الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Département : Génie électrique Et Informatique Industrielle

Mémoire de projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en

Filière :
AUTOMATIQUE

Spécialité :

AUTOMATIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

Diagnostique et commande tolérante aux défauts d'un convertisseur statique de puissance alimentant une machine triphasée à courant alternatif

Réalisé par

ABDELKEBIR AISSA

Présent(e) et soutenue publiquement le (06/07/2022)

Composition du Jury :

Président	**M. Zaoui Abdelhalim**	**Professeur**	**ENST**
Promoteur	**M. Dermouche Reda,**	**M.A.A**	**ENST**
Examinateur	**M. Khelouat Samir**	**M.C.B**	**ENST**
Examinateur	**M. NaitSlimani Boukhalfa**	**M.A.A**	**ENST**

Année universitaire 2021 –2022

Dédicace

A mon chère père

A mon cher mer

Qui n'ont jamais cessé de formuler des prières à mon égard de me soutenir de m'épauler pourque je puisse atteindre mes objectifs

A mes frères Ibrahim et Mohamed

A mes sœurs Zakia et Nadia

Pour ses soutiens moral et leurs conseille précieux tout au long de mes études.

a` mon partenaire pour sa compréhension et sa sympathie.

A tout ma famille

A tous mes chers amis, chacun en son nom et à tous

Merci d'être là, de me soutenir et de m'encourager à aller de l'avant, je suis tellement heureusede vous avoir dans ma vie

AISSA ABDELKEBIR

Remerciement

Commençons tous par remercier Dieu de m'avoir donné la force et le courage de faire cette humble œuvre.

J'exprime mon profonde gratitude à mon promoteur, M : ***DERMOUCHE REDA*** *pour ses conseils pour fournir mieux et le suivi lors de la préparation de Ce travail.*

Je remercie le président du membre de jury M ***Zaoui Abdelhalim*** *et les membres : M* ***Khelouat Samir*** *et* ***NaitSlimani Boukhalfa*** *pour l'honneur d'approuver le jugement pour notre travail.*

Nous tenons à remercier sincèrement tous les enseignants du département génie électrique et informatique industrielle, grâce à leurs conseils et à leurs efforts au fil des ans, et pour la qualité de leur éducation.

Table de Matière

List des appréciations

List des figures et des tableaux

Introduction général

Chapitre I : Modélisation du moteur asynchrone et l'onduleur:

I.1 Introduction : 3

I.2 Présentation du moteur asynchrone triphasé 3

I.2.1 Description du MAS a cage 3

I.2.2 Constitution du MAS 3

I.3 Modélisation du moteur asynchrone 4

I.3.1 Hypothèse simplificatrice 4

I.3.2 Modèle triphasé du MAS 4

I.3.3 Equations de la machine asynchrone 5

I.3.4 Transformation de triphasé-biphasé 7

I.3.5 Model biphasé du MAS 9

I.3.6 Choix du référentiel 10

I.3.7 Représentation d'état du MAS 11

I.3.8 Simulation numérique. 12

I.4 Modélisation de l'onduleur de tensions triphasé à trois niveaux 14

I.4.1 Le convertisseur continue-alternatif 14

I.4.2 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux 14

I.4.3 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux 15

I.4.4 Commande de l'onduleur de tension par modulation de largeur d'impulsion. 16

I.4.5 Validation par simulation 17

I.5 Conclusion 19

Chapitre II: Commande vectorielle par orientation de flux rotorique

II.1. Introduction 20

II.2. Principe de la commande vectorielle 20

II.3. Théorie du flux orienté 21
II.4. Différentes méthodes de commande par orientation du flux 22
II.4.1. Méthode directe 23
II.4.2. Méthode indirecte 23
II.5. Commande vectorielle indirect par orientation de flux rotorique 23
II.5.1. Structure d'un schéma de commande par orientation du flux rotorique 23
II.5.2. Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse 24
II.5.3. Simulation et interprétation 25
II.6. Commande vectorielle indirect par orientation de flux rotorique sans capteur de vitesse. 28
II.6.1. principe de l'observateur par mode glissant 28
II.6.2. Synthèse de l'observateur par mode glissant 28
II.6.3. Reconstitution des gains d'observation 29
II.6.4. Reconstitution de la vitesse rotorique 32
II.6.5. Simulation et interprétation. 33
II.7. Conclusion 37
CHAPITRE III: Détection et localisation des defaults des composants de puissance dans L'onduleur
III.1 Introduction 38
III.2 Analyse de l'impact des defaults d'ouverture d'IGBT sur les signaux de diagnostique 38
III.3 Mise en place d'une stratégie de diagnostique 39
III.3.1 Pour un charge RL 39
III.3.1.1 Analyse des default circuit ouvert d'un onduleur trois niveaux a structure NPC sur un charge RL 39
III.3.1.2 Méthode de diagnostic des defaults 41
III.3.1.3 Simulation et interprétation 43
III.3.2 Pour un moteur asynchrone 46
III.3.2.1 Détection de demi-bras défaillant 47

III.3.2.2 Identification de transistor défaillant 48
III.4 Organigramme de la méthode de diagnostique 50
III.5 Comportement de vitesse et de couple électromécanique en présence de défaut. 51
III.6 Conclusion 52

CHAPITRE IV : Commande tolerant aux defauts

IV.1 Introduction 54
IV.2 système de commande tolerante aux defauts 54
IV.2.1 approche passive 54
IV.2.2 approche active 55
IV.3 Différentes topologie tolérante aux défauts 56
IV.3.1 Topologie à trois triac supplémentaire 56
IV.3.2 Topologie à trois bras avec douze thyristors supplémentaire 57
IV.3.3 Topologie à trois bras avec six thyristors supplémentaire 57
IV.4 Régime de reconfiguration FTC (compensation de défaut) 58
IV.4.1 Défaut dans le transistor externe 58
IV.4.1.1 Compensation de la commande MLI 59
IV.4.2 Défaut dans le transistor interne 60
IV.5 Résultats des simulations 62
IV.5.1 Cas de défaut dans le transistor externe 62
IV.5.2 Cas de défaut dans le transistor interne 64
IV.6 Conclusion 67
COCLUSION 68
Anexe
BIBLIOGRAPHIE
RESUME

I. Liste des figures

Figure I-1 : le stator de la machine asynchrone

Figure I-2: rotor a cage d'écureuil

Figure I-3 : représentation schématique des enroulements statorique et rotorique de la machine asynchrone

Figure I-4 transformation de Concordia (a,b,c)-(α,β)

Figure I-5: Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.

Figure I-6 : simulation moteur asynchrone en charge

Figure I-7 : structure de l'onduleur trois niveaux

Figure I-8: les configurations admissibles de l'onduleur

Figure I-9 : Association convertisseur-moteur asynchrone

Figure I-10 : simulation du moteur asynchrone-onduleur en charge

Figure II.1 : analogie entre le moteur asynchrone contrôlé par orientation de flux et le moteur a courant continue à excitation séparé

Figure II.2 : Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).

Figure II.3 : Découplage par compensation

Figure II.4 : Schéma block de la commande vectorielle avec régulation de vitesse

Figure II.5 : simulation de la dynamique de la machine asynchrone à vide commandée par l'orientation de flux rotorique.

Figure II.6 : simulation de la dynamique de la machine asynchrone en charge commandée par l'orientation de flux rotorique

Figure II.7 : Principe de l'observateur mode glissant

Figure II.8 : schéma block de la commande par orientation de flux rotorique par un observateur mode glissant

Figure II.9 : simulation de la commande vectorielle sans capteur en fonctionnement à vide

Figure II.10 : simulation de la commande vectorielle sans capteur en fonctionnement en charge

Figure III.1 : Les courant statorique de phase en mode de fonctionnement normal

Figure (III.2) : Chemins de courant Ia lorsque Sa1 défaut.

Figure(III.3) : forme d'onde des courants de phase en cas de default circuit ouvert pour une charge RL

Figure(III.4) : forme d'onde des résidus en cas de default circuit ouvert pour une charge RL

Figure (III.5) : schéma descriptif du système d'entrainement

Figure(III.6) : forme d'onde des résidus en cas de default circuit ouvert pour un moteur asynchrone

Figure(III.7) : forme d'onde des courants de phase en cas de default circuit ouvert pour un moteur asynchrone

Figure(III.8) : zoom du courant Ia lorsque un défaut apparaitre dans le demi bras supérieur
Figure III.9 : allures de vitesse de rotation et le couple électromagnétique du MAS en présence de défaut
Figure(III.10) : organigramme de détection des défauts
Figure IV.1 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active
Figure IV.2 : topologie de tolérance aux défauts a trois triac supplémentaire
Figure IV.3 : topologie de tolérance aux défauts avec douze thyristors supplémentaire
Figure IV.4 : topologie de tolérance aux défauts avec six thyristors supplémentaire
Figure IV.5 : Tensions de référence nouvelles
Figure IV.7 : La circulation du courant Ia sous condition de défaut.
Figure IV.8 : la tensionV_{a0} pour un défaut dans un des transistors externes (Sa1 ou Sa4)
Figure IV.9 : la tension V_{an} pour un défaut dans un des transistors externes (Sa1 ou Sa4)
Figure IV.10 : le courant I_a pour un défaut dans un des transistors externes (Sa1 ou Sa4)
Figure IV.11 : la tensionV_{a0} pour un défaut dans un des transistors externes (Sa2 ou Sa3)
Figure IV.12 : la tension V_{an} pour un défaut dans un des transistors externes (Sa2 ou Sa3)
Figure IV.13 : le courant I_a pour un défaut dans un des transistors externes (Sa2 ou Sa3).
Figure IV.14 : Vitesse de rotation de la machine asynchrone après reconfiguration
Figure IV.15 : Couple électromagnétique après reconfiguration

II. Liste des tableaux

Tableau I-1 : les configurations admissibles pour l'onduleur a trois niveaux
Tableau III.1 : relation entre Ua0 et les interrupteurs de l'onduleur.
Tableau A.1 : Paramètre du moteur asynchrone.

List des appréciations

NPC	: Neutral Point Clamping
SPT	: Soft Punch Through
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	: Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect-Transistor :
GTO	Gate Turn Off
FTC	: Fault Tolerate Control
FDD	:Fault diagnosis and detection
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion
MAS	: Machine asynchrone
ZVS	: Zéro Voltage Switch
ZIC	: Zéro Current Switch
Vx0	: Tension entre le bras x de l'onduleur et le point milieu « 0 » :
m	Indice de modulation
r	: Taux de modulation
Vref	: Tension de reference
Um	: L'amplitude de la tension de référence
Up	: l'amplitude de la tension de la porteuse
f	: La fréquence de la tension de référence
fp	: La fréquence de la tension de la porteuse
Sxn	: IGBT Numéro n du bras x
Dxn	: diodes Numero n du bras x
DN	: Diodes qui permettent l'obtension du zéro(N= 1,6)
X	: Vecteur d'état
U	: Vecteur d'entrée
Y	: Vecteur de sortie
s,r	: Indices correspondants respectivement à l'enroulement statorique et rotorique
As, Bs, Cs	: Phases de l'enroulement statorique
Ar,Br,Cr	: Phases rotoriques

d,q	: Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant
Θ	: Angle entre l'axe de la phase du premier enroulement statorique et l'axe du rotor
Θs	: Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement statorique et l'axe d
Θr	: Angle entre l'axe de la première phase du rotor et l'axe d
$\mathbf{V_{s,abc}}$	: Tensions des trois phases de l'enroulement statorique
Vr, abc	: Tensions des trois phases de l'enroulement rotoriques
$\mathbf{I_{s,abc}}$	: Courants des trois phases de l'enroulement statorique
$\mathbf{I_{r,ABC}}$	: Courants des trois phases rotoriques
$\mathbf{\Phi_{s,abc}}$	: Flux des trois phases de l'enroulement statoriques
$\mathbf{\Phi_{r,abc}}$	: Flux des trois phases rotoriques.
Ls, Lr	: Inductances de fuite respectivement de l'enroulement statorique et du rotor
Ms, Msr, Mr	: Inductances de fuite mutuelles
Cem	: Couple électromagnétique
J	: Moment d'inertie
P	: Nombre de paires de pôles
$\mathbf{V_{(d,q)s}}$	: Tensions de l'enroulement statorique dans l'axe d,q
$\mathbf{I_{(d,q)s}}$	: Courants de l'enroulement statorique dans l'axe d,q
$\mathbf{I_{(d,q)r}}$	: Courants rotoriques dans l'axe d,q
$\mathbf{\Phi_{(d,q)s}}$	: Flux de l'enroulement statorique dans l'axe d,q
$\mathbf{\Phi_{(d,q)r}}$	: Flux rotorique dans l'axe d,q.
$\mathbf{\Phi_r}$	: Flux rotorique résultant
P (θs)	: Matrice de PARK correspondant à l'enroulement statorique
P (θr)	: Matrice de PARK correspondant au rotor
0	: Point milieu fictif de l'onduleur trois niveaux
$\mathbf{\Omega_{rn}}$	: Vitesse nominale de la machine
$\mathbf{U_c}$	: Tension d'entrée d'un niveau de l'onduleur
Uc1, Uc2	: Tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux
SMO	: sliding mode observer
Imes	: courant mesure
Iest	: courant estimé
Φest	Flux estimé
Φmes	Flux mésuré

INTRODUCTION GÉNÉRAL

La machine asynchrone triphasée associée à un convertisseur statique a joué un rôle très important dans les applications industrielles et ceci grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance qui a permis la conception de convertisseurs de puissance performante. Par ailleurs, les avancées technologiques en électronique numérique ainsi que le développement de processeurs numériques de plus en plus performants (DSP, FPGA....), permettent désormais de mettre en œuvre à moindre coût Les algorithmes de contrôle modernes le plus complexes.

Les commandes avancées des machines asynchrones triphasées exigent l'installation d'un capteur mécanique de vitesse ou de position sur l'arbre du rotor [1]. Ce capteur mécanique peut créer des contraintes qui limitent son utilisation. Rendre parfois impossible, en particulier pour les applications industrielles dans des environnements hostiles, à bord ou avec des structures intégrées. Ces contraintes incluent le coût du capteur, la difficulté de son intégration, sa sensibilité à l'environnement industriel, et aussi la difficulté de la maintenance suite à la défaillance du capteur.

Pour éviter ces limitations, un certain nombre de techniques ont été proposées pour supprimer le capteur mécanique et le remplacer par des algorithmes d'estimation basés sur des mesures des grandeurs électriques fournies au niveau de la machine. Ces algorithmes a pour but de constituer ce que l'on appelle dans la littérature le contrôle sans capteur. Pour les applications industrielles nécessitant un fonctionnement en toute sécurité, le contrôle sans capteurs mécaniques ne réduit pas seulement les coûts d'installation et d'entretien mais offre également une solution de fonctionnement en mode dégradé pour les applications avec capteurs mécaniques en cas de défaillance de ces derniers.

Dans le même cadre d'exigences de sûreté de fonctionnement, en milieu industriel, les systèmes d'entraînement basé sur Les moteurs asynchrone associés à des convertisseurs statiques sont également exposés à des conditions de fonctionnement sévères pouvant conduire à la défaillance de certains blocs de la chaîne. Par conséquent, l'existence de ces défauts peut entraîner un dysfonctionnement, une détérioration des performances et parfois des conséquences catastrophiques par rapport au système, l'être humain et l'environnement. Ces défauts peuvent être mécaniques ou électriques au niveau machine, convertisseur, ou capteur. Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'étude des modes et les effets de la défaillance des composants IGBT d'un convertisseur a structure NPC à trois niveaux alimentant un moteur asynchrone triphasé contrôlé par la commande vectorielle à orientation de flux rotorique de la machine.

Un défaut non détectés et non compensés peut compromettre l'ensemble du système électrique en risque. Par conséquent, afin d'éviter que les défauts ne se propagent à d'autres composants, et d'assurer la continuité de service dans toutes les situations lors de la défaillance d'un des interrupteurs du convertisseur, des méthodes efficaces et rapides de détection et de compensation des défauts doivent être mises en œuvre.

Afin d'améliorer la fiabilité des procédés industriels, assurer leur continuité d'opération et garantir leur performances dans toutes les situations opérationnelles, plusieurs approches de commande tolérante aux défauts (fault tolérant control : FTC) ont été proposées dans la littérature [2]. Leur mise en œuvre nécessite avant tout les informations fournies par le processus de diagnostic (FDD) de l'élément endommagé.

Pour présenter notre travail, nous avons organisé ce document en quatre chapitres :

INTRODUCTION GÉNÉRAL

- Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone à cage. Ainsi que la modélisation et la commande l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC. Pour cela, nous présentons une stratégie de commande de l'onduleur, à savoir la commande triangulo–sinusoïdale à une seule porteuse.
- Le deuxième chapitre présente en premier lieu la technique de commande par orientation de flux et l'implémentation d'un régulateur classique de type PI pour la régulation de la vitesse. Ensuite nous avons présenté une méthode d'observation basée sur la théorie du mode glissant pour commander la machine asynchrone sans capteur mécanique.
- Au troisième chapitre, une synthèse des méthodes de détection et de localisation de défaut d'un IGBT de l'onduleur NPC fondée sur l'analyse des formes d'ondes des courants et les signaux de diagnostique (Les résidu).
- Enfin, au chapitre quatre, nous introduisons la stratégie de reconfiguration et la commande tolérante au défaut en cas de défaut circuit ouvert des transistors de puissance de l'onduleur. Pour cela, nous avons développé deux méthodes de compensation des défauts, la première pour les défauts des transistors internes et la seconde pour les défauts des transistors externes.

Chapitre I :

Modélisation du moteur asynchrone et l'onduleur

I.1 Introduction :

Dans les pays industrialisés, plus de 60 % de la consommation d'énergie électrique est convertie en énergie mécanique grâce à des moteurs électriques. Les moteurs asynchrones ou moteurs à induction sont actuellement considérés comme les moteurs électriques les plus utilisés dans l'industrie en raison de sa durabilité, sa fiabilité et de ses faibles coûts de fabrication et de maintenance. [3].

Dans ce chapitre, nous définissons notre système a étudié constitué d'un moteur asynchrone triphasée a cage d'écureuil alimenté par un convertisseur statique (DC/AC). Après avoir examiné les composants de la machine, procédez à sa modélisation, ce qui est une étape importante dans la compréhension de son fonctionnement. La modélisation du MAS permet l'élaboration de nouvelles lois de commande à partir de plusieurs modèles (selon le choix du référentiel) [4]. Nous finalisons avec la présentation de la conduite de la MAS par un onduleur à structure NPC à trois niveaux où nous présentons le modèle de l'onduleur et la technique de modulation a largeur d'impulsion MLI utilisée pour la commande de l'onduleur.

I.2 Présentation du moteur asynchrone triphasé

I.2.1 Description du MAS a cage

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif composé de deux parties, l'une fixe appeler stator et l'autre mobile appelé rotor. Dans laquelle les vitesses du rotor et du champ magnétique tournant ne sont pas égales en raison du glissement. Le rotor est toujours derrière le champ tournant, et la machine asynchrone est connue comme une machine à induction parce que l'énergie est transférée du stator au rotor ou vice versa par induction électromagnétique.

I.2.2 Constitution du MAS

La machine asynchrone constitué de deux parties principale le premier fixe est appelée stator et le deuxième mobile est appelée rotor.

I.2.2.1 Stator

Le stator dans les machines asynchrone est forme de trois enroulements fixes (phases) décalé entre eux par 120^0 et traverse par trois tensions variables.



Figure I-1 le stator de la machine asynchrone

I.2.2.2 Rotor

Le rotor peut être modélisé avec trois enroulements identiques décalés spatialement de 120°, ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle. Parmi les type existent ya le rotor a cage d'écureuil:

- **Rotor a cage d'écureuil :**

Ce rotor est un cylindre de laminés d'acier, avec un métal très conducteur (généralement en aluminium ou en cuivre) encastré dans sa surface. Lorsqu'un courant alternatif traverse les enroulements du stator, un champ magnétique rotatif est produit.



Figure I-2 rotor a cage d'écureuil

I.3 Modélisation du moteur asynchrone

I.3.1 Hypothèse simplificatrice

Les moteurs asynchrones avec distribution et géométrie des enroulements sont très complexes et doivent être analysés en tenant compte de leur configuration exacte, des hypothèses simplificatrices sont donc nécessaires[5]:

- Supposons que le circuit magnétique soit non saturé et suffisamment feuilleté pour que les pertes dans le fer soient négligeables. La relation entre le flux et le courant doit être linéaire.
- Une densité de courant uniforme est considérée dans la section de base du conducteur, ignorant ainsi l'effet de peau.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont ignorés.
- Les bobinages du stator et du rotor sont à force symétrique et électromotrice. Elle est distribuée de manière sinusoïdale le long du périmètre des deux armatures.
- Seuls les premiers harmoniques de l'espace de distribution MMF de chaque phase du stator et du rotor sont pris en compte.
- Épaisseur d'entrefer uniforme (constante) et auto-inductance constante, qui est une fonction sinusoïdale de l'angle entre les axes d'enroulement du rotor et du stator.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

I.3.2 Modèle triphasé du MAS

La figure 1 montre la structure principale de la machine asynchrone dans le repère (ABC). Ou Les trois axes du stator sont déphasés à un angle de $2\pi/3$ entre eux, ainsi que les axes du rotor.

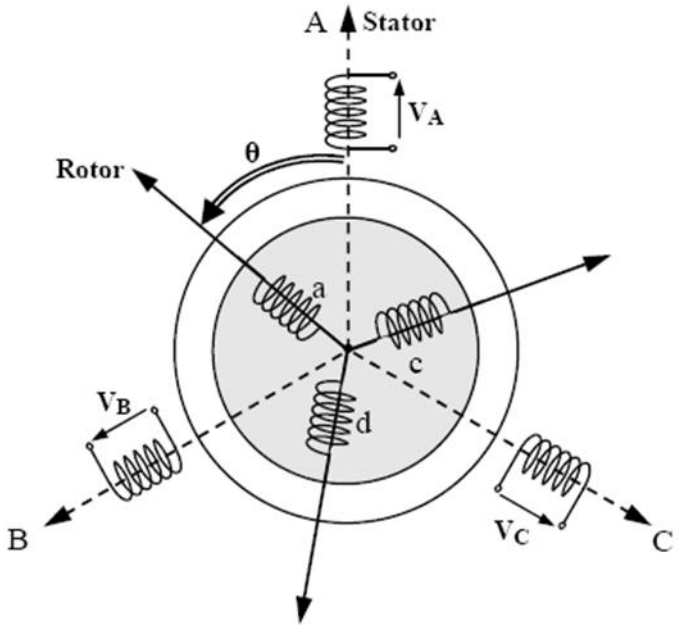


Figure I-3 représentation schématique des enroulements statorique et rotorique de la machine asynchrone

θ : représente l'angle entre la phase sa du stator et la phase ra du rotor.

Avec : ω = dθ /dt

Et ω : est la vitesse électrique de rotation du rotor

I.3.3 Equations de la machine asynchrone

En utilisant la convention signe moteur, et en tenant compte des hypothèses simplificatrices susmentionnées Les expressions générales de la machine exprimées en termes de flux et de courants sont définies comme suit :

I.3.3.1 Equations Electriques

Les équations de tensions de phase Statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine peuvent être écrites comme suit en utilisant les hypothèses ci-dessus et la loi de Faraday :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \dfrac{d}{dt}[\Phi_{abc}] & \text{au stator} \\ 0 = [R_r][i_{ABC}] + \dfrac{d}{dt}[\Phi_{ABC}] & \text{au rotor} \end{cases} \qquad \text{(I.1)}$$

$[V_{abc}] = (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})^t$ et $[V_{ABC}] = (0, 0, 0)^t$: représentent les tensions des trois phases statoriques et rotoriques respectivement.

$[i_{abc}] = (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})^t$ et $[i_{ABC}] = (i_{rA}, i_{rB}, i_{rC})^t$: sont les vecteurs des courants traversant ces phases.

$[\Phi_{abc}]$ = (Φsa,Φsb, Φsc)^t , $[\Phi_{ABC}]$ = (Φ_{rA} , Φ_{rB} , Φ_{rC})^t : correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques et rotoriques.

$[R_s]$, $[R_r]$:les matrices de résistances statorique et rotorique

$$[R_s]=\begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r]=\begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

Dans le cas de l'état équilibré de la machine nous avons :

$R_s = R_{sa} = R_{sb} = R_{sc}$, $R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$

I.3.3.2 Équations magnétiques

Les relations magnétiques linéaires qui relient les fluxes en fonction des courants statorique et rotorique correspondant elle sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_{sr}][i_{ABC}] \\ [\Phi_{ABC}] = [L_{rs}][i_{abc}] + [L_r][i_{ABC}] \end{cases} \quad \text{(I.2)}$$

$$[L_s]=\begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r]=\begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

et

$$[L_{sr}] = M_{sr}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-4\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta-4\pi/3) \\ \cos(\theta-4\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^t$$

l_s , (l_r): Inductance propre d'une phase statorique (rotorique).

Ms (Mr) : inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques).

Lsr : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.

Sous une forme plus explicite, les expressions deviennent :

$$\begin{cases} [V_{abc}\ ] = [R_s][i_{abc}] + [L_s]\dfrac{d}{dt}[i_{abc}] + \dfrac{d}{dt}\{\ [L_{sr}]\ [i_{ABC}]\ \} \\ 0 \quad = [R_r][i_{ABC}] + [L_r]\dfrac{d}{dt}[i_{ABC}] + \dfrac{d}{dt}\{\ [L_{rs}]\ [i_{abc}]\ \} \end{cases} \quad \text{(I. 3)}$$

I.3.3.3 Equations mécaniques

A partir de la loi fondamentale de la dynamique on peut mettre les équations mécaniques sous la forme :

$$J\frac{d\Omega}{dt}+f_v\Omega=\sum C_i=C_{em}-C_r \tag{I.4}$$

Ω : est la vitesse mécanique de rotation du rotor.

J : représente le moment d'inertie de la machine étudiée.

C_{em} : représente le couple moteur (couple électromagnétique développé par la machine).

C_r : représente le couple résistant (couple de charge).

f_V : représente le coefficient de frottement.

Et l'équation de couple électromagnétique donne par :

$$C_{em}=\frac{1}{2}[i]^t\left\{\frac{\partial}{\partial\theta}[L][i]\right\} \tag{I.5}$$

Avec :

$$[i]^t=[i_a,i_b,i_c,i_A,i_B,i_C] \quad \text{et} \quad [L]=\begin{bmatrix}L_s & L_{sr}\\ L_{rs} & L_r\end{bmatrix}$$

Etant donné que les sous matrices Ls et Lr contiennent des termes constants, la forme condensée du couple peut s'écrire comme suit :

$$C_{em}=\frac{1}{2}[i_{abc}]^t\left\{\frac{\partial}{\partial\theta}[L_{sr}][i_{ABC}]\right\} \tag{I.6}$$

Ainsi, on se retrouve avec un système de six équations différentielles et une expression de couple, dont certaines font intervenir la fonction sinusoïdale due au mouvement de rotation du rotor, ce qui conduit à une certaine complexité dans la résolution analytique. Pour pallier cette difficulté, on adopte une transformation dite « Park » qui va transforme le système triphasé vers un système biphasé équivalente.

I.3.4 Transformation de triphasé-biphasé

Les équations des moteurs asynchrones triphasés ce sont des équations différentielles à coefficients variables, ceci rendre l'étude analytique du comportement du système est relativement difficile et prend en compte le grand nombre de variables impliquées dans son modèle. Et pour ça on utilise des transformations, qui permettent de décrire le comportement des machines à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées maintiennent non seulement la puissance instantanée, mais également l'inverse de l'inductance mutuelle. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans une image analogue au système de transformation variable d'une véritable machine. Park et Concordia font partie des transformations utilisées [6].

I.3.4.1 Transformation de Concordia

La transformations de Concordia permet le passage du repère triphasé (a,b,c) vers un repère diphasé (α,β) lié au stator ou la composant direct « α » de ce dernier est confondu a la phase « sa » du stator

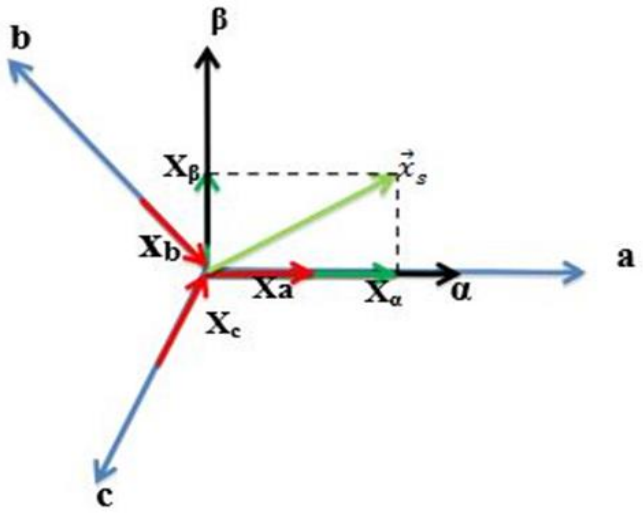


Figure I-4 transformation de Concordia (a,b,c)-(α,β)

Soit [X] un vecteur représente (tension, flux, courant) appliqué aux trois phases statoriques ou rotorique de la machine. $[X]=\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$

Alors :
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{(I.7)}$$

La matrice de passage associé a la transformation de Concordia T est le suivant :

$$T=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Et la transformé inverse défini par la matrice de passage suivante :

$$T^{-1}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

I.3.4.2 La transformation PARK

La transformation PARK correspond simplement au changement de base (triphasé- biphasé) qui permet à une matrice « inductance » d'être diagonalisée. Et d'exprimer le modèle triphasé (a, b, c) de la MAS dans un repère lié au champ tournant (d, q). Avec un composant homopolaire nul.

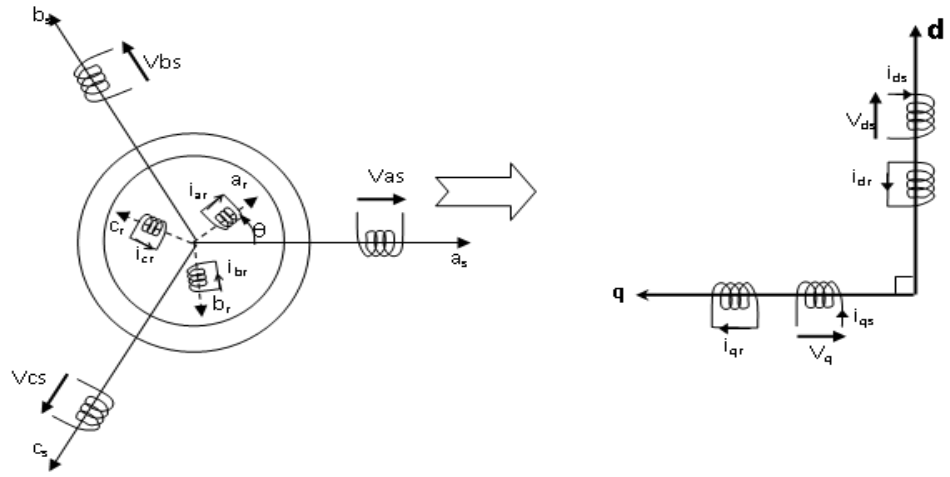


Figure I-5: Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.

Soit [X] un vecteur représente (tension, flux, courant) appliqué aux trois phases statoriques ou rotorique de la machine.

$$[X]=\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = P(\theta)\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \qquad \text{(I.8)}$$

La matrice de changement de base ou matrice de transformation de Park est [P(θ)] définie par :

$$P(\theta)=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}$$

Et sa matrice inverse $[P(\theta)]^{-1}$ et définie comme suit :

$$P^{-1}(\theta)=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & -1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta+2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}$$

I.3.5 Model biphasé du MAS

I.3.5.1 Equations électrique

Dans le repère biphasé d'axe (d,q) lié au champs tournante avec un vitesse angulaire de référence, les équations de tension s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_S i_{ds} + \dfrac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \dfrac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \dfrac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \dfrac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.9)$$

Avec $\omega_s = \dfrac{d\theta_s}{dt}$: la vitesse de rotation du référentiel.

$\omega_r = p\dfrac{d\theta}{dt}$: La vitesse électrique de rotation du rotor.

I.3.5.2 Equations magnétique

A partir des équations (I.2) et (I.8) les relations entre les fluxes et les courants Devient :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_M i_{qs} \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec : Ls, Lr inductances propres cycliques du stator et du rotor respectivement.

Ls = Las – Mas et Lr = Lar – Mar.

LM : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor (LM= 3/2 Msr).

Msr : inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

I.3.5.3 Equations mécanique

L'expression de couple dans le repère de Park devient :

$$C_{em} = \frac{pL_M}{L_r}\left[\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}\right] \quad (I.11)$$

P : et le nombre de pair de pole

I.3.6 Choix du référentiel

On distingue trois types de systèmes de référence, à savoir ceux reliés au stator, au rotor ou au champ tournant. Le choix de l'un varie selon le type de problème à examiner et cela grâce à l'attribution d'une vitesse bien définit au repère. Le référentiel lie au champ tournante est utilisé pour la commande vectorielle avec l'orientation du flux de la MAS, Dans ce qui suite nous allons présenter les équations mathématiques de la MAS lié à ce repère. Pour les deux autres repères (Statorique, rotorique) leurs équations ont présenté en Annexe

I.3.6.1 Référentiel lié au champ tournant

Le modèle est simplifié grâce à des formulaires plus simples. Les valeurs du modèle sont continués, car la pulsation du champ tournante est égale à la pulsation des tensions du stator d'où :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & L_M \frac{d}{dt} & -\omega_s L_M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_M & L_M \frac{d}{dt} \\ L_M \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r) L_M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r) L_r \\ (\omega_s - \omega_r) L_M & L_M \frac{d}{dt} & (\omega_s - \omega_r) L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dS} \\ i_{qS} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{(I.12)}$$

I.3.7 Représentation d'état du MAS

Pour la mise en œuvre de l'observation et du contrôle de la machine asynchrone, il est nécessaire de sélectionner soigneusement un modèle d'état. Le choix du modèle a un lien direct avec les objectifs à atteindre au niveau de la commande

En général, la représentation d'état d'un système est de définir un vecteur d'état X, un vecteur de commande U, et un vecteur de sortie Y. Dans le cas d'une commande sans capteur de vitesse, la vitesse rotorique de la machine est à observer, Les grandeurs magnétiques (flux) de la machine asynchrone sont difficiles d'accès, donc les courants statoriques mesurés peuvent être choisis comme vecteur de sortie [7].

Dans un référentiel lié au champ tournant (d,q), le vecteur d'état du moteur est composé des flux rotoriques des courants statoriques et de la vitesse mécanique, le vecteur de commande est constitué des tensions statoriques et du couple résistant.

Alors :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Omega \end{bmatrix} \qquad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ C_r \end{bmatrix} \qquad Y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

Le modèle d'état de du moteur asynchrone exprimé dans le référentiel lié au champ tournante est donné par :

$$\begin{cases} \dfrac{di_{ds}}{dt} = \dfrac{1}{\sigma L_s}\left[-R_{sm} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \dfrac{L_m}{L_r T_r}\varphi_{dr} + \dfrac{L_m}{L_r}\omega_r \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \dfrac{di_{qs}}{dt} = \dfrac{1}{\sigma L_s}\left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - R_{sm} i_{qs} + \dfrac{L_m}{L_r}\omega_r \varphi_{dr} + \dfrac{L_m}{L_r T_r}\varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \dfrac{d\varphi_{dr}}{dt} = \dfrac{L_m}{T_r} i_{ds} - \dfrac{1}{T_r}\varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ \dfrac{d\varphi_{qr}}{dt} = \dfrac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} - \dfrac{1}{T_r}\varphi_{qr} \\ \dfrac{d}{dt}\Omega_r = \dfrac{1}{J}\left(\dfrac{PL_M}{L_r}(\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - C_r - f\Omega_r \right) \end{cases} \quad \text{(I.13)}$$

Avec : $R_{sm} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}$;

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

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

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

I.3.8 Simulation numérique.

Nous avons simulé la dynamique de la machine alimentée par un réseau triphasé équilibré 220/380 V, f = 50Hz, pour avec un démarrage à vide de la machine asynchrone, suivie d'une application d'un couple résistant entre 0.4 et 0.7s.

Les paramètres sont donnés dans l'annexe A, et les résultats obtenus sont représentés dans la figure (I.6).

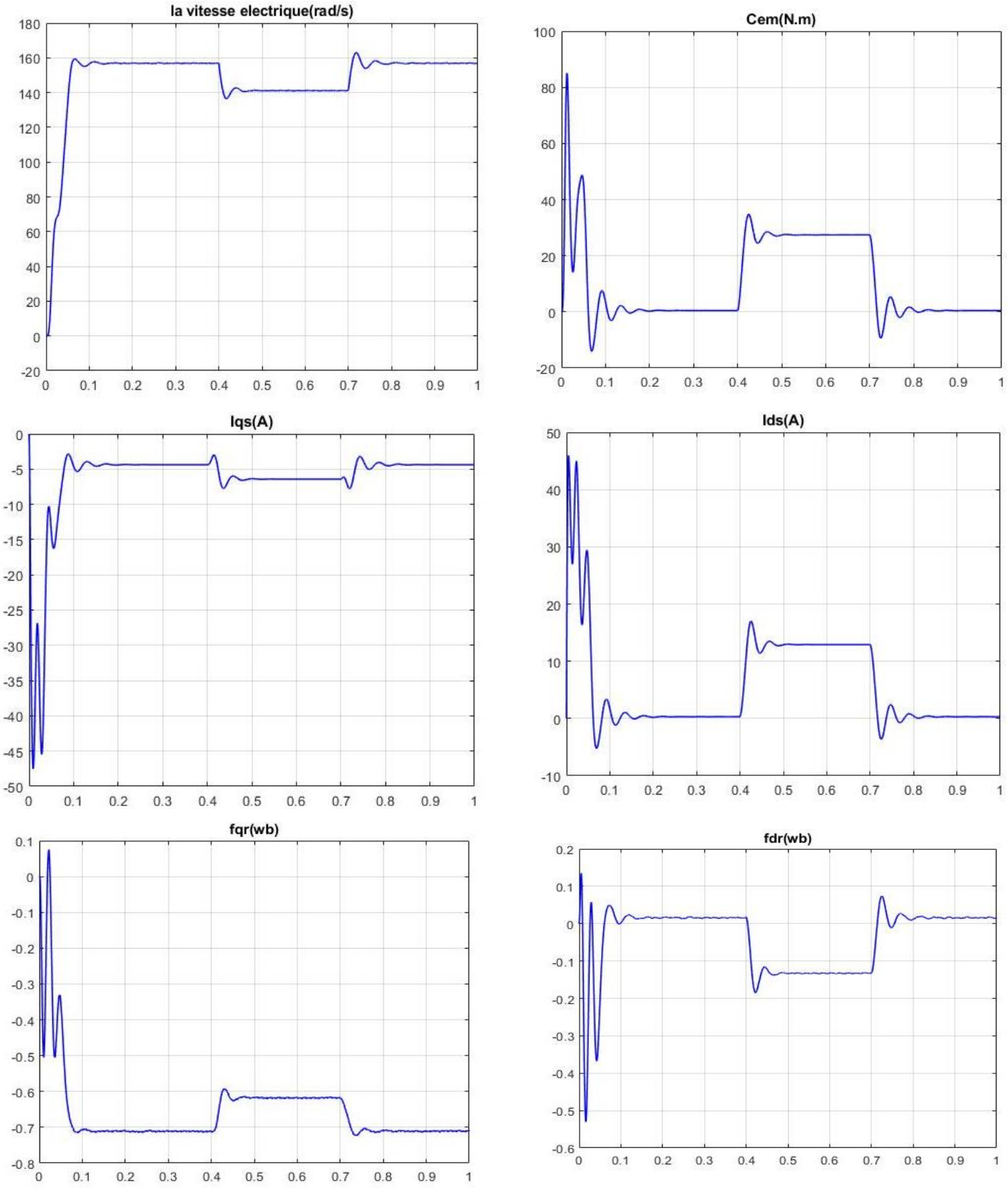


Figure I.6 : simulation moteur asynchrone en charge

- La figure (I.6) montre qu'après un régime transitoire oscillant qui dure 0.2s, toutes les grandeurs se stabilisent. La vitesse de rotation atteint une valeur de 159,92 rd/s, et le couple électromagnétique une valeur maximale de 83N.m en régime transitoire puis se stabilise à la valeur du couple résistant pour compenser les pertes par frottements et ventilation. Le flux rotorique ϕdr se stabilise à -0.095wb.
- Lors de l'application d'un couple résistant, nous remarquons que la machine répond à cette perturbation par une diminution de la vitesse, alors que le couple électromagnétique la compense de manière instantanée. La vitesse de rotation et le courant de phase atteignent les valeurs (140 rad/s et 4.8A), alors que le flux rotorique chute de 0.1wb.

I.4 Modélisation de l'onduleur de tensions triphasé à trois niveaux

I.4.1 Le convertisseur continue-alternatif

Le développement de la régulation à vitesse variable des moteurs asynchrones encourage l'utilisation d'onduleurs multiniveaux. L'augmentation de ces niveaux s'est avérée être la meilleure solution pour un entraînement puissant. Cette structure d'onduleur à plusieurs niveaux est conçue pour réduire l'amplitude des harmoniques produites par l'onduleur [8].

Pour l'application qui nous intéresse (régulation de vitesse), le passage à un onduleur à trois niveaux est raisonnable car il permet d'étendre la plage de puissance et d'obtenir une tension d'entrée maximale quasi sinusoïdale. Par conséquent, le choix d'augmenter le niveau de tension de l'étage continu du convertisseur et de réduire la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs est critique.

I.4.2 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux

L'onduleur de tension triphasé a trois niveaux (figure I-7), constitué de trois bras monophasé identique, chaque bras contient quatre interrupteurs en série , et chaque interrupteur formé par un transistor IGBT en parallèle avec une diode, en plus des interrupteurs les bras de l'onduleur contiennent deux diodes dites : de roue libre a pour but d'assurer la réversibilité des courantes de charge, en plus des bras et ces diodes l'onduleur intègre un diviseur de tension en parallèle à la source de tension continue formé par deux capacités de filtrages égaux (C1 & C2). Ce dernier permet d'obtient deux sources de tension (U_{c1} , U_{c2}) avec le point milieu M.

L'utilisation de l'onduleur a trois niveaux elle est préférée a celui de deux niveaux, puisque dans la structure a plusieurs niveaux la tension générée par ces convertisseurs doivent être très proche à la sinusoïde.

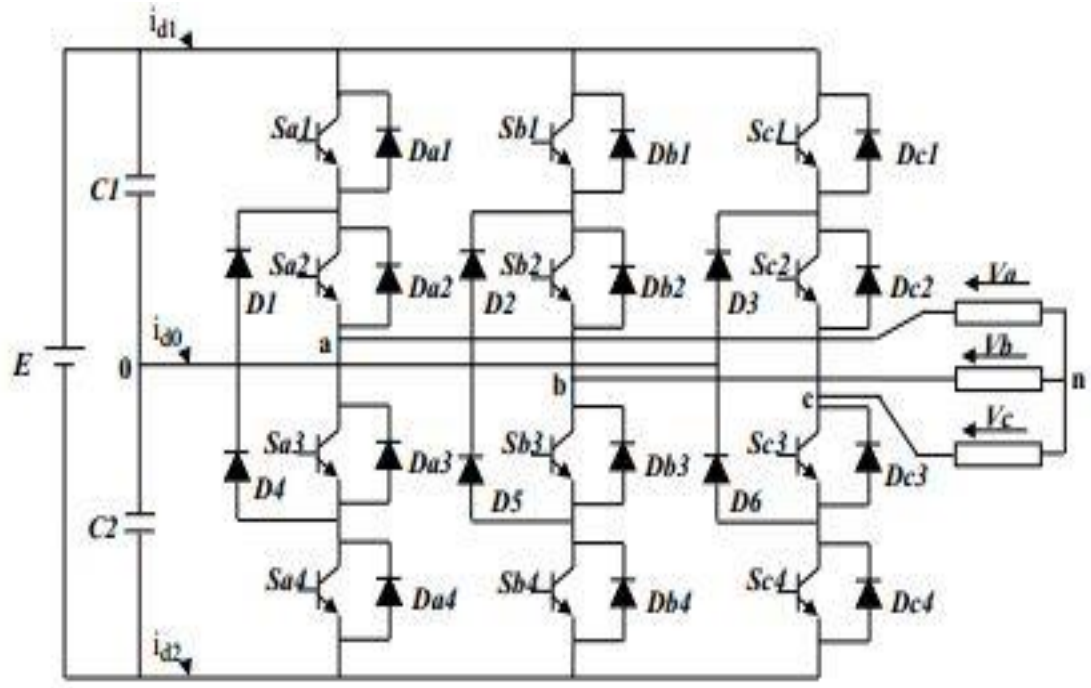


Figure I-7 : structure de l'onduleur trois niveaux

I.4.3 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Dans l'onduleur a trois niveaux on doit étudier un seul bras vu que la similitude des trois bras, et ça nécessite la détermination des valeurs que peut prendre par la tension «Va0 » entre la borne a de la charge et le point neutre « O », cette tension dépend des états des quatre interrupteurs (ouverts ou fermes) du bras.

Parmi 16 configurations possibles, seulement trois (figure I-9) sont mises en œuvre, et les restes sont à éviter en effet de la provoque soit la déconnexion de la charge ou un court-circuit des sources de tension continue.

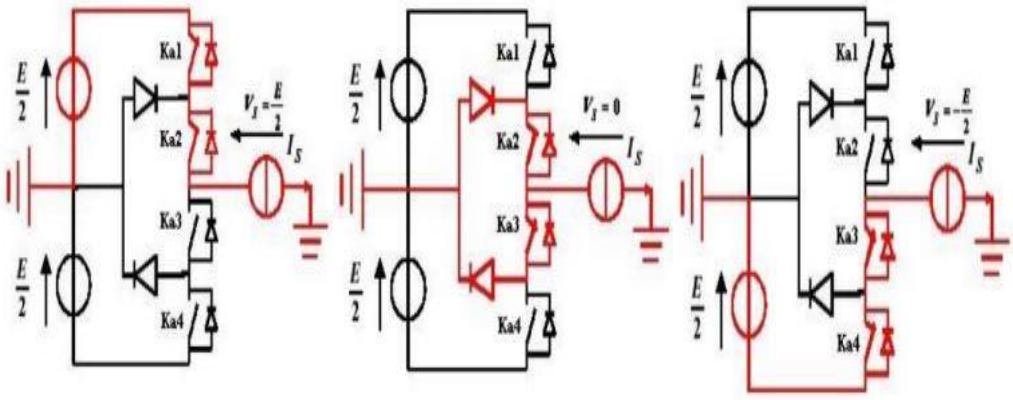


Figure I-8 : les configurations admissibles de l'onduleur

Le Tableau suivante illustre les valeurs de tensions de chaque configuration

Les configurations	Etats des interrupteurs				Valeur de tension
	Sa1	Sa2	Sa3	Sa4	
1	1	1	0	0	E/2
2	0	1	1	0	0
3	0	0	1	1	-E/2

Tableau I-1 : les configurations admissibles pour l'onduleur à trois niveaux

Les tensions de sortie par rapport au point milieu de bus continu Vxm sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} \\ S_{b1}S_{b2} \\ S_{c1}S_{c2} \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} S_{a3}S_{a4} \\ S_{b3}S_{b4} \\ S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} U_{c2} \quad \text{(I.14)}$$

Comme les transistors (Sa1, Sa3) et (Sa2, Sa4) sont commandés d'une façon complémentaire, donc nous avons

$$\begin{cases} S_{a1} = 1 - S_{a3} \\ S_{a2} = 1 - S_{a4} \end{cases} \quad \text{(I.15)}$$

Les différentes tensions simples s'expriment au moyen des fonctions de connexion des demi- bras par le système suivant

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} \\ S_{b1}S_{b2} \\ S_{c1}S_{c2} \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} S_{a3}S_{a4} \\ S_{b3}S_{b4} \\ S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} U_{c2} \right) \quad \text{(I.16)}$$

I.4.4 Commande de l'onduleur de tension par modulation de largeur d'impulsion.

Avec la révolution des semi-conducteurs de pouvoir de commutation très rapide, l'utilisation de convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension PWM est d'un grand intérêt, notamment dans le pilotage des moteurs à courant alternatif, Divers moyens de piloter ces convertisseurs sont décrits dans la littérature. Parmi eux se trouvent deux variantes de commande : PWM sinusoïdal (SPWM : modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale) et PWM vectoriel.

Il est certain que le choix d'une meilleure stratégie de commande de l'onduleur, fournissant une machine asynchrone à trois phases avec une cage, améliore considérablement les performances du système.

I.4.4.1 Commande d'onduleur a MLI triangulo–sinusoïdale.

La technique MLI sinusoïdale est une technique largement utilisée dans l'industrie et a été largement revue dans la littérature.

Le principe de cette technique consiste à combiner un signal de référence (modulation) avec vecteur. Le signal de référence représente l'image sinusoïdale souhaitée pour la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulé en amplitude et en fréquence et est un signal haut fréquence par

rapport au signal de référence lorsque la porteuse définit la vitesse de commutation des commutateurs statiques de l'onduleur [9].

Cette stratégie nécessite le réglage de deux paramètres sont :

- L'indice de modulation **m** égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du modulante.

$$m = f_p / f \tag{I.17}$$

- Le taux de réglage **r** égal au rapport de l'amplitude de référence sur l'amplitude de la porteuse.

$$r = V_m / V_p \tag{I.18}$$

Le principe de cette stratégie consiste à comparer une tension de référence généralement sinusoïdale à une seule signal triangulaire de fréquence f_p et d'amplitude V_p.

Les tensions de référence de la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux sont données respectivement par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{I.19}$$

L'algorithme de commande de cette stratégie pour un onduleur à trois niveaux s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \left(|V_{refk}| \leq U_P\right) \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \\ \left(|V_{refk}| > U_P\right) et \left(V_{ref} > 0\right) \Rightarrow B_{K1} = B_{K2} = 1 \\ \left(|V_{refk}| > U_P\right) et \left(V_{ref} < 0\right) \Rightarrow B_{K1} = B_{K2} = 0 \end{cases} \tag{I.20}$$

I.4.5 Validation par simulation

Afin de voir le fonctionnement de notre onduleur, ainsi que le comportement dynamique de l'ensemble onduleur-moteur, les tests de simulation suivants sont effectués pour m=30, r=0.95 :

- démarrage à vide de la machine asynchrone suivie d'une application d'un couple résistant entre 0.4 et 0.7s,

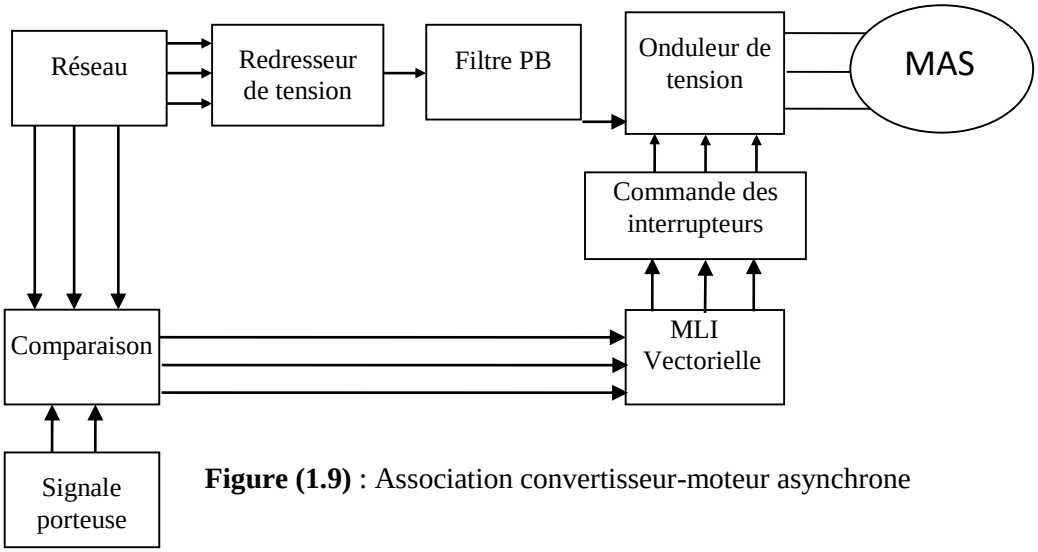


Figure (1.9) : Association convertisseur-moteur asynchrone

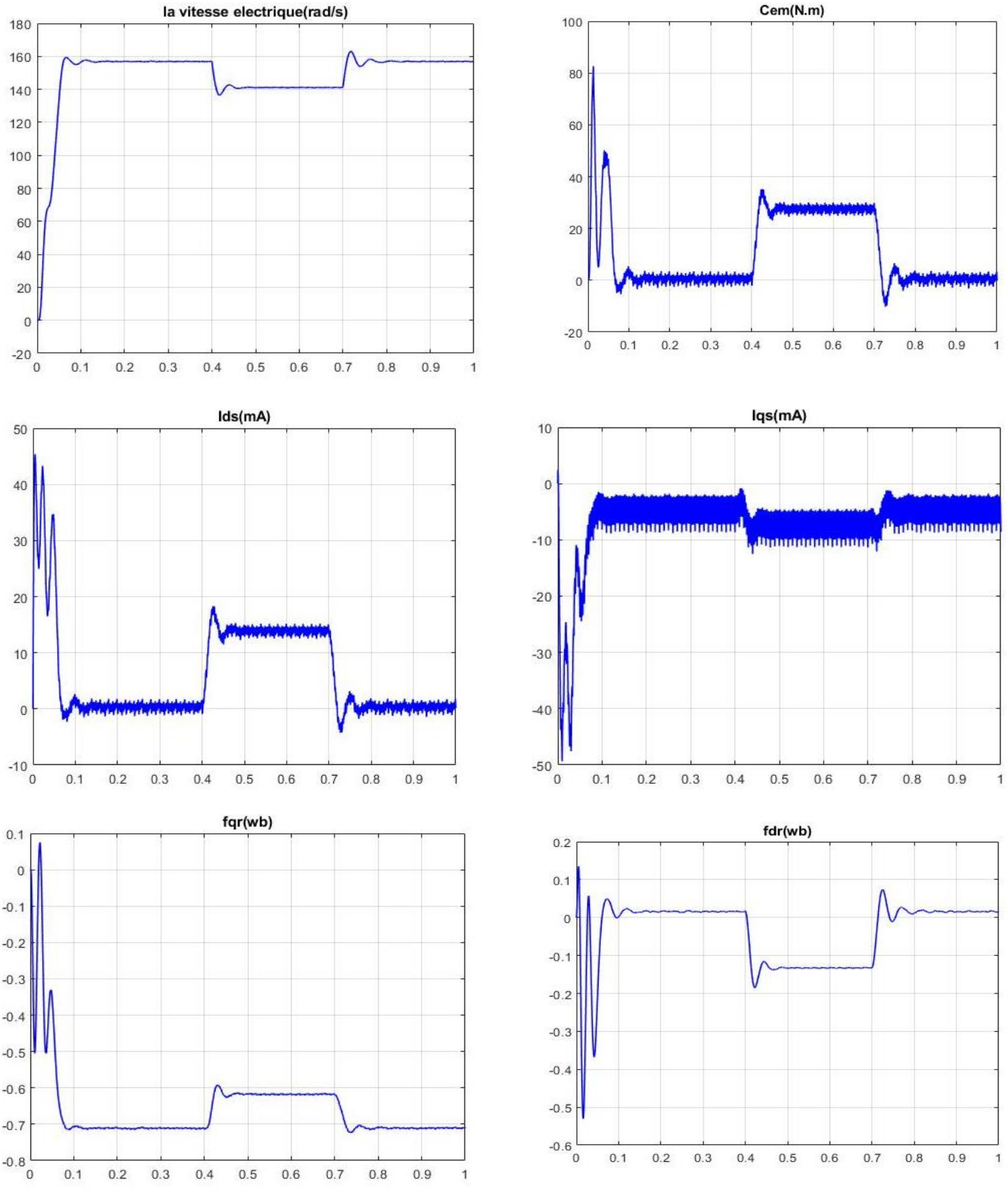


Figure I.10 : simulation du moteur asynchrone-onduleur en charge

La figure (I.10) représentent la simulation numérique de l'association machine asynchrone-onduleur de tension contrôlé en tension, à laquelle on a appliqué les mêmes types

d'essais que précédemment. Elles montrent que le comportement de la machine reste identique à celui obtenue dans le cas d'une alimentation sinusoïdale avec néanmoins des oscillations sur le couple et le courant due à la commutation des interrupteurs.

I.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé alimenté en tension et le modèle de Park (biphasée) équivalent. Ensuite, nous avons établi le modèle de la machine asynchrone alimenté par un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC commandé en tension par la technique MLI triangulo–sinusoïdale a fin d'amélioré la tension d'entrée. Cette modélisation à permit de mettre en évidence le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique, ainsi que la non-linéarité qui caractérise ce type de moteur. Pour obtenir de meilleures performances dynamiques en boucle fermée, il est recommandé d'adjoindre une commande dite : la commande à flux orienté qui fera l'objet du chapitre suivant.

CHPITRE II :

Commande vectorielle par orientation de flux Rotorique

II.1. Introduction

Pendant des décennies, l'algorithme de contrôle le plus populaire a été le contrôle vectoriel "FOC" (Field Oriented Control) introduit par Kovacs en 1959 et adopté par Blaschke dix ans plus tard en 1972. Depuis, ce type de régulation a connu un développement important, permettant au pilotage des moteurs asynchrones de connaître la rotation réelle.

Les techniques de contrôle vectoriel mises en œuvre par microprocesseur permettent d'utiliser des moteurs asynchrones dans des applications hautes performances où les moteurs à courant continu été les seuls gagnants. De plus, l'idée de base de ce contrôle est de faire en sorte que le moteur asynchrone se comporte de la même manière que le moteur à courant continu à excitation séparée, en rendant le vecteur flux orthogonal au couple, d'où le nom de cette méthode de contrôle : " Field Oriented Control ".

La mise en œuvre de la structure de commande du moteur nécessite la connaissance non seulement des courants du stator mais aussi la vitesse de rotation du moteur. L'utilisation de capteurs mécaniques ajoute des coûts et de la complexité, et réduire la fiabilité fonctionnelle du système. A cet effet le contrôle sans capteur de vitesse est devenu un point chaud dans les Recherche académique[10].

L'observateur est un système dynamique et peut être appelé un capteur logiciel qui donne une estimation ou une reconstruction en temps réel de l'état du système basé sur la connaissance préalable du système et les Mesures disponibles. Il permet de suivre l'évolution de l'état interne du système[11].

Nous présentons dans la première partie de ce chapitre, la commande vectorielle par orientation de flux avec capteur de vitesse. Ensuite, nous étudions la stratégie d'observation de la vitesse mécanique de la machine basée sur la théorie de mode glissante. Finalement, nous allons terminer ce chapitre avec la validation par simulation de la commande sans capteur en mode de fonctionnement normal.

II.2. Principe de la commande vectorielle

Il est connu d'après les principes de l'électromagnétisme qu'un courant traversant un conducteur et placé dans un champ magnétique subira une force égale au produit vectoriel du vecteur courant et du vecteur champ magnétique. Par conséquent, il est clair que pour obtenir l'amplitude de force maximale à un courant et une intensité de champ donnés, les deux vecteurs doivent être orthogonaux. Dans ce cas, afin d'obtenir le mode de fonctionnement souhaité, Cette propriété peut être utilisée pour les moteurs en optimisant le positionnement des vecteurs courant et flux.

Dans le cas des moteurs à courant continu, ce principe s'applique naturellement, contrairement aux moteurs asynchrones. Ainsi, dans le cas de ces machines, la technique du Flux Orienté permet d'orienter ces deux grandeurs en plaçant leurs repères (d-q) de manière à ce que l'axe (od) coïncide avec le vecteur de flux à orienter, rotor, stator ou entrefer selon l'objectif de contrôle recherché[12]. Par conséquent, le comportement dynamique final du moteur asynchrone devient similaire à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée représenté sur la figure (II.1).

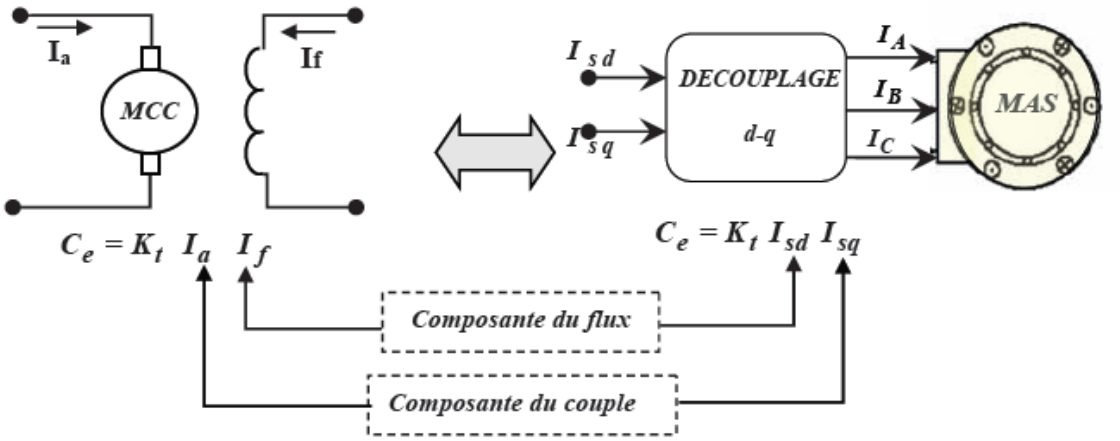


Figure II.1 : analogie entre le moteur asynchrone contrôlé par orientation de flux et le moteur a courant continue à excitation séparé

II.3. Théorie du flux orienté

L'idée de base de telles commandes est de s'assurer que la direction de l'axe de référence "d" est choisie de manière à s'aligner avec la direction du flux à orienter ; rotor, stator ou entrefer (selon le cas).

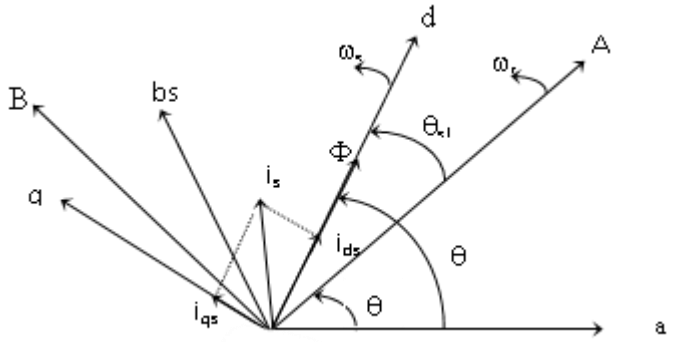


Figure II.2 : Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).

Le flux Φ a contrôlé peut-être, rotorique, statorique ou le flux d'entrefer suivant le type de commande vectorielle à réaliser et qui est régit par les conditions suivantes :

- Cas du flux rotorique:

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad ; \quad \Phi_{qr} = 0 \tag{II.1}$$

- Cas du flux statorique:

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \quad ; \quad \Phi_{qs} = 0 \tag{II.2}$$

- Cas du flux d'entrefer:

$$\Phi_{dg} = \Phi_g \quad ; \quad \Phi_{qg} = 0 \tag{II.3}$$

L'avantage de la technique de direction de flux est que vous vous retrouvez avec un variateur de vitesse où le flux et le couple sont contrôlés séparément par les composants du courant du stator (ids et iqs). Ces deux composants peuvent également être commandés indépendamment en agissant sur les tensions Vds et Vqs données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \dfrac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \dfrac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad \text{(II.4)}$$

En pratique, la commande vectorielle avec direction de flux rotorique est la technique la plus couramment utilisée car elle est décrite par un modèle très simple par rapport à celles basées sur la direction de flux stator ou entrefer, notamment du point de vue du couplage. Abondamment détaillé dans plusieurs ouvrages [13] [14].

En effet, en considérant les conditions d'orientation du flux rotorique cité précédentes, $\phi_{qr} = 0$ et $\phi_{dr} = \phi_r$, et en les introduisant dans le modèle (I.16) de la machine asynchrone à cage, nous aboutissons au système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \dfrac{di_{ds}}{dt} = \dfrac{1}{\sigma L_s}\left(-R_s i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \dfrac{L_M}{L_r}\Phi_r + V_{ds} \right) \\ \dfrac{di_{qs}}{dt} = \dfrac{1}{\sigma L_s}\left(-R_s i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \dfrac{L_M}{L_r}\omega_s \Phi_r + V_{qs} \right) \\ L_M i_{ds} = \Phi_r + T_r \dfrac{d\Phi_r}{dt} \\ \omega_s = \omega_r + \dfrac{L_M i_{qs}}{T_r \Phi_r} \\ i_{qs} = \dfrac{L_r Cem}{p L_M \phi_r} \\ J \dfrac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = C_{em} - C_r \end{cases} \quad \text{(II.5)}$$

L'équation (II.5) montre clairement que le flux rotorique et le couple électromagnétique peuvent être influencés indépendamment par les composantes du courant statorique ids et iqs, respectivement, ce qui peut être obtenu en maintenant le flux Φr constant.

II.4. Différentes méthodes de commande par orientation du flux

Il existe deux approches pour la détermination de la vitesse du flux à orienter ws, ainsi que son amplitude Φr :

II.4.1. Méthode directe

La méthode a commandé la pulsation de glissement afin de pouvoir rendre l'axe d de l'axe de référence (d-q) avec le vecteur flux rotor en parallèle. Par conséquent, nous n'avons pas besoin de connaître l'amplitude du flux, mais seulement sa position (calculée à partir d'une grandeur de référence (couple et flux) et de la vitesse de rotation mesurée) [15].

II.4.2. Méthode indirecte

Dans cette partie on doit introduire la commande par orientation de flux qui permet de découpler le modèle de la machine asynchrone, on premier lieu on va utiliser un capteur de vitesse pour faire la régulation, après on doit remplacer le capteur mécanique de vitesse par un observateur mode glissant, ce dernier permit d'estimer la vitesse électrique du rotor ainsi que les deux composant de flux [15].

II.5. Commande vectorielle indirect par orientation de flux rotorique

Dans cette partie on doit introduire la commande par orientation de flux qui permet de découpler le modèle de la machine asynchrone, on premier lieu on va utiliser un capteur de vitesse pour faire la régulation, après on doit remplacer le capteur mécanique de vitesse par un observateur mode glissant, ce dernier permit d'estimer la vitesse électrique du rotor ainsi que les deux composant de flux.

II.5.1. Structure d'un schéma de commande par orientation du flux rotorique

C'est on considère le couple et le flux comme entrées de la commande on peut écrire l'équation (II.4) comme suit :

$$\begin{cases} I_{ds}^{*} = \dfrac{1}{L_m}\left(T_r \dfrac{d}{dt}\varphi_{r\,ref} + \varphi_{r\,ref}\right) \\ I_{qs}^{*} = \dfrac{L_r}{pL_m}\dfrac{C_{em}}{\varphi_{r\,ref}} \\ \omega_s = \omega_r + \dfrac{L_m}{T_r}\dfrac{I_{qs}}{\varphi_{r\,ref}} \\ V_{ds} = R_{sm} I_{ds} + \sigma L_s \dfrac{dI_{ds}}{dt} + \left(\dfrac{L_m}{L_r}\right)\dfrac{d\varphi_{r\,ref}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_{sm} I_{qs} + \sigma L_s \dfrac{dI_{qs}}{dt} + \omega_r \dfrac{L_m}{L_r}\varphi_{r\,ref} + \sigma L_s I_{ds}\,\omega_s \end{cases} \quad \text{(II.6)}$$

Les expressions obtenues dans l'équation (II.6) peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des moteurs asynchrones alimentés en tension mais Vds, Vqs est influent à la fois sur isd et Isa et donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage.

Le découplage désiré est obtenu à l'aide des régulateurs PI permettant de générer deux signaux Vds1, Vqs1 et ces deux derniers permettent l'obtention des signaux de commandes en ajoutant deux termes de compensation (eds, eqs)[16].

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{sm} I_{ds} + \sigma L_s \dfrac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_{sm} I_{qs} + \sigma L \\ e_{ds} = (\dfrac{L_m}{L_r}) \dfrac{d\varphi_{r\,ref}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ e_{qs} = +\omega_r \dfrac{L_m}{L_r} \varphi_{r\,ref} + \sigma L_s I_{ds}\, \omega_s \\ V_{ds} = V_{ds1} + e_{ds} \\ V_{qs} = V_{qs1} + e_{qs} \end{cases} \quad \text{(II.7)}$$

La figure (II.3) montre la procédure de découplage :

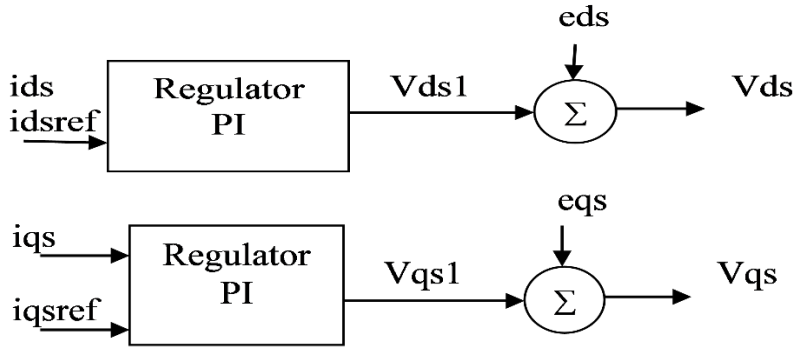


Figure II.3 Découplage par compensation

II.5.2. Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse

Si le réglage de la vitesse est considéré .le couple de référence est obtenu par un régulateur proportionnel intégral (P. I) qui traite le signal d'erreur entre la vitesse de référence et la valeur mesurée [voir l'annexe B].Cependant, le flux de référence est o

btenu à partir d'un bloc dit de défluxage, qui agit pour réduire le flux dans la machine lors d'un fonctionnement au-dessus de la vitesse nominale.et pour réduire le flux dans la machine. Pendant un fonctionnement supérieur à la vitesse nominale, et à des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominal selon la relation :

$$\Phi_{rref} = \begin{cases} \Phi_{nom} & \text{si} \quad |\Omega_r| \le \Omega_{nom} \\ \Phi_{nom} \cdot \dfrac{\Omega_{nom}}{\Omega_r} & \text{si} \quad |\Omega_r| > \Omega_{nom} \end{cases} \quad \text{(II.8)}$$

Le schéma block associé à la commande par orientation de flux rotorique est présenté dans la figure (II.4) :

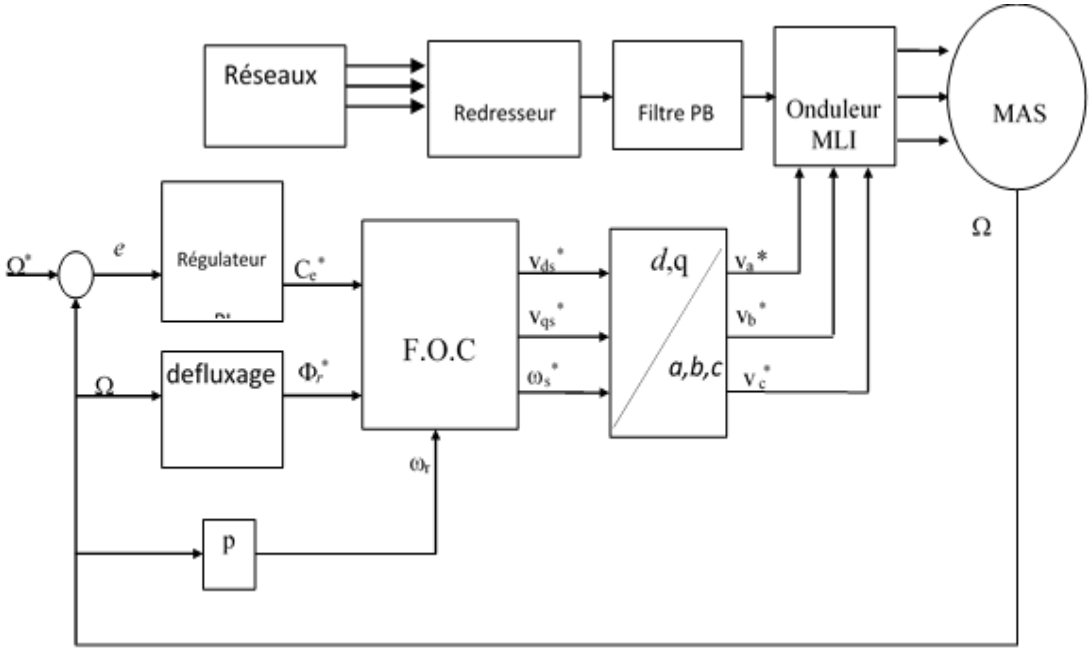


Figure II.4 : Schéma block de la commande vectorielle avec régulation de vitesse

II.5.3. Simulation et interprétation

La dynamique de cette commande avec orientation de flux rotorique est observée A flux constant avec une référence de vitesse Ω_{ref} =100 rd/s au départ puis Ω_{ref} =120 rd/s après 1.4s, et un flux rotorique Φ_{ref} =1wb, effectué pour les deux types de fonctionnements suivants :

a-Démarrage à vide de la machine asynchrone (Fig II.5).

b- Et démarrage à vide de la machine asynchrone, suivi d'une application d'un couple de charge de 10 N.m entre 0.4s et 0.8s (Fig II.6).

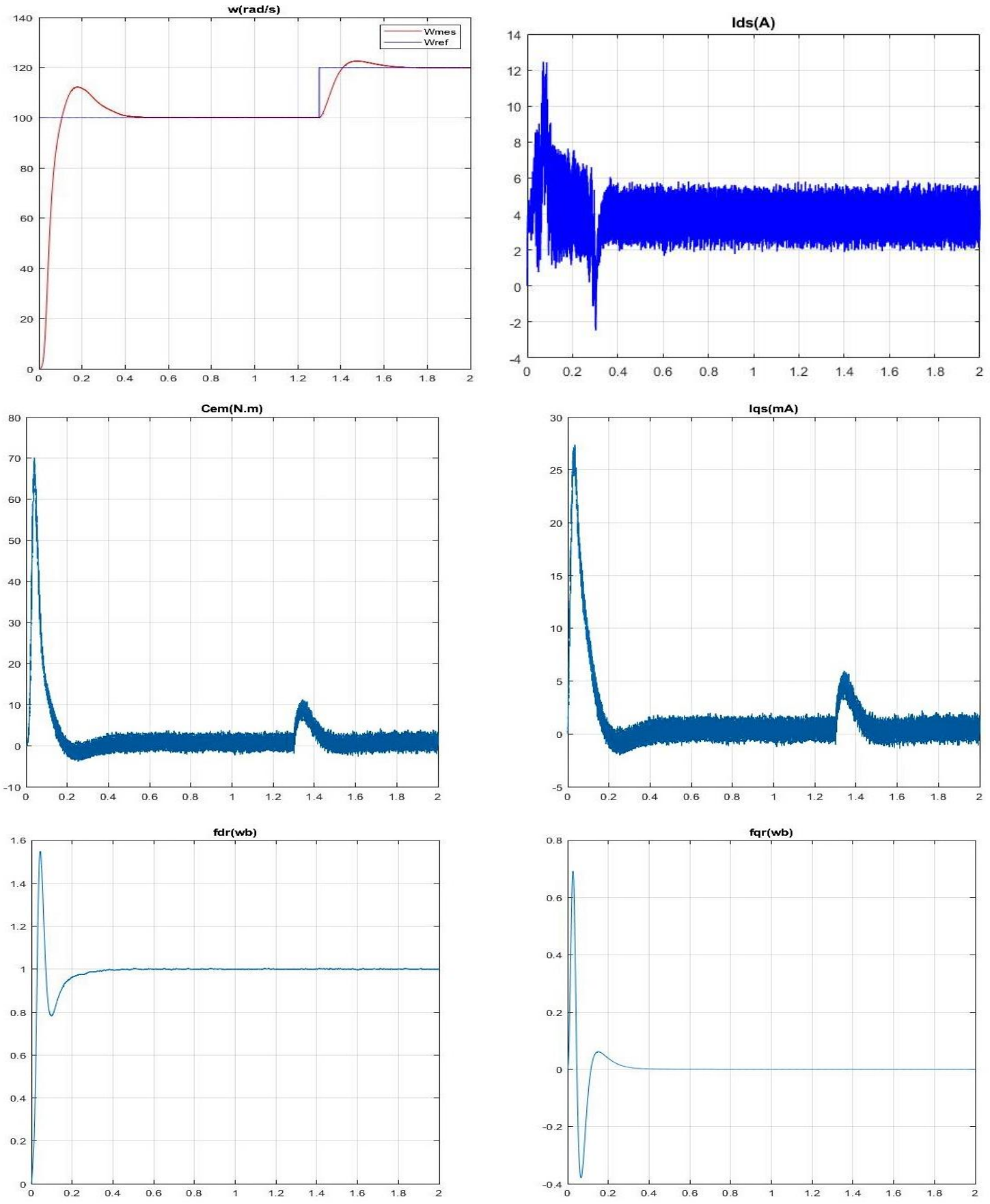


Figure II.5 : simulation de la dynamique de la machine asynchrone à vide commandée par l'orientation de flux rotorique.

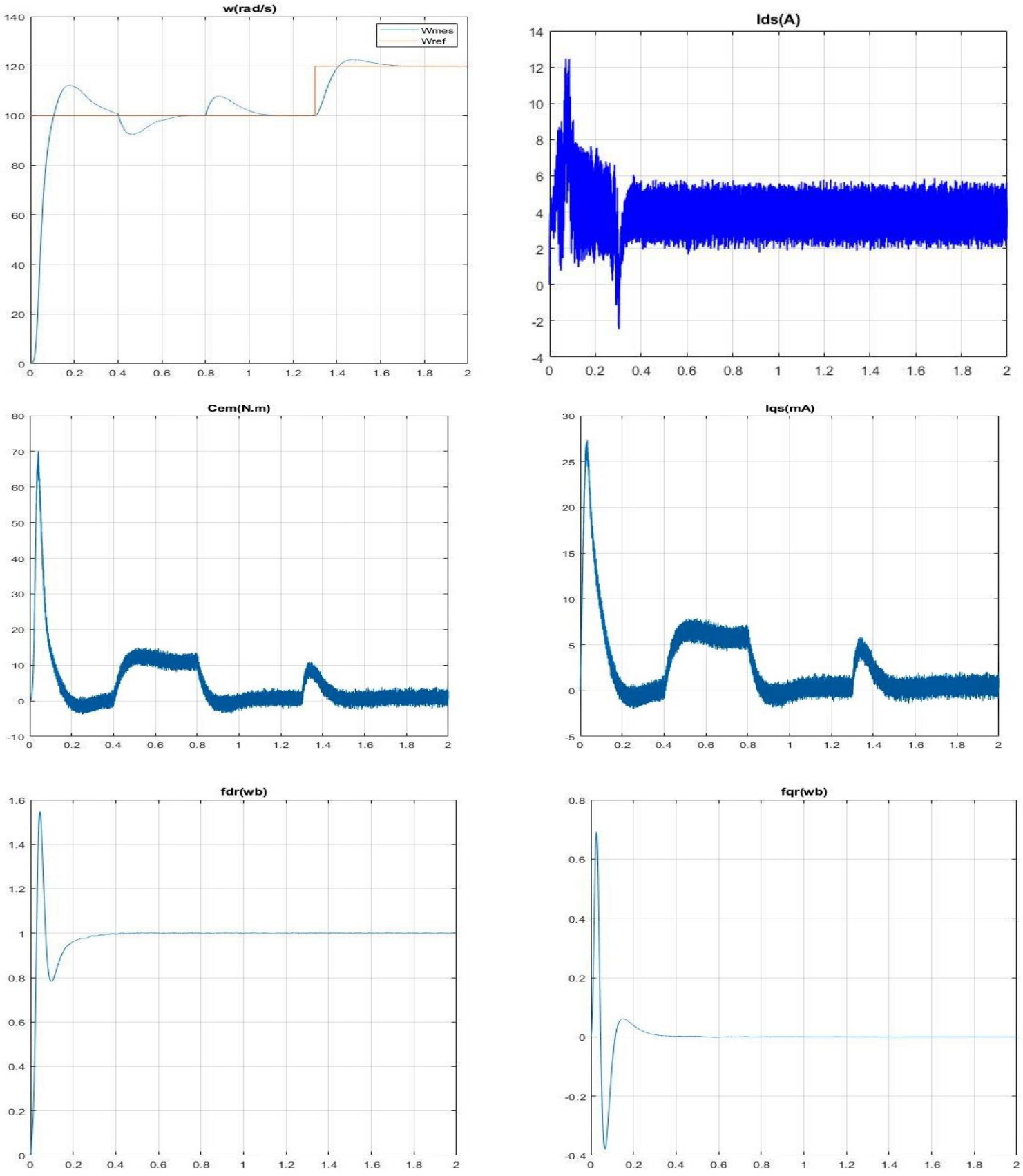


Figure II.6 : simulation de la dynamique de la machine asynchrone en charge commandée par l'orientation de flux rotorique.

Á partir des résultats de la figure (II.5), il est clair que la commande vectorielle est mise en évidence par l'annulation de la composante en quadrature en régime établi, et pour le flux Φ_{dr} =1wb. La vitesse suit avec dépassement sa valeur de référence avec un temps de réponse égale à 0.38s.

Nous remarquons aussi, la robustesse de ce système vis-à-vis des perturbations du couple de charge avec un temps de rétablissement égale à 0.6 s. En effet, cette perturbation n'influe en aucun cas sur l'allure du flux rotorique et ses deux composantes. La vitesse par contre diminue (Fig II.6).

II.6. Commande vectorielle indirect par orientation de flux rotorique sans capteur de vitesse.

II.6.1. principe de l'observateur par mode glissant

L'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut pas mesurer, par des méthodes basées sur le modèle, tous les observateurs utilisent le même principe qui consiste à estimer les variables d'état à l'aide des termes de correction, ces derniers faits la différence entre les observateurs.

L'observateur en mode glissant ne fait aucune supposition à propos des bruits et des erreurs provenant de différentes sources. Il utilise une fonction de signe simple pour déterminer si l'état et le vecteur de mesure sont rapprochés. Le concept de gain d'observation est aussi utilisé pour pondérer cette fonction de signe en fonction de la dynamique des quantités observées et de la qualité de la mesure [17] figure(II.7).

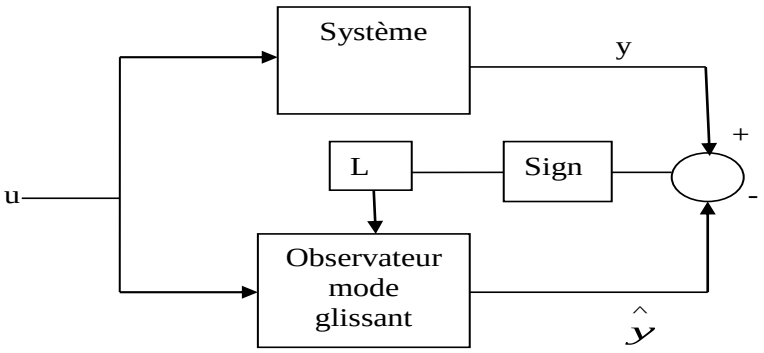


Figure II.7 : Principe de l'observateur mode glissant

II.6.2. Synthèse de l'observateur par mode glissant

Les observateurs sont représentés sous la forme d'état nonlineare suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u + L(y, \hat{y}) \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \quad \text{(II.9)}$$

Il s'agit d'une copie du modèle de système plus un terme de correction dépend des sorties estime et mesurer pour assurer la Convergence des estimateurs et des mesures. Pour obtenir la structure

de l'observateur en mode glissant, nous combinons les concepts de base de l'observateur (estimation + correction et gain) et de la méthode de contrôle en mode glissant (surface de commutation + fonction "signe"). Son modèle est donné par le système (II.5), dont les vecteurs d'observation incluent les quatre premières variables d'état de la machine (courant du stator et flux du rotor).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} \\ \dot{\varphi}_{\alpha r} \\ \dot{\varphi}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{K}{T_r} & Kw_r \\ 0 & -\lambda & -Kw_r & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -w_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & w_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad \text{(II.10)}$$

Avec : $$\lambda = \frac{R_s L_r T_r + L_m^2}{T_r (L_r L_s - L_m^2)}, \qquad K = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r},$$

Le modèle d'observation est explicitement exprimé dans le référentiel lié au stator. La vitesse rotorique à cause de cout de capteur mécanique, et le flux rotorique sont les grandeurs à observer. Les tensions du stator sont fournies par la commande appliquée, tandis que les courants du stator sont mesurés par deux capteurs de courant. Le modèle est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{\alpha s} \\ \dot{\hat{i}}_{\beta s} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{\alpha s} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{K}{T_r} & K\hat{w}_r \\ 0 & -\lambda & -K\hat{w}_r & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\hat{w}_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \hat{w}_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \hat{\varphi}_{\alpha r} \\ \hat{\varphi}_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \\ L_{31} & L_{32} \\ L_{41} & L_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \quad \text{(II.11)}$$

Avec :

$$I_s = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sign(s_1) \\ sign(s_2) \end{bmatrix}, \quad e_1 = i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}, e_2 = i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}$$

II.6.3. Reconstitution des gains d'observation

Pour déterminé les gains d'observation des courante statorique et de flux rotorique comme il a traité dans [2], on considère au premier lieu que la vitesse est obtenu à l'aide d'un capteur mécanique, alors la dynamique des erreurs est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha s} - \dot{\hat{i}}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} - \dot{\hat{i}}_{\beta s} \\ \dot{\varphi}_{\alpha r} - \dot{\hat{\varphi}}_{\alpha r} \\ \dot{\varphi}_{\beta r} - \dot{\hat{\varphi}}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} e_3 + K w_r e_4 \\ \frac{K}{T_r} e_4 - K w_r e_3 \\ \frac{1}{T_r} e_3 - w_r e_4 \\ \frac{1}{T_r} e_4 - w_r e_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \\ L_{31} & L_{32} \\ L_{41} & L_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.12)}$$

On choisit la fonction de lyapunov V comme suit : $V = \frac{1}{2} S^t S$

Tel que S est la surface de glissement sera définie comme suit : $S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$

Avec Z est un matrice régulier (S=0 alors $e_1 = 0, e_2 = 0$)

La condition d'attractivité devient : $\dot{V} = S^t \dot{S} < 0$

Alors :

$$\dot{V} = S^t Z \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} + S^t \dot{Z} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \qquad \text{(II.13)}$$

En remplace $\dot{e}_1$, $\dot{e}_2$ par leur expression on obtient :

$$\dot{V} = S^t Z \left[\begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & K w_r \\ -K w_r & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \right] + S^t \dot{Z} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \qquad \text{(II.14)}$$

En supposant que :

$$Z^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & K w_r \\ -K w_r & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} = Z^{-1} \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \end{bmatrix}$$

Avec : q_1, q_2 sont des constant positives.

Sachant que la vitesse est un variable lente alors $\dot{Z}$ est proche de zéro, le dérivé de la fonction de lyapunov devient :

$$\dot{V} = S^t \left[\begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \gamma_1 I_{s1} \\ \gamma_2 I_{s2} \end{bmatrix} \right] \quad \text{(II.15)}$$

La condition de stabilité devient :

$$\begin{cases} s_1(e_3 - \gamma_1 sign(s_1)) < 0 \\ s_2(e_4 - \gamma_2 sign(s_2)) < 0 \end{cases} \quad \text{(II.16)}$$

Si on choisissant γ_1, γ_2 supérieurs a la valeur absolu des erreurs e_3, e_4 respectivement, après un temps fini nous obtenons une convergence vers la surface S, ce qui produit un glissement et par conséquent $\dot{S} = 0$ en d'autre terme $\hat{i}_{s\alpha}$ converge vers $i_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$ converge vers $i_{s\beta}$.

Le glissement sur la surface S va assurer une dynamique nulle pour l'erreur en courant ce qui permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = Z^{-1} \left[\begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \right] \quad \text{(II.17)}$$

Alors le vecteur signe sera donné par

$$signe(S) = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_3}{\gamma_1} \\ \frac{e_4}{\gamma_2} \end{bmatrix} \quad \text{(II.18)}$$

Apres un temps fini et a partir l'équation (II.11) la dynamique de l'erreur en flux se réduit a :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} L_{31} & L_{32} \\ L_{41} & L_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \quad \text{(II.19)}$$

En remplaçant sign (S) par leur expression on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} L_{31} & L_{32} \\ L_{41} & L_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\gamma_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\gamma_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \quad \text{(II.20)}$$

Pour une convergence d'erreur de flux d'une façon expontielle nous choisissant :

$$\begin{bmatrix} L_{31} & L_{32} \\ L_{41} & L_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix} \quad \text{(II.21)}$$

q_1, q_2 Sont des constantes positives.

Et cela réduit la dynamique de l'erreur en flux a :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -q_1 e_3 \\ \dot{e}_4 = -q_2 e_4 \end{cases} \tag{II.22}$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \\ L_{31} & L_{32} \\ L_{41} & L_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r}\gamma_1 & K\gamma_2 w_r \gamma_2 \\ -K\gamma_1 w_r & \frac{K}{T_r}\gamma_2 \\ q_1\gamma_1 & 0 \\ 0 & q_2\gamma_2 \end{bmatrix} \tag{II.23}$$

II.6.4. Reconstitution de la vitesse rotorique

A partir du modèle du moteur (II.) et d'observateur (), et en prend que le modèle d'observateur utilise la vitesse estimé la dynamique d'erreur sera d'écrit par :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} e_3 + K w_r e_4 + K\Delta w_r \hat{\varphi}_{\beta r} \\ \frac{K}{T_r} e_4 + K w_r e_3 - K\Delta w_r \hat{\varphi}_{\alpha r} \\ \frac{1}{T_r} e_3 + w_r e_4 - \Delta w_r \hat{\varphi}_{\beta r} \\ \frac{1}{T_r} e_4 - w_r e_3 + \Delta w_r \hat{\varphi}_{\alpha r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \\ L_{31} & L_{32} \\ L_{41} & L_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \tag{II.24}$$

Avec : $\Delta w_r = w_r - \hat{w}_r$

L'estimation de la vitesse du rotor est obtenue en suivant le même processus utilisé pour l'estimation de la résistance rotorique dans [18]. Nous considérons que la trajectoire des courants atteint la surface de glissement ($S = 0, S^{\bullet} = 0$), nous aurons :

$$\begin{cases} \frac{K}{T_r} e_3 + K w_r e_4 + K\Delta w_r \hat{\varphi}_{\beta r} = 0 \\ \frac{K}{T_r} e_4 + K w_r e_3 - K\Delta w_r \hat{\varphi}_{\alpha r} = 0 \end{cases} \tag{II.25}$$

En choisissant maintenant une fonction candidate de Lyapunov définie positive comme suit :

$$Q = \frac{1}{2} e_\varphi^T e_\varphi + \frac{1}{2q_3} (\Delta w_r)^2 \tag{II.26}$$

Avec : $$e_\varphi = \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

Alors : $$\dot{Q} = \dot{e}_\varphi e_\varphi^T + \frac{1}{2q_3}\Delta w_r \frac{d(\Delta w_r)}{dt} < 0 \qquad \text{(II.27)}$$

En déterminant $\dot{e}_\varphi, e_\varphi$ à partir de (II.24, II.25) et en les substituant dans (II.27)

Pour vérifier la condition de stabilité, le mécanisme adaptatif de la vitesse rotorique de la machine est écrit comme suit :

$$\frac{d(\hat{w}_r)}{dt} = -q_3(L_i I_s)[\hat{\varphi}_{\beta r} \quad \hat{\varphi}_{\alpha r}]$$

II.6.5. Simulation et interprétation.

Dans cette partie on doit faire une simulation de l'association onduleur-MAS commandé par orientation de flux rotorique en estimation de la vitesse à l'aide d'un observateur mode glissante, avec une vitesse de référence w=100 rad/s, et un flux de nominale Φ_{ref} =1wb dans les deux modes suivante :

- En fonctionnement à vide.
- Un fonctionnement à vide suivi d'une application de couple résistant égale à 10 N.m entre 0.4s et 0.8s.

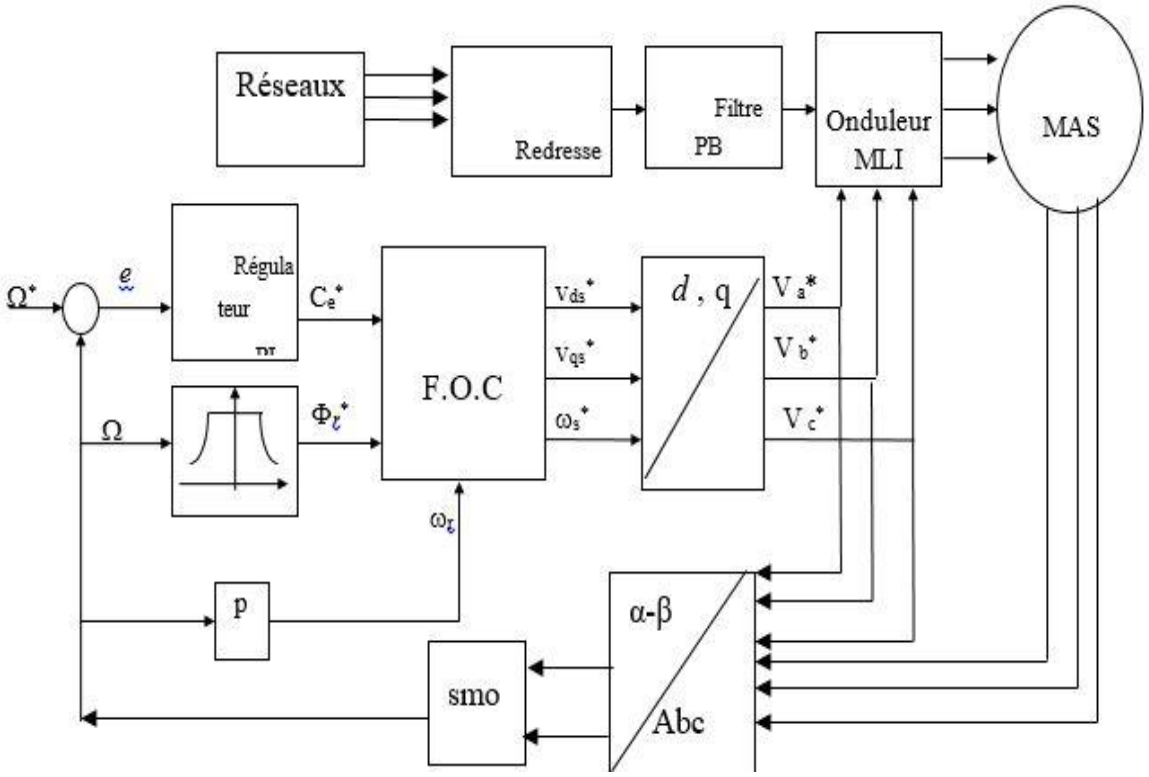


Figure II.8 : schéma block de la commande par orientation de flux rotorique par un observateur mode glissant

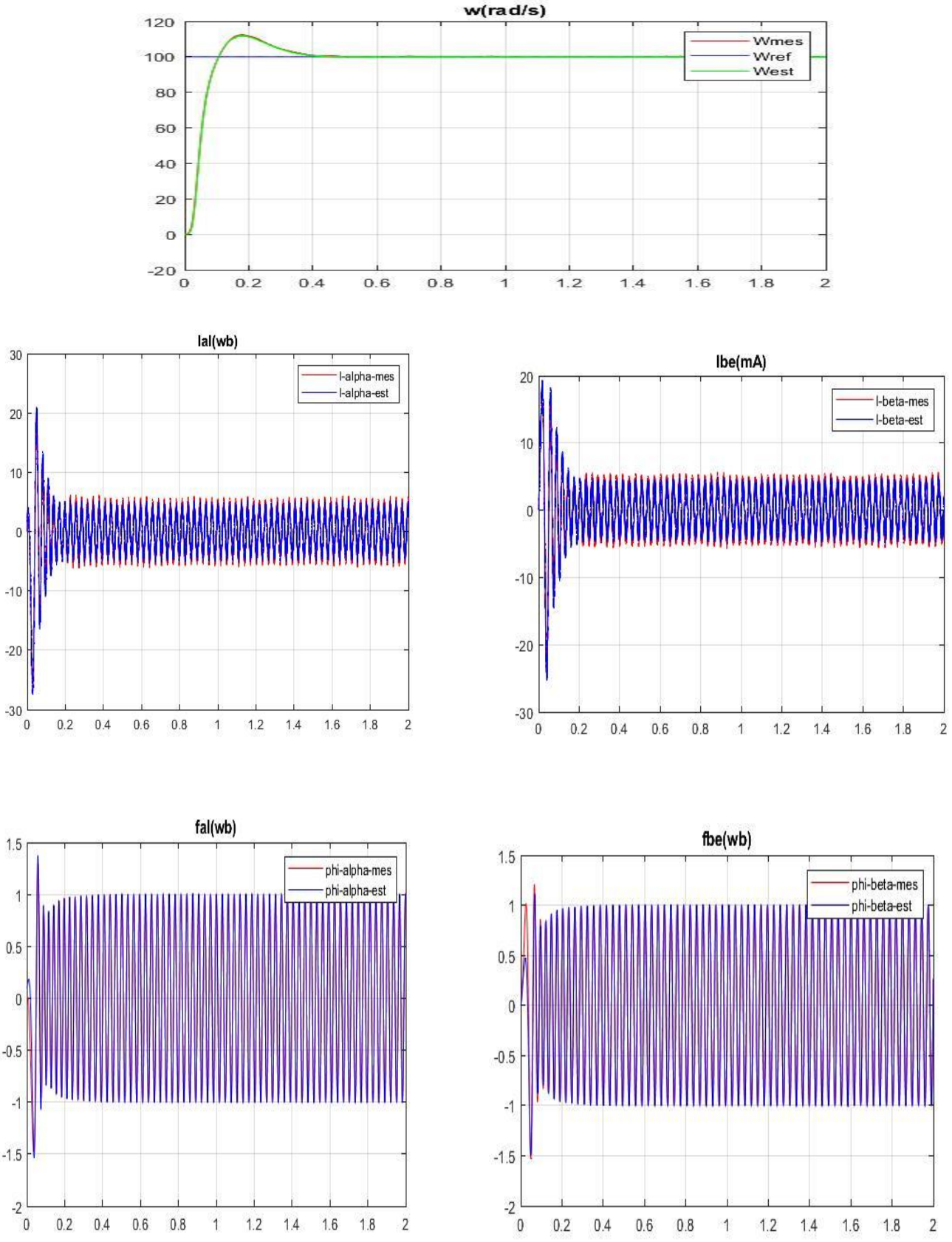
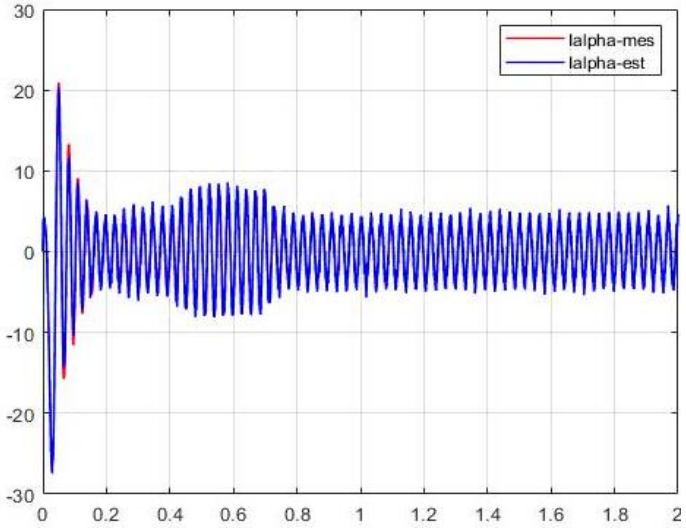
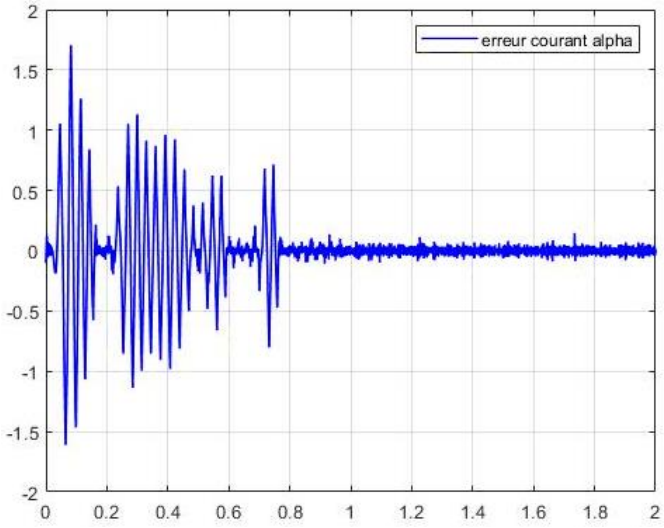
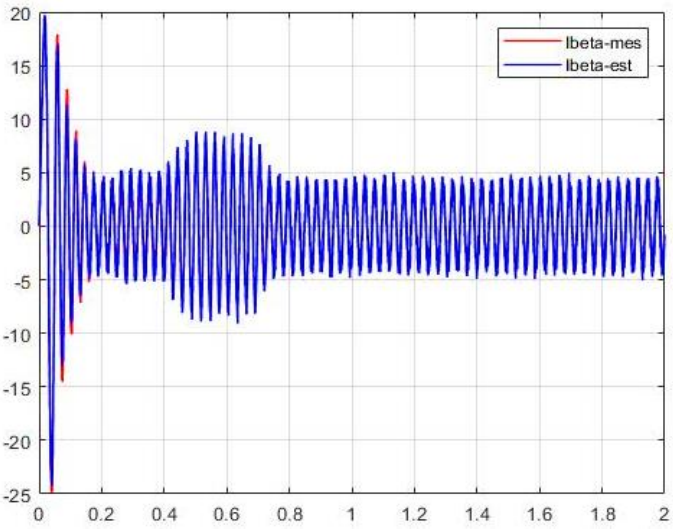
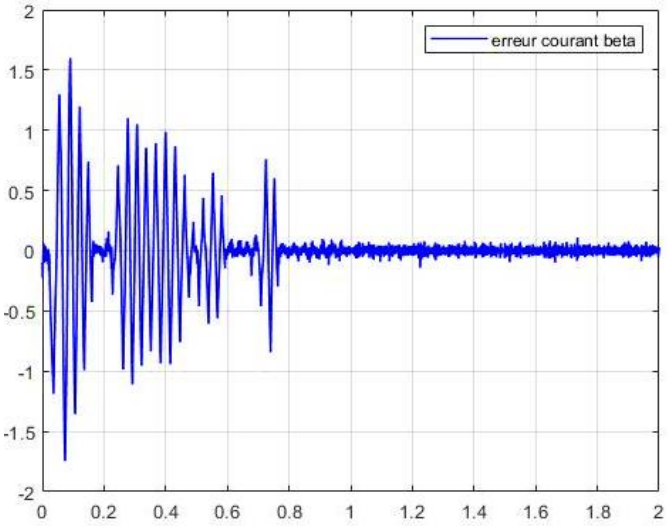


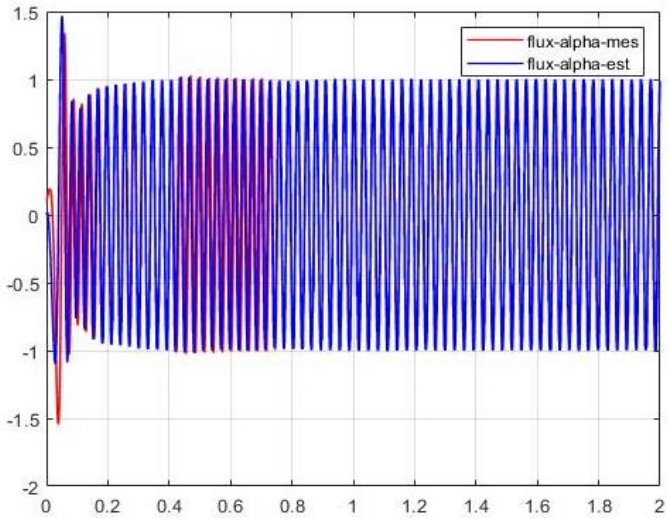
Figure II.9 : simulation de la commande vectorielle sans capteur en fonctionnement à vide

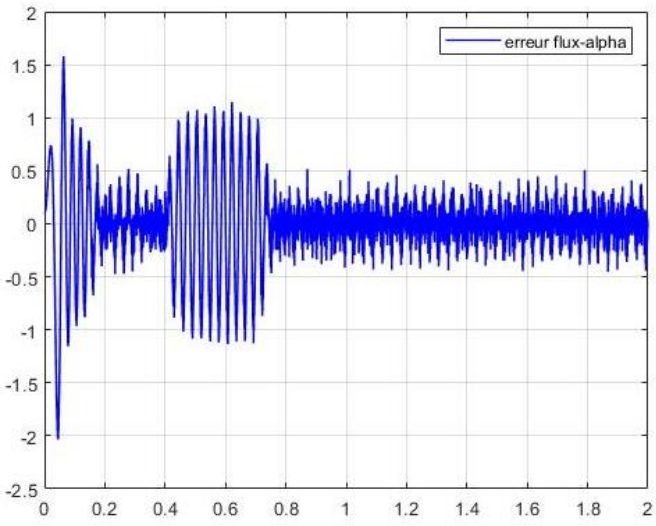

Ialpha-mes
Ialpha-est


erreur courant alpha


Ibeta-mes
Ibeta-est


erreur courant beta


flux-alpha-mes
flux-alpha-est


erreur flux-alpha

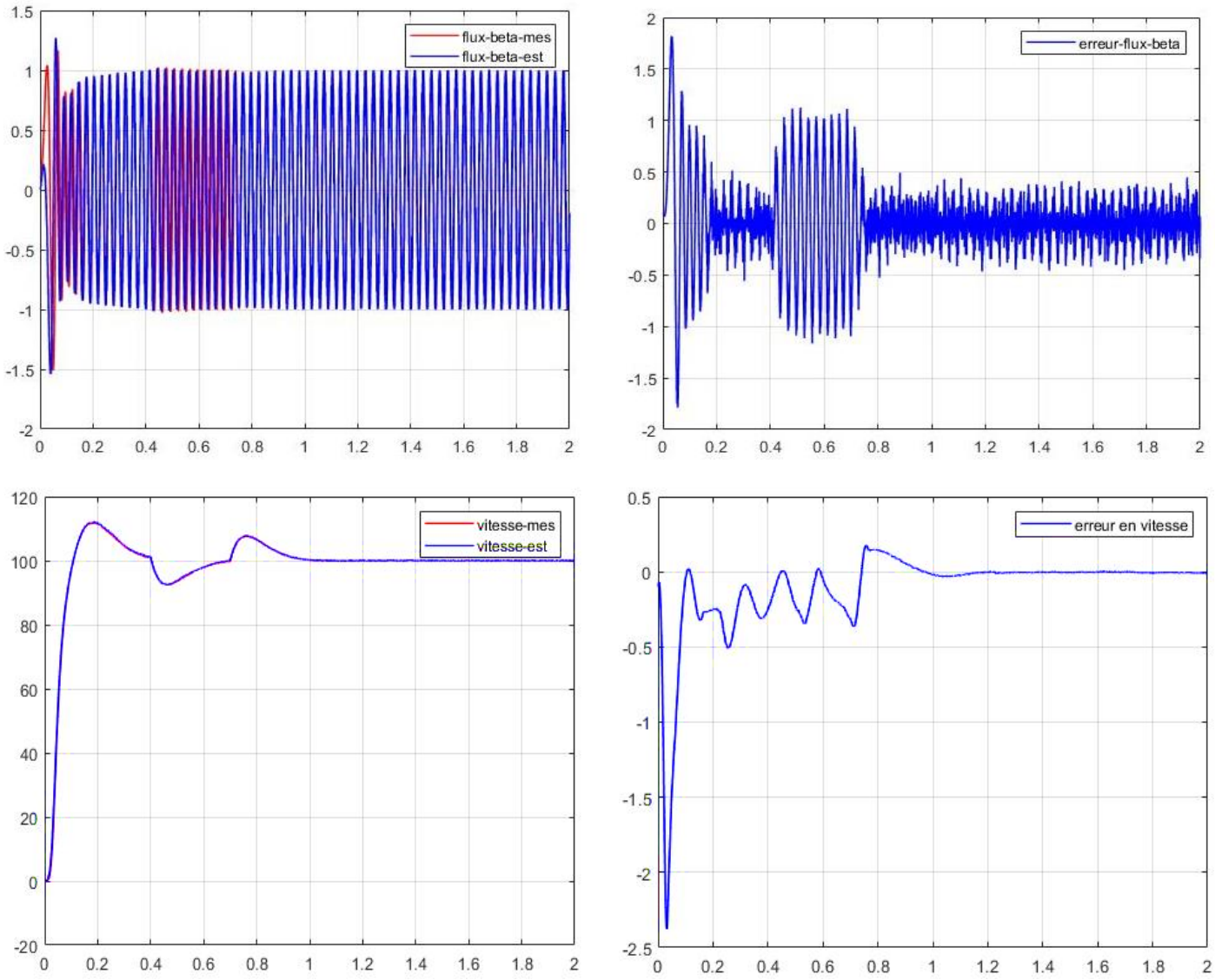


Figure II.10 : simulation de la commande vectorielle sans capteur en fonctionnement en charge

Ces résultats démontrent les bonnes performances du système en suivi de trajectoire et en rejet de perturbations. Concernant le suivi de la trajectoire, la vitesse estimée et la vitesse mesurée concordent avec la vitesse de référence. De même, pour le courant stator et le flux rotor estimés, ils suivent exactement les grandeurs mesurées avant et après le changement de charge. Lorsque le couple de charge est appliqué, nous remarquons une chute de la vitesse du rotor avant de converger et de se stabiliser à sa grandeur de référence. Le statisme et le retard de vitesse nécessaires pour poursuivre à nouveau la consigne de référence sont liés au temps de réponse sélectionné pour la boucle de régulation de vitesse. La réduction du temps de réponse permet d'améliorer cette étape, à condition de respecter le compromis "vitesse/stabilité" rencontré en pratique par un système piloté sans capteur de vitesse.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous établissons le principe du contrôle vectoriel indirect par l'orientation du flux rotorique, où il existe une régulation classique basée sur un régulateur proportionnel-intégral qui fonctionne bien malgré les perturbations dues à l'augmentation du couple résistant.

D'après les résultats obtenus, nous concluons que le contrôle vectoriel via la direction du flux du rotor est un outil de contrôle très intéressant pour les machines asynchrones et reste la méthode la plus largement utilisée.

Nous proposons ensuite une stratégie d'observation basée sur des systèmes structuraux variables en utilisant la méthode des modes glissants SMO pour estimer des grandeurs magnétiques inaccessibles et en estimant la vitesse mécanique de la machine pour un contrôle sans capteur. Pour vérifier les performances de contrôle sans le capteur de vitesse, nous décrivons des simulations partielles de fonctionnement à vide et en charge. Les résultats obtenus décrivent les bonnes performances du système de contrôle sans capteur dans le suivi et la suppression des perturbations dans différents états de fonctionnement de la machine.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à l’élaboration d’un bloc de détection et de localisation des défauts, et cela à partir de l’étude du comportement de la machine asynchrone contrôlée sans capteur de vitesse vis-à-vis des défauts simples des cellules de commutation au niveau de l’onduleur.

CHAPITRE III :
Détection et localisation des defaults des composants de puissance dans L'onduleur

III.1 Introduction

La fiabilité des entraînements électriques est une préoccupation majeure pour de nombreuses applications industrielles telles que l'automobile, les transports et la production d'électricité. Pour les entrainements basés sur les moteurs asynchrones avec capteurs de vitesse, une défaillance d'ouverture de l'IGBT dans l'onduleur peut entraîner des problèmes de fonctionnement de l'ensemble du système, provoquant son arrêt ou sa destruction [19]. Cependant, pour les structures de contrôle sans capteur, l'impact des défaillances doit être soigneusement étudié en termes de robustesse du système et de disponibilité en modes dégradés [20]. D'une part, si la panne n'est pas détectée et compensée rapidement, elle peut entraîner d'autres pannes dans un certain bloc fonctionnel de la chaîne de conversion d'énergie, c'est pourquoi il est nécessaire d'introduire un bloc pour la détection et la localisation des composants endommagés afin d'assurer la continuité de fonctionnement du système en mode dégradé [21][22].

L'objet de ce chapitre est d'aborder la problématique de diagnostic des composants de puissance des convertisseurs statiques alimentant les moteurs asynchrones commandés en mode sans capteur. Tout d'abord, il est important de rappeler que la plupart des travaux réalisés dans ce cadre ont été développés dans le cadre d'un fonctionnement classique utilisant des capteurs de vitesse. Cependant, la robustesse et l'impact des défauts les ensembles de systèmes restent un problème majeur à étudier. Par conséquent, des stratégies de détection et de localisation des défauts seront développées en fonction de la spécificité de fonctionnement du système piloté en mode sans capteur.

III.2 Analyse de l'impact des defaults d'ouverture d'IGBT sur les signaux de diagnostique

Afin de mettre au point la structure de diagnostic de notre système contrôlé sans capteurs de vitesse, Il est important d'étudier son comportement en mode dégradé et de souligner les points de divergence avec le mode sain. Ceci nous permet d'obtenir des informations pertinentes au sujet de la dynamique du système, comme le comportement des principales variables de contrôle les valeurs maximales qu'ils atteignent et comment les défauts affectent spécifiquement les courants statoriques [23]. Cette information permettra de concevoir des méthodes de diagnostic fiables et efficaces.

La figure montre les allures des courants statorique mesurés en mode de fonctionnement normale et lors d'apparition d'un défaut simple d'ouverture d'un IGBT dans le convertisseur statique. Dans les conditions de fonctionnement sain du système avec une commande sans capteur de vitesse, l'impact de défaut sur les courants mesurés se traduit par la perte de l'alternance positive ou négative (figure III.7) du courant du bras défaillant.

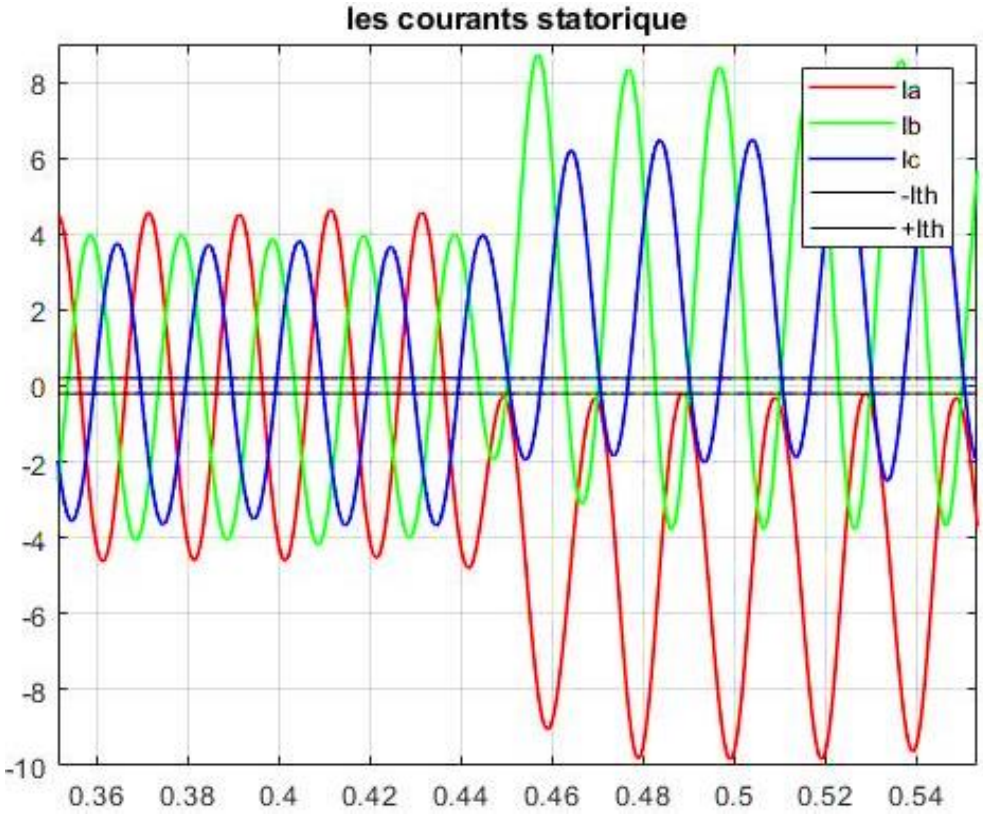


Figure III.1 : Les courant statorique de phase en mode de fonctionnement normal

III.3 Mise en place d'une stratégie de diagnostique

Dans le cadre de ces travaux, nous avons utilisé une unité diagnostic des défauts dans le convertisseur statique basé sur l'estimation des courants statoriques à l'aide d'une charge RL, cette unité utilisée principalement pour le diagnostic des défauts, fournit les courants statoriques estimés. L'analyse de ces signaux en mode sain et en mode dégradé met bien en évidence une première réflexion pour la conception d'une technique de diagnostic. Pour mise en place la stratégie de diagnostique on doit l'introduire en premier lieu sur un charge RL [24], et ensuite on va appliquer sur le moteur en suivante les étapes suivante :

- La première étape consiste à détecter le bras qui comporte le composant défaillant en comparant la similitude entre les courants statorique
- La deuxième étape consiste à détecter le demi-bras défaillant
- La dernière étape consiste à localiser l'IGBT défectueux sur le demi-bras détecté

III.3.1 Pour un charge RL

III.3.1.1 Analyse des default circuit ouvert d'un onduleur trois niveaux a structure NPC sur un charge RL

A partir de model d'onduleur trois niveaux et selon la relation de contrainte de circuit et les caractéristiques du couplage étoile d'une charge RL triphasé, on peut savoir que :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} U_{a0} \\ U_{b0} \\ U_{c0} \end{bmatrix} \quad \text{(III.1)}$$

Avec :

U_a, U_b, U_c Sont les tensions composées.

U_{a0}, U_{b0}, U_{c0} Sont les tensions simples.

Les signaux de commutation des quatre commutateurs sont représentés par le symbole skj, j = 1, 2, 3, 4, où skj = 1, indique que V kj est l'état on, skj = 0 indique que Vkj est le hors-Etat. Spécifie que le courant passant de l'onduleur à la charge est positif et le courant passant de la charge à l'onduleur est négatif, définit les variables logiques µk, où µk = 1 indique que Ik > 0, µk = 0 indique que Ik≤ 0. En prenant la phase-a par exemple, l'Uao dépend de l'état de commutation (les signaux MLI) et de la direction du courant. La relation entre eux est établie comme le montre le tableau III.1.

Sa1	Sa2	Sa3	Sa4	µk	Ua0
1	1	0	0	0	$U_{dc}/2$
0	1	1	0	0	0
0	0	1	1	0	$- U_{dc}/2$
1	1	0	0	1	$U_{dc}/2$
0	1	1	0	1	0
0	0	1	1	1	$U_{dc}/2$

Tableau III.1 : relation entre Ua0 et les interrupteurs de l'onduleur.

En effectuant une opération logique, Uao, Ubo et Uco peuvent être obtenus :

$$\begin{cases} U_{a0} = \dfrac{U_{dc}}{2}(s_{a1}s_{a2}\overline{s}_{a3}\overline{s}_{a4} - \overline{s}_{a1}\overline{s}_{a2}s_{a3}s_{a4}) \\ U_{b0} = \dfrac{U_{dc}}{2}(s_{b1}s_{b2}\overline{s}_{b3}\overline{s}_{b4} - \overline{s}_{b1}\overline{s}_{b2}s_{b3}s_{b4}) \\ U_{c0} = \dfrac{U_{dc}}{2}(s_{c1}s_{c2}\overline{s}_{c3}\overline{s}_{c4} - \overline{s}_{c1}\overline{s}_{c2}s_{c3}s_{c4}) \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

En remplaçant (III.2) on (III.1), les tensions composé peuvent être calculé comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{6}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_b \\ \delta_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.3)}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_b \\ \delta_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{a1}s_{a2}\overline{s}_{a3}\overline{s}_{a4} - \overline{s}_{a1}\overline{s}_{a2}s_{a3}s_{a4} \\ s_{b1}s_{b2}\overline{s}_{b3}\overline{s}_{b4} - \overline{s}_{b1}\overline{s}_{b2}s_{b3}s_{b4} \\ s_{c1}s_{c2}\overline{s}_{c3}\overline{s}_{c4} - \overline{s}_{c1}\overline{s}_{c2}s_{c3}s_{c4} \end{bmatrix} \quad \text{(III.4)}$$

Du système d'onduleur et pour un charge RL, on peut constater que :

$$\begin{cases} I_a^{\bullet} = -\dfrac{R}{L} I_a + \dfrac{U_{dc}}{L} \\ I_b^{\bullet} = -\dfrac{R}{L} I_b + \dfrac{U_{dc}}{L} \\ I_c^{\bullet} = -\dfrac{R}{L} I_c + \dfrac{U_{dc}}{L} \end{cases} \quad \text{(III.5)}$$

Ainsi, le modèle logique dynamique mixte de l'onduleur peut être écrit comme :

$$\begin{bmatrix} I_a^{\bullet} \\ I_b^{\bullet} \\ I_c^{\bullet} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{6L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_b \\ \delta_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.6)}$$

III.3.1.2 Méthode de diagnostic des defaults

Selon l'analyse, le courant de sortie Ik est déterminé par δk. Le courant de sortie de l'onduleur avec défaut produira un écart par rapport à celui sans défaut, et différents types de défaut produiront un écart différent. Par conséquent, le résidu peut être obtenu en comparant le courant réel avec le courant estimé en cas de défaillance en circuit ouvert, et le diagnostic de défaillance peut être réalisé en analysant Les résidus de défaillance en circuit ouvert.

Lorsque le Sa1 se produit en circuit ouvert, le chemin de courant de la phase a peut-être changé. En particulier, lorsque μa = 1, le chemin de courant de Ia à travers le Da1 et Sa2 à la charge, ou à travers le Da5 et Da6 à la charge, qui dépend de la configuration de fonctionnement du Sa2, comme indiqué dans les Fig.III.2 (b) et (c), plutôt que à travers le commutateur défectueux Sa1 en charge , comme indiqué à la Fig. 2 (a). Néanmoins, lorsque Ia < 0, le courant circule dans la même direction que la normale. Par conséquent, dans les circonstances, δa 0 peut être décrit comme :

$$\delta_a^{'} = s_{a1} s_{a2} \overline{s}_{a3} \overline{s}_{a4} \overline{\mu}_a - \overline{s}_{a1} \overline{s}_{a2} s_{a3} s_{a4} \quad \text{(III.7)}$$

En substituant (III.7) à (III.6), l'équation actuelle de défaut de circuit ouvert qui se produit dans Sa1 peut s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_a^{'} \\ \dot{I}_b^{'} \\ \dot{I}_c^{'} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{6L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_a^{'} \\ \delta_b^{'} \\ \delta_c^{'} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a^{'} \\ I_b^{'} \\ I_c^{'} \end{bmatrix} \quad \text{(III.8)}$$

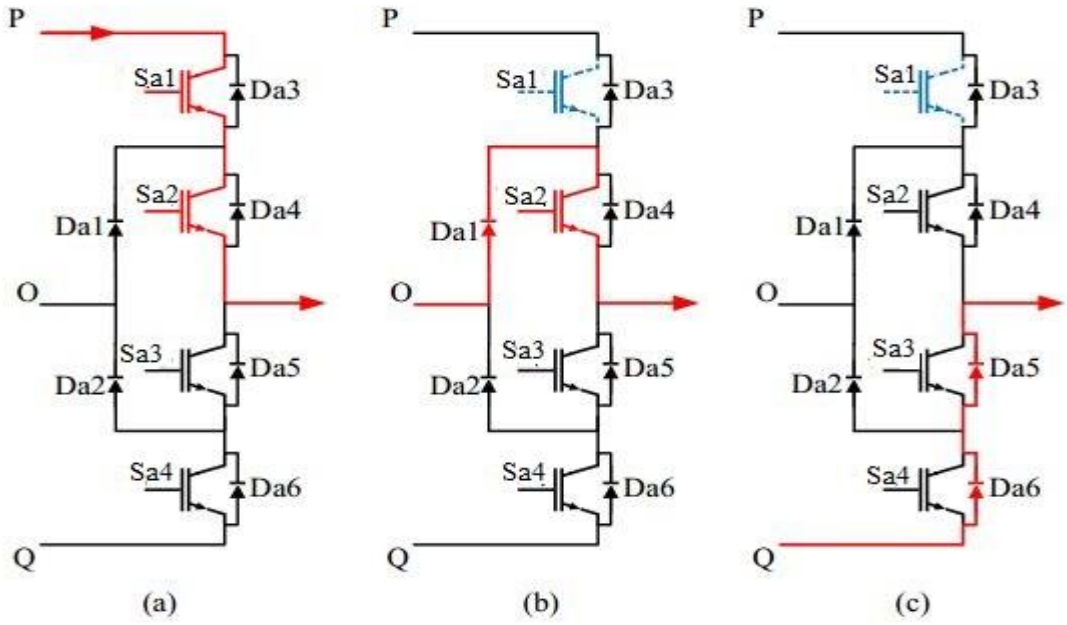


Figure (III.2) : Chemins de courant Ia lorsque Sa1 défaut.

En soustrayant (III.8) de (III.6), les équations des résidus comme suit :

$$\begin{bmatrix} r_a^{\bullet} \\ r_b^{\bullet} \\ r_c^{\bullet} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{6L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta'_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_a \\ r_b \\ r_c \end{bmatrix} \qquad \text{(III.9)}$$

Avec :

$$\Delta\delta'_a = \delta_a - \delta'_a \qquad \text{et} \qquad r_k = I_k - I'_k$$

En supposant que la valeur initiale des résidus actuels est zéro, la résolution de l'équation différentiel (III.9) donne les résultats suivantes:

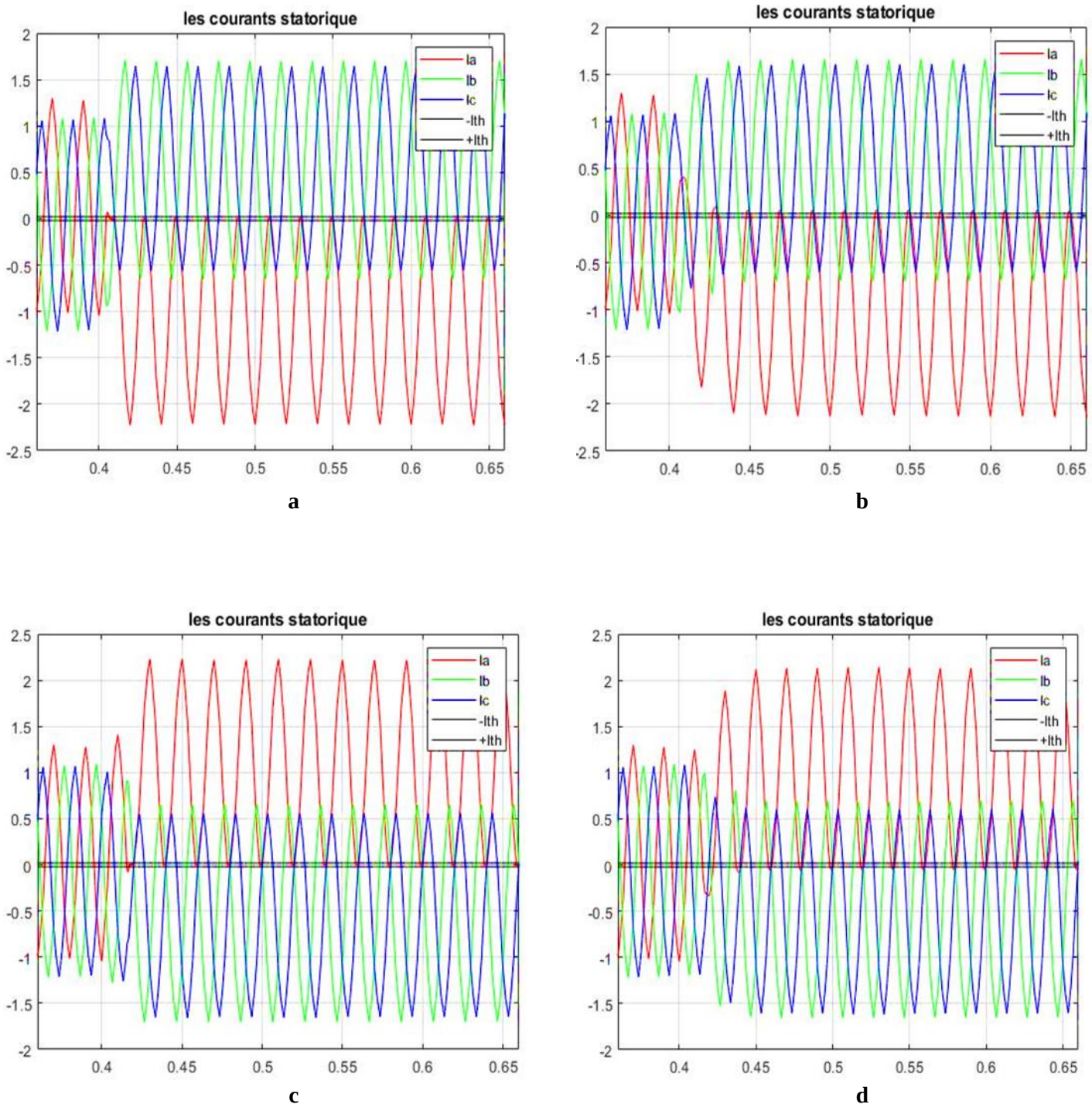
$$\begin{cases} r_a = -\dfrac{U_{dc}\Delta\delta'}{3LR}\left(1-e^{-\frac{R}{L}t}\right) \\ r_b = \dfrac{U_{dc}\Delta\delta'}{6LR}\left(1-e^{-\frac{R}{L}t}\right) \\ r_c = \dfrac{U_{dc}\Delta\delta'}{6LR}\left(1-e^{-\frac{R}{L}t}\right) \end{cases} \quad \text{(III-10)}$$

A partir de (III-10), on constate que l'amplitude du résidu de phase-a est deux fois de phase-b et de phase-c, avec le signe opposé. Les defaults Sa2, Sa3 et Sa4 peuvent être analysés de la même manière.

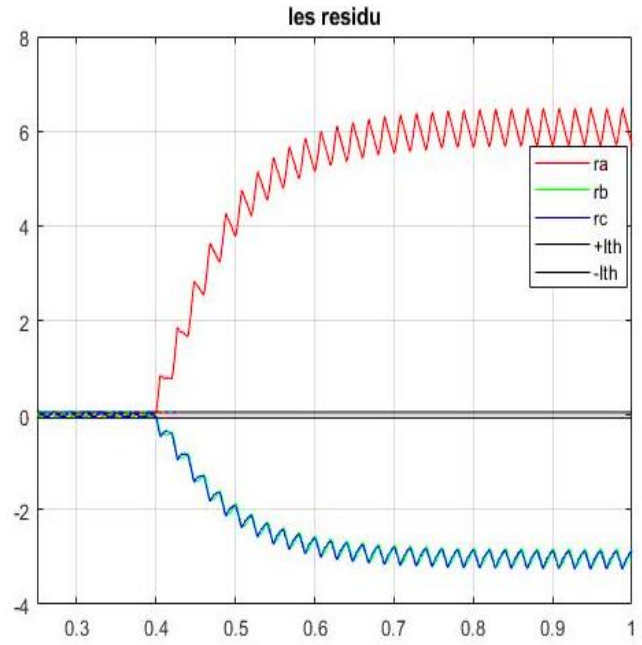
L'influence de l'erreur de paramètre, de l'erreur d'échantillonnage et de la perturbation inconnue est prise en compte, pour ça on définit un seuil Ith, où le seuil est la valeur maximale de la somme de ces erreurs et perturbations. Les résidus actuels sont obtenus par soustraire les courants réels aux courants estimés, puis sélectionner le résidu maximum. Si les résidus dans le seuil, l'onduleur est sain, sinon, l'onduleur est défectueux. Ensuite, trouver l'emplacement de l'interrupteur de défaut. Plus précisément, on peut utiliser le positif ou le négatif des résidus pour déterminer si la défaillance se produit au demi-bras supérieur ou à la demi-bras inférieure, puis, en comparant les courants et le seuil, on a déterminé la position exacte de l'interrupteur défaillante.

III.3.1.3 Simulation et interprétation

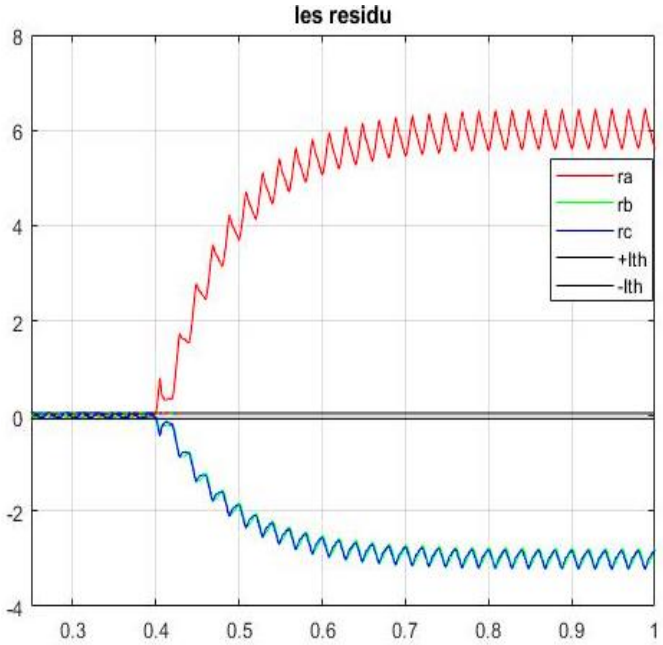
Dans cette étude, la simulation a été effectué à une charge RL alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux, avec (R= 10**Ω**, L = 0.8H). Les résultats de simulation pour cette technique, sont représentés dans les graphes qui suivent. Les défauts ont été introduits à t = 0.4s.



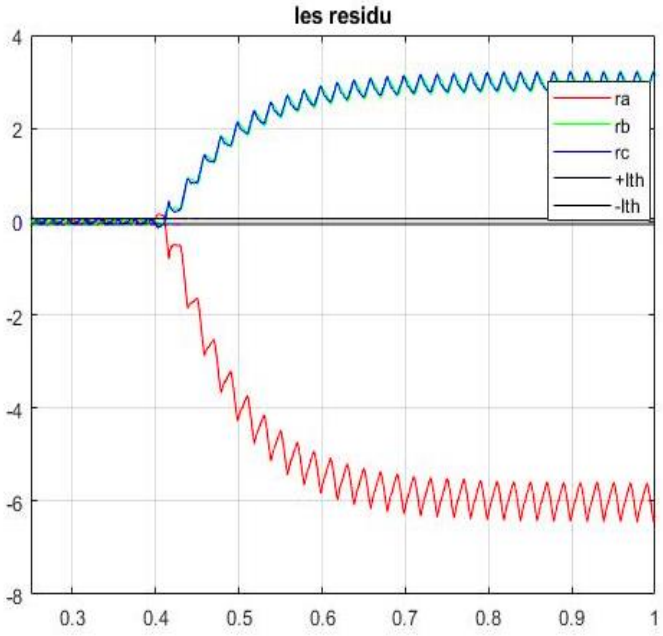
(a) les courants en cas de défaut en Sa1 ; (b) les courants en cas de défaut en Sa2.
(c) les courants en cas de défaut en Sa3 ; (d) les courants en cas de défaut en Sa4.
Figure(III.3) : forme d'onde des courants de phase en cas de default circuit ouvert pour une charge RL



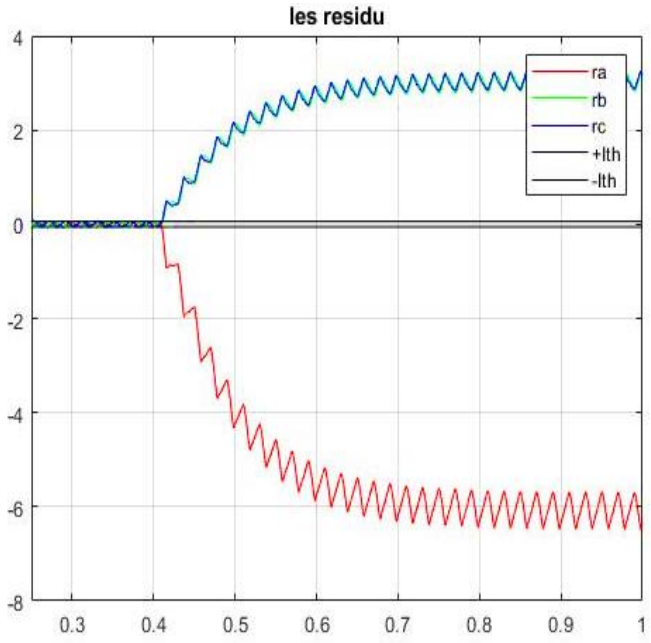
a



b



C



d

(a) les résidus en cas de défaut en Sa1 ; (b) les résidus en cas de défaut en Sa2.
(c) les résidus en cas de défaut en Sa3 ; (d les résidus en cas de défaut en Sa4.

Figure(III.4) : forme d'onde des résidus en cas de default circuit ouvert pour une charge RL

Les figures (III.3, III.4) montrent les courants triphasés et les signaux des résidus. Après 0.4s les Sai produit un défaut circuit ouvert, ou on constate que

- lorsqu'un default dans le demi-bras supérieur (Sa1 ou Sa2) est apparait, l'alternance positive du courant de phase-a diminue, et le courant de phase-b et de phase-c se déforme. Dans le même temps, le résidu de la phase-a augmente rapidement, tandis que la phase-b et la phase-c augmentent rapidement en inverse. Et satisfait ra > 0 et ra= -2rb = -2rc,
- lorsque ra > Ith et Ia > Ith, le default dans l'interrupteur Sa1 a été détectée. Tandis que ra > Ith et Ia < Ith, le default dans l'interrupteur Sa2 a été détectée.
- lorsqu'un default dans le demi-bras inférieur (Sa3 ou Sa4) est apparait, l'alternance négative du courant de phase-a diminue, et le courant de phase-b et de phase-c se déforme. Dans le même temps, le résidu de la phase-a augmente rapidement, tandis que la phase-b et la phase-c augmentent rapidement en inverse. Et satisfait ra > 0 et ra= -2rb = -2rc,
- lorsque ra < -Ith et Ia < -Ith, le default dans l'interrupteur Sa4 a été détectée. Tandis que ra < -Ith et Ia > - Ith, le default dans l'interrupteur Sa3 a été détectée.

III.3.2 Pour un moteur asynchrone

Dans le cadre de ces travaux, nous avons utilisé un observateur appliqué pour le contrôle sans capteur de vitesse de la machine et une unité de diagnostique à base d'une charge RL pour la détection et la localisation des défauts dans le convertisseur statique (figure III.5).

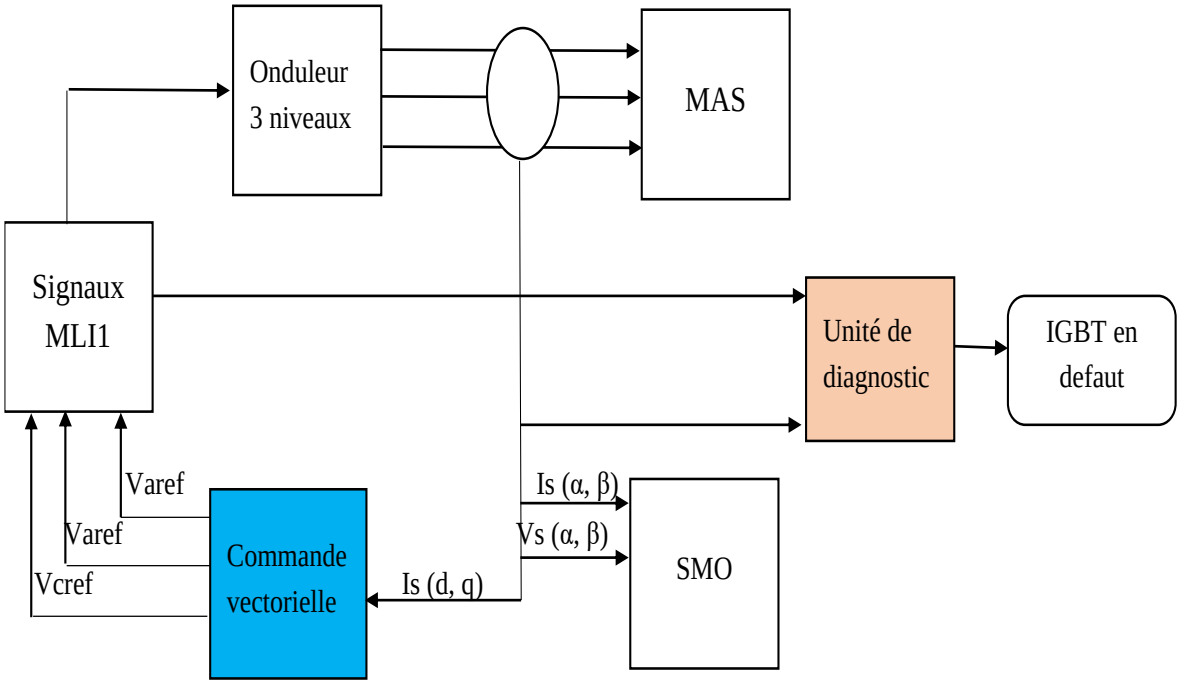
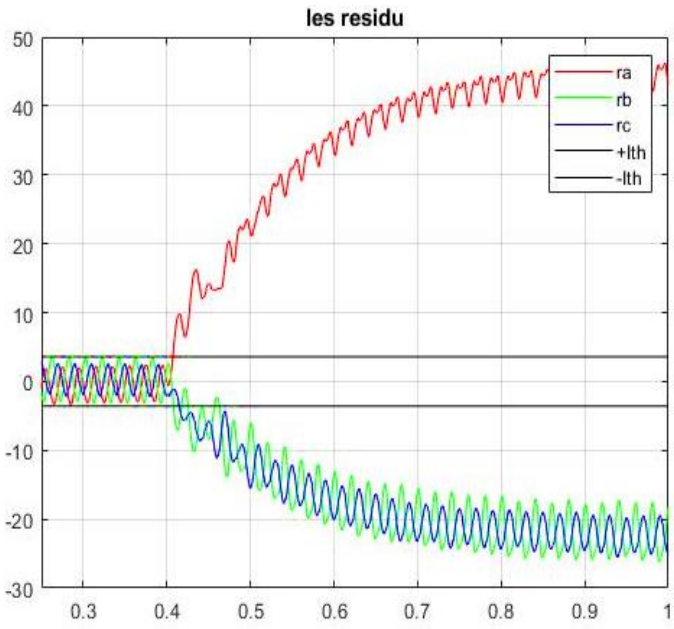
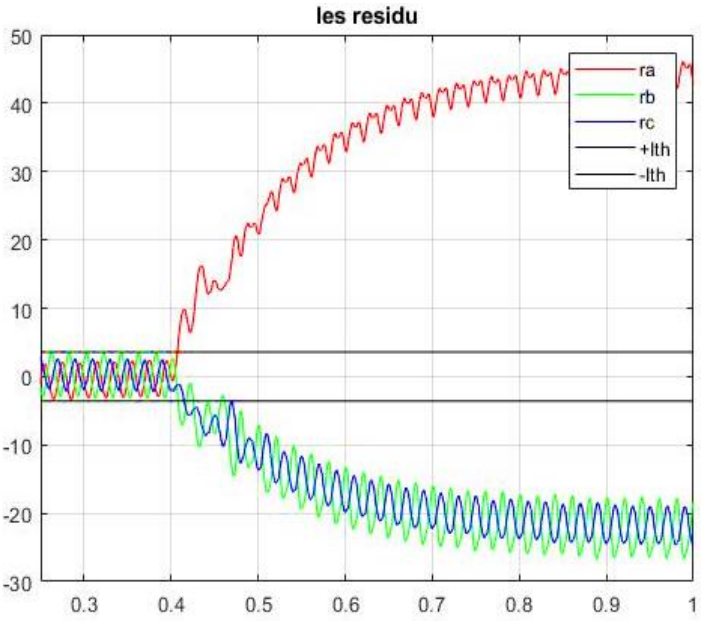


Figure (III.5) : schéma descriptif du système d'entrainement

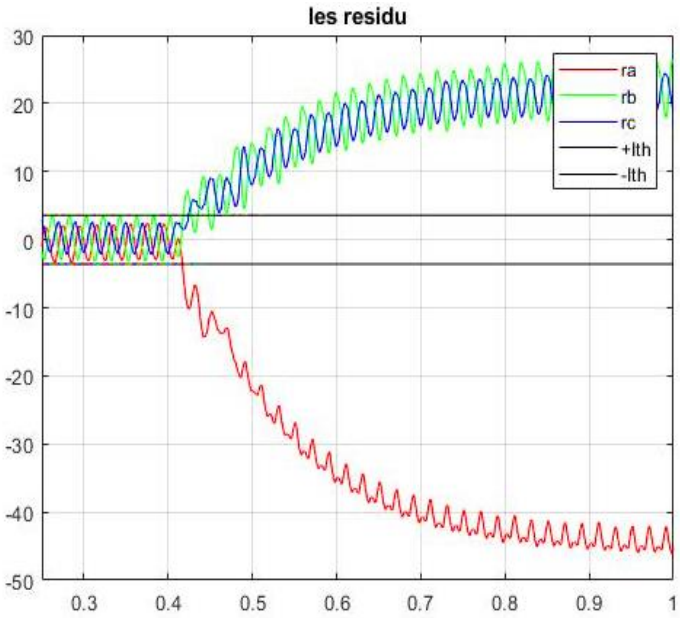
III.3.2.1 Détection de demi-bras défaillant



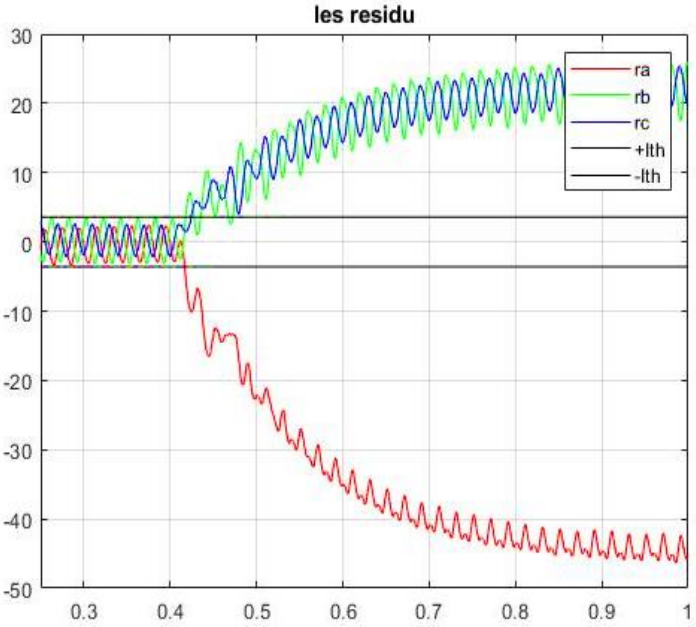
(a)



(b)



(c)



(d)

(a) les résidus en cas de défaut en Sa1 ; (b) les résidus en cas de défaut en Sa2.
(c) les résidus en cas de défaut en Sa3 ; (d) les résidus en cas de défaut en Sa4.

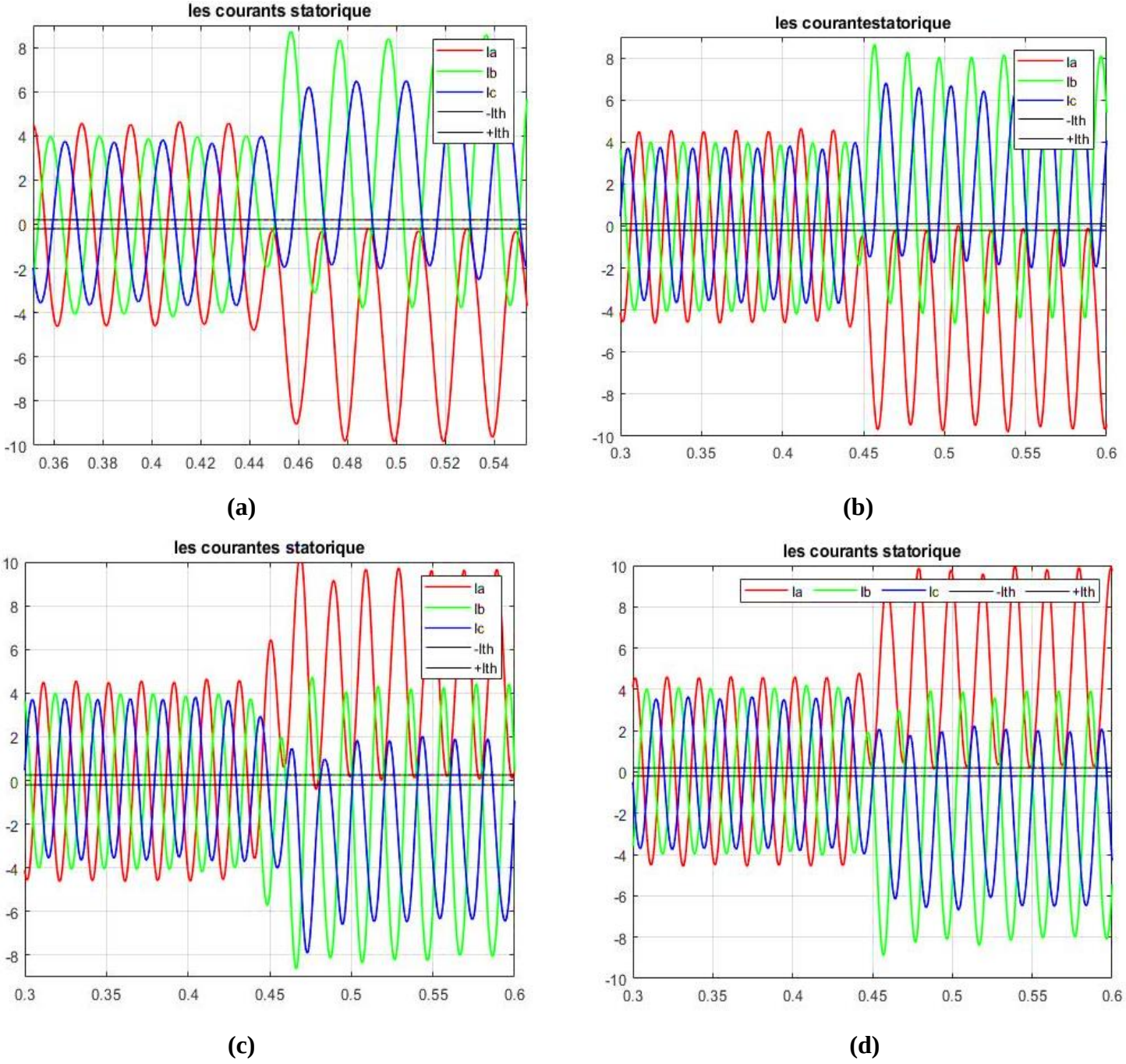
Figure(III.6) : forme d'onde des résidus en cas de default circuit ouvert pour un moteur asynchrone

- Comme montre la figure III.6, pour un fonctionnement normal du convertisseur, les résidus sont inclus dans l'intervalle [-Ith, +Ith], l'apparition d'un défaut d'ouverture d'IGBT introduit une divergence des trois signaux, plus précisément le signal correspond au bras défaillant diverge d'une façon rapide et inverse aux autre résidus.

• Comme nous pouvons le constater que pour un défaut dans un IGBT de l'étage supérieur d'un bras de l'onduleur (figure III.6-a, b), le résidu correspondant devient positif contrairement à l'étage inférieur (figure III.6-c, d)

III.3.2.2 Identification de transistor défaillant

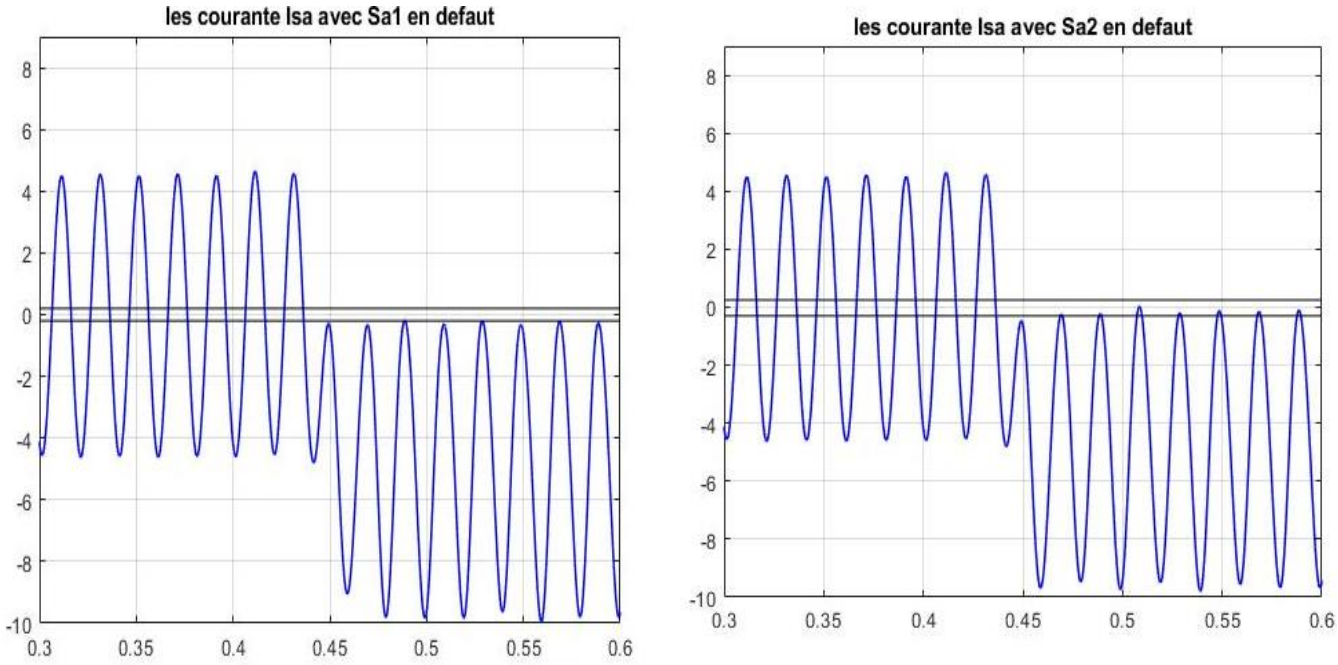
Les résultats de simulation des courants statorique de la MAS pour l'identification de transistor défaillant sont illustrés dans la figure suivante (III.7)



(a) les courants en cas de défaut en Sa1 ; (b) les courants en cas de défaut en Sa2.
(c) les courants en cas de défaut en Sa3 ; (d) les courants en cas de défaut en Sa4.

Figure(III.7) : forme d'onde des courants de phase en cas de default circuit ouvert pour un moteur asynchrone

Les courants statorique présentent un seuil et ce dernier utilisé pour l'identification de transistor défaillante comme elle est bien montrée dans la figure (III.8):



a b

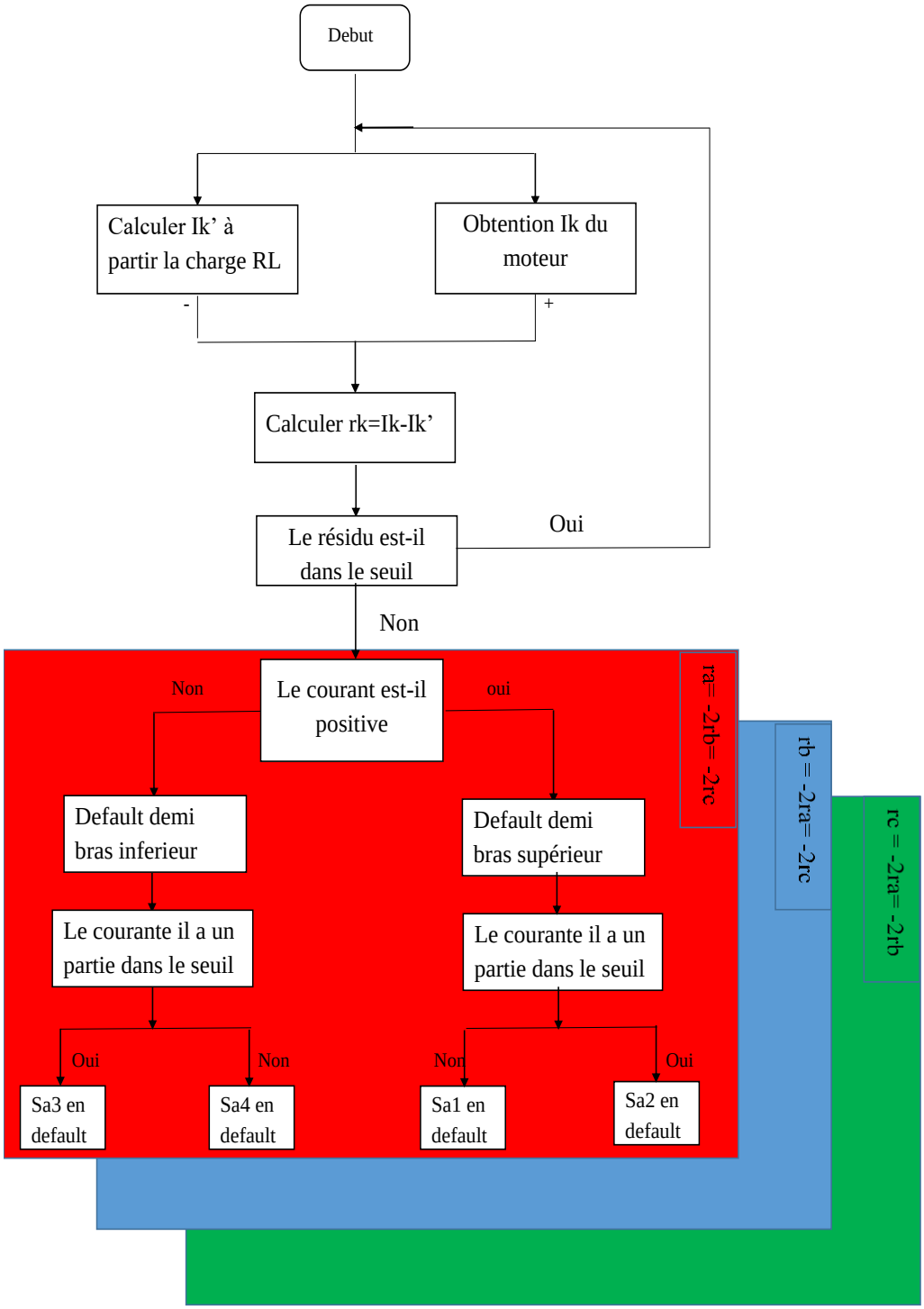
(a) les courants en cas de défaut en Sa1 ; (b) les courants en cas de défaut en Sa2.

Figure III.8 : zoom du courant Ia lorsque un défaut apparaitre dans le demi bras supérieur

A partir de la figure III.8 en distinguons que l'lorsque Sa1 défaillant le courant Ia ne dépasse pas la valeur négative du seuil, contrairement à Sa2.

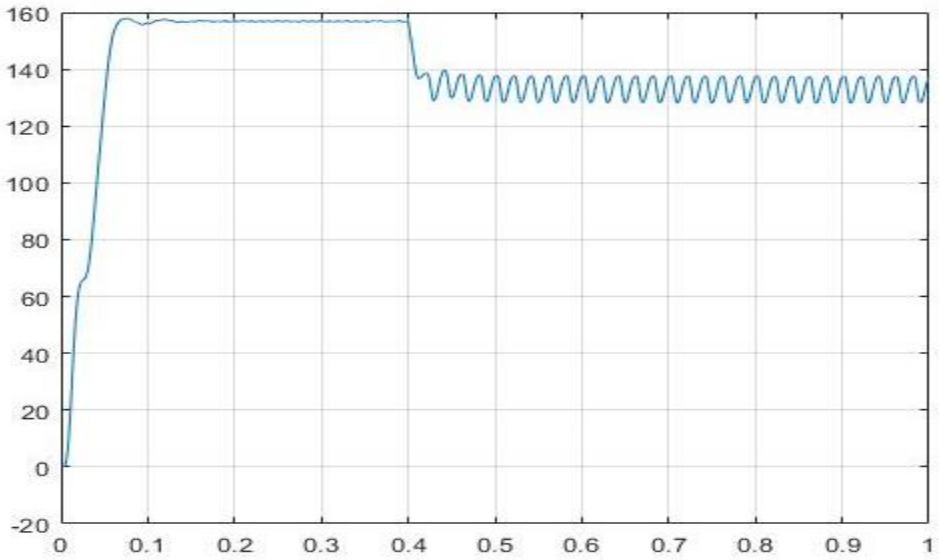
III.4 Organigramme de la méthode de diagnostique

Tous les résultats obtenus pour détecter un défaut de circuit ouvert dans n onduleur a structure NPC à trois niveaux sont résumé dans l'organigramme suivante :

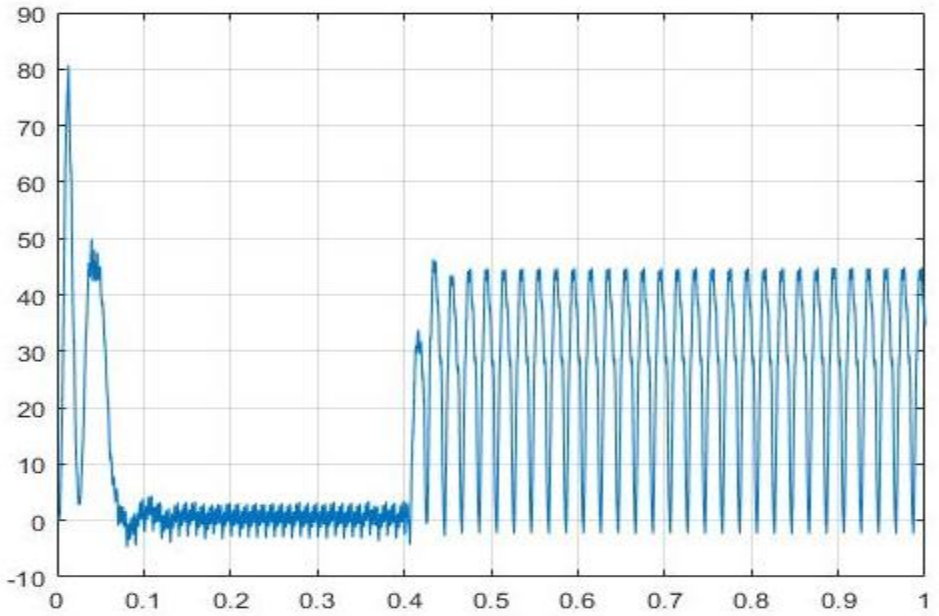


Figure(III.9) : organigramme de détection des défauts

III.5 Comportement de vitesse et de couple électromécanique en présence de défaut.



a- la vitesse électrique



b- le couple électromagnétique

Figure III.10 : allures de vitesse de rotation et le couple électromagnétique du MAS en présence de défaut

La figure (III.10) montre l'effet du défaut sur la vitesse et le couple électromagnétique, il est à noter que ce défaut provoque des vibrations aux niveaux vitesse et couple, conduisant à la destruction complète du système (onduleur - M AS), s'il n'est pas possible de développer une commande qui puisse compenser les effets de défaut.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une technique de diagnostic des défauts de type circuit ouvert dans un convertisseur statique alimentant une machine asynchrone, ce méthode est basé sur l'analyse des forme des courants et les signaux de diagnostique (Les résidu).

Enfin on a visualisé l'impact du défaut sur le comportement de la MAS ce qui montre la nécessité d'élaborer une commande tolérante aux défauts afin d'éviter les dégâts engendrés par les défauts. Notons que cette dernière pour être réalisable, la commande et la topologie elle-même de l'onduleur doivent être tolérantes aux défauts.

Le contenu de ce chapitre constitue un point de départ théorique pour le prochain chapitre, dont le but est de réaliser une commande tolérante aux défauts d'un onduleur NPC.

IV. COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS

IV.1 Introduction

La stratégie de tolérance aux défauts possède la capacité de maintenir le fonctionnement continu du système en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et/ou des performances dégradées acceptables en présence de défauts. Un conventionnel gain de retour d'état peut s'avérer très limité et amener le système vers des comportements non désirés, voire à l'instabilité, en présence d'un défaut. Pour pallier de telles catastrophes, de nouvelles lois de commande ont été développées dans le but précis de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité, lors d'un mauvais fonctionnement du système [25]. Dans le domaine industriel ou en aéronautique, ce type de problèmes a été souvent évité en se fondant sur de la redondance matérielle.

Cette stratégie est non seulement onéreuse mais elle requiert aussi un important dispositif de maintenance. Ainsi, la commande tolérante aux défauts traitée de manière analytique, permet d'éviter de tels coûts d'achat et d'entretien.

Le but principal de la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande avec une structure permettant de garantir la stabilité et les performances du système.

Un onduleur classique à trois niveaux à structure NPC illustré dans la figure (II.1) n'est pas en mesure de compenser une défaillance qui se produit dans les transistors internes [26]. Ainsi, des dispositifs supplémentaires pourront être ajoutés pour permettre une indemnisation en cas d'une défaillance dans n'importe quel transistor interne.

Après la détection de défaut et la localisation de l'emplacement de l'IGBT défectueux, les régimes de la commande tolérante au défaut devraient être utilisés pour maintenir le fonctionnement du système.

IV.2 Système de commande tolérante aux défauts

Un système de commande tolérante aux défauts est un système peut maintenir le fonctionnement d'un autre système en présence de défaut, le traitement de ces anomalie et la prise des décisions concernant la reconfiguration du système sont abordée dans plusieurs littérature, on distingue deux approche active et passive :

IV.2.1 Approche passive

Dans cette approche, des techniques de contrôle robustes sont utilisées afin que le système en boucle fermée reste insensible à un ensemble connu de défauts. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défaut ni aucune reconfiguration de la loi de commande et est donc plus attractive d'un point de vue informatique.

Mais cette approche présente des inconvénients car la robustesse aux pannes ne peut être assurée sans dégrader les performances nominales du système. Les défauts étant des phénomènes peu fréquents, il est déraisonnable de les prendre en compte dans la conception des systèmes de contrôle. Les systèmes passifs ont une faible tolérance aux pannes.

IV.2.2 Approche active

Contrairement aux méthodes passives, les méthodes actives réagissent "activement" aux défaillances en reconfigurant les lois de commande pour maintenir le fonctionnement du système. Les approches proactives sont généralement divisées en deux sous-catégories : l'adaptation aux défauts et la reconfiguration du système. Lorsque l'on parle de reconfiguration du système, c'est pour contrôler que la structure du système est modifiée pour compenser les effets des défaillances (utilisation de la redondance matérielle ou logicielle, etc.). En d'autres termes, l'entrée/sortie entre la loi de commande et le système commandé est modifiée en changeant les paramètres et la structure de la loi de commande. Lorsqu'on parle sur L'adaptation aux défauts, l'entrée/sortie entre la loi de commande et le système à commander reste la même. Dans le cadre des défauts d'adaptation, les approches par projection se distinguent des approches préconçues. Dans les méthodes basées sur la projection, le problème est de sélectionner une loi de commande appropriée parmi un ensemble de correcteurs hors ligne pré calculés. Les méthodes de préconception en ligne incluent le calcul en ligne de paramètres correcteurs (commande reconfigurable) ou de nouvelles synthèses de lois de commande, modifiant ainsi la structure et les paramètres de ces dernières (commande reconfigurable).

L'approche active permet alors de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique de détection et de diagnostic de défauts (FDD) comme le montre la figure ci-dessous

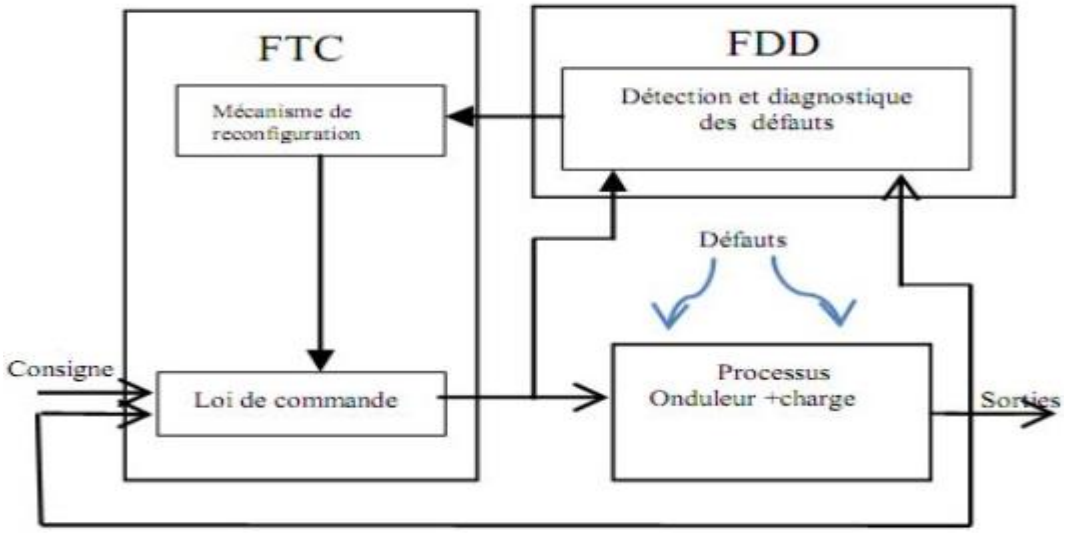


Figure IV.1 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

IV.3 Différentes topologie tolérante aux défauts

Dans cette section nous allons présenter les différentes topologies tolérantes aux défauts trouvées dans la littérature [27].

IV.3.1 Topologie à trois triac supplémentaire

En fonctionnement normal, le triac reste ouvert. Après la détection d'un défaut de transistor, les IGBT du bras défectueux (internes et externes) sont tous éteints et le point neutre au milieu du condensateur est connecté au bras défectueux via le triac correspondant.

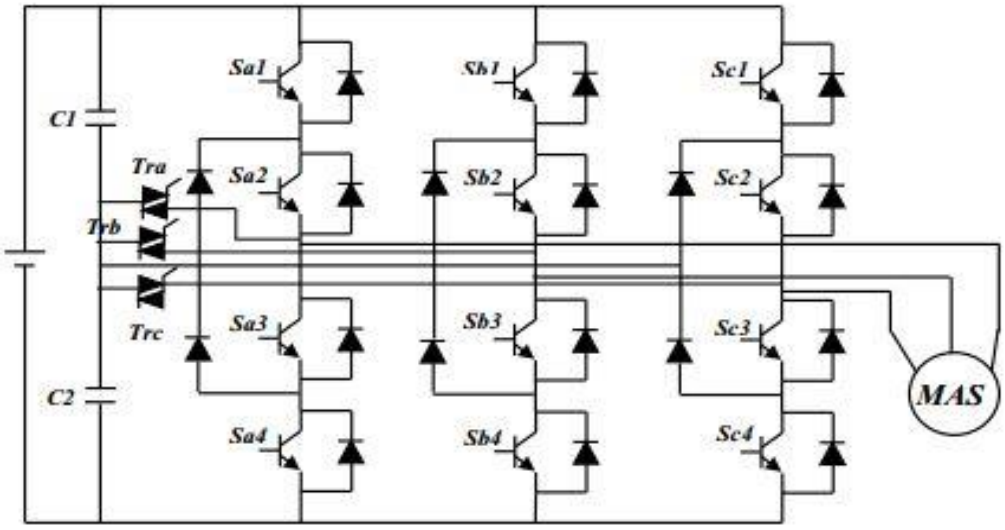


Figure IV.2 : topologie de tolérance aux défauts a trois triac supplémentaire

IV.3.2 Topologie à trois bras avec douze thyristors supplémentaire

Le schéma proposé dans la figure ci-dessous est utilisé pour un autre type d'onduleur, mais il Onduleur pas encore appliqué à la structure NPC. Le thyristor restera en circuit ouvert fonctionnement normal.

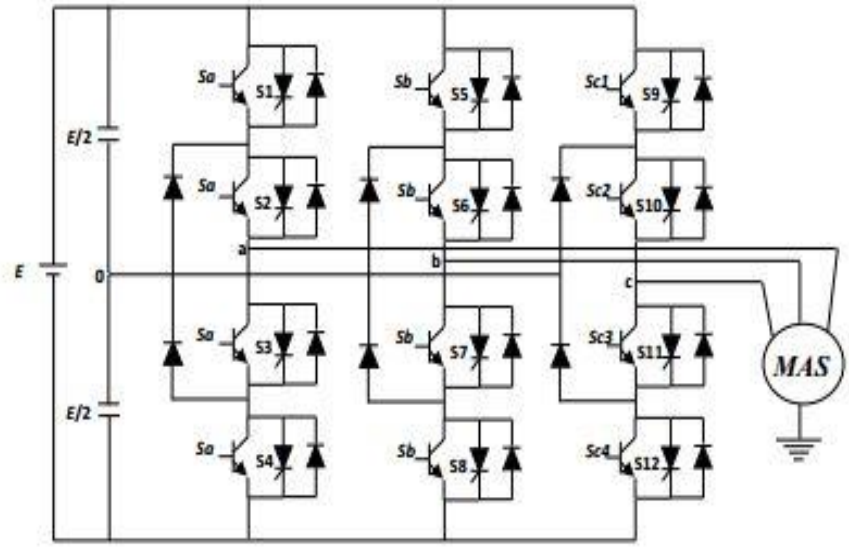


Figure IV.3 : topologie de tolérance aux défauts avec douze thyristors supplémentaire

IV.3.3 Topologie à trois bras avec six thyristors supplémentaire

La figure (IV.4) est un diagramme schématique d'un onduleur à trois niveaux a structure NPC. Chaque bras de l'onduleur est considéré comme une phase, comprenant les transistors externes Sa1 et Sa4 et internes Sa2 et Sa3, chaque transistor comportant une diode antiparallèle de Da1 à Da4 en plus des diodes de blocage D1 et D4. Les transistors internes sont complétés par des thyristors parallèles (S1 et S4) pour assurer une topologie tolérante aux pannes [26] [27] [28]. Dans des conditions normales de fonctionnement, le thyristor reste allumé. [29] Ce régime a été mentionné,

mais il n'a pas été étudié. Dans cette méthode, les condensateurs du bus DC sont considérés comme équilibrés par une procédure externe

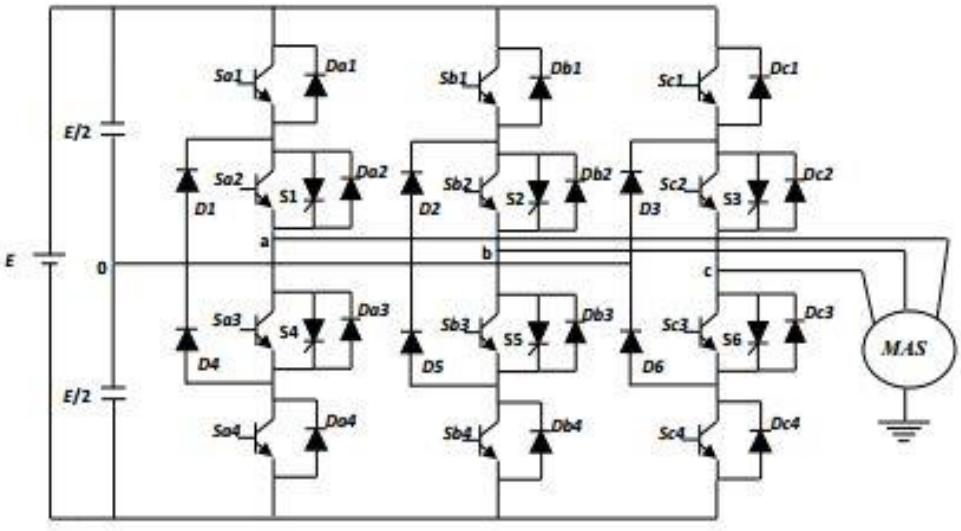


Figure IV.4 : topologie de tolérance aux défauts avec six thyristors supplémentaire

Dans ce chapitre, nous avons opté pour cette dernière topologie en plus de la compensation de la commande MLI .car il est très pratique et économique comparativement à d'autres topologies de compensation de défaut.

IV.4 Régime de reconfiguration FTC (compensation de défaut)

IV.4.1 Défaut dans le transistor externe

En cas de défaut (circuit ouvert) d'IGBT sa1 de la phase a, et pendant l'alternance positive du courant de la phase a, l'IGBT « sa2 » relie la charge au point milieu du bus DC, comme représenté sur la figure (IV.7 (a)). Sa2 est maintenu à son état de fonctionnement jusqu'à ce que le courant Ia prît l'alternance négative. Pendant ce temps, les autres armes continuent de fonctionner normalement.

Dans le cas au le défaut apparaît dans les transistors externes des phases b et c la même analyse est faite.

Une première possibilité de résoudre ce problème est de fonctionner comme si le transistor Sa4 était inactif. Afin de maintenir la symétrie, le fonctionnement de l'onduleur devient alors similaire à la technique de tolérance aux défaillances proposée par [26].

Une deuxième possibilité est de désactiver tous les IGBT externes Sa1, Sb1 et Sc1, et d'utiliser l'ensemble du système en tant que convertisseur à 2 niveaux, dans ce cas les IGBT Sx4 et Sx3 (x = à, b, c) fonctionnent ensemble. Cette possibilité peut être élargie si les trois IGBT sont défectueux.

Une troisième possibilité est la compensation de la commande MLI que nous avons appliquée dans notre travail, qui sera décrite en détail dans ce qui suit.

IV.4.1.1 Compensation de la commande MLI

En fonctionnement normal, les tensions de référence relatives au point milieu Va0*, Vb0* et Vc0 *, elles sont synthétisées par l'onduleur à trois niveaux.

Les tensions de phases par rapport à la charge sont spécifiées par V_{an*}, V_{bn*} et V_{cn*}, et définies par:

$$\begin{cases} V_{an}^{*} = V_{a0}^{*} - V_{n0}^{*} \\ V_{bn}^{*} = V_{b0}^{*} - V_{n0}^{*} \\ V_{cn}^{*} = V_{c0}^{*} - V_{c0}^{*} \end{cases}$$

- **Cas de défaut**

En supposant que le transistor défectueux est Sa1. Le transistor Sa2 connecte la borne au point milieu du bus continu conformément à la figure (IV.7 (a)) donc $V_{a0}^{*}= 0$. Pour maintenir la symétrie des tensions de phase de charge, il faut définir de nouvelles tensions de référence indiquées par :

$$\begin{cases} V_{bn}^{*} = V_{b0}^{*} - V_{a0}^{*} \\ \quad Et \\ V_{cn}^{*} = V_{c0}^{*} - V_{a0}^{*} \end{cases}$$

Grâce à cette procédure, la nouvelle référence de tension Vb0* et Vc0* indique un déphasage de 60°, et leurs amplitudes augmentent par un facteur de √3, comme le montre la figure (IV.5). Ainsi, de manière à permettre au convertisseur de synthétiser de nouvelles tensions de référence [26] [28] [31] [30].

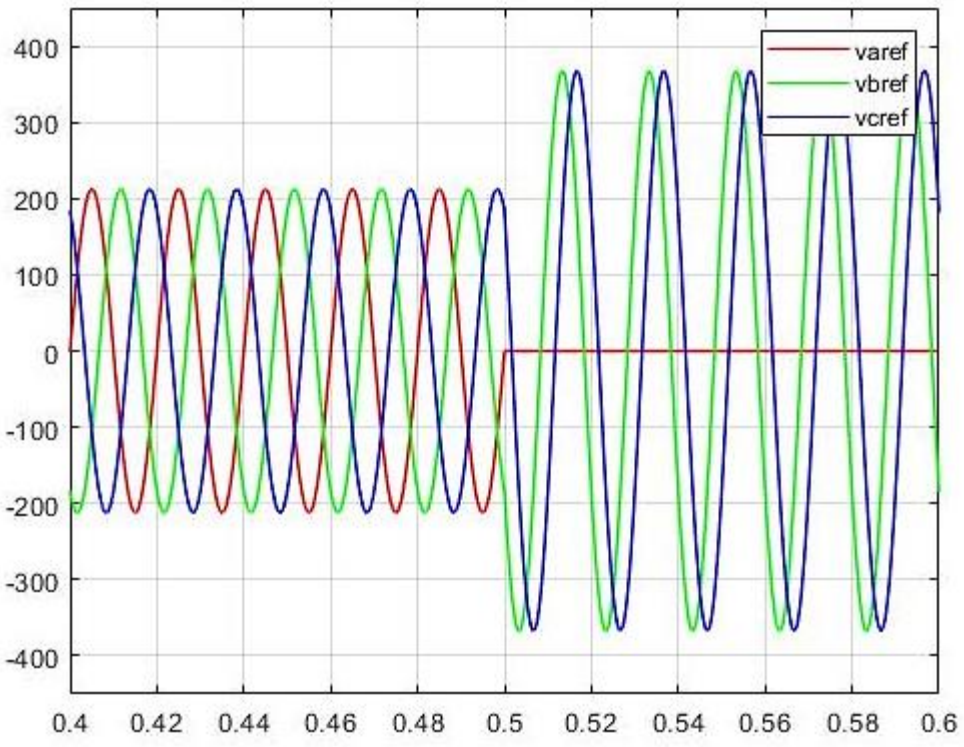


Figure IV.5 : Tensions de référence nouvelles

Dans la Figure (IV.6), on peut observer la relation entre les nouvelles tensions de référence et les tensions de phase sur la machine.

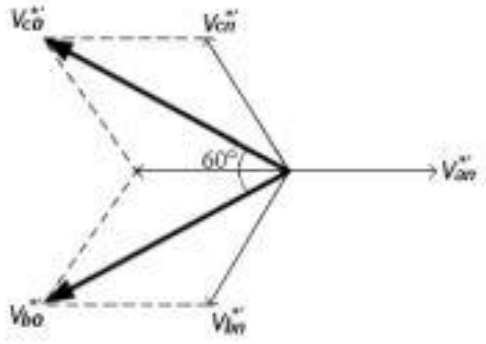


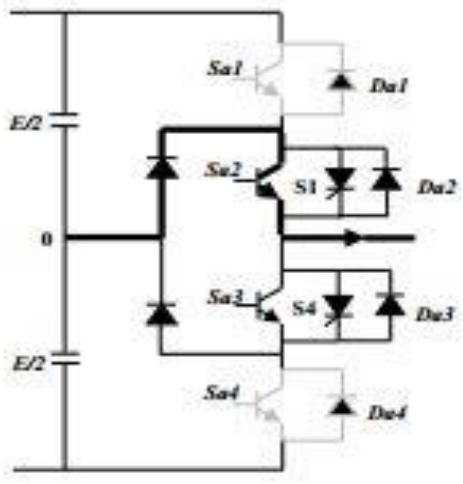
Figure IV.6 : Relation entre les tensions de référence et les nouvelles tensions de phase

IV.4.2 Défaut dans le transistor interne

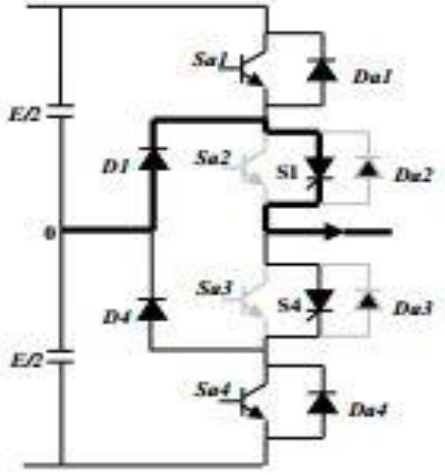
Si un défaut (circuit ouvert) survient sur le transistor Sa2 de la phase (a) et pendant l'alternance positive du courant Ia, le thyristor S1 devient passant.

Si IGBT Sa1 est ouvert, alors la phase (a) est connecté au point milieu du bus Continue comme indiqué Figure (IV.7(b)), d'autre part, si l'IGBT Sa1 est fermé, la phase (a) est connecté au borne positif du bus DC (Figure IV.7(c)).

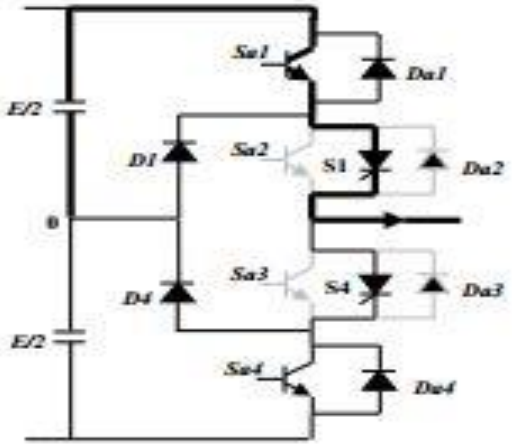
Les tensions de référence vis-à-vis le point milieu va0*, Vb0* et Vc0* ne changent pas et les tensions de phase sont données par l'équation (IV.1). Les figures IV.7(d) à IV.7(f) illustrent le cas où le courant Ia est négatif.



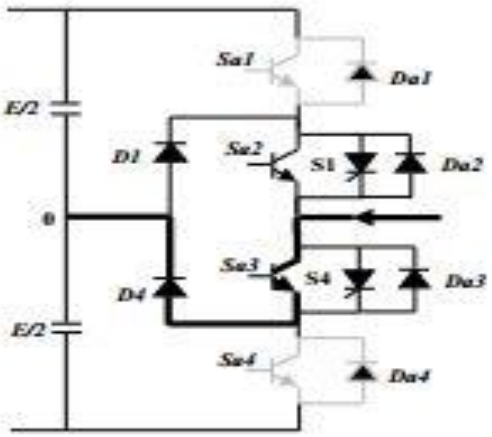
(a) défaut de Sa1 (ou Sa4), Ia >0



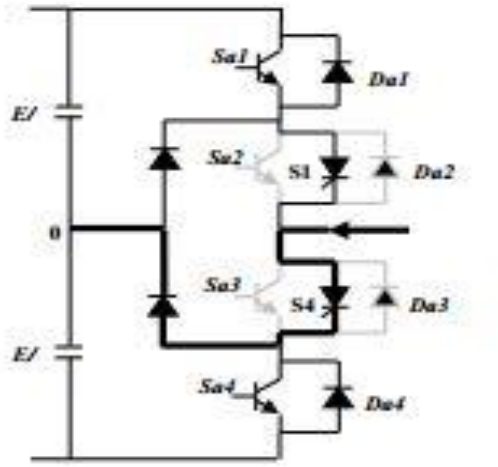
(b) défaut de Sa2 (ou Sa3), Ia >0



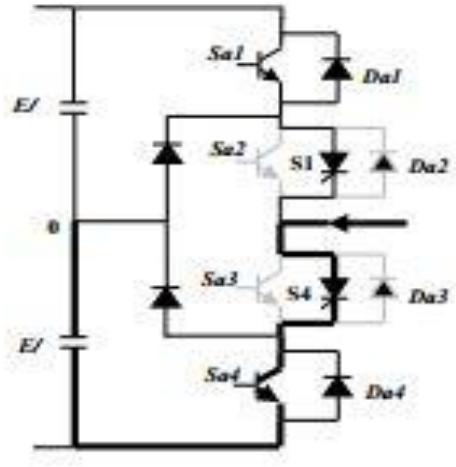
(c) défaut de Sa2 (ou Sa3), Ia >0



(d) défaut de Sa1 (ou Sa4), Ia <0



(e) défaut de Sa2 (ou Sa3), Ia <0



(f) défaut de Sa1 (ou Sa4), Ia <0

Figure IV.7 : La circulation du courant Ia sous condition de défaut.

IV.5 Résultats des simulations

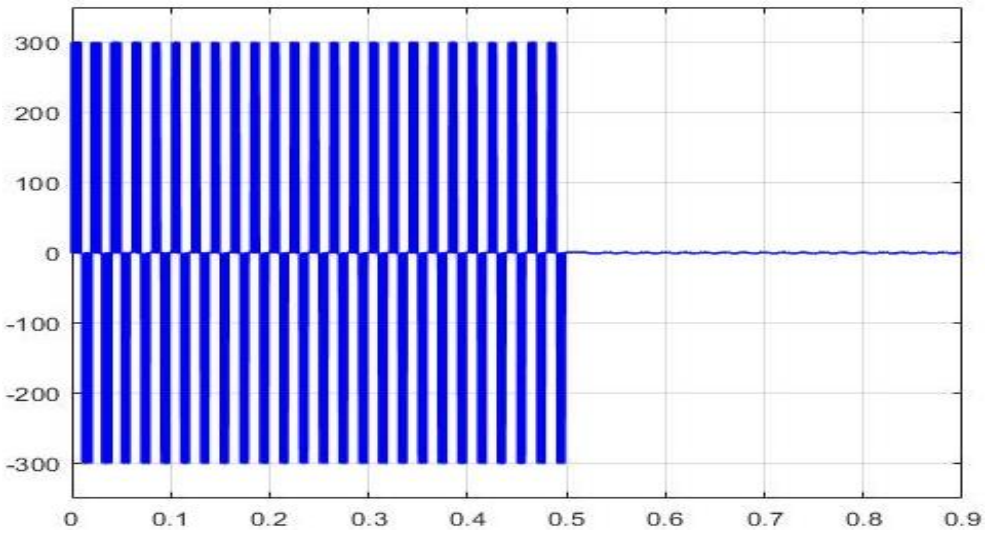
L'ensemble de systèmes a été simulé à l'aide de Matlab / Simulink. Ce programme simule un système composé d'un onduleur NPC à trois niveaux et d'une machine asynchrone. La technique proposée et détaillée au chapitre III a permis de détecter et de diagnostiquer les transistors défectueux.

IV.5.1 Cas de défaut dans le transistor externe

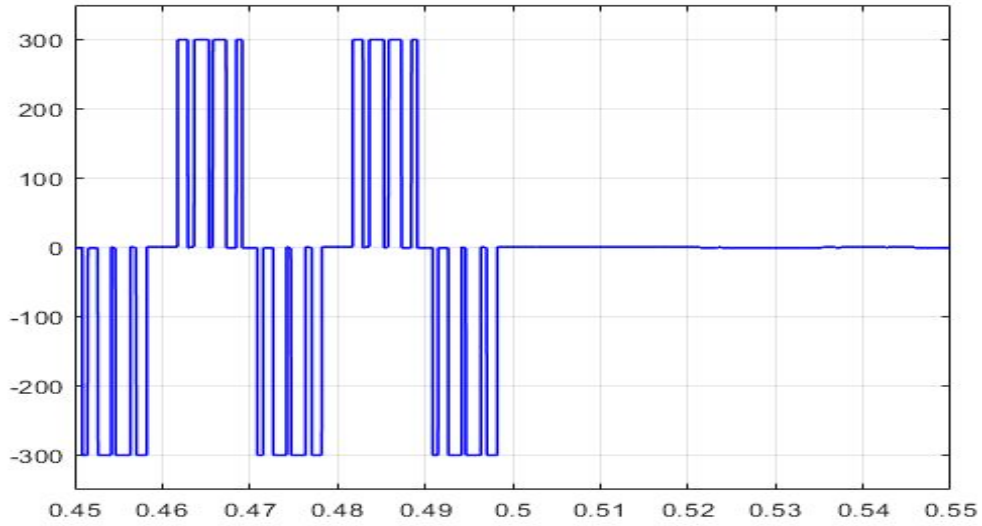
La technique de diagnostique a pour but d'identifier le transistor défectueux, ainsi que le transistor qui présente le défaut. Après l'apparition de défaut la tension Va0 prend la valeur '0' par ce que le point a sera connecté au point milieu comme présent dans la figure (IV.8)

Comme le montre la figure (IV.9), la stratégie de compensation de contrôle PWM permet au système de maintenir son fonctionnement normal avec des amplitudes de tension de phase réduites par rapport à celles dans des conditions normales.

La synthèse de nouvelles tensions de référence, a permis aussi au courant de garder sa forme sinusoïdale (figure IV.10).

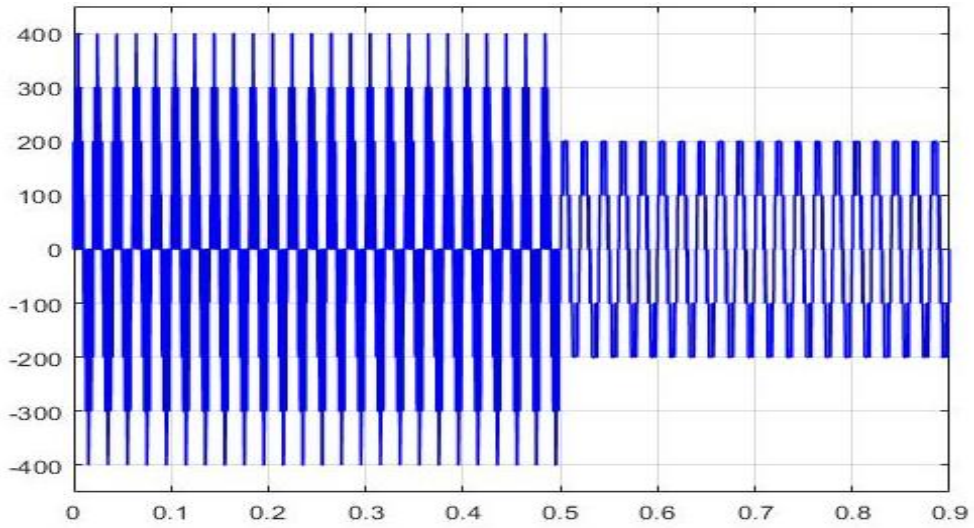


(a) allure de la tension Va0

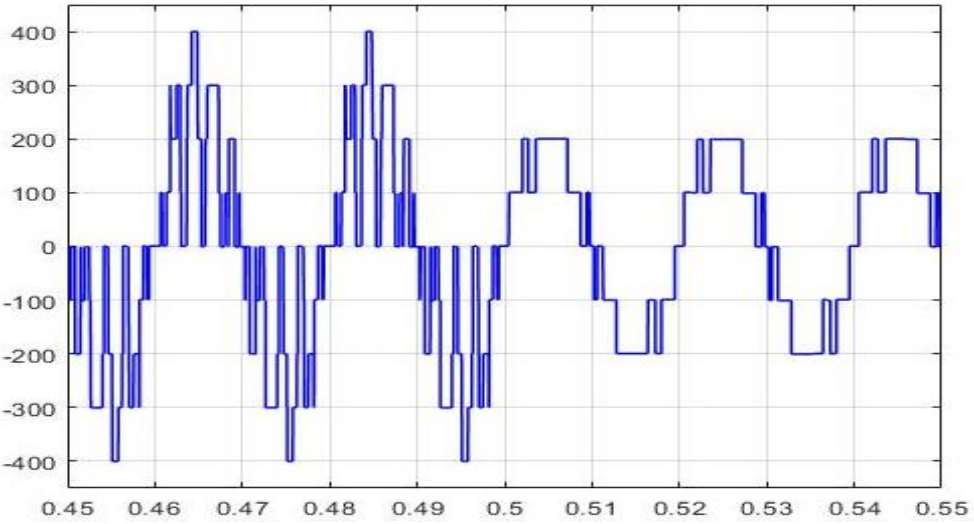


(b) Zoom de la tension Va0

Figure IV.8 : la tensionVa0 pour un défaut dans un des transistors externes (Sa1 ou Sa4)



(a) allure de la tension Van



(b) Zoom de la tension Van

Figure IV.9 : la tension Van pour un défaut dans un des transistors externes (Sa1 ou Sa4)

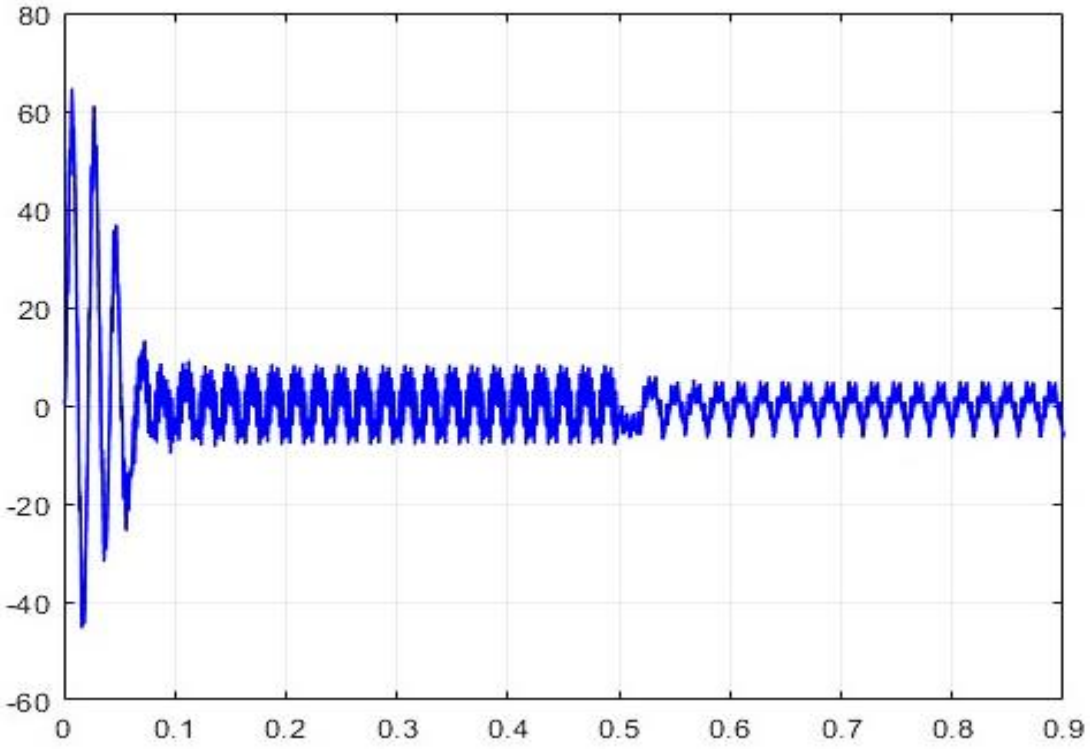
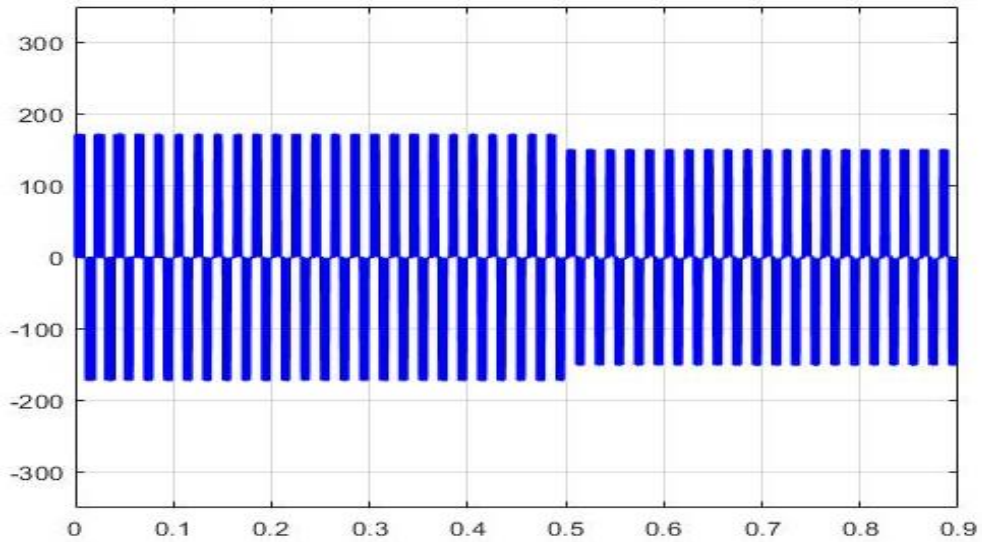


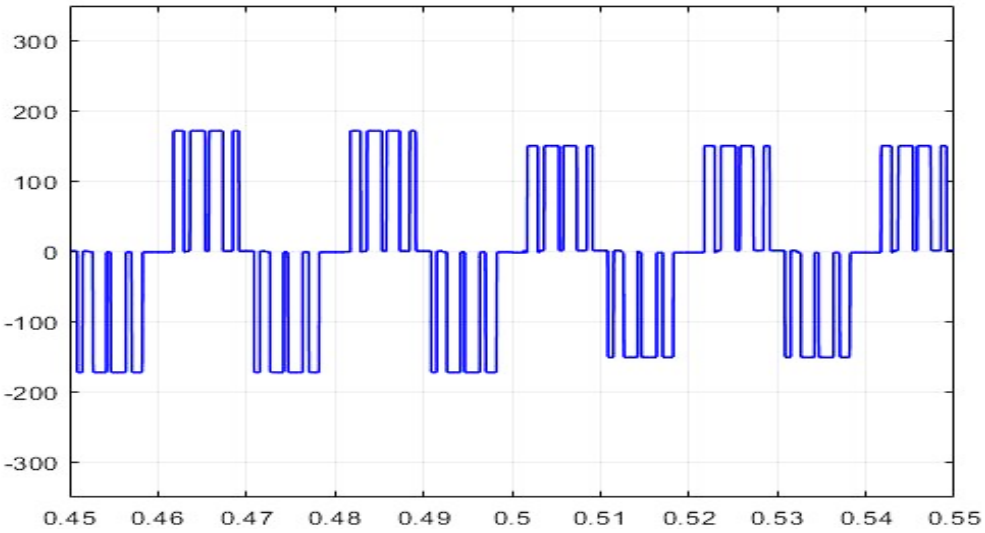
Figure IV.10 : le courant Ia pour un défaut dans un des transistors externes (Sa1 ou Sa4)

IV.5.2 cas de défaut dans le transistor interne

La figure (IV.11) montre la tension Va0 après reconstruction du défaut, apparaissant dans le transistor Sa2 à td=0.5s, son amplitude a diminué de 1/√3, et La tension de phase Van diminue légèrement (Figure IV.12)

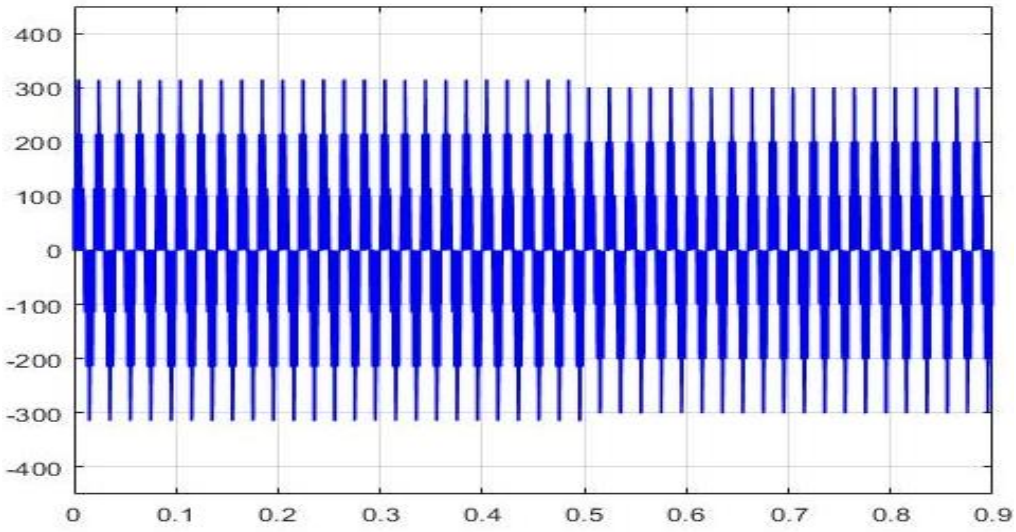


(a) allure de la tension Va0

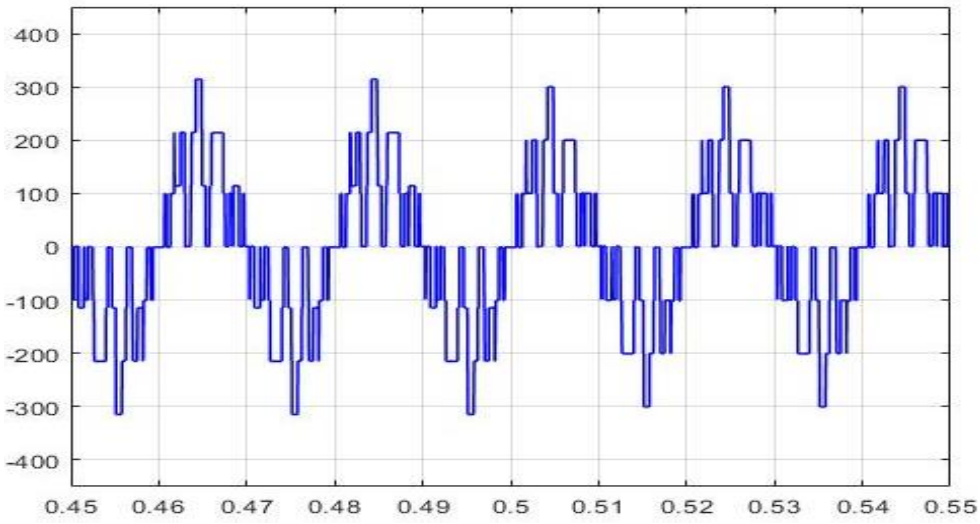


(b) Zoom de la tension Va0

Figure IV.11 : la tensionVa0 pour un défaut dans un des transistors externes (Sa2 ou Sa3)



(a) allure de la tension Van



(b) Zoom de la tension Van

Figure IV.12 : la tension Van pour un défaut dans un des transistors externes (Sa2 ou Sa3)

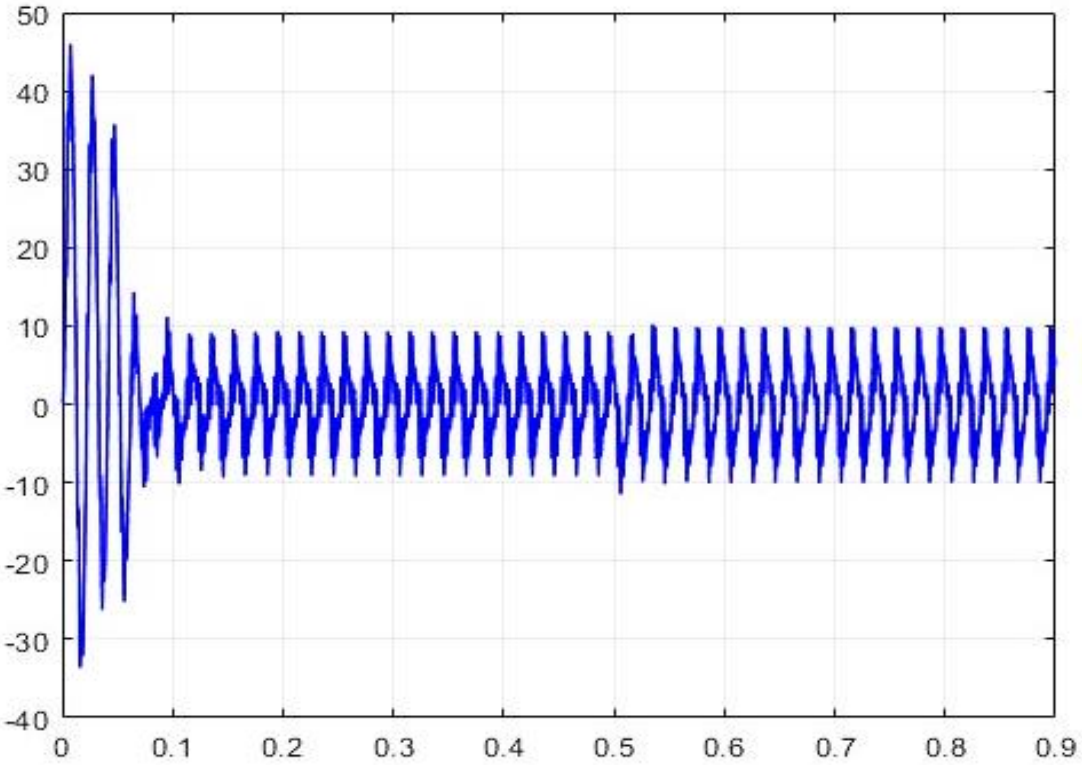


Figure IV.13 : le courant Ia pour un défaut dans un des transistors externes (Sa2 ou Sa3).

Après reconfiguration, la vitesse et le couple électromagnétique de la machine sont revient à la forme normale avec une légère perturbation, comme indiqués Figures (IV.14) et (IV.15) on peut donc dire que la commande tolérante aux defaults (FTC) peut éviter les défaillances du système.

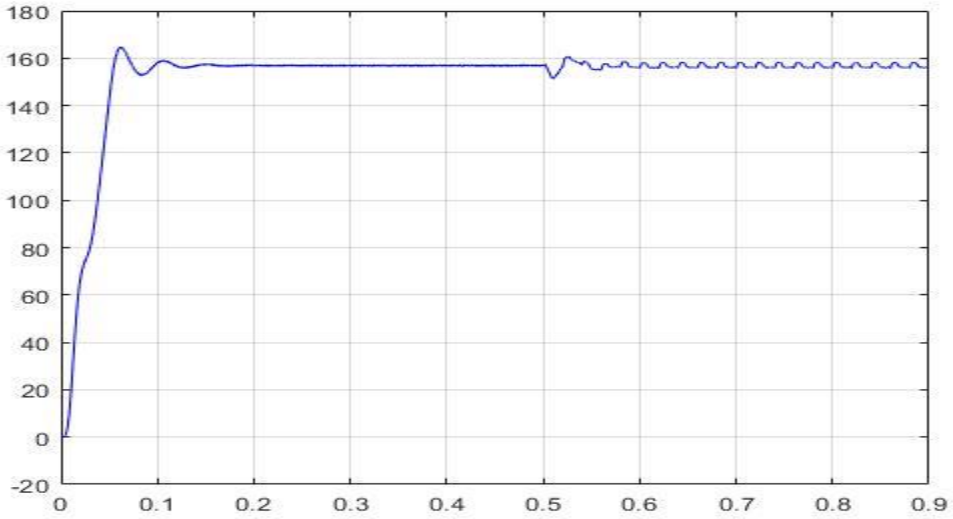


Figure IV.14 : Vitesse de rotation de la machine asynchrone après reconfiguration

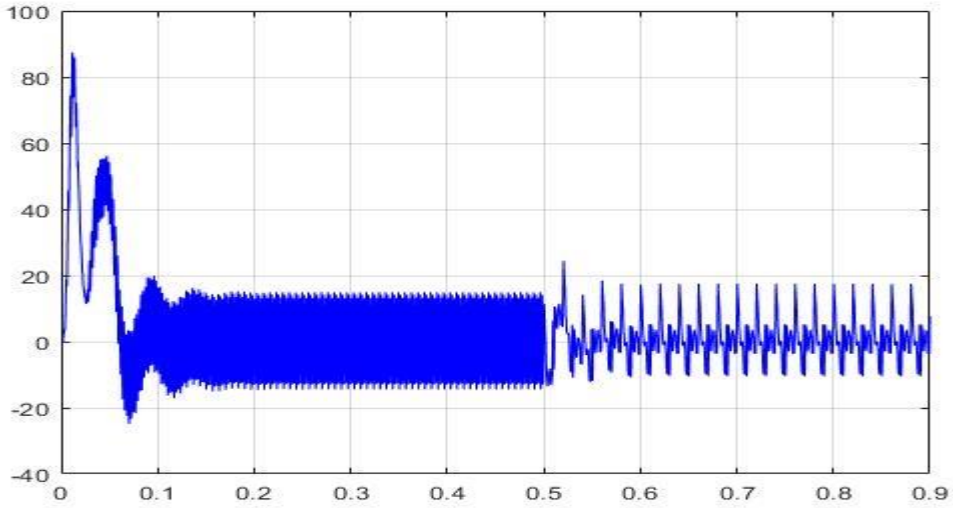


Figure IV.15 : Couple électromagnétique après reconfiguration

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs techniques de reconfiguration d'un onduleur triphasé avec une structure NPC sont présentées. Dans la topologie que nous avons choisi d'étudier la technique de contrôle est basée sur la connexion du neutre de la machine au point milieu du bus DC en ajoutant des thyristors, qui offrent une solution prometteuse en cas de défaillance en circuit ouvert du transistor interne. Ensuite, une stratégie de compensation de commande PWM est étudiée pour compenser les défauts des transistors externes.

Finalement, on a réussi à maintenir le fonctionnement continu du système en condition de défaut.

Dans ce mémoire, nous contribuons au diagnostic et à la commande tolérant aux défauts des systèmes d'entraînement électrique basé sur les moteurs asynchrones pour les applications hautes performances où le contrôle sans capteur mécanique et la fiabilité doivent être conçus et exploités simultanément. L'objectif principal est d'étudier les techniques de détection et d'identification des défauts de type circuit ouvert dans les interrupteurs de commutation des onduleurs de tension qui alimentent les moteurs à induction commandés en mode sans capteur. Un deuxième objectif consiste à étudier et mise en œuvre un technique de commande tolérant aux défauts permettant à la machine d'assurer la disponibilité du système pour le fonctionnement en mode dégradé.

Nous avons commencé à répondre a ces objectifs dans le premier chapitre par une modélisation du moteur asynchrone a cage d'écureuil dans diffèrent repère en utilisant la transformation de Park. Suivi par la modélisation de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux et leur commande par modulation de largeur d'impulsion(MLI).dans ce chapitre nous avons spécifié le modèle non-linéaire et fortement couplé que présente ce type de machines.

Ensuite au deuxième chapitre pour simplifier et pallier le problème posé précèdent nous avons adopté une commande vectorielle par orientation de flux rotorique qui a permis d'assimiler la machine asynchrone au moteur à courant continu à excitation séparée et cela en faisant contrôler séparément les deux grandeurs couple et flux.

Dans le chapitre trois, nous avons considéré les défauts comme étant essentiellement des circuits ouverts incontrôlés de transistors, et afin de caractériser l'état de ces défauts, nous avons analysé les résidus et les courants de phase. L'analyse résiduelle a montré que la partie du bras contenant le transistor défaillant pouvait être localisée. Concernant l'analyse du courant, ils permettent de localiser les transistors défaillants. Par conséquent, nous avons réussi à localiser les transistors défectueux de manière simple.

Dans le quatrième chapitre Nous concevons enfin une stratégie de contrôle tolérante aux pannes pour un onduleur NPC à trois niveaux. Pour cela, nous avons choisi la topologie la plus simple et la plus économique. Enfin nous avons réussi à élaborer une commande tolérante aux défauts pour assurer le fonctionnement du système en présence de défaut.

Annexe A

Paramètres du moteur asynchrone à cage

La simulation est effectuée sur une machine définie par les paramètres suivant :

Puissance nominale	1,5 KW
Tension nominale	220 / 380 V
Facteur de puissance nominal	0,8
Vitesse nominale	1420 tr/min
Fréquence nominale	50 Hz
Résistance statorique	4,85 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique du stator	0,274 H
Inductance cyclique du rotor	0,274 H
Inductance mutuelle cyclique	0,258 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	2 0,031 Nm-s2 / rad
Coefficient de frottement	0,008 N.m.s/rad

Tableau A.1 : Paramètre du moteur asynchrone.

Annexe B

La régulation

Pour chaque boucle de régulation, on prend classiquement Régulateur proportionnel-intégral (PI). Qui comprend une action proportionnelle pour La rapidité avec laquelle la surveillance réglementaire doit avoir lieu et une action globale, Élimination des erreurs statiques entre grandeur réglant et grandeur de consigne

Les contrôleurs proportionnels-intégraux-dérivés (PID) doivent être exclus car, bien que L'action différentielle permet la prédiction et la régulation accélérée, mais elle amplifie Moins de bruit.

Les Méthodes de calcul des différents paramètres du régulateur (PI) permettent au système d'avoir une bonne précision, vitesse et stabilité.

Tous les régulateurs que nous utilisons ont une fonction de transfert Dynamique de second ordre.

En identifiant le dénominateur sous la forme : $P(s) = w_n^2 s^2 + \frac{2\xi}{w_n} s + 1$

Le tableau suivant nous permet de choisir $W_n T_{rep5\%}$ en fonction du coefficient d'amortissement.

ζ	$W_n T_{rep5\%}$
0.4	7.7
0.5	5.3
0.6	5.2
0.7	3
1	4.5

Tableau B-1 : relation entre $W_n T_{rep5\%}$ et ζ

Dans notre travail, nous prenons un coefficient d'amortissement ζ=1 ce qui correspond à :

$W_n T_{rep5\%}=4.5$

Régulateur de courante

Les régulateurs de courants direct et quadratique fournissent les tensions Vds1 et Vqs1 nécessaires pour maintenir le flux à sa valeur de référence. Les boucles de régulation des courant Ids et Iqs sont présentée par les schémas bloc (B-1) et (B-2) il est déduit des deux équations de découplages

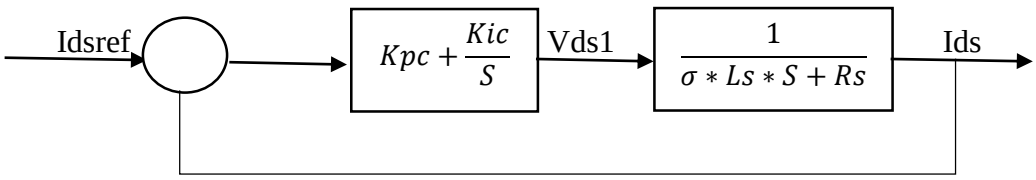


Figure B-1 : schéma bloc de régulation du courant Ids

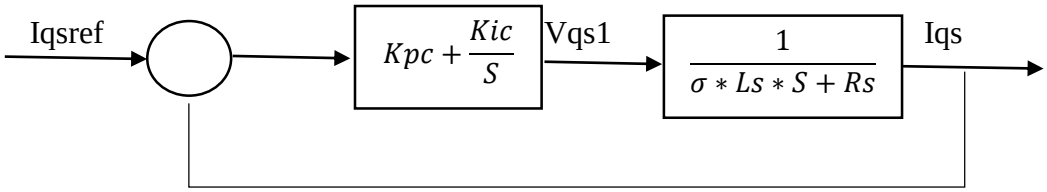


Figure B-2 : schéma bloc de régulation du courant Iqs

La fonction de transfère du système en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO = \frac{Kpc * S + Kic}{\sigma * Ls * S^2 + Rs * S}$$

La fonction de transfère du système en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBF = \frac{Kpc * S + Kic}{\sigma * Ls * S^2 + (Rs + Kpc) * S + Kic}$$

Par identification entre le polynôme caractéristique d'un système de deuxième ordre et le dénominateur de la FTBF nous obtenons le système suivant à résoudre:

$$\begin{cases} \dfrac{\sigma * Ls}{Kic} = \dfrac{1}{w_n^2} \\ \dfrac{Rs + Kpc}{Kic} = \dfrac{2 * \xi}{w_n} \end{cases}$$

D'où :

$$\begin{cases} Kic = \sigma * Ls * \left(\dfrac{4.5}{T_{repc5\%}} \right)^2 \\ Kpc = 2 * \sigma * Ls * \dfrac{4.5}{T_{repc5\%}} - Rs \end{cases}$$

Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse détermine le couple de référence, qui peut être piloté par le régulateur PI afin de maintenir la vitesse correspondante.

A partir des équations mécaniques du modèle de moteur asynchrone on peut calculer les paramètres du régulateur.

Le schéma bloc de la régulation est donné dans la figure (B-3)

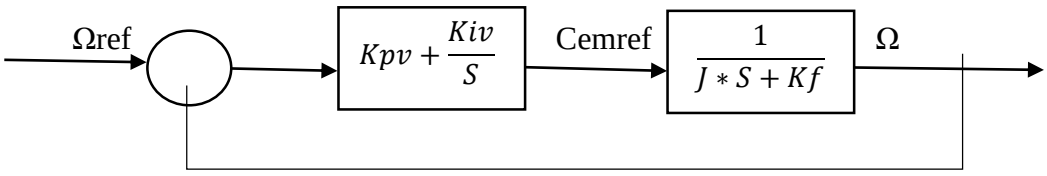


Figure B-2 : schéma bloc de régulation de la vitesse

La fonction de transfère du système en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO = \frac{Kpv * S + Kiv}{j * S^2 + Kf * S}$$

La fonction de transfère du système en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBF = \frac{Kpv * S + Kiv}{J * S^2 + (Kf + Kpv) * S + Kiv}$$

Par identification entre le polynôme caractéristique d'un système de deuxième ordre et le dénominateur de la FTBF nous obtenons le système suivant à résoudre:

$$\begin{cases} \dfrac{J}{Kiv} = \dfrac{1}{w_n^2} \\ \dfrac{Kf + Kpv}{Kiv} = \dfrac{2 * \xi}{w_n} \end{cases}$$

D'où :

$$\begin{cases} Kic = J * \left(\dfrac{4.5}{T_{repv5\%}} \right)^2 \\ Kpc = 2 * J * \dfrac{4.5}{T_{repv5\%}} - Kf \end{cases}$$

Les valeurs utilisées pour la simulation ne sont pas celles qui ont été établies, néanmoins les calculs ne sont pas inutiles, ils évitent une longue période de mise au point.

Les paramètres des différents contrôleurs utilisés dans le cadre de la simulation sont transcrits dans les tableaux suivants :

Régulateur de courants	
Kpc	**48.7511**
Kic	**8.7*10^3**

TABLEAU B-2 : valeurs des paramètres pour les régulateurs de courant

Régulateur de vitesse	
Kpv	**0.896**
Kiv	**8.9744**

TABLEAU B-3 : valeurs des paramètres pour le régulateur de vitesse

Plus les paramètres des régulateurs PI nous avons les paramètres de l'observateur mode glissant suivante :

paramètre	**Valeur**
Q1	**10**
Q2	**8**
Q3	**5**
Sigma1	**0.1**
Sigma2	**0.1**

TABLEAU B-4 : valeurs des paramètres de l'observateur mode glissante

Annexe C

Choix du référentiel

I.5.1.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est fixe par rapport au stator ou leur composant direct est confondu à la première phase du stator, il est très intéressant si l'on souhaite étudier la variation de la vitesse de rotation avec une fréquence d'alimentation fixe. Il est caractérisé par (ω_s =0), et cela permet d'écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \dfrac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \dfrac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + \dfrac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \dfrac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_r \Phi_{dr} \end{cases}$$

I.5.1.2 Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par (ω_r =0), donc la vitesse de rotation du référentiel est celui du rotor et les équations électriques dans ce référentiel s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \dfrac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \dfrac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{qr} + \dfrac{d\Phi_{qr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + \dfrac{d\Phi_{dr}}{dt} \end{cases}$$

Référence bibliographie

[1] F. Betin *et al.*, “Trends in electrical machines control: Samples for classical, sensorless, and fault-tolerant techniques,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 2, pp. 43–55, 2014, doi: 10.1109/MIE.2014.2313752.

[2] K. Ambusaidi, V. Pickert, and B. Zahawi, “New circuit topology for fault tolerant H-bridge dc-dc converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1509–1516, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2038217.

[3] L. Baghli, “Machine Asynchrone Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone,” 2020.

[4] F. Khammar and N. E. Debbache, “Application of Artificial Intelligence Techniques for the Control of the Asynchronous Machine,” vol. 2016, 2016.

[5] S. Kim, T. H. Nguyen, D. Lee, K. Lee, and J. Kim, “Fault Tolerant Control of DC-Link Voltage Sensor for Three-Phase AC / DC / AC PWM Converters,” vol. 14, no. 4, pp. 695–703, 2014.

[6] Hajary, Ali, et al. "Detection and localization of open-phase fault in three-phase induction motor drives using second order rotational park transformation." *IEEE Transactions on Power Electronics* 34.11 (2019): 11241-11252.

[7] P. Periodica, “STATE SPACE MODELING THEORY OF,” vol. 15, no. 1, pp. 124–135, 2020, doi: 10.1556/606.2020.15.1.12.

[8] Somasekhar, V. T., and K. Gopakumar. "Three-level inverter configuration cascading two two-level inverters." *IEE Proceedings-Electric Power Applications* 150, no. 3 (2003): 245-254.

[9] Bruckner, Thomas, and Donald Grahame Holmes. "Optimal pulse-width modulation for three-level inverters." *IEEE Transactions on Power Electronics* 20.1 (2005): 82-89.

[10] H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine, and M. Benbouzid, “Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems,” *ISA Trans.*, vol. 57, pp. 340–351, 2015, doi: 10.1016/j.isatra.2015.02.004.

[11] R. Maamouri, M. Trabelsi, M. Boussak, and F. M’sahli, “A sliding mode observer for inverter open-switch fault diagnostic in sensorless induction motor drive,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.*, vol. 3, no. 1, pp. 2153–2158, 2016, doi: 10.1109/IECON.2016.7793787.

[12] D. I. D. Etat and E. N. Genie, “Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique,” pp. 2011–2012, 2012.

[13] Khadar, Saad, Haitham Abu-Rub, and Abdellah Kouzou. "Sensorless field-oriented control for open-end winding five-phase induction motor with parameters estimation." *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society* 2 (2021): 266-279.

[14] M. Boussak, ‘‘*Commande des actionneurs électriques à vitesse variable*,’’ Polycope du cours Master SIS, 166 pages, Ecole Centrale Marseille-Aix Marseille Université, 2014

[15] Kherbouche ”Minimisation du courant statorique par l’optimisation du nivau du flux dans la machine à induction par la méthode du flux orienté”*Mémoire de magister 2005.*

[16] N. Benyahia, K. Srairi, and S. M. Mimoune, “Commade de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique,” *Courr. du Savoir*, no. January, pp. 147–150, 2005.

[17] S. Ali, M. T. Raza, G. Abbas, N. Ullah, S. Al Otaibi, and H. Luo, “Sliding Mode Observer-Based Fault Detection in Continuous Time Linear Switched Systems,” *Energies*, vol. 15, no. 3, pp. 1–15, 2022, doi: 10.3390/en15031090.

[18] R. Trabelsi, A. Khedher, M. F. Mimouni and F. M’Sahli, “Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer,” *Electric Power Syst. Research*, vol. 93, pp. 1 –15, Dec. 2012.

[19] J, VALLON, ‘‘*Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes*,’’ Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2003.

[20] A. Consoli, A. Gaeta, G. Scarcella, G. Scelba and A. Testa, ‘‘HF injection-based sensorless technique for fault-tolerant IPMSM drives,’’ I*EEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, 201 0, pp. 3131 –3138

[21] Z. Gao, C. Cecati and S. X. Ding, ‘‘A survey of fault diagnosis and fault tolerant techniques—Part I: Fault diagnosis with model based and signal based

[22] M. Trabelsi, M. Boussak, and M. Benbouzid, “Multiple criteria for high performance real-time diagnostic of single and multiple open-switch faults in acmotor drives: Application to IGBT-based voltage source inverter,” *Electric Power Systems Research*, vol. 144, pp. 136–149, 2017.

[23] X. Zhou, J. Sun, P. Cui, et al, “A Fast and Robust Open-Switch Fault Diagnosis Method for Variable-Speed PMSM System,” IEEE Transactions on Power Electronics,vol. 36, no.3, pp. 2598-2610, Mar.2021.

[24] Huang, Wenzhan, et al. "A diagnosis method for open-circuit faults in NPC three-level inverters based on novel sliding mode observer." *2021 CAA Symposium on Fault Detection, Supervision, and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS)*. IEEE, 2021.

[25] Benzineb Omar : « Diagnostic et commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone et des convertisseurs multicellulaires séries »,thèse de doctorat, université de Blida, 2010

[26] Liviane Catarine Almeida Melo : « Contribuições para a Detecção e Identificação de Faltas em Inversores Multiníveis », Programa de Pos-Graduaçao em Engenharia Eletrica e Computaçao, Universidade Federal do Rio Grande do Norte Centro de Tecnologia, Brasil, 2008.

[27] Edison R. da Silva, Wellington S. Lima, Hubert Razik,Antonio S. de Oliveira Jr., Cursino B. Jacobina : « Detection and compensation of switch faults in a three level inverter», IEEE, Brasil

[28] Jae-Chul Leel*, Tae-Jin Kim', Dae-Wook Kang2, Dong-Seok Hyun1,fellow : « a control method of improvement of reliability in fault tolerant NPC inverter system », IEEE.

[29] E. R. da Silva,W. S. Lima, A. S. de Oliveira, C. B. Jacobina, and H. Razik : « Detection and compensation of switch faults in a three level inverter », in *Proc. 37th IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, Jun. 2006, pp. 1–7.

[30] Gun-Tae Park, Tae-Jin Kim, Dae-Wook Kang, Dong-Seok Hyun : « Control Method of NPC Inverter for Continuous Operation Under One Phase Fault Condition », IEEE, Korea, 2OO4.

[31] Jung-Dae Lee, Tae-Jin Kim, Student Member, IEEE, Jae-Chul Lee, and DongSeok Hyun, Fellow : « A Novel Fault Detection of an Open-Switch Fault in the NPC Inverter System »,IEEE, Korea, 2007.

ملخص

تندرج مشكلة التحكم المتسامح في نطاق أنظمة التحكم المعقدة التي تتطلب معلومات وخبرات متعددة التخصصات. تقترح هذه الأطروحة مخططًا محسنًا للكشف وإعادة البناء والتحكم في التسامح مع الأخطاء (FTC) للأنظمة القائمة على المحرك اللاتزامني تحت خطأ فتح ترانزستورات المحول . لهذا الغرض ، يتم استخدام مراقب وضع الانزلاق (SMO) لتقدير السرعة ، التدفق, وتيارات الجزء الثابت ، للتحكم في المحرك شعاعيا ، الطريقة المقترحة لاكتشاف الأخطاء وتحديد المفاتيح المفتوحة تتطلب فقط التيارات ثلاثية الطور المقاسة ، الفكرة الرئيسية لهذه التقنية هي مقارنة التشابه بين التيار المقاس والتيار المقدر باستخدام حمل RL.
الكلمات الرئيسية: تشخيص آلة غير متزامنة ثلاثية الأطوار، خطأ دائرة مفتوحة، محول

RESUME

Le problème de contrôle tolérant aux défauts relève du domaine des systèmes de contrôle complexes dans lesquels des informations et une expertise interdisciplinaires sont requises. Ce mémoire propose un schéma amélioré de détection, de reconstruction et de contrôle tolérant les défauts (FTC) pour les systèmes a base du moteurs asynchrone sous un défaut d'ouverture des transitoires de l'onduleur. À cet effet, Un observateur en mode de glissement (SMO) est utilisé pour l'estimation de la vitesse, du flux et des courants de stator, afin de contrôler le moteur vectoriellement, La méthode proposée de détection et d'identification des défauts des interrupteurs ouverts ne nécessite que les courants triphasés mesurés, L'idée principale de cette technique consiste à comparer la similarité entre le courant mesuré et le courant estimé s à l'aide d'une charge RL.

Mots clés : diagnostique, machine asynchrone triphasé, défaut de circuit ouvert, onduleur

ABSTRACT

The problem of fault-tolerant control lies in the area of complex control systems in which interdisciplinary information and expertise is required. This memory provides an improved Fault Tolerant Detection, Reconstruction and Control (FTC) scheme for asynchronous motor based systems under a fault in opening the inverter transients. For this purpose, an observer in slip mode (SMO) is used for the estimation of stator velocity, flow and currents, in order to control the vector motor, The proposed method of detecting and identifying open switch faults requires only the measured three-phase currents. The main idea of this technique is to compare the similarity between the measured current and the estimated current using a RL load.

Keywords: diagnostic, asynchronous three-phase machine, open circuit fault, inverter