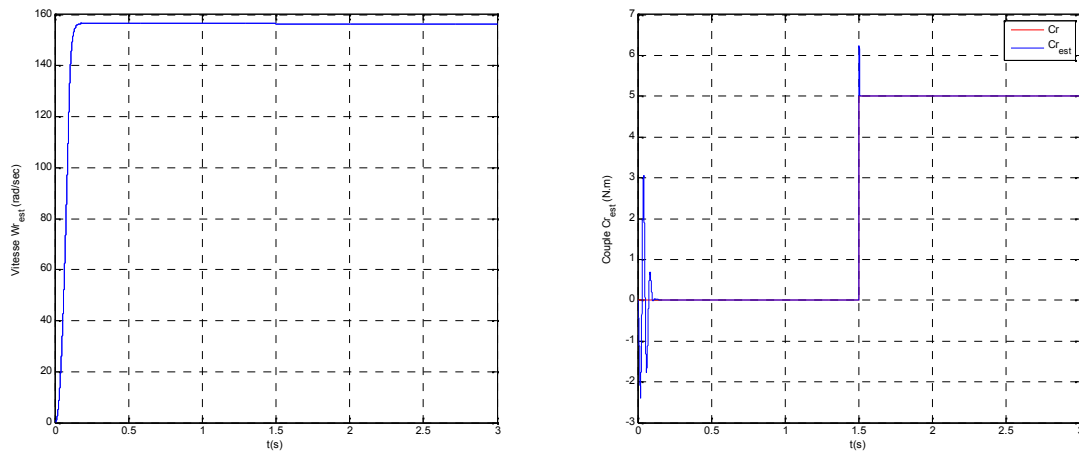


Fig. IV.7. Résultats de simulation du second observateur sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$).

IV.6.4. Simulation pour application le second observateur sur la machine (modèle triphasé)

A $t=0.3$ sec on introduit un couple de charge au couple nominale $Cr=5$ N.m.

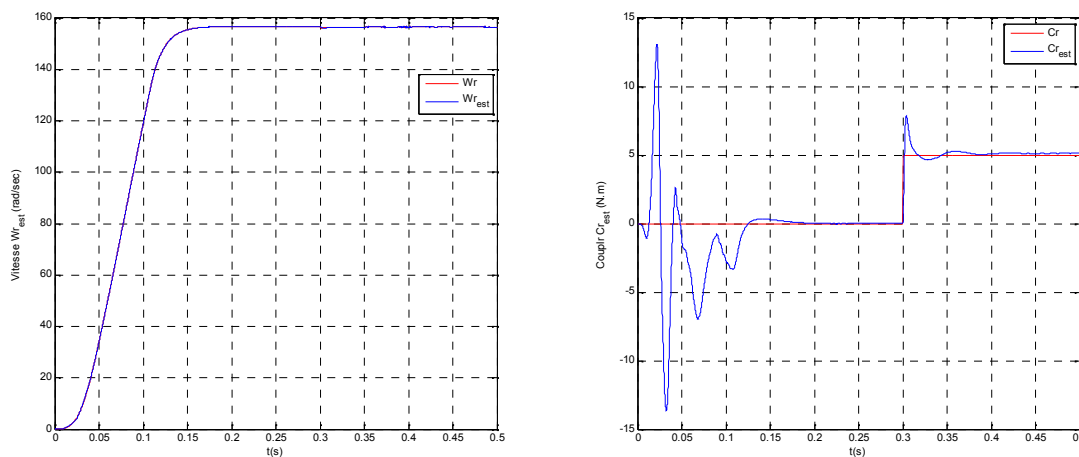


Fig. IV.8. Résultats de simulation du second observateur sur la machine (modèle triphasé) (Absence de défaut).

A $t=0.3$ sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale ($Cr=5$ N.m) puis à $t=0.6$ sec un court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator (phase a).

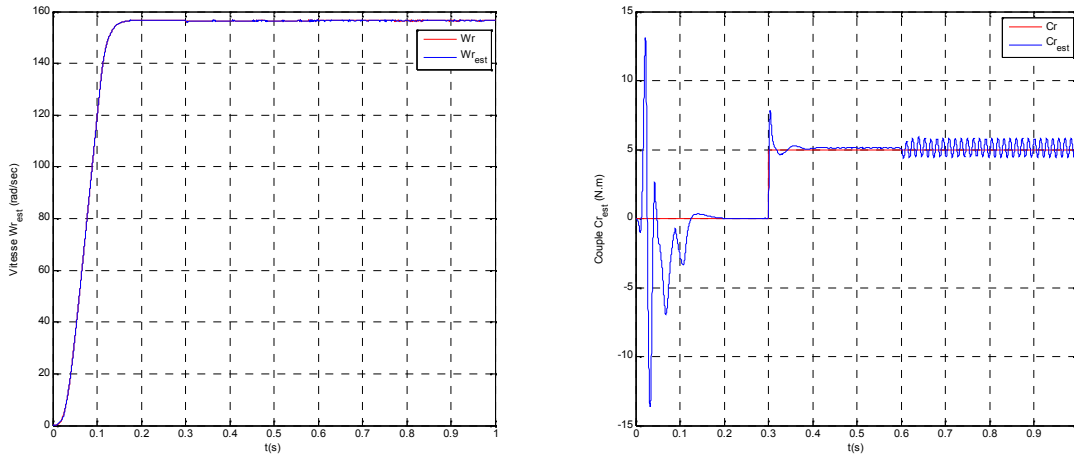


Fig. VI.9. Résultats de simulation du second observateur sur la machine (modèle triphasé) (défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator).

A $t=0.3$ sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale ($Cr=5$ N.m) puis à $t=0.6$ sec un court-circuit entre spire (25%) dans le stator (phase a).

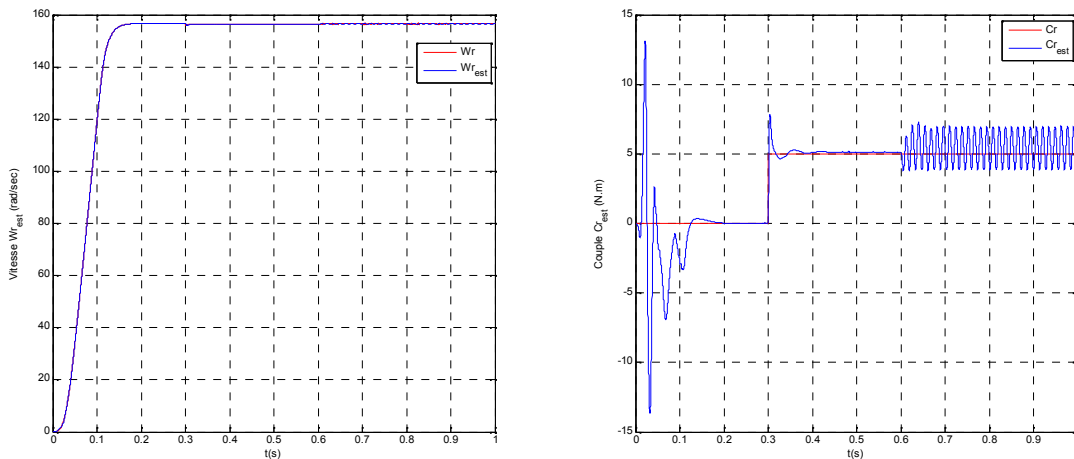


Fig. VI.10. Résultats de simulation du second observateur sur la machine (modèle triphasé) (défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator).

IV.7. Interprétation des résultats

Les résultats des figures (IV.3) jusque (IV.6) montre bien l'efficacité de l'observateur. Les flux observés suivent bien les flux réel même en présence de défauts.

Nous pouvons voir, pendant la phase transitoire une légère erreur d'estimation qui s'annule au bout d'une 0.1sec.

Et après l'utilisation du second observateur en cascade (observateur du couple de charge), on observe bien que la vitesse et le couple de charge (simulés avec notre modèle) et leurs estimations sont infiniment confondus.

Mais après l'apparition de défaut de court-circuit entre spires, on voit une légère oscillation de courant, de flux et de couple de la charge.

IV.8. Conclusion

Ce chapitre nous a vraiment été profitable puisqu'il nous a permis de travailler sur une machine avec un modèle non linéaire. Nous avons donc étudié les observateurs de type grand gain.

Dans l'état sain (absence de défaut de court-circuit entre spires), l'observateur de type grand gain a été efficacement utilisé.

Nous avons donc pu tester la commande par mode glissant avec ce modèle et asservir convenablement le moteur en flux et en couple de charge sans utiliser ses mesures.

Conclusion générale

Ce projet de fin d'étude nous a permis d'étudier un problème fréquemment rencontré : le court-circuit entre spires d'une phase statorique. La commande par mode glissant est une commande robuste. Elle permet le contrôle du moteur même en présence de cette panne statorique.

Les résultats de simulation du chapitre I valident le modèle utilisé pour l'étude des court-circuits entre spires. Ce dernier apporte des modifications nuisibles à la machine : oscillation de la vitesse, perturbation au niveau du couple et fort appel de courant.

L'alimentation de la machine est assurée par une association redresseur-filtre et onduleur de tension. Nous avons détaillé dans le chapitre II le principe de la technique MLI vectorielle. Les résultats de simulation montrent que l'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques en hautes fréquences ce qui améliore la qualité de la tension utilisée.

La commande par mode glissant est une commande robuste. Les résultats de simulation illustrent le bon rejet des perturbations même le défaut de court-circuit pour les différents pourcentages utilisés. Cette commande permet aussi d'avoir des bonnes performances d'asservissement : le faible temps de réponse et la bonne précision en régime permanent.

La commande par mode glissant exige des grandeurs dont on ne peut pas toujours les mesurer. On doit faire appel à des observateurs non linéaires. La caractéristique principale de l'observateur à grand gain réside dans la facilité de son implémentation et de son réglage facile assuré à l'aide d'un seul paramètre de synthèse.

Comme perspective de ce travail on peut citer :

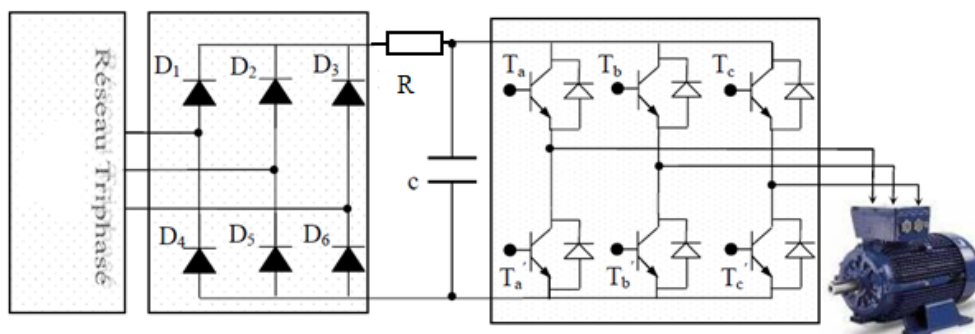
- La réalisation pratique de cette commande ;
- L'étude d'autres types de défauts qui peuvent être nuisibles pour la machine ;
- L'application d'autres types de commande à savoir : le glissant d'ordre supérieur.

Annexe A

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée

Puissance nominale	1.1 kW
Vitesse nominale	2850 tr/min
Résistance statorique	7.828 Ω
Résistance rotorique	6.3 Ω
Inductance cyclique statorique	0.5887 H
Inductance cyclique rotorique	0.9135 H
Inductance mutuelle	0.7153 H
Nombre de paires de pôles	1
Moment d'inertie	0.006093 kg.m ²
Coefficient de frottements visqueux.	0 N.m.s.rad

Représentation d'ensemble convertisseur – machine asynchrone



Annexe B

Convergence exponentielle vers zéro de l'erreur d'estimation [11]

L'objectif est de montrer la convergence exponentielle vers zéro de l'erreur d'estimation. Cette démonstration est établie à partir d'une équation de Lyapunov utilisant l'erreur pondérée :

$$\varepsilon(t) = \Delta_\theta \varepsilon(t) \quad \varepsilon(t) = \Delta_\theta^+ \varepsilon(t)$$

$$\varepsilon(t) = A\varepsilon(t) + \Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z) - \theta \Delta_\theta^+ S^{-1} C^T C \varepsilon(t)$$

$$\varepsilon(t) = \Delta_\theta A \Delta_\theta^+ \varepsilon(t) + \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z)) - \theta S^{-1} C^T C \Delta_\theta^+ \varepsilon(t)$$

$$\begin{cases} \Delta_\theta A \Delta_\theta^+ = \theta A & \Delta_\theta A = \theta A \Delta_\theta \\ C^T C \Delta_\theta^+ = C^T C \text{ et } S = S^T \end{cases}$$

$$\varepsilon(t) = \theta A \varepsilon(t) - \theta S^{-1} C^T C \varepsilon(t) + \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z))$$

On va montrer que $v: \varepsilon(t) \mapsto V(\varepsilon) = \varepsilon^T S \varepsilon$ est une fonction de Lyapunov pour l'observateur. Il faut donc vérifier que la dérivée de $V(\varepsilon)$ est strictement négative.

$$V(\varepsilon) = \varepsilon^T S \varepsilon \quad \dot{V}(\varepsilon) = 2\varepsilon^T \bar{S} \dot{\varepsilon} < 0 ?$$

$$\begin{aligned} \dot{V}(\varepsilon) &= 2\varepsilon^T \bar{S} [\theta A \bar{\varepsilon} - \theta \bar{S}^{-1} C^T C \varepsilon + \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z))] \\ &= 2\theta \varepsilon^T \bar{S} A \bar{\varepsilon} - 2\theta \varepsilon^T \bar{S} \bar{S}^{-1} C^T C \varepsilon + 2\varepsilon^T \bar{S} \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z)) \\ &= 2\theta (\bar{\varepsilon}^T \bar{S} A \bar{\varepsilon} - \bar{\varepsilon}^T C^T C \varepsilon) + 2\varepsilon^T \bar{S} \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z)) \end{aligned}$$

Reprenons l'équation de Lyapunov,

$$A^T S + S A + C^T C - S \quad \varepsilon^T (S A + A^T S) \varepsilon = \varepsilon^T (C^T C - S) \varepsilon$$

S étant une matrice symétrique, on peut écrire : $2\varepsilon^T S A \varepsilon = \varepsilon^T C^T C \varepsilon - \varepsilon^T S \varepsilon$

$$\text{D'où } 2\varepsilon^T S A \varepsilon - \varepsilon^T C^T C \varepsilon = -\varepsilon^T S \varepsilon$$

$\dot{V}(\varepsilon)$ peut se réécrire sous la forme suivante :

$$\dot{V}(\varepsilon) = \underbrace{-\theta \varepsilon^T S \varepsilon}_{v(\bar{\varepsilon})} - \theta \varepsilon^T C^T C \varepsilon + 2\varepsilon^T \bar{S} \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z))$$

$$\dot{V}(\varepsilon) = -\theta V(\varepsilon) + 2\varepsilon^T \bar{S} \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z))$$

$$\text{D'autre part, } \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z)) = \Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} (\hat{z} - z) = \Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} \varepsilon = \Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} \Delta_\theta^+ \varepsilon$$

Puisque la fonction $\Psi(u, z)$ est Lipschitzienne, $\frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z}$ est bornée et compte tenu de la structure de $\Psi(u, z)$, cette matrice est triangulaire inférieure. Par conséquent, la matrice $\Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} \Delta_\theta^+$ ne dépend que des termes en $\frac{1}{\theta}$ et sa norme est bornée par une constante indépendante de θ , $\forall \theta > 1$

$$\text{Il résulte que : } \forall \theta > 1, \left\| \Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} \Delta_\theta^+ \right\| \leq \gamma$$

$$\dot{V}(\varepsilon) = -\theta V(\varepsilon) + \underbrace{2 \|\bar{\varepsilon}^T \bar{S}\|}_{\gamma} \left\| \Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} \Delta_\theta^+ \right\| \|\bar{\varepsilon}\|$$

$$\dot{V}(\varepsilon) = -\theta V(\varepsilon) + 2\gamma \bar{S} \|\bar{\varepsilon}\|^2$$

En posant $\lambda_{min}, \lambda_{max}$ les valeurs propres respectivement minimale et maximale de \bar{S} , on peut écrire que :

$$\lambda_{min} \bar{\varepsilon}^T \bar{\varepsilon} \leq \bar{\varepsilon}^T \bar{S} \bar{\varepsilon} \leq \lambda_{max} \bar{\varepsilon}^T \bar{\varepsilon} \quad \lambda_{min} \|\bar{\varepsilon}\|^2 \leq V(\varepsilon) \leq \lambda_{max} \|\bar{\varepsilon}\|^2 \quad \|\bar{\varepsilon}\|^2 \leq \frac{V(\varepsilon)}{\lambda_{min}}$$

$$\dot{V}(\varepsilon) = -\theta V(\varepsilon) + 2\gamma \bar{S} \|\bar{\varepsilon}\|^2$$

$$\begin{aligned} \text{On en déduit que : } & -\theta V(\varepsilon) + 2\gamma \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} V(\varepsilon) \\ & - \left(\theta - 2\gamma \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} \right) V(\bar{\varepsilon}) \end{aligned}$$

Pour affirmer que $\dot{V}(\varepsilon) < -\theta V(\varepsilon)$ et donc démontrer la convergence de l'observateur, il faut choisir θ tel que $\theta - 2\gamma \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} > 0$. Dans ce cas, la fonction de Lyapunov s'exprime de la manière suivante :

$$V(\bar{\varepsilon}) = \exp\left(-\left(\theta - 2\gamma \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}}\right) t\right) V(\bar{\varepsilon}(0))$$

On a donc une convergence exponentielle vers 0 de l'erreur d'observation pour certaines valeurs de θ relativement grandes.

Références bibliographiques

[1] **Xianrong Chang, Vincent Cocquempot, Cyrille Christophe**, « Modélisation de la machine asynchrone en présence de pannes stator », Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Nantes, 8-10 juillet 2002.

[2] **Olivier ONDEL**, « Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone », thèse de doctorat en spécialité de génie électrique, l'école centrale de Lyon, 2006.

[3] **ABED Khoudir**, « Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone », Thèse de doctorat en sciences électrotechniques option : Machines Electriques, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010.

[4] **DJAFAR Djamel Eddine**, « Commande tolérante de la machine asynchrone en tenant compte des défauts », Mémoire de Master en génie électrique spécialité Ingénierie des Systèmes Electromécanique d'Université de M'sila, N°33, juin 2012.

[5] **BOUGUERRA Zahira**, « Commande de la machine asynchrone double étoile », mémoire de master en génie électrique spécialité automatique, université de M'sila, 2012.

[6] **LAIEB FADILA Et GUERROUCHE HAKIMA**, « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone », mémoire d'ingénieur en génie électronique option contrôle, université de m'sila, 2004.

[7] **BOUCHAALA Safia**, « Commande à structure variable d'une machine à induction », mémoire de master en génie électrique spécialité automatique, université de m'sila, 2012.

[8] **Youcefa Abdelmadjid**, « Commande d'une machine non linéaire à induction avec observateur d'état », mémoire de master en génie électrique spécialité automatique, université de m'sila, 2012.

[9] **Monia OUEDER**, « Synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires », thèse de doctorat de l'université de CAEN/BASSE-NORMANDIE spécialité : automatique ; robotique, le 16 juillet 2012.

[10] **DUFOUR Julien et PERON Sylvain**, « Commande non linéaire de la machine asynchrone sans capteur mécanique », rapport de projet, spécialité électronique, école nationale supérieur d'ingénieur de Caen et centre de recherche (ENSICAEN), 2007/2008.

[11] **Ismail HIMDI**, « Observateur et commande de moteurs asynchrones », rapport de projet, spécialité électronique, (ENSICAEN), 2008/2009.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE

Année Universitaire : 2012 / 2013

Proposé et dirigé par : Monsieur : BEDBOUDI Mohamed

Présenté par : OUKAF Elhosseyn

Thème :

« Commande d'une machine asynchrone en présence de défaut statorique »

Résumé :

Le travail présenté dans ce projet concerne l'application d'une technique de la commande par mode glissant à la machine asynchrone en présence de défaut de court-circuit entre spires.

Après présentation de la modélisation de la machine asynchrone, nous avons élaboré le modèle mathématique de la machine en présence de défaut.

Ensuite, une commande par mode glissant a été appliquée à la machine dans le régime sain et dans le cas du régime dégradé (en présence de défaut) afin de compenser infiniment les effets de ce défaut.

Et afin d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique de la machine, on a appliqué la technique de modulation vectorielle SVPWM pour commander l'onduleur de tension.

Enfin pour les paramètres non mesurables on a opté un observateur grand gain.

Mots clés :

Machine Asynchrone, Modèle mathématique, déséquilibre, Commande par mode glissant, onduleur de tension, MLI vectorielle, observateur à grand gain.

N° d'ordre : 074