

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° : .....



DOMAINE: SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Académique

Par : GHEFSI YASSINE

Intitulé

Détection des défauts dans l'association  
convertisseur machine à induction

Soutenu devant le jury composé de:

.....	Université de M'sila	Président
BERRABAH FOUAD	Université de M'sila	Rapporteur
HELLALI LALLOUANI	Université de M'sila	CO-Rapporteur
.....	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2019 /2020

# Remerciement

*Tout d'abord, je tiens à remercier Dieu le tout puissant de m'avoir guidé dans la réalisation de ce modeste travail*

*Mes sincères remerciements vont à mon encadreur Monsieur **Berrabah Fouad** et Monsieur **Hellali Lallouani**, pour avoir encadré mon travail de fin d'étude*

*A travers ce mémoire, j'adresse mes reconnaissances aux enseignants du département génie électrique qui ont contribué à la formation de notre connaissance depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.*

*Je remercie tous les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail et pour l'intérêt qu'il porte à ce dernier*

*Nous ne pouvons pas clôturer nos remerciements sans se retourner vers les personnes les plus chers à nous ; nos parents qui ont eu un rôle essentiel et continu dans notre réussite*

***Ghefi Yassine***

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Mes très chers parents qui ont toujours veillé sur moi et ont mis à ma disposition tout ce qu'ils possèdent pour ma réussite.*

*A mes frères et mes sœurs et ma femme*

*A tout ma famille*

*A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.*

*A vous*

*Ghebi Yassine*

# Sommaire

Remerciements

Dédicace

Résumé

Sommaire

Introduction générale 1

## Chapitre I

### *Etat de l'art*

<b>I.1</b>	Introduction	3
<b>I.2</b>	Présentation du système étudié	3
<b>I.2.1.</b>	Constitution de la machine à induction	4
<b>I.2.1.1.</b>	Le stator	4
<b>I.2.1.2.</b>	Le rotor	4
<b>I.2.1.3.</b>	Organes mécanique	4
<b>I.2.2</b>	Onduleur	5
<b>I.2.2.1.</b>	Composants de puissance	5
<b>I.2.2.2.</b>	Interface de mesure de la tension et/ou des courants	6
<b>I.2.2.3.</b>	Module de contrôle (circuit de commande)	6

<b>I.3.</b> Défaut de défaillance sur un convertisseur de puissance et sa commande	6
<b>I.3.1.</b> Défaillance du condensateur	7
<b>I.3.1.2.</b> Défaillance de diodes classique	7
<b>I.3.1.3.</b> Défaillance d'un exemple d'interrupteur statique: L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)	8
<b>I.3.1.4.</b> Défaillance du circuit commande (Vieillessement de l'optocoupleur)	9
<b>I.3.1.5.</b> Coupure de phase	11
<b>I.3.1.6.</b> Défaut des capteurs	11
<b>I.4.</b> Conclusion	13

## **Chapitre II**

### *Modélisation de l'ensemble convertisseur-machine à induction en présence des défauts*

<b>II.1.</b> Introduction	14
<b>II.2</b> Modélisation de la machine asynchrone	14
<b>II.2.1.</b> Hypothèses simplificatrices	14
<b>II.2.1.1</b> Représentation des enroulements d'une MAS triphasé	15
<b>II.2.2</b> Equation générale de la machine asynchrone	15
<b>II.2.3</b> Equations magnétique	18
<b>II.3.</b> Modélisation de l'onduleur de tension	21
<b>II.4.</b> Commande de l'onduleur par modulation sinus-triangle	22
<b>II.5.</b> Résultats de simulation	23
<b>II.5.1.</b> Machine alimenté par réseaux triphasé	24
<b>II.5.2.</b> Machine alimentie par onduleur de tention à deux niveau	26
<b>II.5.3.</b> Machine-onduleur avec défaut	27

<b>II.5.3.1.</b> Etude du défaut d'ouverture des interrupteurs	28
<b>II.5.3.2.</b> Etude des défauts de court-circuit d'interrupteurs	33
<b>II.6.</b> Conclusion	35

## **Chapitre III**

### ***Détection et localisation des défauts***

<b>III.1</b> Introduction	36
<b>III.2</b> Défauts interne du convertisseur	36
<b>III.2.1.</b> Méthode de diagnostic du défaut d'ouverture de l'interrupteur	36
<b>III.2.2</b> L'analyse de la trajectoire du vecteur courant	37
<b>III.2.3.</b> Phase A en défaut : interrupteur ouvert	37
<b>III.2.4.</b> Phase B en défaut : interrupteur ouvert	37
<b>III.2.5.</b> Phase C en défaut : interrupteur ouvert	37
<b>III.3.</b> Résultat de simulation	38
<b>III.3.1.</b> 1 Cas sain (Sans Défaut)	39
<b>III.3.1.2.</b> Cas défauts	40
<b>III.3.1.3</b> Cas défaut court-circuit	41
<b>III.4.</b> Détection des défauts par génération des résidus	42
<b>III.4.1.</b> Principe de génération des résidus	43
<b>III.4.2.</b> Détection et localisation des défaillances	44
<b>III.4.3.</b> Résultat de simulation	45

<b>III.4.3.1</b>	Résultats de simulation et interprétation	52
<b>III.4.3.2</b>	Conclusion	53
	Conclusion générale	
	Bibliographie	
	Annexe	

# Notations et Symbols

AC	Courant Alternative
CAN	Convertisseur analogique / numérique
DC	Courant direct
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LED	Light Emitting Diode
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion
MI	Machine à induction
$f_s$	Fréquence de la tensions d'alimentation du moteur;
$C_i$	Capacité idéale anode-cathode, l'élément principal du condensateur;
$R_p$	Résistance parallèle
$R_{se}$	Résistance série des connexions et des armatures;
$L_{es}$	Inductance équivalente série des connexions et des enroulements.
$Z_{th}$	Impédance thermique d'une diode;
P	Puissances dissipées dans la diode;
$T_{\text{Junction}}^{\circ}$	Température de la jonction dans une diode;
$T_{\text{Boitier}}^{\circ}$	Température du boitier d'une diode;
$I_{\text{Forward}}$	Courant direct de la diode;
m	Indice de modulation;
r	Coefficient de réglage en tension;
$\theta$	l'angle électrique entre l'axe rotorique et l'axe statorique;
$\theta_r$	l'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « a » du rotor;
$\theta_s$	l'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « a » du stator;
$R_s, l_s$	Résistance et inductance propre d'une phase statorique;
$R_r, l_r$	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique;
p	Nombre de paires de pôles;

$l_s$	Inductance de fuit statorique;
$l_r$	Inductance de fuit rotorique;
$M$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor;
$M_s$	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases de stator;
$M_r$	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases de rotor;
$M_{sr}$	Maximum de l'inductance mutuelle entre la phase de stator et la phase du rotor;
$L_s$	Inductance cyclique statorique;
$L_r$	Inductance cyclique rotorique;
$J$	Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur;
$F_r$	Coefficient de frottement visqueux;
$\Omega$	Vitesse angulaire mécanique du rotor;
$\omega$	Vitesse angulaire électrique du rotor;
$\omega_s$	Vitesse des axes « d, q » dans le repère statorique;
$\omega_r$	Vitesse des axes « d, q » dans le repère rotorique;
$C_{em}$	Couple électromagnétique délivré par le moteur;
$C_r$	Couple résistant;
$U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$	Les tensions composées ;
$V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$	Les tensions simples des phases.

# Liste des figures

## Chapitre I

<b>Figure I.1</b> : présentation du système étudié	3
<b>Figure I.2</b> : Schéma de principe de la conversion continue alternative(DC_AC)	5
<b>Figure I.3</b> : Schéma équivalent d'un condensateur réel	7
<b>Figure I.4</b> : différents types de défauts d'un bras d'un onduleur de tension	9
<b>Figure I.5</b> : Fiabilité des technologies dans les drivers de commande	10
<b>Figure I.6</b> : Courbes de -CTR - Composant sain et composant défaillant	11

## Chapitre II

<b>Figure II.1</b> : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique	15
<b>Figure II.2</b> : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente issue de la transformation de Park	17
<b>Figure II.3</b> : Disposition des enroulements suivant les axes <b>d, q</b>	19
<b>Figure II.4</b> : schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux	20
<b>Figure II.5</b> : Modulation sinus-triangulaire pour une phase	23
<b>Figure II.6</b> : Grandeurs électriques et mécanique de la machine à l'état sain	25
<b>Figure II.7</b> : Grandeurs électriques et mécanique de la machine saine alimentée par un onduleur à MLI	27
<b>Figure II.8</b> : Grandeurs électriques et mécanique de la machine pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur $T_{r1}$	28
<b>Figure II.9</b> : Grandeurs électriques et mécanique de la machine pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur $T_{r4}$	29

<b>Figure II.10</b> : Grandeurs électriques et mécanique de la machine pour un défaut d'ouverture de deux l'interrupteurs aux même bras ( $T_{r2}, T_{r5}$ )	31
<b>Figure II.11</b> : Grandeurs électriques et mécanique de la machine pour un défaut d'ouverture de deux l'interrupteurs aux même bras ( $T_{r1}, T_{r6}$ )	32
<b>Figure II.12</b> : Grandeurs électriques et mécanique de la machine pour un défaut de court-circuit de l'interrupteur $T_{r1}$	34
<b>Figure II.13</b> : Grandeurs électriques et mécanique de la machine pour un défaut de court-circuit de l'interrupteur $T_{r4}$	34

## Chapitre III

<b>Figure III.1</b> : Trajectoires du contour de Park dans le référentiel ( $\alpha, \beta$ )	38
<b>Figure III.2</b> : signature' A l'état sain (Sans défaut), la trajectoire de vecteur courant présente des cercles	39
<b>Figure III.3</b> : signature défaut' $T_{r1}$	39
<b>Figure III.4</b> : signature défaut ' $T_{r4}$	39
<b>Figure III.5</b> : signature défaut' $T_{r2}$	40
<b>Figure III.6</b> : signature défaut ' $T_{r5}$	40
<b>Figure III.7</b> : signature défaut' $T_{r3}$	40
<b>Figure III.8</b> : signature défaut ' $T_{r6}$	40
<b>Figure III.9</b> : signature défaut ' $T_{r1}$	41
<b>Figure III.10</b> : signature défaut' $T_{r4}$	41
<b>Figure III.11</b> : signature défaut ' $T_{r2}$	41
<b>Figure III.12</b> : signature défaut' $T_{r5}$	41
<b>Figure III.13</b> : signature défaut ' $T_{r3}$	42
<b>Figure III.14</b> : signature défaut' $T_{r6}$	42
<b>Figure III.15</b> : principe de généraion des residus	44
<b>Figure III.16</b> : courants statoriques, cas sain	45
<b>Figure III.17</b> : Résidus, cas sain	45
<b>Figure III.18</b> : courants statoriques défaut $T_{r1}$	46

<b>Figure III.19</b> : Résidus, défaut $T_{r1}$	46
<b>Figure III.20</b> : les courants statoriques défaut $T_{r4}$	47
<b>Figure III.21</b> : résidu, cas défaut $T_{r4}$	47
<b>Figure III.22</b> : les courants statoriques défauts $T_{r2}$	48
<b>Figure III.23</b> : résidu, cas défaut $T_{r2}$	48
<b>Figure III.24</b> : les courants statoriques, défaut $T_{r5}$	49
<b>Figure III.25</b> : résidu, cas défaut $T_{r5}$	49
<b>Figure III.26</b> : les courants statoriques, défaut $T_{r3}$	50
<b>Figure III.27</b> : résidu, cas défaut $T_{r3}$	50
<b>Figure III.28</b> : les courants statoriques, défaut $T_{r6}$	51
<b>Figure III.29</b> : résidu, cas défaut $T_{r6}$	51

# Liste des tableaux

## Chapitre I

**Tableau I.1** : Synthèse des défaillances du convertisseur et du circuit de commande 12

## Chapitre III

**Tableau III.1** : Table de signatures théoriques des défauts des interrupteurs 44

## Introduction générale

Le diagnostic des machines électriques s'est fortement développé dans le monde industriel depuis plusieurs années afin d'élaborer des méthodes de diagnostic ayant pour objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient indispensable pour certaines applications [1]. La sécurité, la fiabilité et la rentabilité des actionneurs qui sont des parties intégrantes des procédés industriels sont devenues des concepts fondamentaux [2]. Afin que ces performances soient assurées, on porte aujourd'hui un grand effort sur la surveillance et le diagnostic des systèmes afin qu'ils soient de plus en plus performants [3]. Alors, une bonne fiabilité des systèmes des entraînements électriques est indispensable non seulement pour garantir la sécurité des systèmes et par conséquent des personnes, mais aussi pour diminuer les coûts liés à la maintenance et au non disponibilité des systèmes. Compte tenu des enjeux économiques, une réflexion générale a été engagée en matière de sûreté de fonctionnement orientée vers le diagnostic des entraînements électriques dont le but est de superviser pour détecter les prémices d'une défaillance [4].

Grâce à l'utilisation de plus en plus répandue d'actionneurs électriques commandés par commutateurs électroniques. L'électronique des semi-conducteurs et la conversion d'énergie sont en pleine croissance en ces dernières années, et en particulier l'association convertisseur électronique-machine asynchrone grâce à sa simplicité et sa robustesse. Elle est largement utilisée dans la plupart des entraînements électromécaniques, notamment pour des applications à vitesse variable. Les progrès de l'électronique de puissance associés aux commandes modernes ont permis d'envisager des applications à vitesse variable plus performantes [5].

D'autre part les convertisseurs de vitesse peuvent faire l'objet de défauts de l'un de leur composant semi-conducteur. Soit, qu'il se bloque continuellement en position ouverte ou fermée causant un dysfonctionnement de la chaîne. Alors, c'est dans ce cadre que s'inscrit le contenu du travail réalisé dans ce projet de fin d'études [6].

Dans ce travail nous nous intéressons plus précisément aux problèmes de détection et de localisation de quelques défauts dans les convertisseurs, en particulier le défaut d'ouverture de l'interrupteur de puissance et le défaut de court-circuit. Pour la détection des défaillances nous

utilisons une technique basée sur la génération de résidus afin de détecter les défauts dans l'interrupteur de puissance.

Pour cela le mémoire est structuré en trois chapitres :

Dans le premier chapitre est consacré à l'état de l'art sur la détection des défauts dans l'association convertisseur –machine à induction. Nous présentons dans la première partie, les éléments de construction de la machine, dans la deuxième partie nous avons commencé à présenter les composants de puissance d'un convertisseur et les défaillances et leurs causes et les conséquences.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Ceci en vue de sa simulation, ainsi que l'alimentation de la machine à travers un onduleur de tension commandé par la technique MLI sinusoïdal. Des résultats de simulation sont présentés à l'état sain et avec défaut au niveau des interrupteurs.

Le troisième chapitre présente la détection des défauts d'un convertisseur. La détection de défauts est basée sur deux méthodes (compteur de Park et génération des résidus) est développée et un algorithme de détection des cas de défauts étudiés est proposé.

Ce contenu de mémoire est suivi d'une conclusion générale mettant en avant les points forts de ce travail de fin d'études master\_2.

# Chapitre I

*Etat de l'art*

## I.1 Introduction :

Le moteur asynchrone est largement utilisé dans le domaine des puissances supérieures à quelques Kilowatts car il présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique avantageuse, sa Robustesse, sa facilité de mise en œuvre, et son faible cout, sa construction simple etc...

L'apparition des variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation dans une large Gamme a grandement favorisé son développement. En effet, il rentre dans la conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électrique (traction électrique, laminoir, pompage, levage, etc...).

Dans ce chapitre nous rappelons les éléments de constitution de l'association machine à induction onduleur deux niveau, et les défauts pouvant survenir.

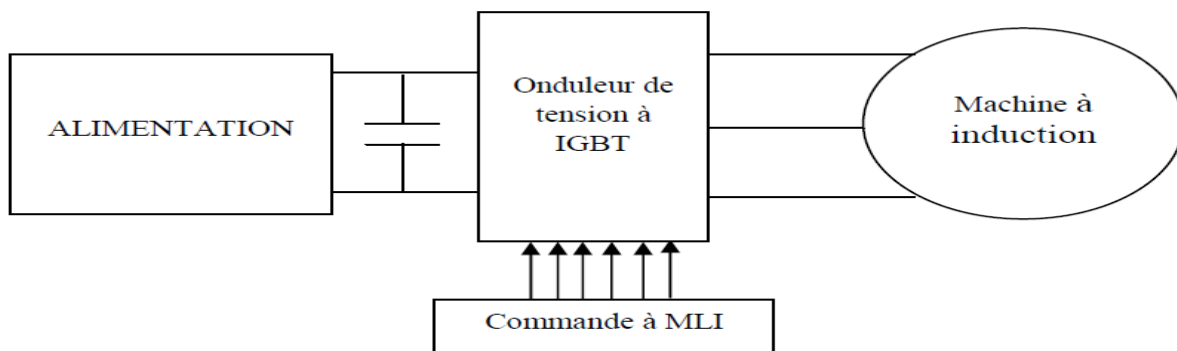
## I.2 Présentation du système étudié

Dans le cas des moteurs à induction, la vitesse de rotation du rotor dépend de la fréquence statorique  $f_s$  (fréquence de la tension d'alimentation du moteur) et de la fréquence des courants rotorique. Un convertisseur statique permet de faire varier l'amplitude et la fréquence de l'alimentation et donc de faire varier la vitesse de la machine.

Le système étudié est représenté par la figure (I.1), il est composé de :

- Un onduleur de tension à MLI.
- Une machine à induction.

Le schéma suivant présente la structure générale qui permet de réaliser le processus avec variation de vitesse



**Figure I.1** : présentation du système étudié

### **I.2.1. Constitution de la machine à induction :**

La machine à induction ou MI, comprend un stator et n rotor constitué de tôle d'acier au silicium et comportement des encoches dans lesquelles on place les enroulements.

#### **I.2.1.1. Le stator :**

Le stator, (partie fixe) ou est fixée l'alimentation, est constitué de disques en tôles magnétiques empilés portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer, ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans les quelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine

Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes bobinent.

Les conducteurs d'encoches permettent de crée dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de conversion électromagnétique. Les têtes de bobine permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est obtenu à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique. [3]

#### **I.2.1.2. Le rotor :**

Le rotor (partie mobile), permet de mettre en rotation la charge mécanique, il est constitué de disques en tôles magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement, on définit deux type : bobiné ou cage d'écureuil. Tout fois nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [4].

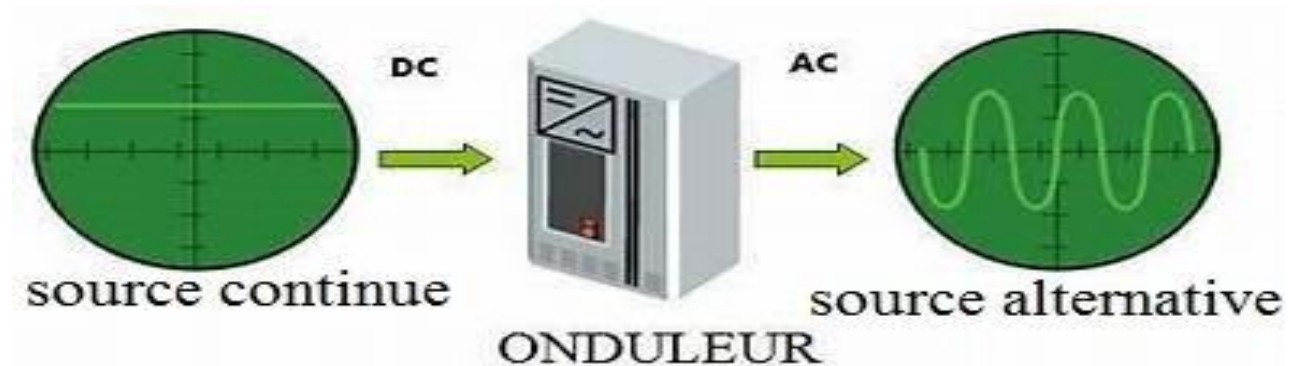
#### **I.2.1.3. Organes mécanique :**

La carcasse joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission comprenant une partie centrale qui sert de support au corps du rotor est un bout d'arbre sur le quels est fixé un demi accouplement .il est généralement constitué en acier moulé ou forgé .il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent sa libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les

dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulement pour les machines de petite et moyenne puissance [5].

## I.2.2 Onduleur :

Onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteur IGBT). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande (figure I.3) [4].



**Figure I.2 :** Schéma de principe de la conversion continue alternative (DC-AC)

Il est de deux modules généralement regroupés dans une même enveloppe :

1. Un module de puissance qui alimente le moteur en énergie électrique .il est principalement constitué de :

- a- Composant de puissance (diodes, Thyristors, IGBT, etc.) ;
- b- Interfaces de mesure des tensions et/ou des courants.

2-un module de contrôle,

### I.2.2.1. Composants de puissance

Les interrupteurs de puissance en tant qu'élément de base de l'onduleur se composent, selon la puissance commutée : de GTO, de MOSFET de puissance ou d'IGBT, etc., en parallèle avec une diode .la diode permet d'assurer la continuité du courant.

Les composants de puissance sont à base des semi-conducteurs [6]

- **IGBT**

C'est un transistor de puissance commandé par une tension appliquée à une électrode appelée grille isolée du circuit de puissance. Ce composant nécessite des énergies infimes pour faire circuler des courants importants. C'est aujourd'hui le composant utilisé en interrupteur tout ou rien dans la majorité des convertisseurs de fréquence jusqu'à des puissances élevées en MW. [5]

- **Diode**

La diode est un semi-conducteur non contrôlé comportant deux régions P(anode) et N (cathode) et qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens, de l'anode vers la cathode. Elle se comporte comme un interrupteur fermé. Elle bloque le courant et se comporte comme un interrupteur ouvert, si la tension d'anode devient moins positive que celle de la cathode [5].

### **I.2.2.2. Interface de mesure de la tension et/ou des courants**

Elle est constituée par des capteurs de courant et de tension, système de conditionnement convertisseur analogique/numérique (CAN) (cas de la commande numérique).

### **I.2.2.3. Module de contrôle (circuit de commande)**

Assurant toutes les fonctions de commande via un microprocesseur (Plc, etc.), qui exploite les réglages et les ordres (consignes et limites de vitesse, marche, arrêt, limitation de courant, freinage, etc.)

Ce module doit garantir les fonctions essentielles de la commande des semi-conducteurs du variateur de vitesse et l'échange d'informations de commande, de régulation et d'analyse avec les périphériques, onduleur, etc..). [5][6]

## **I.3. Défaut de défaillance sur un convertisseur de puissance et sa commande**

Le convertisseur électrique est à base d'un onduleur à trois bras (6 transistors) et pour le contrôle de sa vitesse, trois capteurs de courant et un capteur de position sont nécessaires.

Le point faible dans cette architecture consiste dans le fait qu'un défaut sur un des composants de la chaîne de conversion d'énergie entraîne la perte de contrôle totale ou partielle de l'actionneur.

En pratique, le défaut peut concerner le réseau (court-circuit, microcoupures...), l'onduleur (casse de transistors ou de diode), la machine (court-circuit dans le bobinage) ou l'un des capteurs. Parmi ces défauts, ceux concernant l'onduleur et sa commande rapprochée (défaut au niveau d'un composant de puissance commandable (un IGBT ou de capteur de courant ou de tension). Ces

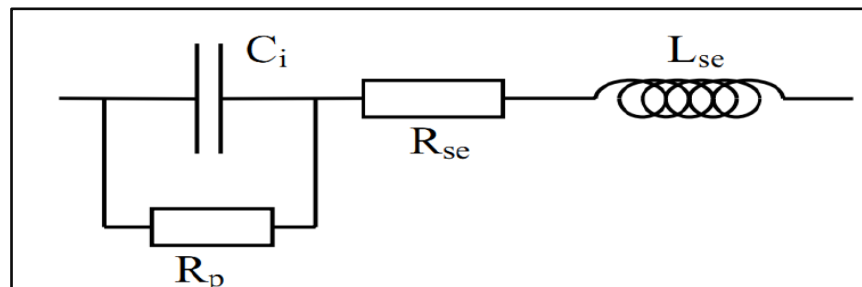
défauts conduisent à la perte de contrôle de courant et à l'apparition des ondulations de couple d'amplitude importante [7].

### I.3.1. Défaillance du condensateur

Les condensateurs sont plus étudiés parce qu'ils sont dans les applications courantes les composants qui posent le plus de problèmes mais, inversement, sont les plus simples à analyser.

En capacité de filtrage, une augmentation du taux d'ondulation de la tension en sortie du filtre est observée. On observe également un échauffement dans la capacité. La température est également un facteur aggravant de l'état du condensateur et elle affecte sa capacité. Pour chaque condensateur, une plage de température de fonctionnement est définie. Si la température croît et qu'elle dépasse la limite thermique du condensateur, cela accélère son vieillissement et peut provoquer une défaillance, en cas d'élévation trop importante.

Enfin, le condensateur peut se retrouver en court-circuit lorsqu'une défaillance apparaît sur un bras (un bras est une cellule de commutation constituée de 2 interrupteurs) [8].



**Figure I.3** Schéma équivalent d'un condensateur réel. [8]

- $C_i$  : capacité idéale anode-cathode, l'élément principal du condensateur.
- $R_p$  : résistance parallèle représentant les pertes diélectriques et les fuites entre les deux électrodes.
- $R_{se}$  : résistance série des connexions et des armatures.
- $L_{se}$  : inductance équivalente série des connexions et des enroulements. Elle dépend de la technologie de fabrication.

#### I.3.1.2. Défaillance de diodes classique

Pour les diodes classiques, l'analyse est plus complexe car il existe plusieurs modes de défaillance possibles. Seul le vieillissement, qui est la défaillance la plus importante, sera présenté ici. Il peut avoir un problème sur la puce de silicium, un problème sur le boîtier qui n'est plus ou

pas hermétique. Un indicateur de l'état de la diode est l'impédance thermique  $Z_{th}$  qui devra être la plus petite possible. Elle est définie par la relation suivante

$$Z_{th} = \frac{(T_{J\text{onction}}^{\circ} - T_{\text{Boitier}}^{\circ})}{P} \quad (1.1)$$

**P** : puissance dissipée dans la diode en watt

Les coefficients de dilatation des différents matériaux de la diode étant différents, des craquelures peuvent apparaître. La dissipation thermique est alors de moins en moins bonne et l'impédance thermique va augmenter (se dégrader). La défaillance apparaît ainsi en fin de vie du composant, pendant la période dite 'd'usure'. Ce problème est un problème que l'on retrouve dans la plupart des semi-conducteurs de puissance [9].

### **I.3.1.3. Défaillance d'un exemple d'interrupteur statique: L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)**

#### **a. Court-circuit**

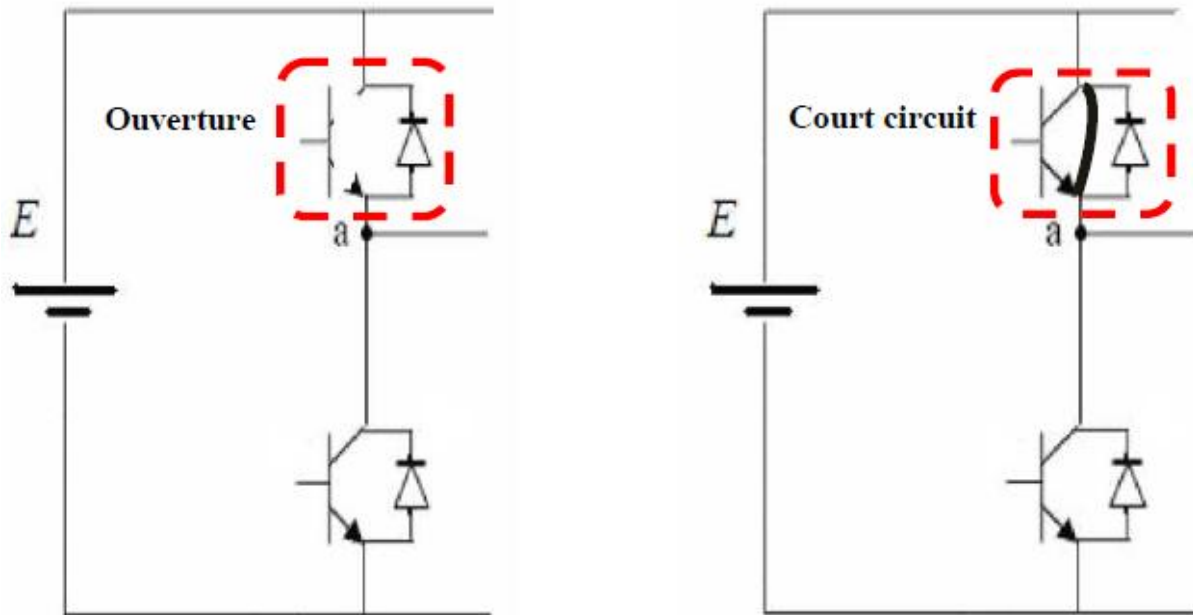
Le défaut de type court-circuit se produit lorsqu'un des composants d'une cellule de commutation reste constamment fermé. Un tel défaut peut avoir deux causes : soit la mise en court-circuit physique de la puce de silicium (IGBT ou diode) par dépassement de température critique, soit la défaillance de la commande rapprochée. L'analyse du déroulement d'un court-circuit est décrite dans [10]. Dans ce cas, les courants de phases sont fortement altérés. Ce type de défaillance est extrêmement préjudiciable au convertisseur et nécessiterait la mise en œuvre de sécurité permettant de déconnecter le bras défaillant dès l'apparition de cette défaillance[11].

#### **b. circuit ouvert**

Il se peut, pour diverses raisons, qu'un des IGBT (supérieur ou inférieur) d'une cellule de commutation d'un bras reste constamment ouvert (défaut de type circuit ouvert). Ce type de défaut pour principale cause une défaillance de la commande rapprochée (défaut thermique du driver ou perte d'alimentation par exemple). Selon la localisation du défaut dans la cellule, celui-ci sera visible soit sur l'alternance positive du courant (défaut sur IGBT supérieur), soit sur l'alternance négative (défaut IGBT inférieur). Lorsque le défaut est visible, la signature se matérialise par le passage d'un rapport cyclique  $\alpha$  à 0 ou à 1, mais uniquement sur la cellule défaillante. La

conséquence est que la cellule défaillante sera trouée alors en surtension et qu'un arrêt du convertisseur est obligatoire pour éviter une propagation du défaut [11].

Les différents types de défauts de l'onduleur ont pour conséquence soit un défaut court-circuit (**figure I.4.a**) soit un défaut court-circuit (**figure I.4.b**)



(a) : Défauts circuit-ouvert d'un transistor

(b) : Défauts court-circuit d'un transistor

**Figure (I.4) :** différents types de défauts d'un bras d'un onduleur de tension [4].

### c. Vieillessement

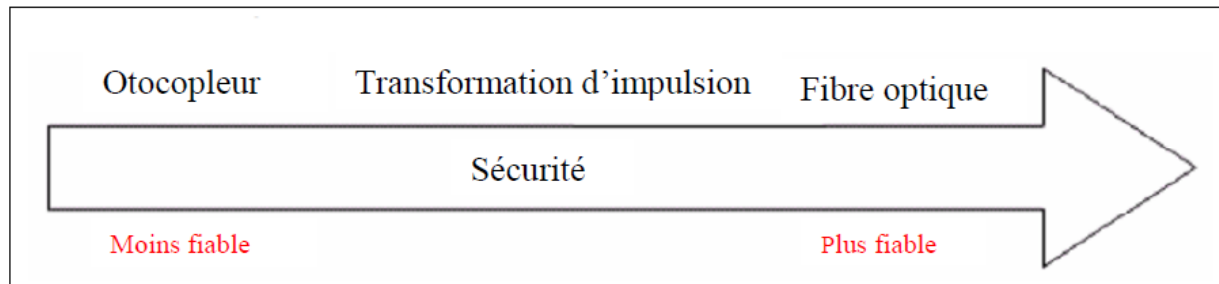
Comme pour la diode classique, ce mode de défaillance de l'IGBT est corrélé avec l'augmentation de l'impédance thermique qui peut être provoquée par :

- ✓ Sollicitation successive (cyclage)
- ✓ Défaut au niveau de la puce de silicium
- ✓ Boîtier non hermétique, permettant à l'humidité de pénétrer à l'intérieur (plus ou moins fréquent sur les composants non militaires) et la corrosion du composant.

#### I.3.1.4. Défaillance du circuit commande (Vieillessement de l'optocoupleur)

Le circuit de commande impose l'état des cellules de commutation, c'est-à-dire l'ouverture ou la fermeture des IGBT. La conception du circuit de commande doit être réalisée avec soin pour réaliser au mieux les fonctions de l'interrupteur. Une isolation galvanique est présente afin de découpler le circuit porteur d'information (partie du circuit de commande générant les impulsions)

du circuit porteur de puissance. Cette isolation peut être réalisée au moyen d'un l'optocoupleur, d'un transformateur d'impulsion ou encore par une liaison par fibre optique. Bien qu'équivalentes en terme de fonction, ces techniques ne présentent pas les mêmes niveaux de fiabilité figure (I.5). [9]



**Figure I.5 :** Fiabilité des technologies dans les drivers de commande. [8]

Regardons le cas le plus défavorable. L'optocoupleur, qui est constitué d'une diode Électro lumineuse (LED) et d'un phototransistor, est l'élément qui présente le plus de défaillance. Un défaut de l'optocoupleur est principalement lié au vieillissement de ce dernier.

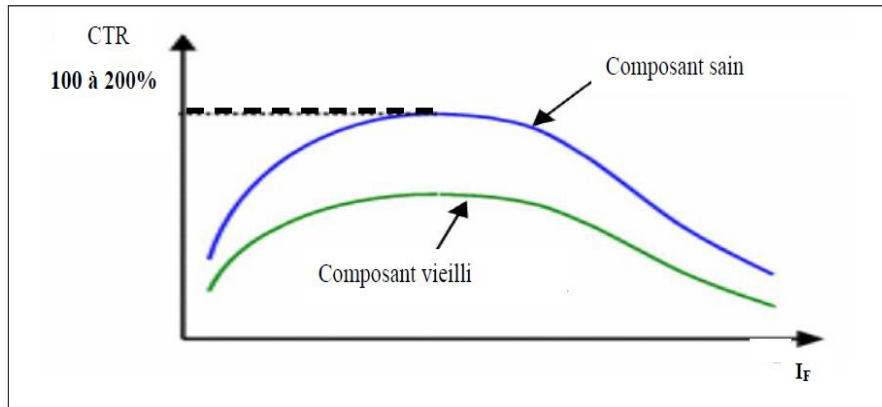
En vieillissant, la résine de l'optocoupleur s'opacifie, et, de ce fait, le niveau d'énergie du signal et la bande de fréquence couverte diminuent. Il n'y a alors plus de transmission de l'information et la sortie du circuit de commande reste inactive. Ce vieillissement est accentué par les effets de la température. Il semble que la défaillance de la LED intervient systématiquement avant la défaillance du phototransistor. Le vieillissement de la LED peut être détecté relativement simplement, en mesurant le rapport entre le courant d'entrée et le courant de sortie

$$Z_{th} = \frac{I_s}{I_e} = \frac{I_{collecteur}}{I_{forward}} \quad (1.2)$$

$I_{forward}$  = courant direct de la diode.

Si la LED vieillit, sa puissance diminue, ce qui entraîne une variation du CTR passant de la courbe Bleue figure (I.6) pour un composant neuf à la courbe verte pour un composant usé.

La surveillance du vieillissement de la LED peut donc se faire par la surveillance du CTR.



**Figure I.6:** Courbes de -CTR - Composant sain et composant défaillant. [9]

### I.3.1.5. Coupure de phase

Quand l'une des trois phases de l'onduler est ouverte, le défaut de coupure de phase se produit. Ce défaut provoque aussi une augmentation du courant parcourant les conducteurs des deux phases saines et par conséquent leur sur-échauffement. Dans les systèmes de protection traditionnels, les unités de diagnostic instantané, équipées de relais différentiel, sont utilisées [12] la haute sensibilité au courant dans les relais différentiels doit être assurée continuellement dans ces systèmes et donc le coût d'entretien serait plus élevé.

### I.3.1.6. Défaut des capteurs

Dans le cadre de la recherche d'une méthodologie assurant un diagnostic sûr et fiable, l'essentiel de la stratégie ne réside pas uniquement dans le grand nombre de capteurs et la redondance des informations mais aussi dans la fiabilité et la précision des systèmes de mesure et d'analyse de ces informations [13] [14].

En effet, le degré de pertinence de l'information en provenance des capteurs, doit être déterminé afin d'éliminer toutes les informations et les mesures aberrantes.

Une information erronée peut être le résultat d'une panne (ou d'un défaut) au niveau du système de mesure lui-même. La redondance matérielle peut être considérée dans ce cas comme importante pour le diagnostic.

Afin d'assurer une bonne qualité de mesure et d'éviter des sources possibles d'erreurs, quelques règles doivent être respectées

- S'assurer de la fiabilité et de la précision des instruments de mesure (test, étalonnage, etc.) [13].

- Bien choisir le régime de fonctionnement pendant lequel sont effectuées les mesures (régime transitoire, permanent) ;
- Rendre compte des conditions environnementales du fonctionnement du processus ;
- Bien définir les marges d'incertitudes tolérées (perturbation, erreurs, etc.).

En fin, les défauts de convertisseur et le circuit de commande sont résumés dans le tableau suivant

Composants		Défaillances	Causes Possible	Effet sur le système	Observable
Convertisseurs	condensateur	Capacité dégradée	Elévation de température vieillessement (usure)	ESR ↗ et C ↘ ΔV ↗ Aux bornes condensateurs ⇒ Altération service du filtre d'entrée ou de sortie	Tension Ondulation ΔV
	Diodes classiques	Vieillessement	Température Défaut de puce Cyclage	↗ Impédances thermiques Et ↘ capacité de dissipation thermique perte de puissance pendant l'étape de roue libre ⇒ ↘ du couple	Impédance thermique Zth
	IGBT	Court-circuit	Défaut de commande usure (Cyclage) Défaut de puce	Court-circuit sur un bras ↔ variation importante des courants de phases et du couple	Courant couple
		Circuit ouvert	Défaillance des oxydes de grilles	Courant quasiment nul dans la phase affectée ⇒ Oscillation du couple	Courant couple
		Vieillessement	Usure du composant	Diminution de la vitesse de sortie du bras (élévation de la tension drain-source)	Tension
	Circuit de commande	Défaillance LED	Vieillessement Température	↘ Du niveau d'émission (énergie et spectre) ⇒ sortie toujours inactive	Rapport (CTR)

↗ : augmentation ↘ : diminution ⇒ : entraîne

Tableau I.1: Synthèse des défaillances du convertisseur et du circuit de commande. [8]

#### **I.4. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques rappels sur la constitution de l'association convertisseur-machine à induction, ainsi sur citation des principales défaillances qui peuvent se produire au niveau des différents parties de l'onduleur ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition et quelques rappels sur les composants d'électronique de puissance et leurs utilisations dans les convertisseurs statiques.

# **Chapitre II :**

*Modélisation de l'ensemble  
convertisseur-machine à induction en  
présence des défauts*

## II.1. Introduction

Une démarche d'étude des machines électrique est basée sur la modélisation analytique qui régit le fonctionnement réel de la machine.

La modélisation des machines électrique est une phase essentielle pour le diagnostic et surveillance de défauts. Elle est d'un apport précieux dans le domaine de l'étude de défauts, elle permet de restitue une image du fonctionnement de la machine de ce que l'on peut observer expérimentalement et de prévoir son comportement pour les diverses conditions de fonctionnement. Dans ce chapitre, on considère la modélisation de la machine associée à un convertisseur, issue d'un certain nombre des hypothèses simplificatrices, afin d'obtenir un modèle simple tenant compte des défauts.

## II.2 Modélisation de la machine asynchrone

### II.2.1. Hypothèses simplificatrices

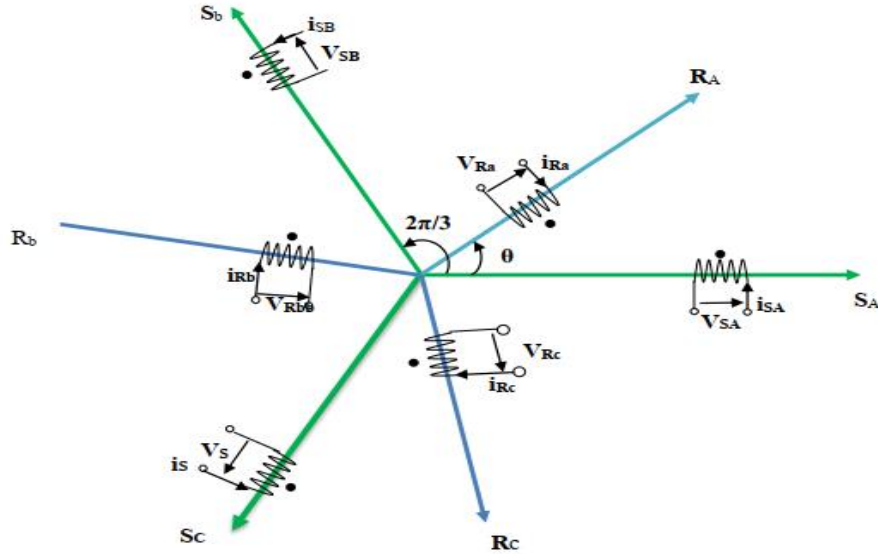
L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [12] :

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte.
- La constant des inductances propres.

### II.2.1. Représentation des enroulements d'une MAS triphasé

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (II.1), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ( $2\pi/3$ ), ainsi que les axe rotoriques.[13]

L'angle «  $\theta$  » représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence ( $R_a$ ) et l'axe fixe de la phase statorique de référence ( $S_a$ ). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.



**Figure II.1 :** Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

### II.2.2 Equation générale de la machine asynchrone

Les équations générales de la machine asynchrone à cage d'écuruil dans un repère triphasé s'écrivent :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (2.1)$$

$$[V_{rabc}] = 0 = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (2.2)$$

On spécifie respectivement les vecteurs ou paramètres statoriques par l'indice *s* et rotoriques par l'indice *r*. Les indices *abc* indiquent les phases triphasées. Les paramètres  $R_r$  représentent respectivement les résistances statoriques et rotoriques par phase [14].

Les vecteurs  $[V]$ ,  $[i]$ ,  $[\Phi]$  sont les vecteurs tensions, courants et flux de chacun des armateurs.

Avec :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}, \quad [V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}, \quad [i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; \quad [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix};$$

$$[\Phi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Sachant que les différents flux de la machine s'expriment en fonction des inductances de la manière suivante:

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}(\theta)] \cdot [i_{rabc}] \quad (2.3)$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_r] \cdot [i_{rabc}] + [M_{rs}(\theta)] \cdot [i_{sabc}] \quad (2.4)$$

$$\text{Avec: } [L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$L_s, L_r$  : Inductance propre du stator et du rotor

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t M_{max} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$[M_{sr}]$  : La matrice des inductances stator-rotor.

$\theta$  : la position absolue entre stator et rotor.

$M_{max}$  : représente la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor obtenu lorsque les bobinages sont en regard l'un de l'autre.

La modélisation de la MAS passe par la transformation d'un système triphasé au système biphasé et inversement. et pour des raisons de simplicité, il est classique d'exprimer les différentes équations triphasées de la machine asynchrone dans un repère diphasé tournant (dq)

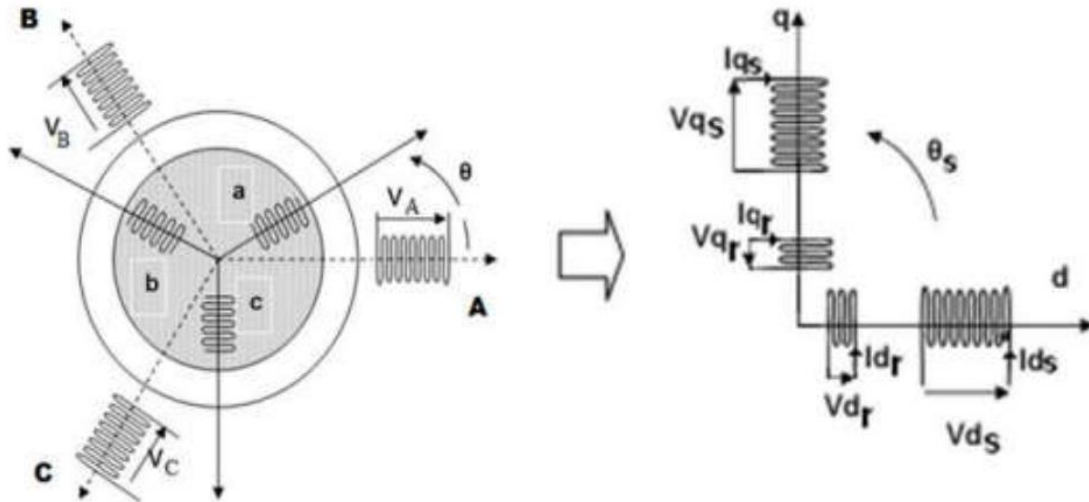
Dans ce cas, on utilise la transformation de Park. Cette dernière, normée, assure l'invariance de la puissance instantanée entre repères triphasés et « dq »

En choisissant un repère « dq » diphasé, l'axe d peut être repéré par

$\theta_s$ : l'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « a » du stator ;

$\theta_r$  : l'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « a » du rotor ;

$\theta$  : l'angle électrique entre l'axe rotorique et l'axe statorique



**Figure II.2:** Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente issue de la transformation de Park [17].

Les deux angles sont liés par la relation suivante :

$$\theta = \theta_s - \theta_r = p \cdot \theta \tag{2.5}$$

Avec :

$\theta$  : la position mécanique de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique

$p$  : nombre de paires de pôles.

La transformation de Park, est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants et de flux.

Le vecteur  $x_0$  représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs  $x_a$ ,  $x_b$ ,  $x_c$ , les vecteurs  $x_d$  et  $x_q$  représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs  $x_a$ ,  $x_b$ ,  $x_c$ . La transformation de Park, est définie par :

$$[x_{abc}] = [p(\theta)][x_{dq0}] \tag{2.6}$$

$$[x_{dq0}] = [p(\theta)]^{-1}[x_{abc}] \tag{2.7}$$

Tel que :

$[P(\theta)]$  et  $[P(\theta)]^{-1}$  sont les matrices de passage direct et inverse, Elles sont définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{2}/3 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{2}/3 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Les grandeurs (courant, tensions, flux) transformées, du système diphasé sont égale à la matrice de Park multipliée par les grandeurs du système triphasé :

$$V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \quad (2.10)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \quad (2.11)$$

$$V_{s0} = R_s \cdot i_{s0} + \frac{d\phi_{s0}}{dt} \quad (2.12)$$

De même, en l'appliquant aux équations rotoriques avec un angle de  $\theta_r$ , on obtient les équations rotoriques dans le repère  $dq$  :

$$V_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \quad (2.13)$$

$$V_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \quad (2.14)$$

$$V_{r0} = R_r \cdot i_{r0} + \frac{d\phi_{r0}}{dt} \quad (2.15)$$

### II.2.3 Equations magnétique

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

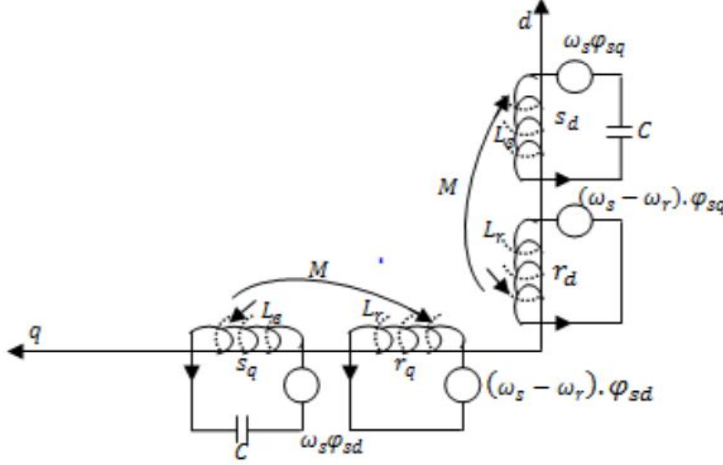
Avec :

$L_s = l_s + M$  : Inductance cyclique statorique

$l_s$  : inductance de fuit statorique

$l_r$  : Inductance de fuit rotorique

$M$  : Inductance mutuelle



**Figure II.3** : Disposition des enroulements suivant les axes **d, q**.

Plusieurs solutions pour orienter le repère «**d q**» par rapport aux repères triphasés sont possibles. Dans notre cas, on se fixe les axes **d** et **q** solidaires du champ tournant de la machine. En régime permanent, cette solution fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales [15].

Dans cette configuration, en régime sinusoïdal permanent, on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s : \text{la vitesse angulaire des axes } d, q \text{ est égale à la pulsation statorique}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r : \text{la vitesse angulaire des axes } d, q \text{ est égale à la pulsation rotorique ;}$$

Ces deux pulsations sont reliées à la vitesse mécanique du rotor ( $\Omega$ ) par l'équation suivant :

$$\omega_s - \omega_r = p \cdot \Omega \tag{2.18}$$

Ainsi, en partant des équations (2.9), (2.10), (2.11), (2.12), et en utilisant la relation (2.16) qui lie les flux aux courants, on obtient l'équation matricielle suivante qui en globe les différentes équations électriques de la machine exprimées dans le repère **d,q** :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s \cdot L_s & 0 & -\omega_s \cdot M \\ \omega_s \cdot L_s & R_s & \omega_s \cdot M & 0 \\ 0 & -\omega_r \cdot M & R_r & -\omega_r \cdot L_r \\ \omega_r \cdot M & 0 & \omega_r \cdot L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

Cette relation représente les équations de la machine asynchrone, dans le repère de Park solidaire du champ tournant, en régime permanent sinusoïdal.

L'expression du couple électromagnétique dans le repère de PARK est donnée par :

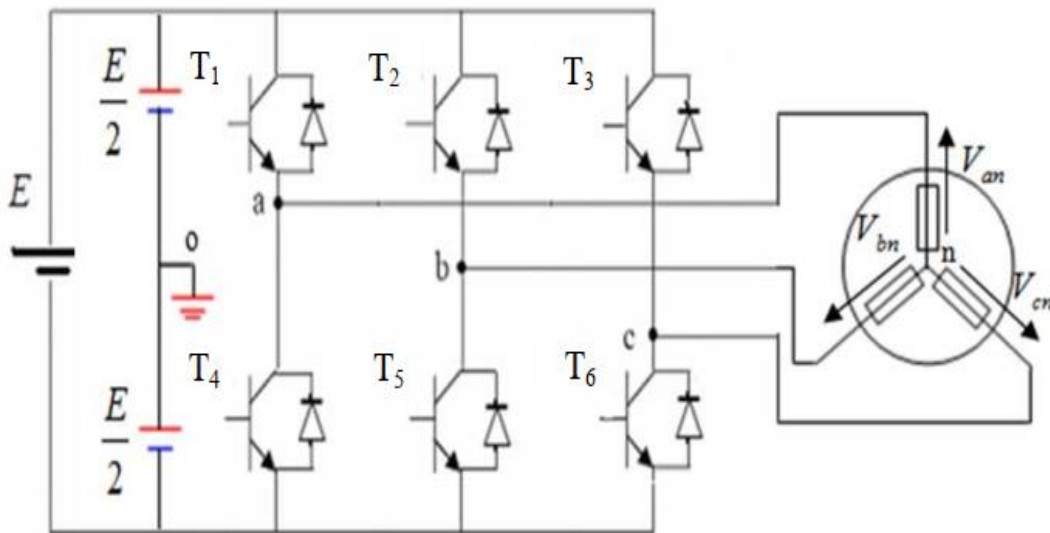
$$C_{em} = P.M (i_{sq}i_{rd} - i_{rq}i_{sd}) \quad (2.20)$$

L'expression de l'équation mécanique de la machine asynchrone est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (2.21)$$

### II.3. Modélisation de l'onduleur de tension

La modélisation de l'onduleur de tension s'effectue, en considérant que son alimentation comme une source parfaite, supposé d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à  $E/2$  connectés entre eux par un point noté o (figure II.4) [2], [16].



**Figure (II.4) :** schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

La modélisation de l'onduleur de tension s'effectue en supposant que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- La charge équilibrée est couplée en étoile avec neutre isolé,

On note  $T_i = (T_1, T_2, T_3)$  les interrupteurs du haut, et  $T_i = (T_4, T_5, T_6)$  les interrupteurs du bas

On suppose que les commandes des interrupteurs d'un même sont complémentaires

Figure (II.4). L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$  (a,b,c) :

- Si  $S_i=1$ , alors  $T_i$  est fermée et  $T_i'$  est ouvert,
- Si  $S_i=0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est fermée,

Les tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  sont obtenus à partir des sorties de l'onduleur comme suit ;

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.22)$$

Où  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  sont les tensions simples des phases

Comme les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = 1/3[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = 1/3[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = 1/3[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (2.23)$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence  $o$ , on aboutit à

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (2.24)$$

Donc on peut déduire que :

$$V_{no} = 1/3(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.25)$$

Pour une commutation idéale on obtient

$$V_{io} = S_i E - E/2$$

On a donc

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 0.5)E/2 \\ V_{bo} = (S_b - 0.5)E/2 \\ V_{co} = (S_c - 0.5)E/2 \end{cases} \quad (2.26)$$

En remplaçant  $V_{no}$ , dans (2.23), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (2.27)$$

En remplaçant  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  dans (2.26), on déduit

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

## II.4. Commande de l'onduleur par modulation sinus-triangle

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de  $2\pi/3$  à la même fréquence  $f_s$ .

Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seul responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette –MLI– sert à remédier ces problèmes et elle a comme avantages

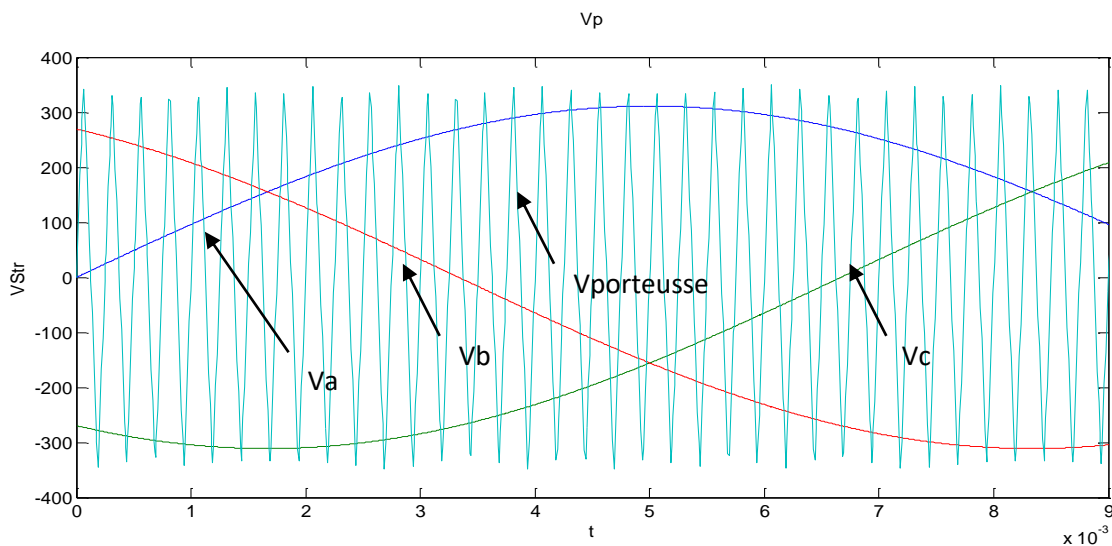
- ✓ Variation de la fréquence de la tension de sortie,
- ✓ Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevée.

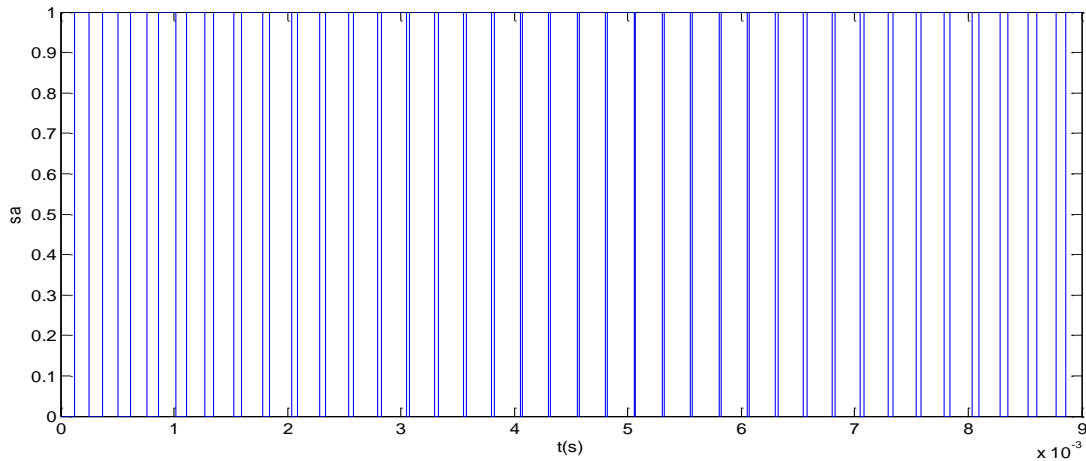
D'autre part les conséquences de ces deux avantages sont :

- minimiser de la distorsion du courant,
- faible cout du filtre de sortie.

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants

- L'indice de modulation ( $m$ ) égale au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f$ ).
- Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ) égal au rapport de l'amplitude de la tension référence ( $V_m$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $V_{pm}$ ).





**Figure (II.5) :** Modulation sinus-triangulaire pour une phase

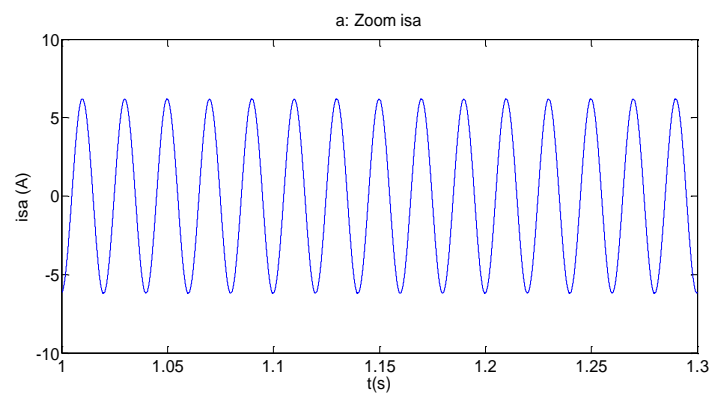
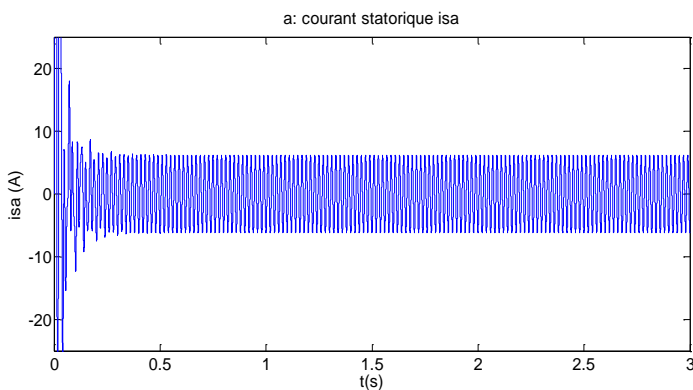
L'avantage de technique de modulation sinus-triangle naturelle réside dans réduction des harmoniques non désirées ou dans la minimisation des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants ; ce qui permettra la réduction de la pollution en harmonique dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc l'amélioration du rendement.

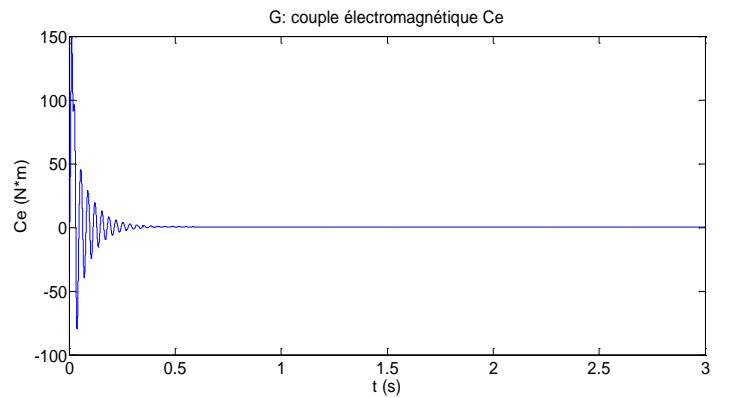
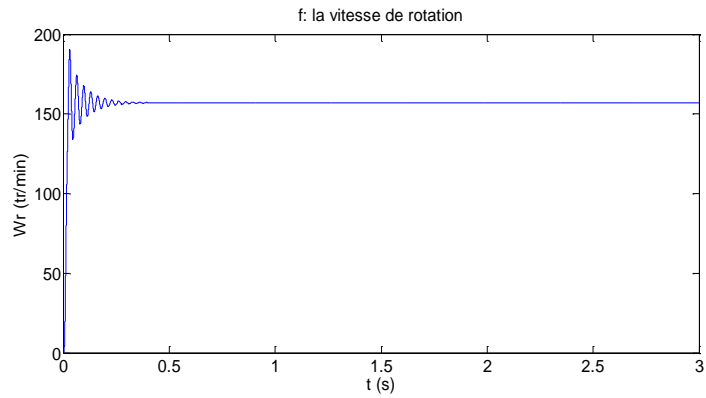
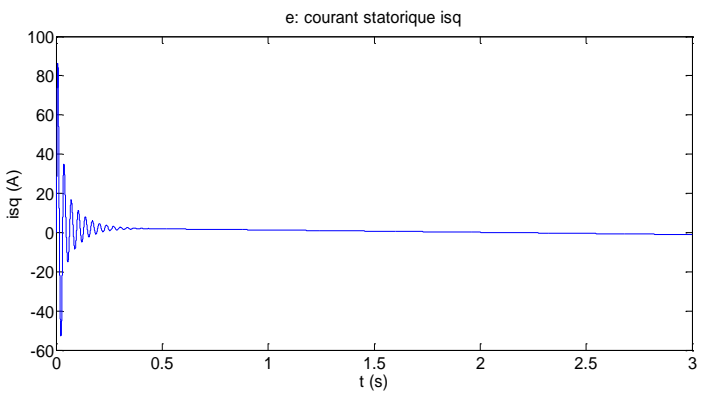
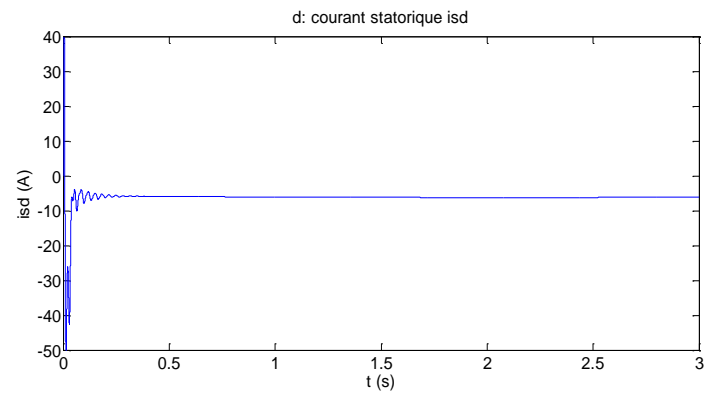
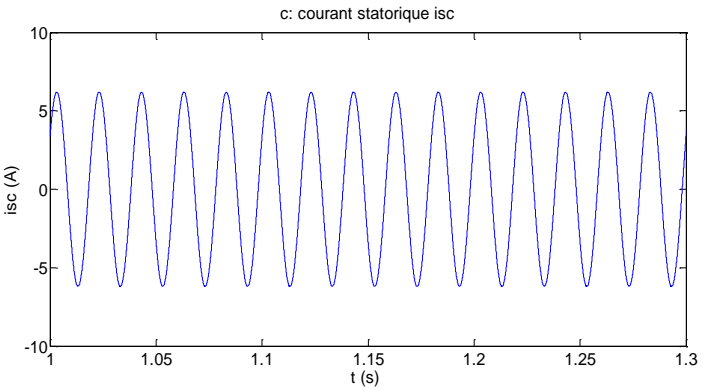
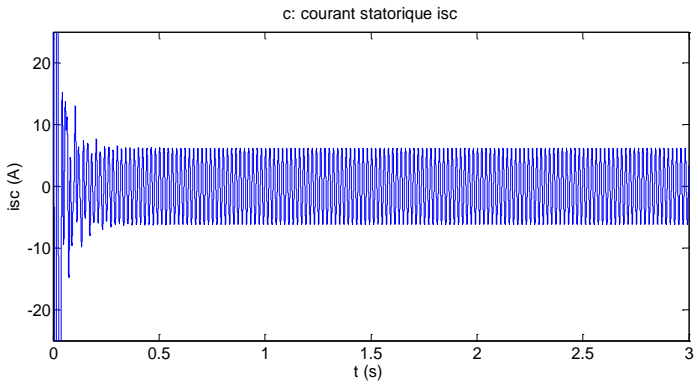
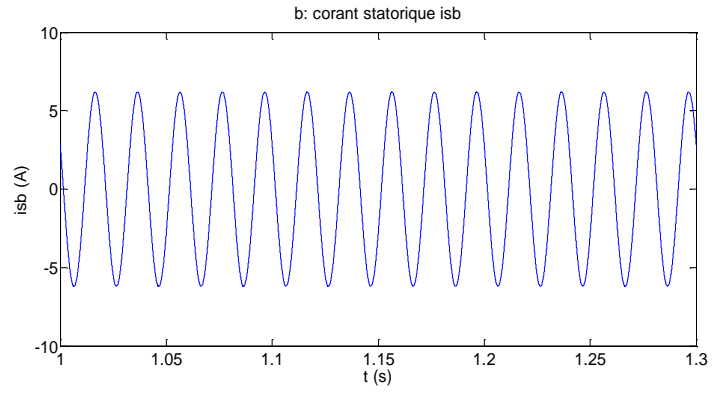
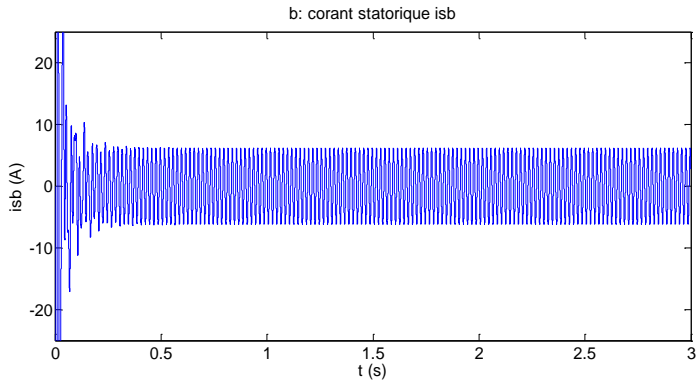
## II.5. Résultats de simulation

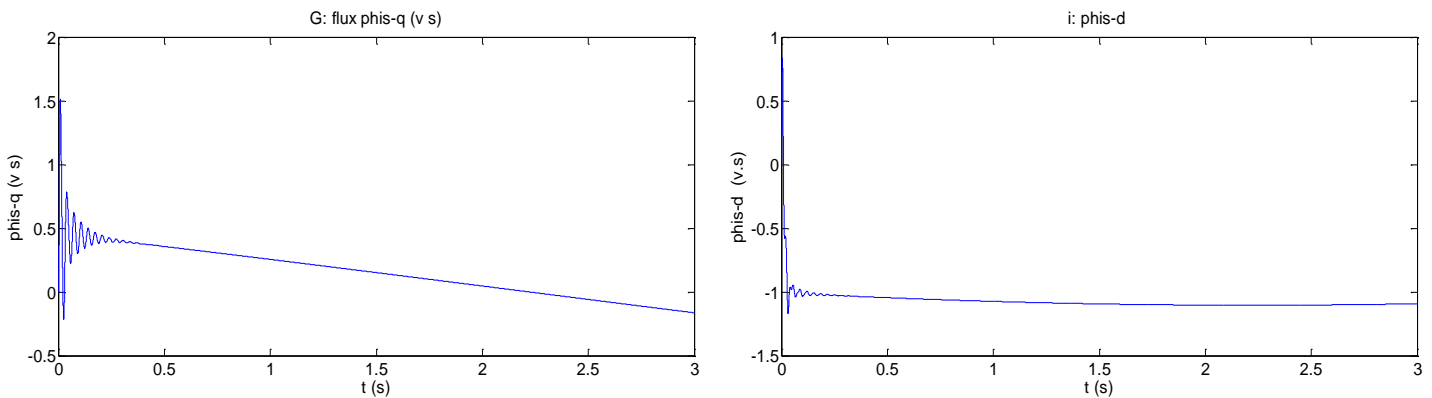
Une fois le modèle global de la machine à cage est établi. On aborde l'aspect lié à la simulation sous l'environnement Matlab /Simulink, ce qui offre la possibilité d'observer et d'interpréter en temps réel les phénomènes et les grandeurs visualisés.

### II.5.1. Machine alimenté par réseaux triphasé

Dans ce cas, on considère que la machine est saine, alimenté directement par le réseau triphasé équilibré.







**Figure (II.6):** Grandeurs électriques et mécanique de la machine à l'état sain

### Interpretation :

La figure (II.6) montrent l'évolution du courant statorique ainsi du couple et la vitesse de la machine alimentée directement par le réseau triphasé, la machine fonctionné à vide on remarque :

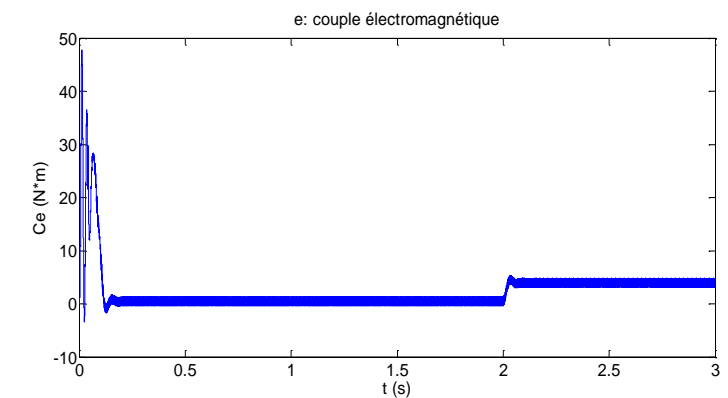
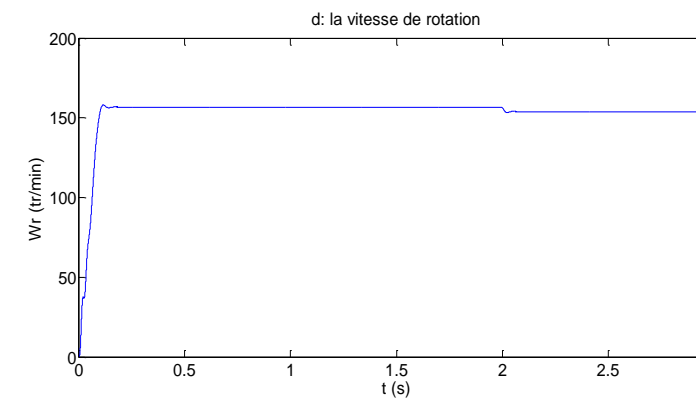
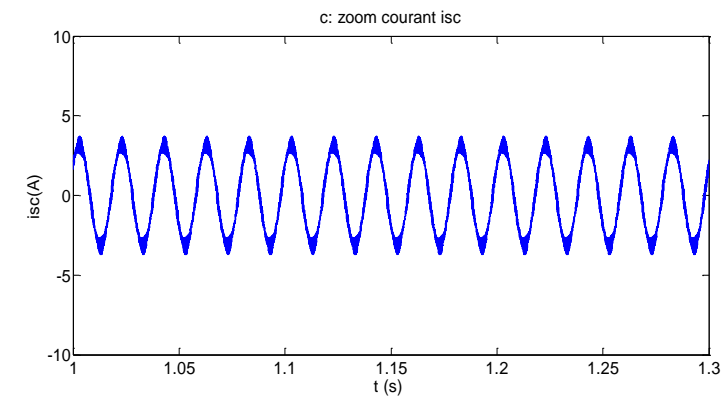
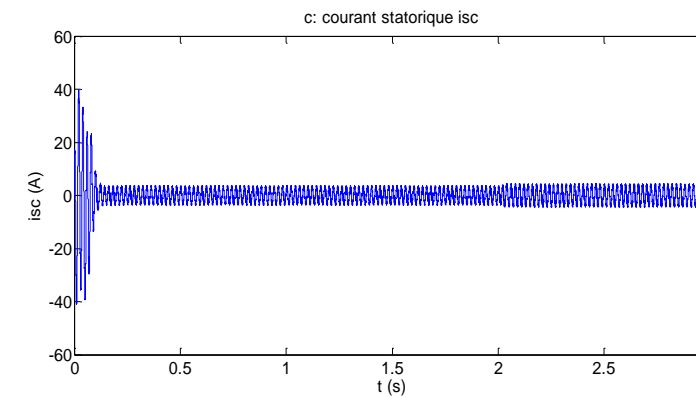
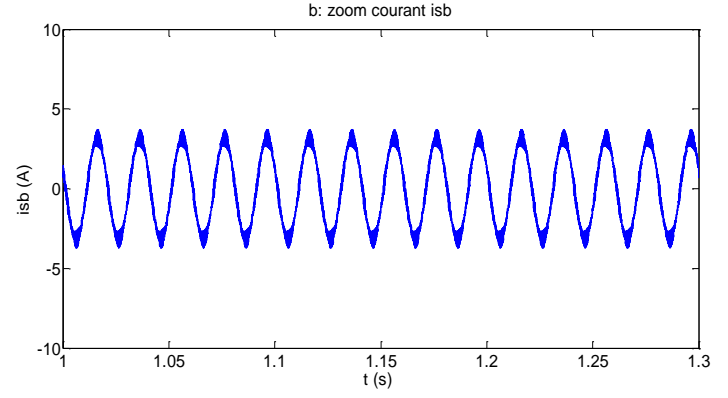
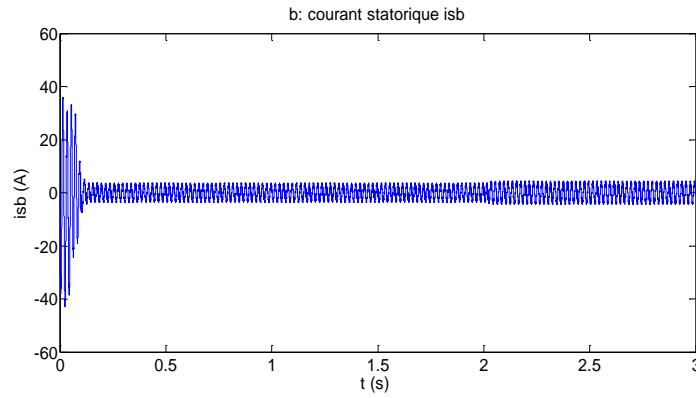
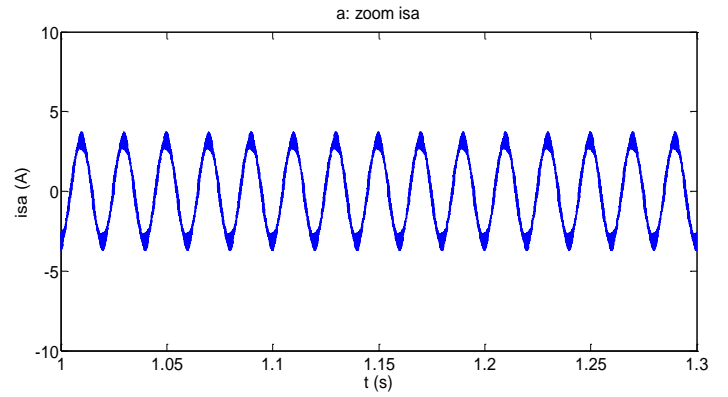
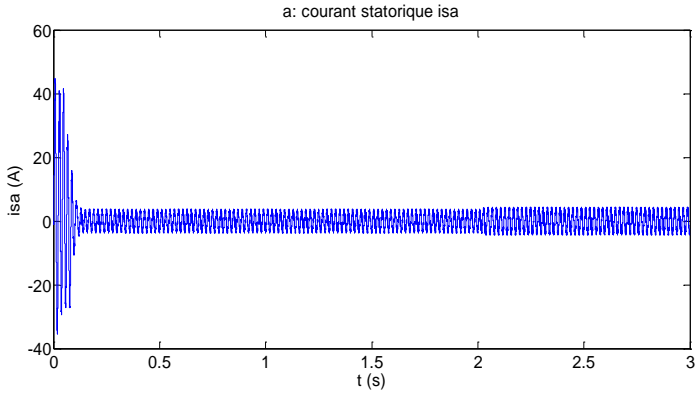
- la courbe du courant statorique présente des oscillations d'amplitude maximale d'ordre 40 A et reste constant d'une valeur 6A.

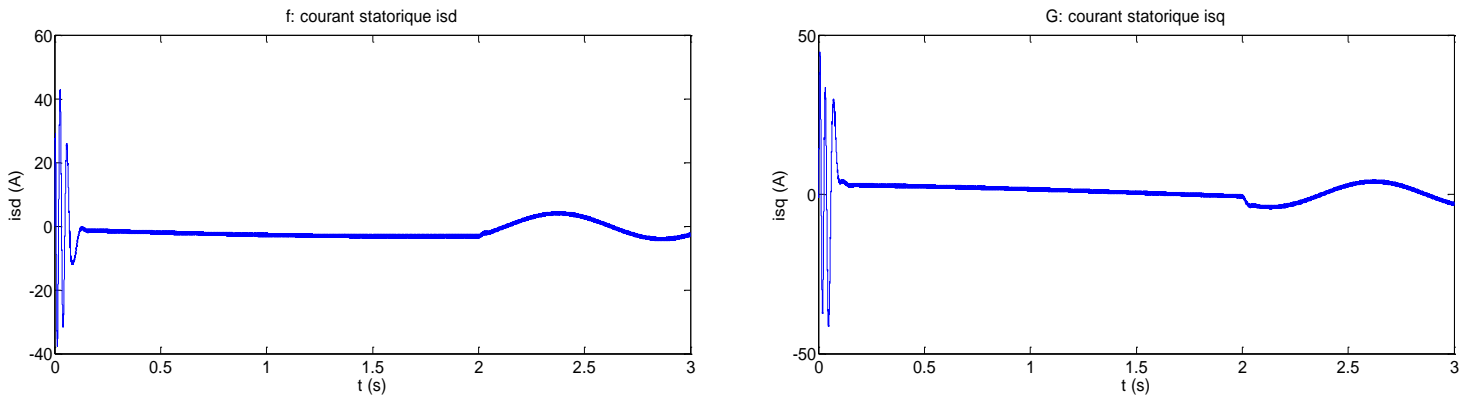
- la courbe de la vitesse présente un accroissement linéaire en régime transitoire atteint la valeur nominale

- le couple électromagnétique présente des oscillations d'amplitude élevée.

### II.5.2. Machine alimentée par onduleur de tension à deux niveaux

Nous procédons à la simulation du démarrage de la MAS alimentée par onduleur de tension à MLI de fréquence 4 KHz. Le démarrage se fait à vide puis une application d'un couple résistant ( $C_r=3.5$ ) à l'instant  $t=2s$ .





**Figure (II.7):** Grandeurs électriques et mécaniques de la machine saine alimentée par un onduleur à MLI

### Interprétation :

On applique une charge mécanique ( $C_r=3.5$  N.m) à l'instant ( $t=2$ s). La courbe de la vitesse diminue au moment de l'application de la charge mécanique et se stabilise à une valeur fixée. Le couple électromagnétique rejoint la valeur de couple résistant (charge mécanique). Les flux statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules. Les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

L'effet de l'alimentation de la machine par onduleur de tension se manifeste par :

- la présence des ondulations sur la réponse du couple et celle du courant en raison du choix de la fréquence de découpage de la MLI.

- une augmentation du temps de réponse par rapport à celui dans le cas de la machine alimenté directement par le réseau.

## II.5.3. Machine-onduleur avec défaut

### II.5.3.1. Etude du défaut d'ouverture des interrupteurs

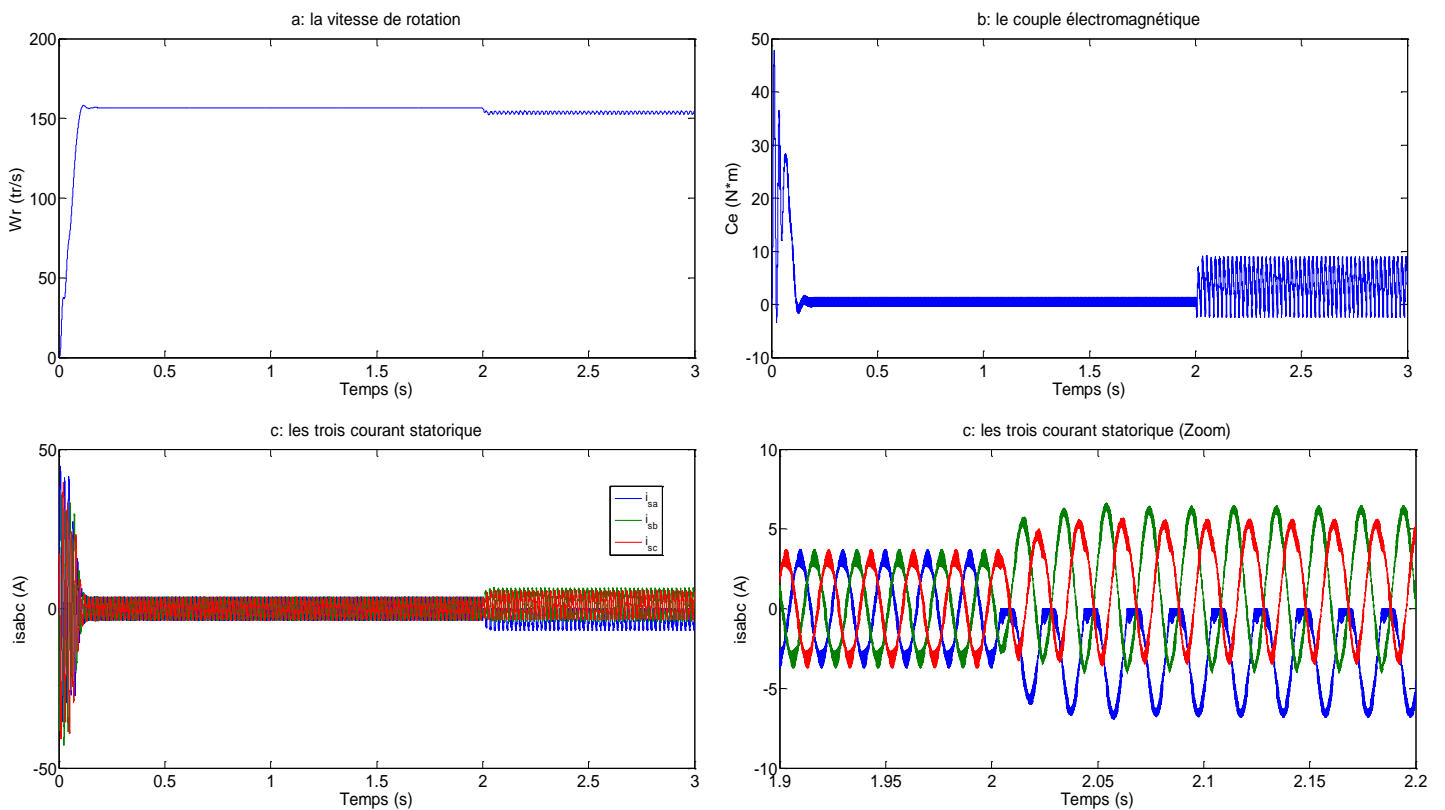
En cas de défaut d'ouverture des interrupteurs à base des semi-conducteurs  $T_i$  ( $i = 1 : 6$ ). La phase a, b ou c de la machine est connectée à l'électrode positive de la tension continue à travers le courant qui traverse la diode  $D_i$ . La tension  $V$  dépend de l'état des semi-conducteurs  $T_{i+3}$  et de la direction du courant de phase [17].

• Algorithme de commutation du  $T_{r1}$

Si l'interrupteur  $T_{r1}$  est ouvert, la tension de phase  $V_a$  lié à l'état de l'interrupteur  $T_{r4}$  complémentaire et le signe du courant  $I_a$  de phase puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode  $D_1$ . Sachant que les deux autres tensions de phases  $V_b$  et  $V_c$  ne sont pas affecté par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autres bras restent les mêmes), par contre, l'algorithme de commutation du premier bras sera comme suit :

$$C_a = -1 \text{ si } I_a < 0 \text{ } T_{r1} \text{ à l'état 1} \tag{2.29}$$

$$C_a = 1 \text{ si } I_a > 0 \text{ } T_{r4} \text{ à l'état 0} \tag{2.30}$$



**Figure (II.8):** Grandeurs électriques et mécanique de la machine pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur  $T_{r1}$

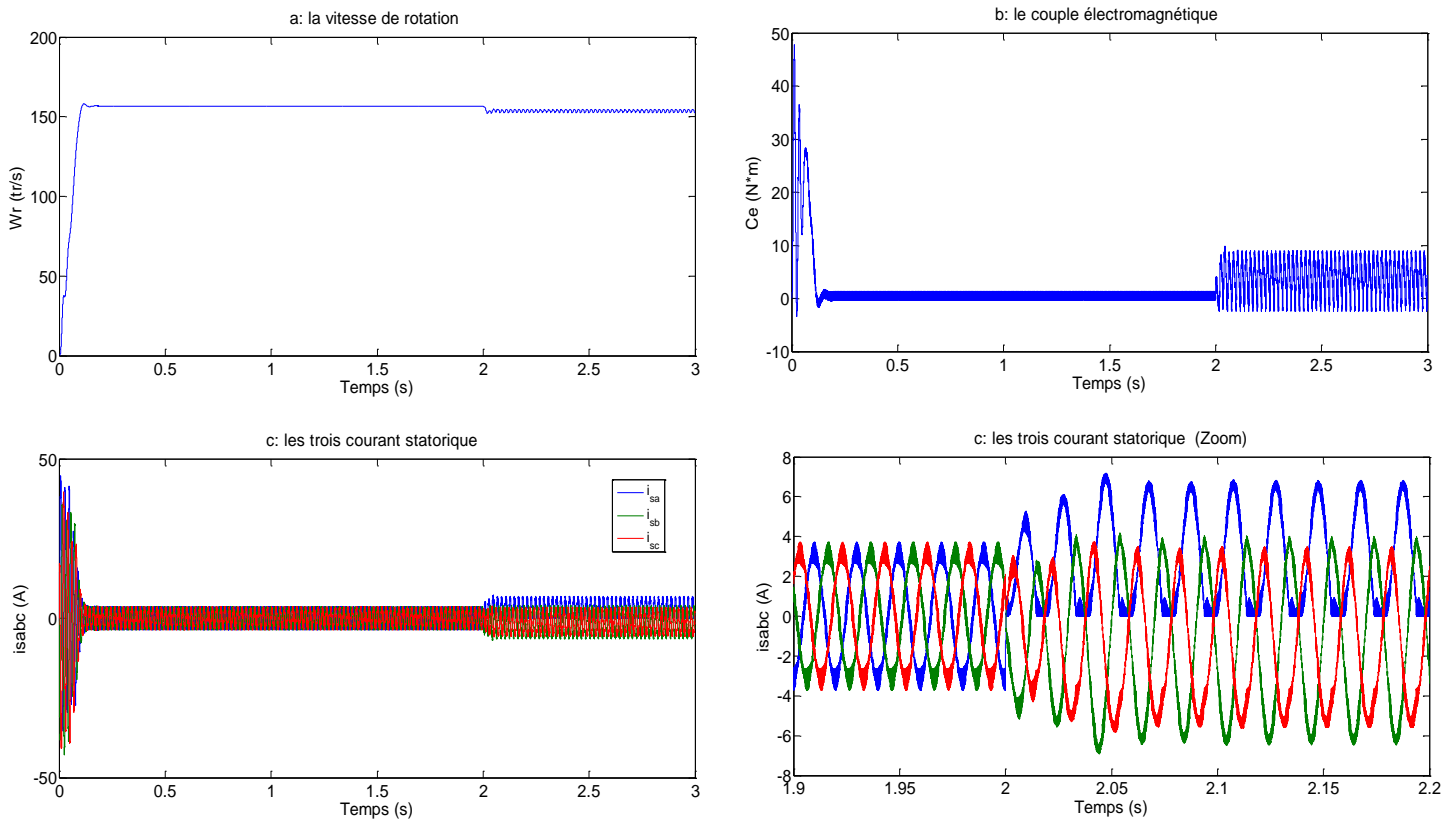
• Algorithme de commutation du  $T_{r4}$

Si l'interrupteur  $T_{r4}$  est ouvert, la tension de phase  $V_a$  lie à l'état de l'interrupteur complémentaire  $T_{r1}$  et le signe du courant de phase  $I_a$  puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode  $D_4$ .

Sachant que les deux autres tensions de phases  $V_b$  et  $V_c$  ne sont pas affectées par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autres bras restent les mêmes), mais, la fonction de commutation ( $C_a$ ), peut être exprimée par :

$$C_a = -1 \text{ Si } I_a < 0 \text{ } T_{r1} \text{ à l'état } 1 \tag{2.31}$$

$$C_a = 1 \text{ Si } I_a < 0 \text{ } T_{r1} \text{ à l'état } 0 \tag{2.32}$$



**Figure (II.9):** Grandeurs électriques et mécanique de la machine pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur  $T_{r4}$

- **Algorithme de commutation du  $T_{r2}$**

Si l'interrupteur  $T_{r2}$  est ouvert, la tension de phase  $V_b$  lie à l'état de l'interrupteur complémentaire  $T_{r5}$  et le signe du courant de phase  $I_b$  puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode  $D_2$ .

Sachant que les deux autres tensions de phases  $V_a$  et  $V_c$  ne sont pas affectées par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autres bras restent les mêmes), mais, la fonction de commutation du deuxième bras, peut être obtenue par :

$$C_b = -1 \text{ si } I_b < 0 \text{ } T_{r5} \text{ à l'état } 1 \quad (2.33)$$

$$C_b = 1 \text{ si } I_b < 0 \text{ } T_{r5} \text{ à l'état } 0 \quad (2.34)$$

- **Algorithme de commutation du  $T_{r5}$**

Si l'interrupteur  $T_{r5}$  est ouvert, la tension de phase  $V_b$  lié à l'état de l'interrupteur complémentaire  $T_{r2}$  et le signe du courant de phase  $I_b$  puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode  $D_5$ . Sachant que les deux autres tensions de phases  $V_a$  et  $V_c$  ne sont pas affectées par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autres bras restent les mêmes), mais, la fonction de commutation ( $C_b$ ), peut être obtenue par :

$$C_b = -1 \text{ Si } I_b < 0 \text{ } T_{r2} \text{ à l'état } 1 \quad (3.35)$$

$$C_b = 1 \text{ Si } I_b < 0 \text{ } T_{r2} \text{ à l'état } 0 \quad (3.36)$$

- **Algorithme de commutation du  $T_{r3}$**

Si l'interrupteur  $T_{r3}$  est ouvert, la tension de phase  $V_c$  lie à l'état de l'interrupteur complémentaire  $T_{r6}$  et le signe du courant de phase  $I_c$  puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode  $D_3$ . Sachant que les deux autres tensions de phases  $V_a$  et  $V_b$  ne sont pas affectées par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autres bras restent les mêmes), mais, la fonction de commutation du troisième bras, peut être exprimé par :

$$C_c = -1 \text{ Si } I_c < 0 \text{ } T_{r6} \text{ à l'état } 1 \quad (2.37)$$

$$C_c=1 \text{ Si } I_c < 0 \text{ } T_{r6} \text{ à l'état } 0 \tag{2.38}$$

• **Algorithme de commutation du  $T_{r6}$**

Si l'interrupteur  $T_{r6}$  est ouvert, la tension de phase  $V_c$  lié à l'état de l'interrupteur complémentaire  $T_{r3}$  et le signe du courant de phase  $I_c$  puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode  $D_6$ .

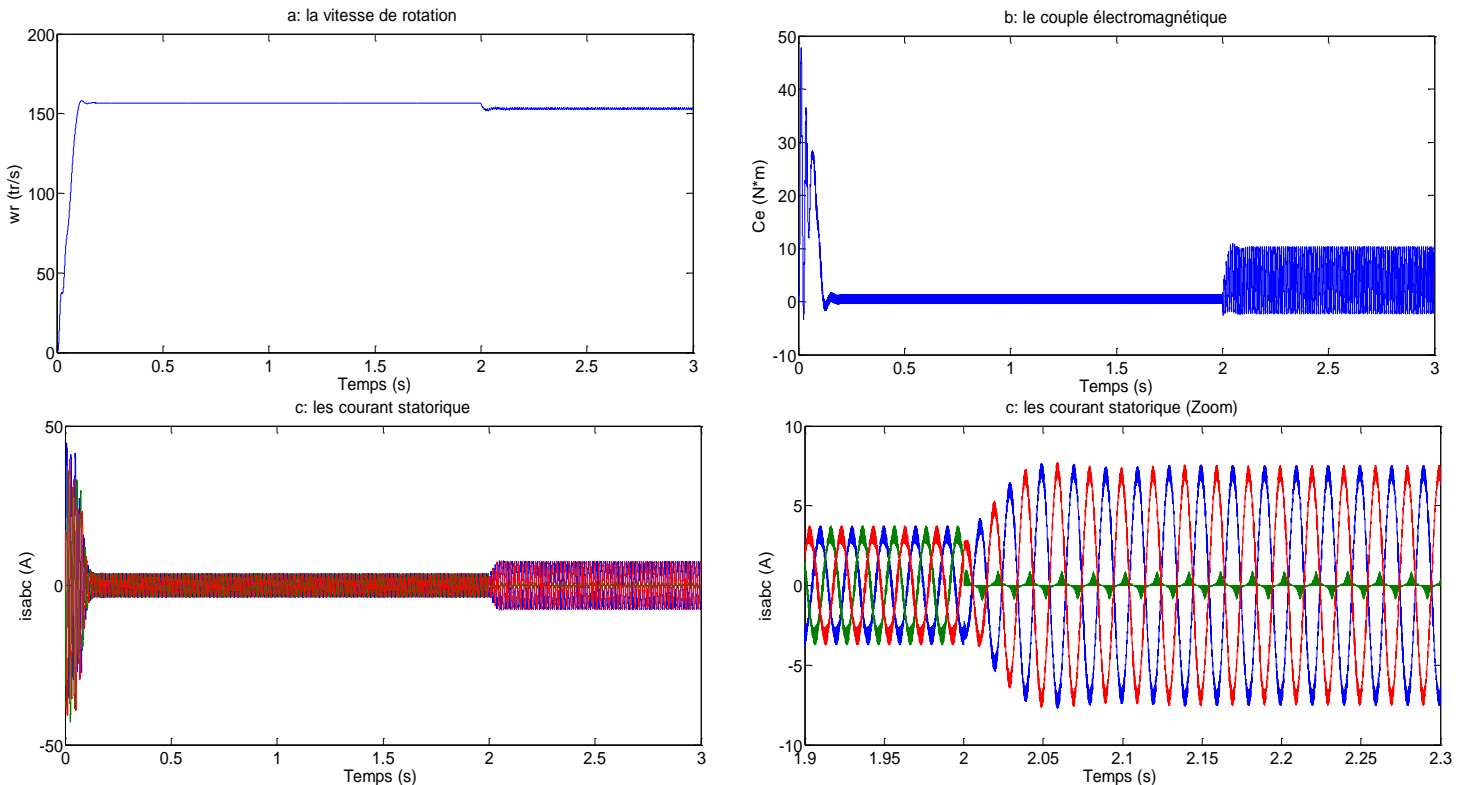
Sachant que les deux autres tensions de phases  $V_a$  et  $V_b$  ne sont pas affectées par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autre bras restent les mêmes), mais, la fonction de commutation ( $C_c$ ), peut être obtenue par :

$$C_c=-1 \text{ Si } I_c < 0 \text{ } T_{r3} \text{ à l'état } 1 \tag{2.39}$$

$$C_c=1 \text{ Si } I_c < 0 \text{ } T_{r3} \text{ à l'état } 0 \tag{2.40}$$

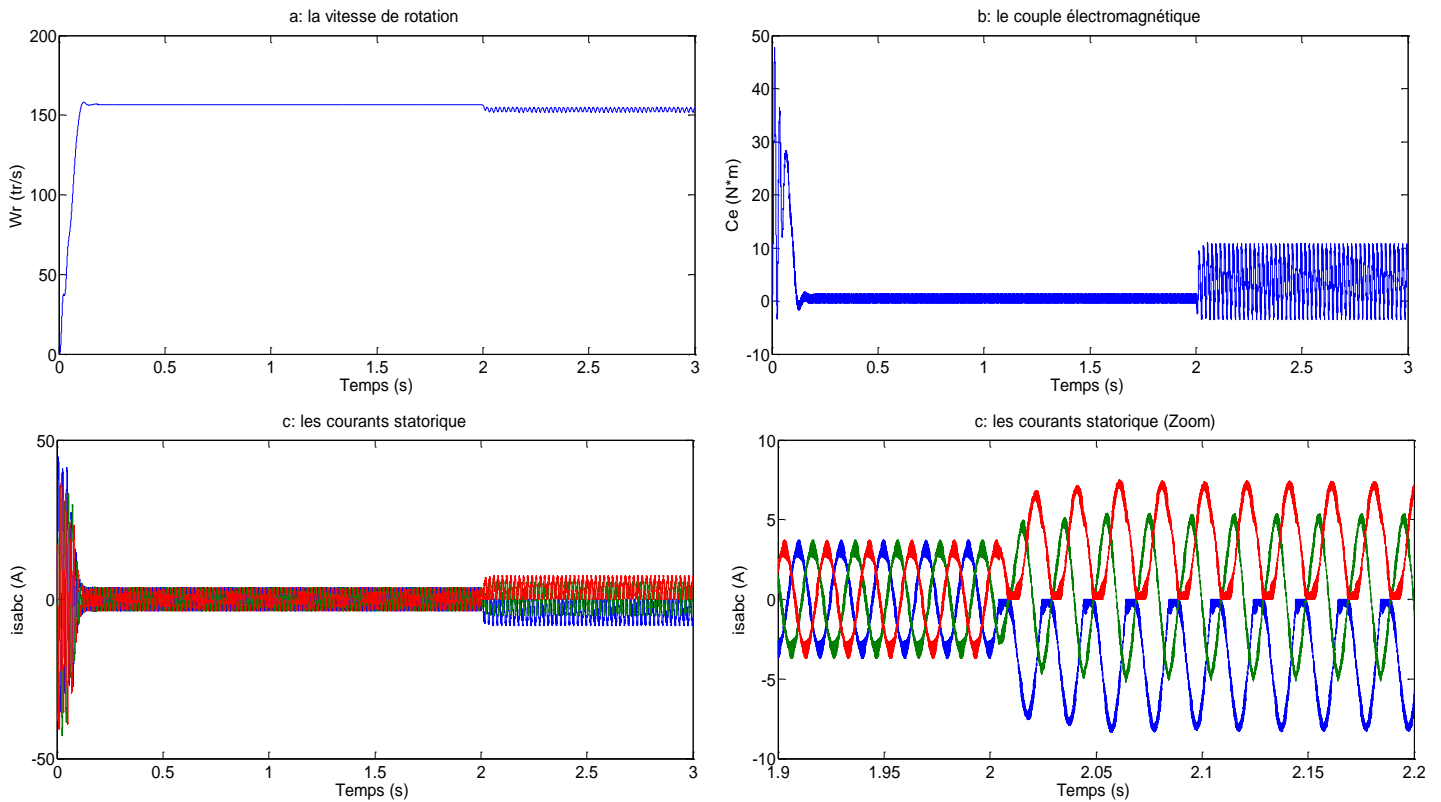
• **Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur  $T_{r2}$  et  $T_{r5}$  (même bras)**

On considère que la machine est alimentée à travers un convertisseur ayant un défaut de l'ouverture de deux l'interrupteurs aux même bras ( $T_{r2}, T_{r5}$ ) à l'instant  $t=2\text{sec}$ .



**Figure (II.9):** Grandeurs électriques et mécanique de la machine pour un défaut d'ouverture de deux l'interrupteurs aux même bras ( $T_{r2}, T_{r5}$ )

• Cas d'un défaut d'ouverture de deux d'interrupteurs  $T_{r1}$  et  $T_{r6}$



**Figure (II.10):** Grandeurs électriques et mécanique de la machine pour un défaut d'ouverture de deux l'interrupteurs aux même bras ( $T_{r1}$ ,  $T_{r6}$ )

**Interprétation :**

On remarque que l'effet du défaut de l'ouverture de l'interrupteur  $T_l$  se manifeste par perte de l'alternance positive du courant de la phase "a", qui est alors unipolaire et non sinusoïdale. Le régime dégradé se manifeste sur le plan mécanique par une pulsation du couple de la machine à la fréquence électrique. La valeur crête du couple est supérieure par rapport à la valeur nominale dans le cas simulé. Diminution de la vitesse de rotation provoquée par la réduction de la puissance absorbée par la machine.

Le défaut de type (circuit-ouvert) n'affecte pas beaucoup les composants du système d'entraînement (MAS+onduleur), mais les systèmes continuera à fonctionner avec des

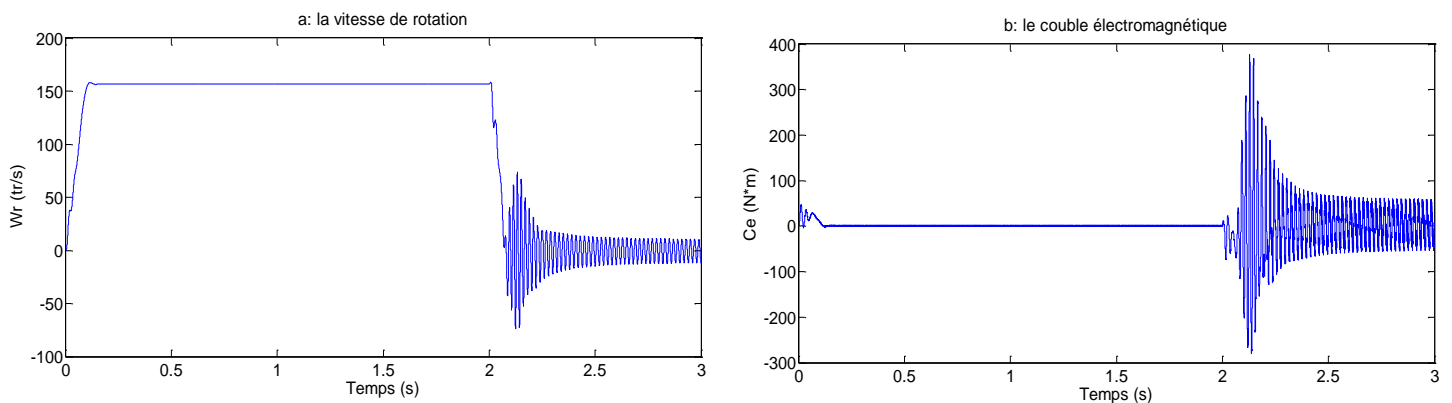
performances dégradées (fonctionne avec déséquilibre au niveau des grandeurs électriques et mécaniques et avec un faible gain).

### II.5.3.2. Etude des défauts de court-circuit d'interrupteurs [18] :

Le défaut de court-circuit dans l'un des interrupteurs de l'onduleur peut provoquer d'énormes dégâts quel que soit le couple de charge appliqué. Ce type de défaut peut affecter l'étage continu (condensateur) pendant la mise en C.C de l'un des interrupteurs du même bras (état fermé en permanent 1) et l'autre interrupteur est en état fermé '1' (l'état de commutation bascule entre ouvert/fermé '0/1'), dans ce cas le courant de court-circuit du bras concerné n'est limité que par une très faible valeur de l'impédance de court-circuit. Dans les convertisseurs statiques réels, si le courant de court-circuit ( $I_{cc}$ ) atteint des valeurs importantes la commande rapprochée doit rapidement détecter le défaut et ouvrir l'interrupteur non défectueux du même bras. Les courants de phase du système d'entraînement deviennent fortement déséquilibrés et leurs amplitudes pourraient atteindre plusieurs dizaines de fois les valeurs nominales si le système ne comportait pas de protection ou si la protection ne fonctionne pas correctement. Cela peut alors endommager les autres composants de l'onduleur. En effet, ce type de défaut est donc beaucoup plus critique que le défaut de type (circuit-ouvert).

- **Défaut de court-circuit interrupteur  $T_{F1}$**

Pour simuler le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la MAS dans le cas d'un défaut de court circuit d'interrupteur  $T_{F1}$ , on introduit le défaut, à l'instant  $t=2s$ .



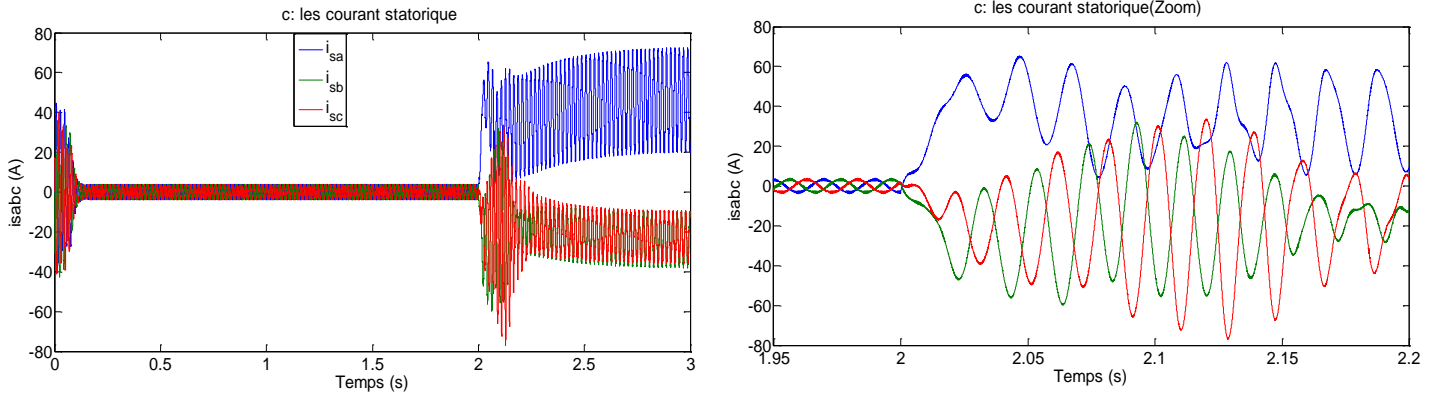


Figure (II.11): Grandeurs électriques et mécaniques de la machine pour un défaut de court circuit de l'interrupteur  $T_{r1}$

• Défaut de court-circuit interrupteur  $T_{r4}$

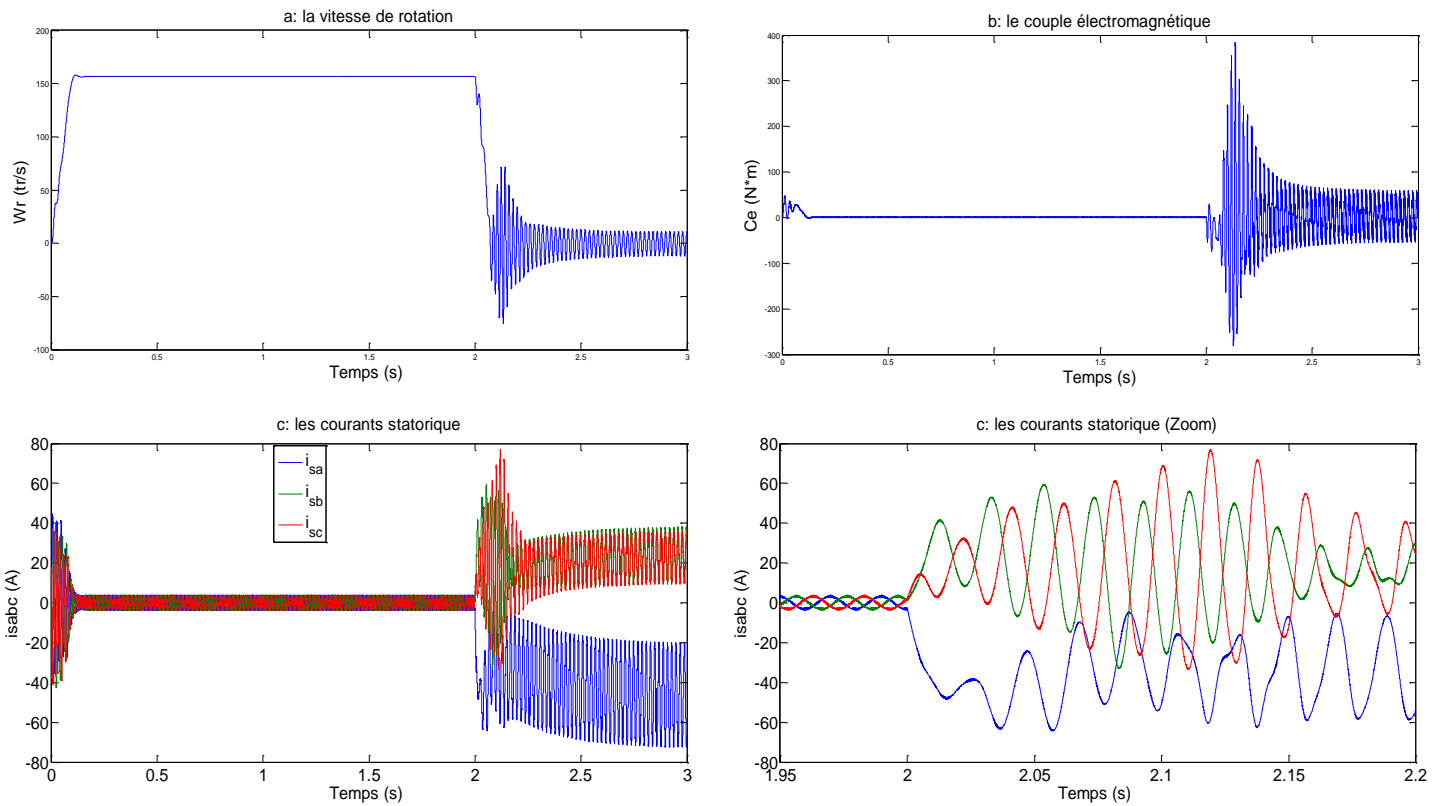


Figure (II.12): Grandeurs électriques et mécaniques de la machine pour un défaut de court circuit de l'interrupteur  $T_{r4}$

**Interprétation :**

A partir des résultats obtenus par voir de simulation nous montrerons que l'effet de défauts court-circuit avec l'application une charge ( $C_r=3.5N.m$ )

Ce type de défaut (C-C) peut introduit une diminution de vitesse a une valeur presque nul dans l'intervalle [2 2.3] s avec la présence des ondulations, et l'augmentation de couple et de courant à des niveaux intolérables [2.05 2.15] s. Ce qui nous permet de dire que ce défaut peut à lui seul provoquer d'énorme dégâts quelques soit le couple de charge appliqué.

**II.6. CONCLUSION :**

Le présent chapitre a fait l'objet d'une modélisation de l'association machine à induction onduleur de tension à deux niveau à MLI. Dans notre étude deux types de défauts ont été considérés : le défaut circuit-ouvert et le défaut court-circuit. Pour cela nous avons créé des scénarios de défauts interrupteurs afin d'analyser les conséquences de ces défauts et voir le comportement de la machine à partir des réponses du système (courants, vitesse, couple...).

Les résultats de simulations montrent le degré de danger de défauts type court-circuit par rapport au défaut de type circuit-ouvert (augmentation très rapide du courant de charge, ondulations importantes au niveau couple...). La dégradation des performances d'un système électrique utilisé dans des applications sensibles aux défauts, tel que les applications de transports (aérien, ferroviaire, marine...).

Dans lequel les machines asynchrone convertisseurs statiques sont utilisées comme moyen d'entraînement, chose non souhaitable ou non permise pour ces applications. Pour cela le prochain chapitre traitera cette problématique (comment remédier ce problème pour éviter les conséquences non souhaitées).

# **Chapitre III :**

## ***Détection et localisation des défauts***

### III.1 Introduction :

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance des entraînements électriques justifie l'accent mis pour la recherche sur le diagnostic des associations machine-convertisseur. Actuellement, un grand nombre des recherches est orienté vers la surveillance de l'état du convertisseur alimentant la machine asynchrone. En effet, un convertisseur tel que l'onduleur à MLI est susceptible de présenter des défauts structurels tels que les défauts d'ouverture des interrupteurs de semi-conducteurs, ce type de dysfonctionnement peut induire des endommagements pour le système entier de production si le personnel n'est pas averti et qu'un arrêt intempestif ne soit produit. Puisque, l'appareillage de protection n'intervient qu'au dernier stade de défaut, il est donc évident, que l'investissement dans le domaine de la détection des dysfonctionnements parait une solution incontournable.[24]

Dans ce chapitre nous présentons l'analyse et la simulation des différents défauts du variateur de vitesse de la machine asynchrone à base d'un onduleur de tension par le contour de park et la génération des résidus.

### III.2 Défauts interne du convertisseur :

#### III.2.1 Méthode de diagnostic du défaut d'ouverture de l'interrupteur

La méthode utilisée pour la détection et la localisation des défauts dans l'onduleur à MLI, est basée sur l'analyse du vecteur des courants statoriques. La méthode est considérée pour la détection de ce type de défaut à savoir: l'analyse de la trajectoire du vecteur courant (contour de Park).

#### III.2.2 L'analyse de la trajectoire du vecteur courant

Dans les conditions idéales, on suppose que

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (3.1)$$

Les courants statorique s'expriment sous la forme suivante :

$$i_A = \frac{1}{3}(i_a - i_b) \quad (3.2)$$

$$i_B = \frac{1}{3}(i_a - 2i_b) \quad (3.3)$$

$$i_C = \frac{1}{3}(-2i_a - i_b) \quad (3.4)$$

Avec  $(i_a, i_b, i_c)$  sont les courants de phases,  $(i_A, i_B, i_C)$  sont les courant de ligne.

Chaque défaut au niveau des convertisseurs statiques se caractériser par une signature spécifique, sous forme d'une courbe de Lissajous, Dans le référence stationnaire  $(\alpha, \beta)$ .

La détection du défaut peut être faite par simple calcul de la pente  $\psi$  du diamètre de la trajectoire du vecteur courant. [25] [26] [27]

Le rapport  $\psi$  représente la pente de la trajectoire moyenne du courant sur un temps discret défini par :

$$\psi = \frac{i_{\alpha k} - i_{\alpha k-1}}{i_{\beta k} - i_{\beta k-1}} \quad (3.5)$$

$k$  et  $k-1$  sont l'instant actuel de calcule et l'instant d'avant.

### III.2.3. Phase A en défaut : interrupteur ouvert :

Dans le cas de la phase A ; avec le même raisonnement  $T_{r1}$  ou  $T_{r4}$ ouvert :

Les équations (3.3), (3.4) et (3.5) nous donnent et  $\psi = 0$  on obtient :  $I_\alpha$  et  $I_\beta = \sqrt{2}I_B$

### III.2.4. Phase B en défaut : interrupteur ouvert :

Si  $T_{r2}$  ou  $T_{r5}$  est ouvert : le courant de la phase B est nul pendant une demi-période du courant .les équations (3.2), (3.3) et (3.4) nous donnent  $\psi = \sqrt{3}$  et  $I_\alpha = \sqrt{3}I_B$

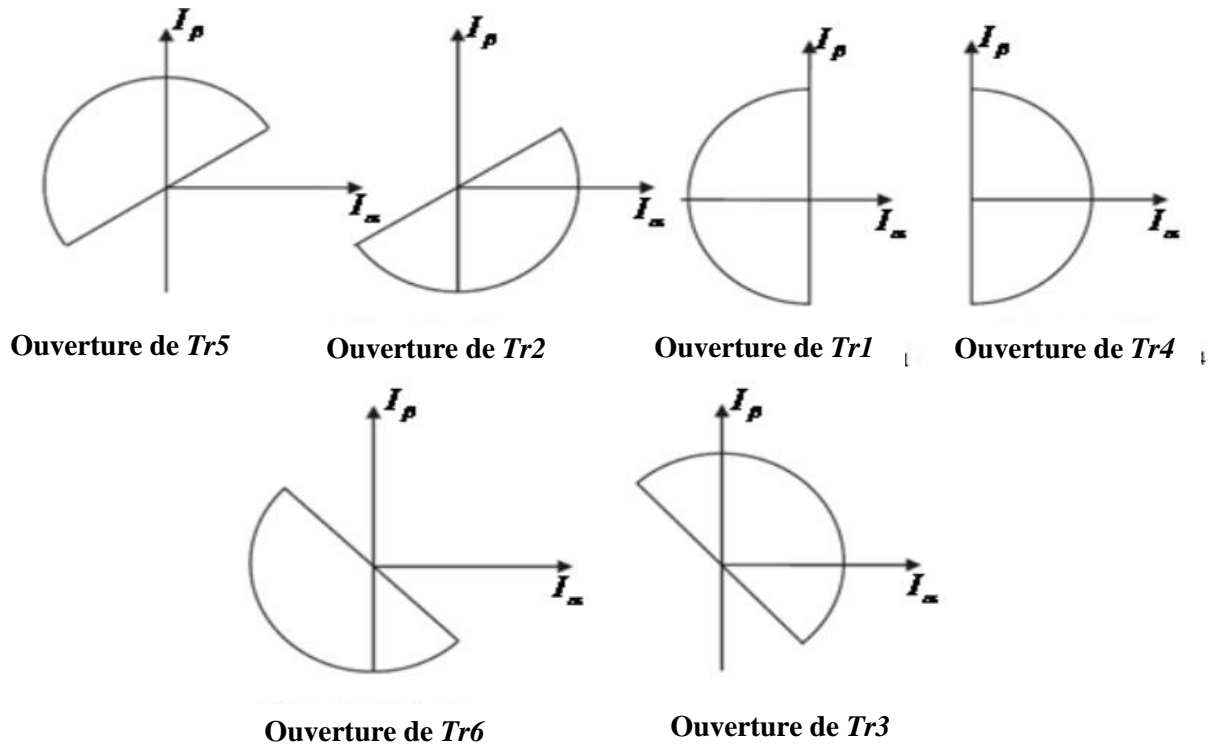
### III.2.5. Phase C en défaut : interrupteur ouvert :

Le défaut concerne la phase C, dans ce cas  $T_{r3}$ ou  $T_{r6}$ ouvert, il vient que

$$\psi = -\sqrt{3} \text{ et } I_\beta = \sqrt{2}/2 I_A \text{ d'où}$$

$$I_\alpha = -\sqrt{3}I_B$$

La figure (III.1) illustre les formes de trajectoire de courant de phase Lissajous relatives à chaque interrupteur en défaut.

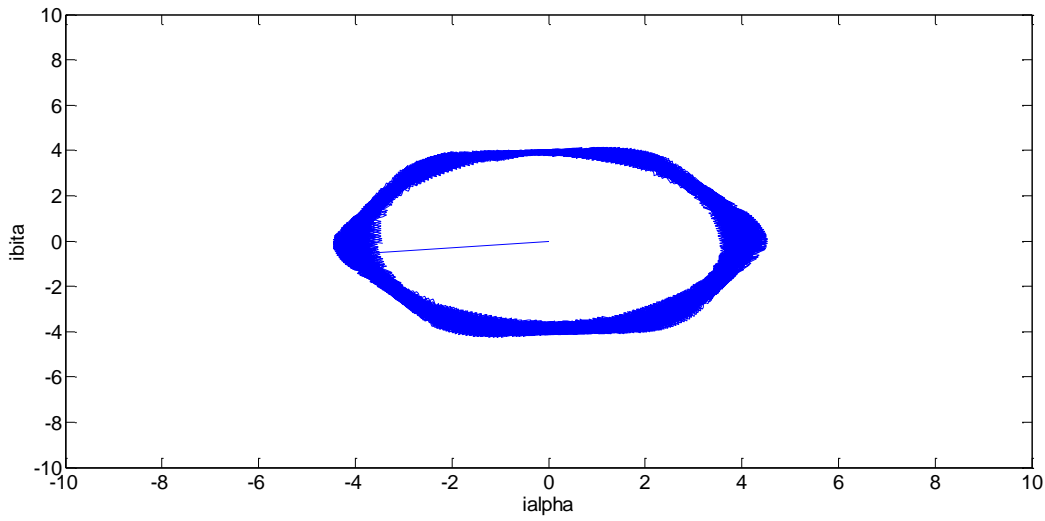


**Figure (III.1) :** Trajectoires du contour de Park dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$

L'observation de la trajectoire des contours de Park figure III.1, nous observeront que le rapport est constant pendant la moitié de la période et égale à une des constantes mentionnées auparavant. Par conséquent, le bras défectueux dans l'onduleur à MLI peut être localisé en évaluant la valeur de cette constante  $\psi$  [28][29][30].

### III.3. Résultat de simulation

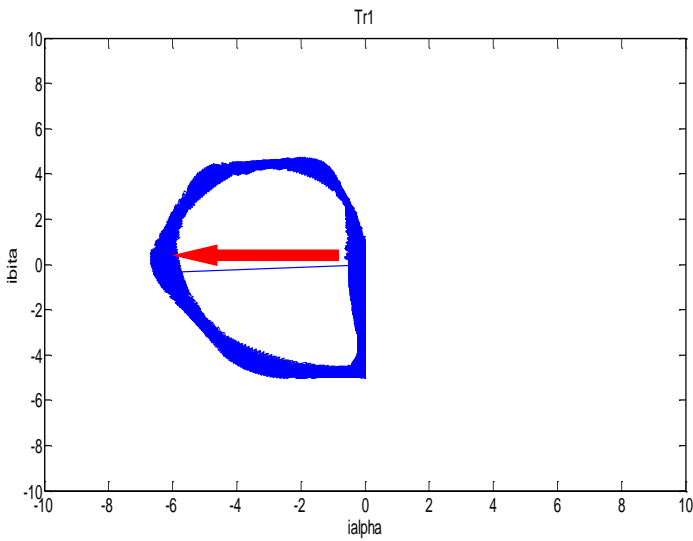
#### III.3.1. 1 Cas sain (Sans Défaut) :



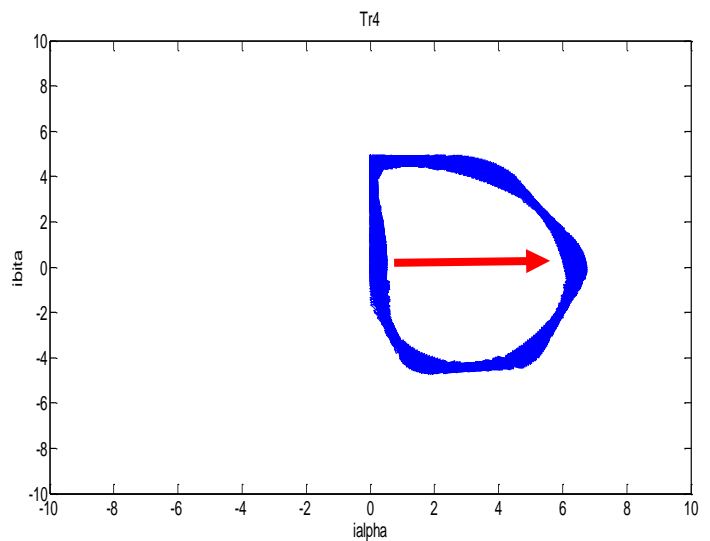
**Figure III.2** Signature cas sain

A l'état sain (Sans défaut), la trajectoire de vecteur courant présente des cercles,

**III.3.1.2. Cas défauts**



**Figure III.3.** Signature défaut  $T_{r1}$



**Figure III.4** Signature défaut  $T_{r4}$

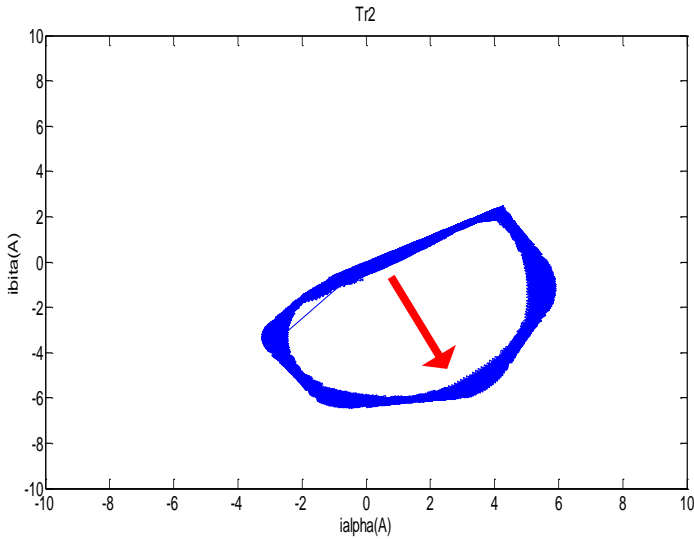


Figure III.5 Signature défaut  $T_{r2}$

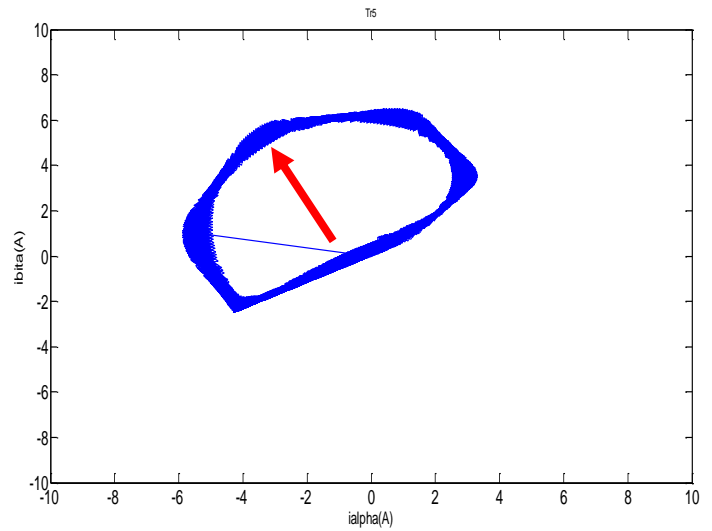


Figure III.6 Signature défaut  $T_{r5}$

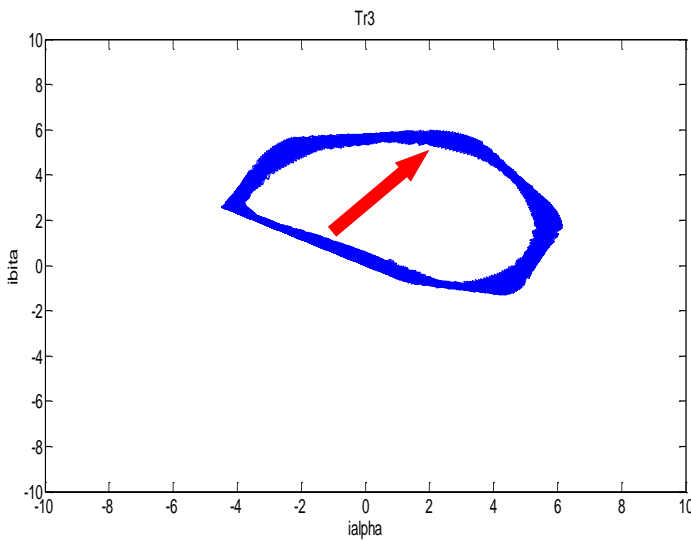


Figure III.7 Signature défaut  $T_{r3}$

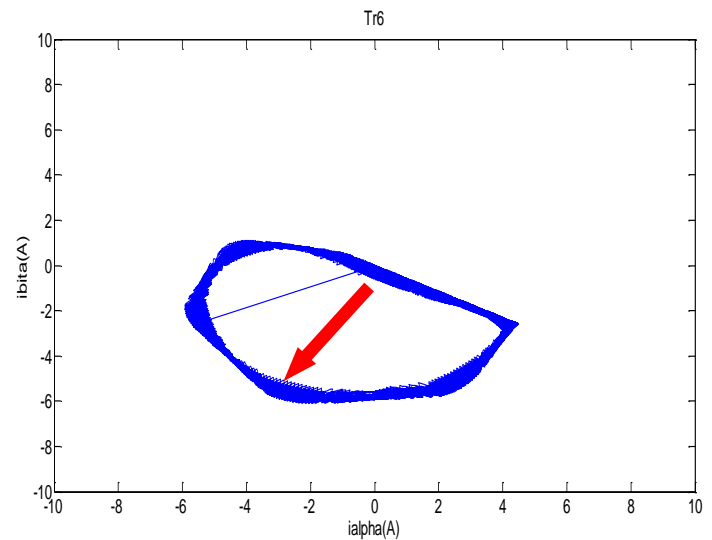


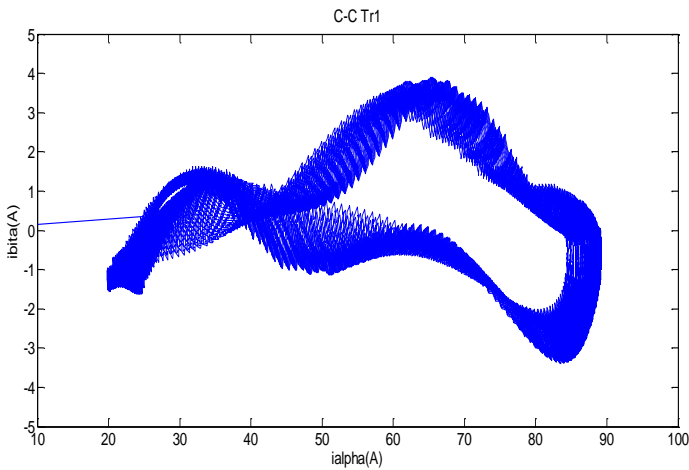
Figure III.8 Signature défaut  $T_{r6}$

**Interprétation :**

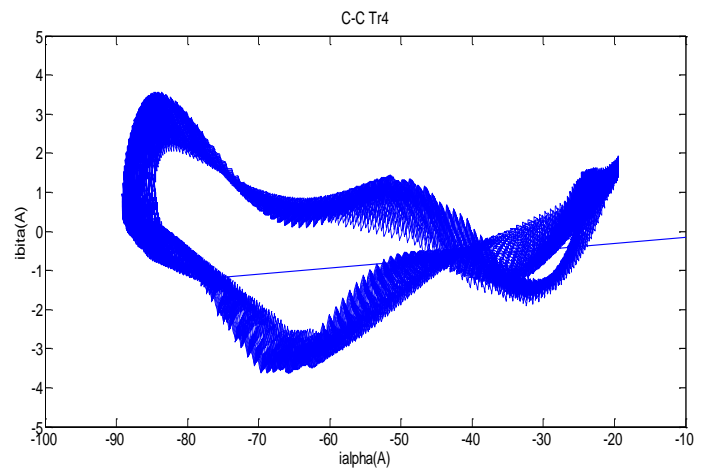
Dans le cas où l'interrupteur  $T_{r1}$  est défaillant, On remarque qu'un demi-ellipse orienté vers la gauche à la prolongation négative de l'axe Alpha, Or quand l'interrupteur  $T_{r4}$  est défaillant nous notons que la demi-ellipse est déplacée à la droite de l'axe Alpha, les deux demi-ellipses de  $T_{r1}, T_{r4}$  sont séparées par un angle de  $180^\circ$ . L'analyse des autres interrupteurs à donnée le même résultat ( $T_{r2}, T_{r5}$ ) et ( $T_{r3}, T_{r6}$ ). On note que pour la même cellule ,quand un des deux commutateur est

endommagé , leurs demi-ellipses correspondantes sont séparées par un angle de  $180^\circ$  ( Figure III.3,III.4) ; ( Figure III.5 ;III.6) ; ( Figure III.7 ;III.8) .Supposons que le défaut est dans la partie supérieur de l'onduleur ( $T_{r1},T_{r2},T_{r3}$  ), leurs demi ellipse correspondants sont séparées par un angle de  $120^\circ$  ( Figure III.2 ,III.4,III.6) et de même si on considère l'endommagement d'un des commutateurs de la position inférieur de l'onduleur ( $T_{r4},T_{r5},T_{r6}$ ).L'angle de séparation entre les demi ellipse est  $120^\circ$  (Figure III.4,III.6,III.8).

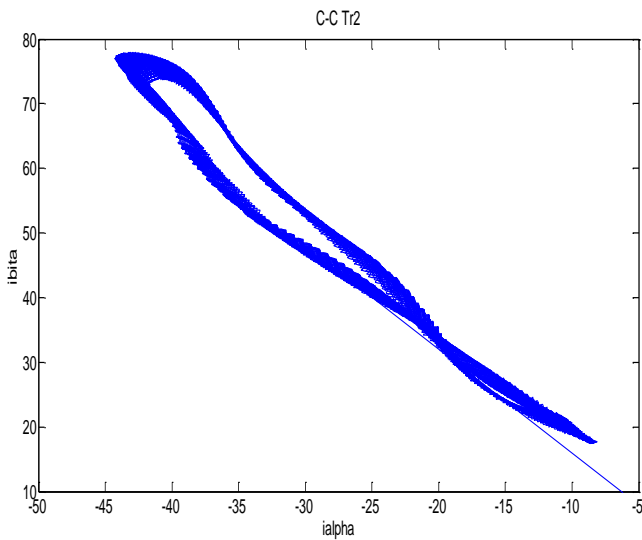
**III.3.1.3 Cas défaut court-circuit**



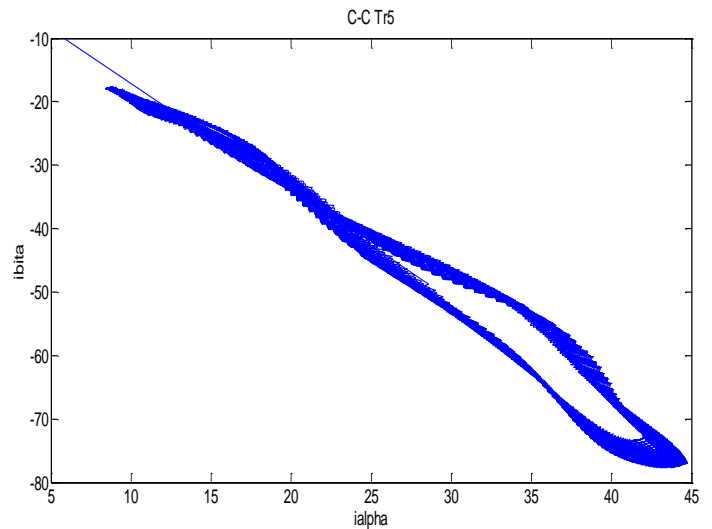
**Figure III.9**Signature défaut 'Tr1



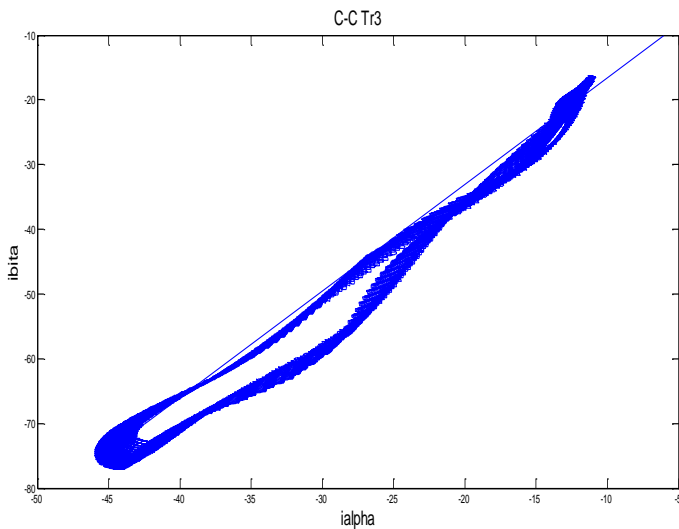
**Figure III.10**Signature défaut 'Tr4



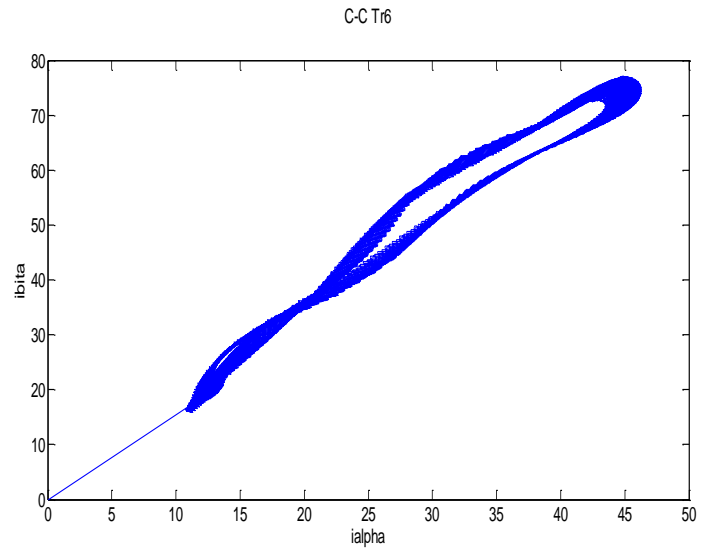
**Figure III.11**Signature défaut 'Tr2



**Figure III.12**Signature défaut 'Tr5



**Figure III.13**Signature défaut 'Tr<sub>3</sub>



**Figure III.14**Signature défaut 'Tr<sub>6</sub>

### Interprétation :

Dans le cas où l'interrupteur  $T_{r1}$  est défaillant, On remarque qu'un demi-ellipse orienté vers la gauche à la prolongation négative de l'axe Alpha, Or quand l'interrupteur  $T_{r4}$  est défaillant nous notons que la demi-ellipse est déplacée à la droite de l'axe Alpha.

## III.4. Détection des défauts par génération des résidus

### III.4.1. Principe de génération des résidus

Le principe de base de la détection des défauts est la génération des résidus qui sera considérée par l'onduleur triphasé à IGBT commandé par modulation de largeur d'impulsion. Le défaut étudié est celui d'ouverture d'un des semi-conducteurs de puissance. La détection et la localisation de défaut est basée sur la comparaison du comportement du système réel à surveiller et son modèle. Les vecteurs de sortie du système ou du modèle devront regrouper toutes les grandeurs nécessaires à la détection et la localisation des défauts. Le vecteur résidu n'est autre que la différence entre les grandeurs correspondantes du système réel et de son modèle La figure (III.15) illustre le principe de détection et de la localisation de défaut d'ouverture de six interrupteurs d'un onduleur à MLI par la génération des résidus est

composé par deux modèles en parallèle, l'un du modèle présente l'état sain de l'onduleur et l'autre modèle de onduleur défaillant au niveau de l'interrupteurs, les moyennes des résidus des trois courants des phases sont utilisées comme des entrées dans le système de décision, où on compare les moyenne des résidus des trois courants des phases par des seuils bien défini pour identifier l'interrupteur défaillant[31][32][33].

Un moyen générique de construire un résidu est d'estimer le vecteur de sortie  $y(t)$  du système. L'estimer  $\hat{y}(t)$  est alors soustrait du signal de sortie afin de former le vecteur de résidu suivant[31]

$$r(t) = y(t) - \hat{y}(t) \quad (3.6)$$

En présence de défaut, le signal  $r(t)$  ainsi formé s'écartera notablement de la valeur zéro et sera identique à zéro lorsque le système fonctionne "normalement. Dans la pratique, le résidu n'a pas exactement une valeur nulle en l'absence de défauts car, lors de la phase de modélisation, plusieurs hypothèses simplificatrices sont introduites conduisant à un modèle qui ne reflète pas fidèlement le système réel. De plus, les mesures effectuées sur le système sont le plus souvent entachées de bruit de mesure. Le vecteur de résidus s'écrit alors :

$$r(t) = Y_m - \hat{y}(t) \quad (3.7)$$

Où  $Y_m$  est la sortie mesurée du système qui est composée,  $Y(t)$  la sortie réelle.

### III.4.2. Détection et localisation des défaillances

Pour chaque phase, la différence entre le courant réel et celui estimé par le modèle est calculée. L'évaluation des résidus délivrés par les capteurs des courants permet de détecter et de localiser l'interrupteur défaillant[34][35][36].

Le tableau suivant (III) représente la relation entre l'interrupteur défaillant et les résidus de courants statorique des phases a, b, c.

	$T_{r1}$	$T_{r2}$	$T_{r3}$	$T_{r4}$	$T_{r5}$	$T_{r6}$
$r1$	-1	1	1	1	-1	-1
$r2$	1	-1	1	-1	1	-1
$r3$	1	1	-1	-1	-1	1

Tableau III.1: Signatures théoriques des défauts des interrupteurs

$r1$  : résidu généré pour le courant statorique de la phase a,

$r2$  : résidu généré pour le courant statorique de la phase b,

$r3$  : résidu généré pour le courant statorique de la phase c.

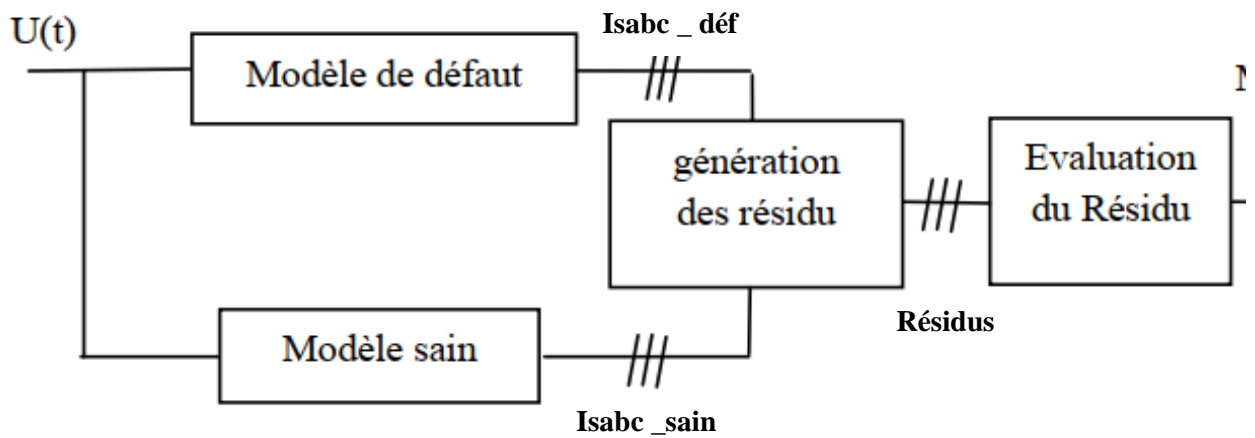


Figure III.15 :Principe de généraion des residus

III.4.3. Résultat de simulation :

Cas sain

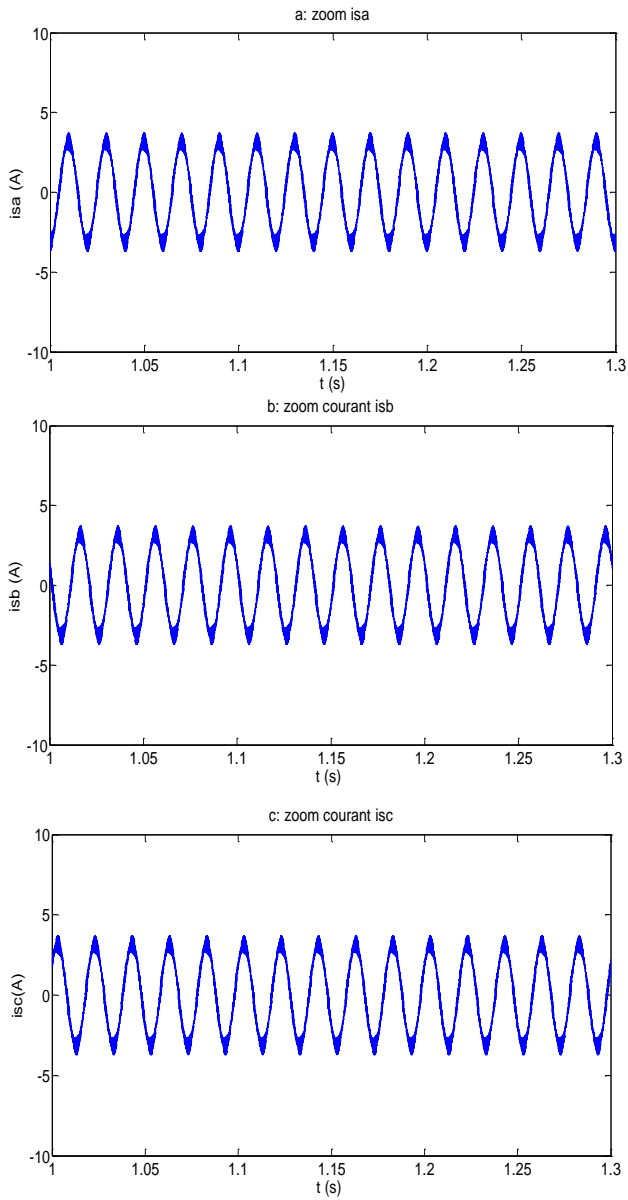


Figure III.16 : Courants statoriques cas sain

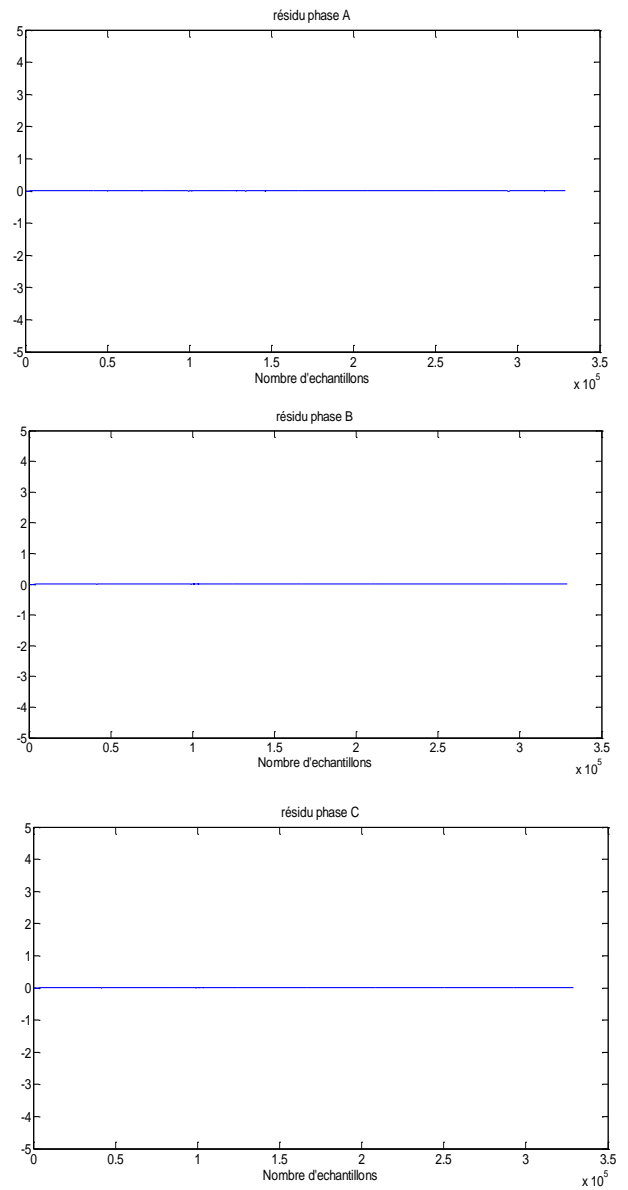


Figure III.17 : Résidus, cas sain

Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur  $T_{r1}$

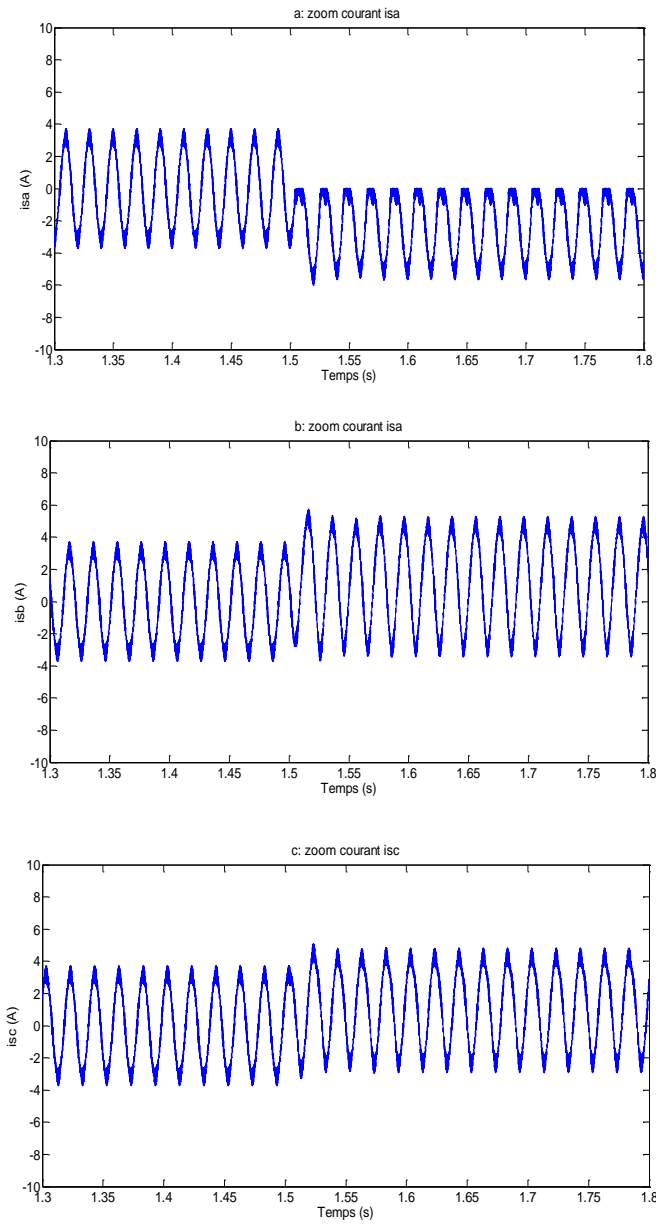


Figure III.18 : Courants statoriques défaut  $T_{r1}$

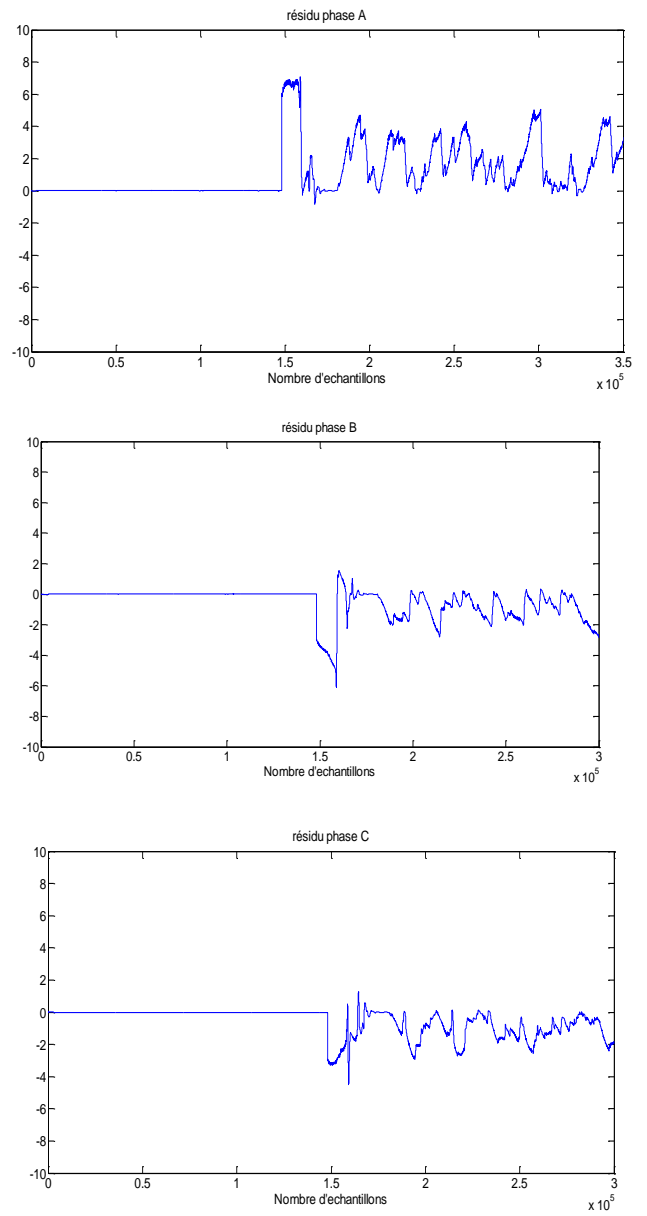


Figure (III.19) : Résidus, défaut  $T_{r1}$

Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur  $T_{r4}$

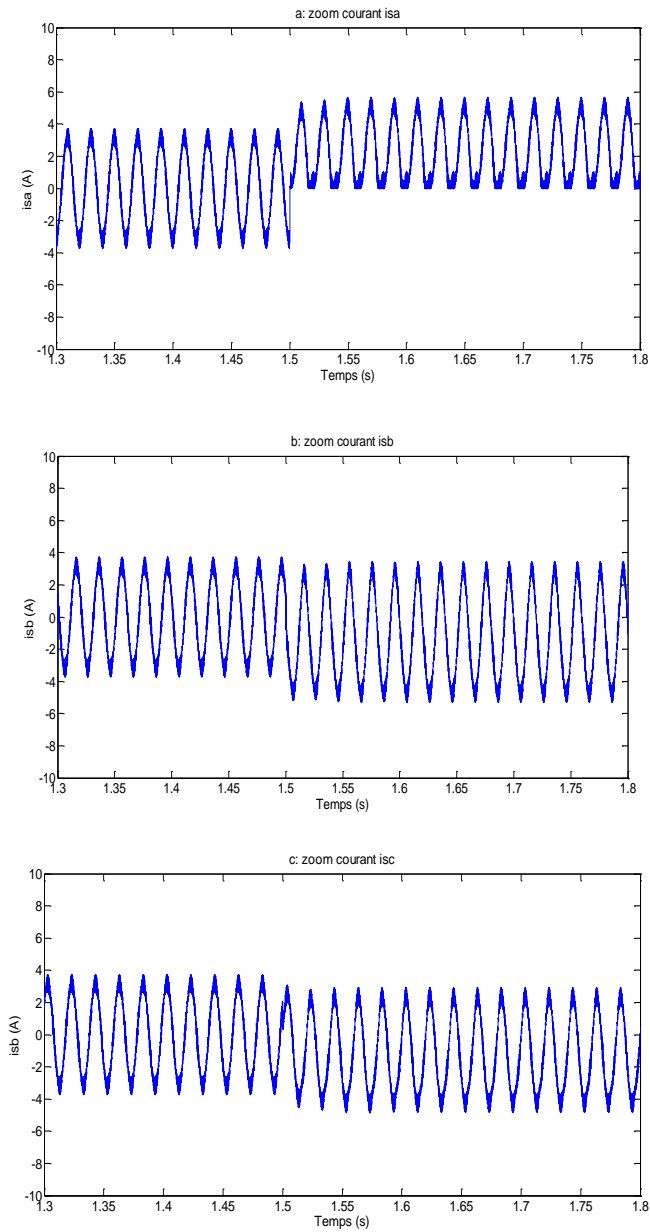


Figure III.20 : Les courants statoriques défaut  $T_{r4}$

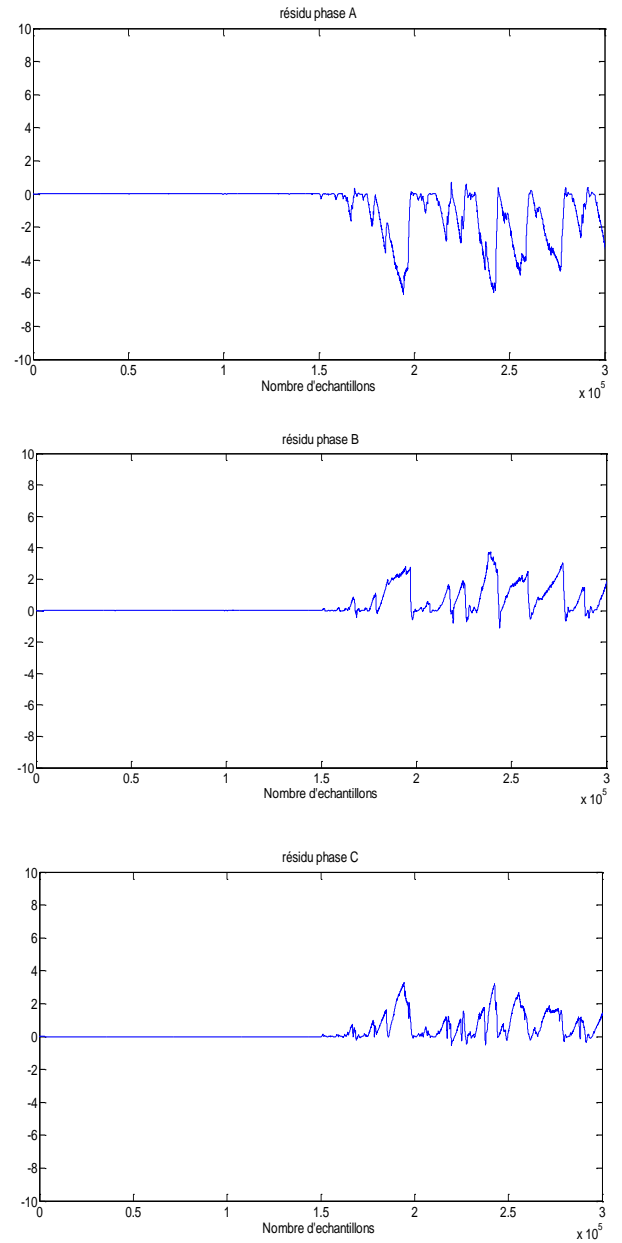


Figure III.21 : résidu, cas défaut  $T_{r4}$

Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur  $T_{r2}$

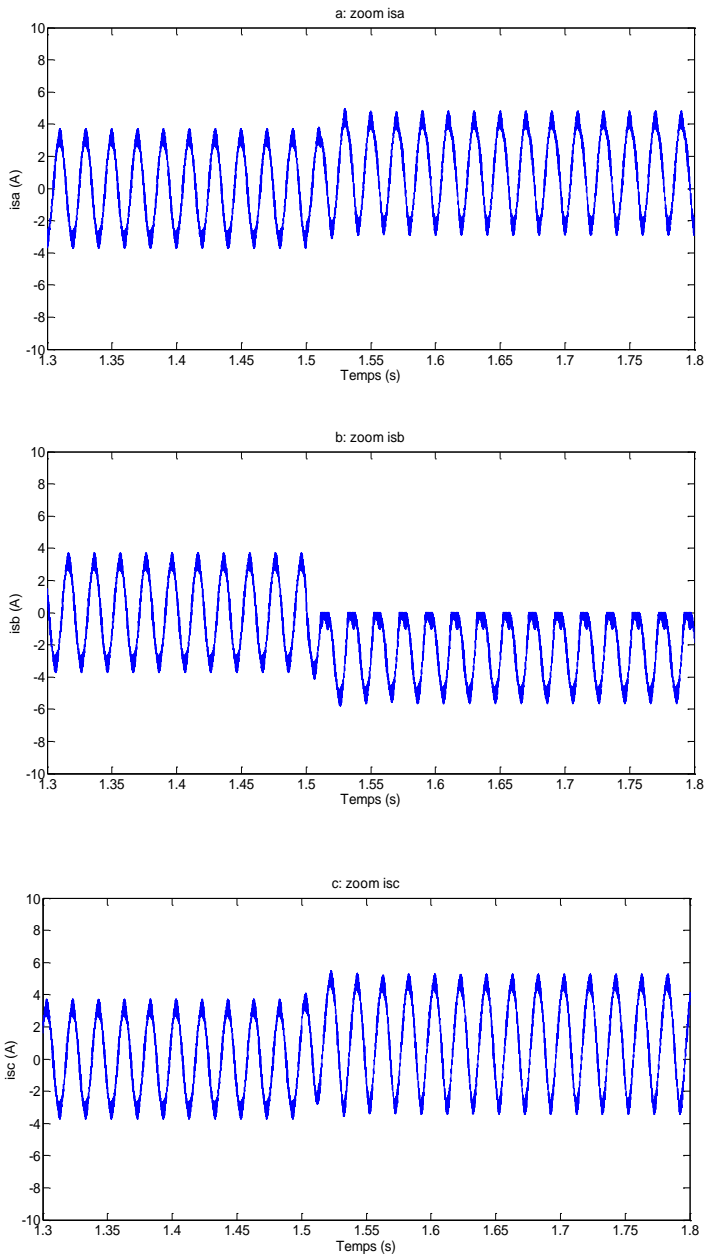


Figure III.22 : Les courants statoriques défauts  $T_{r2}$

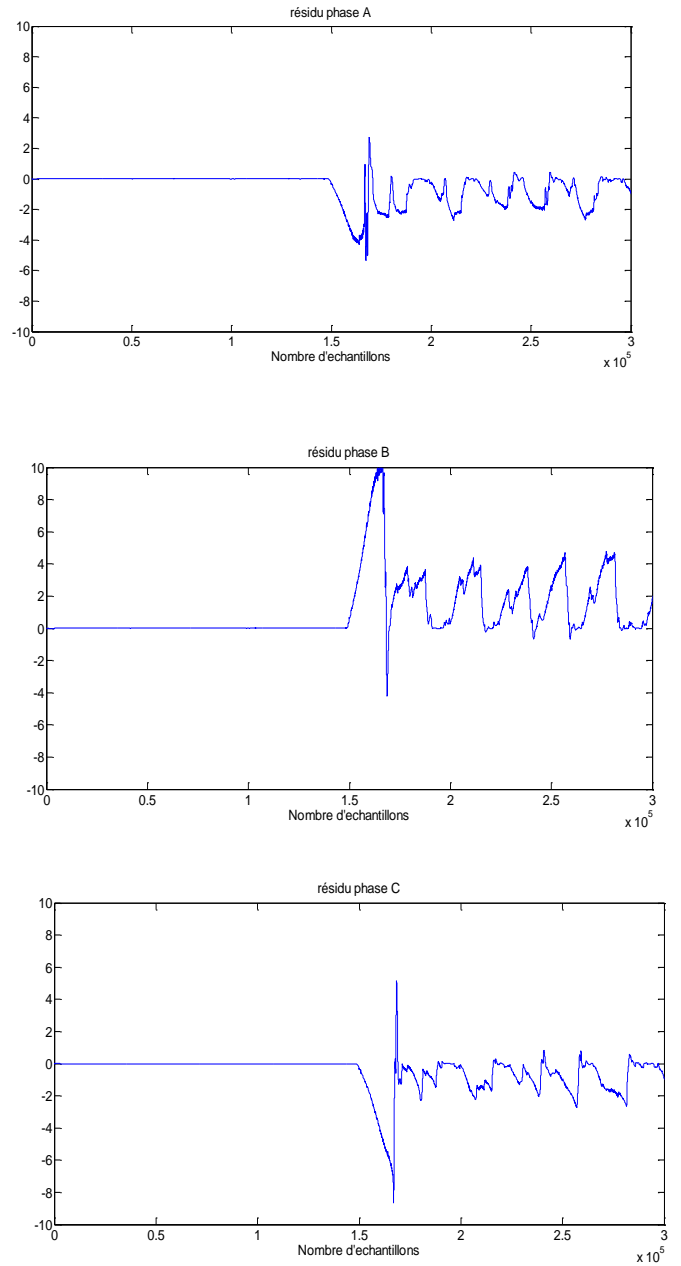


Figure III.23 : résidu, cas défaut  $T_{r2}$

Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur  $T_{r5}$

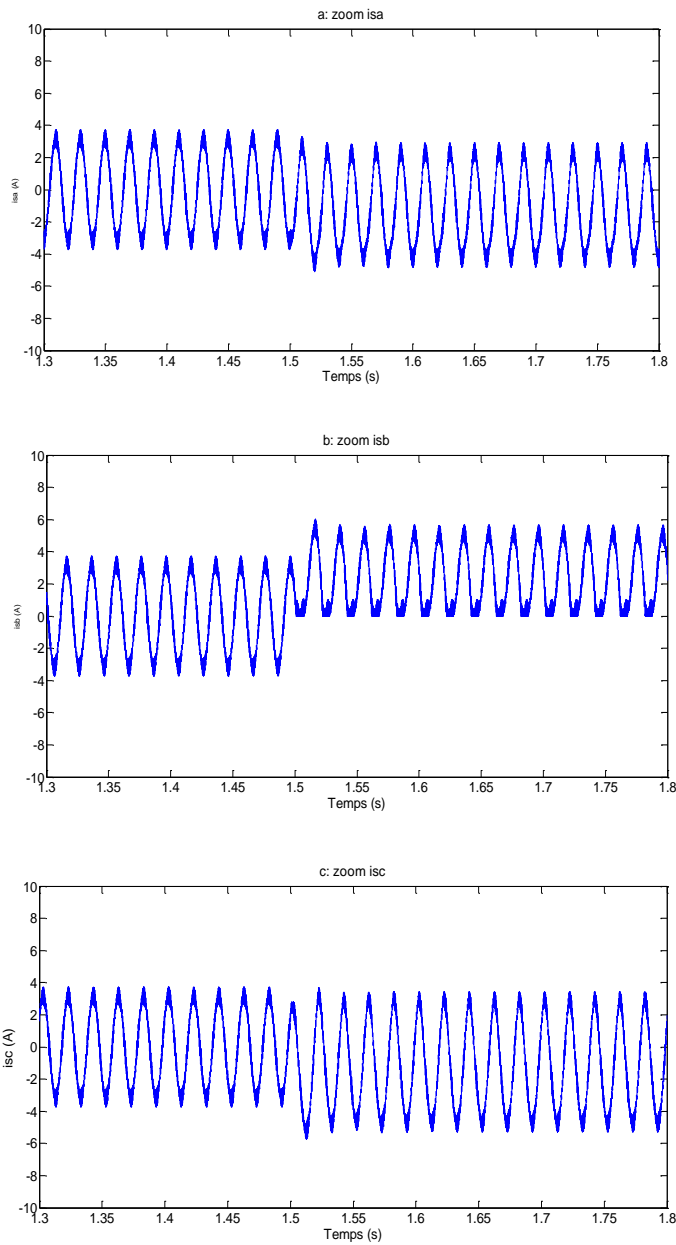


Figure III.24 : Les courants statoriques, défaut  $T_{r5}$

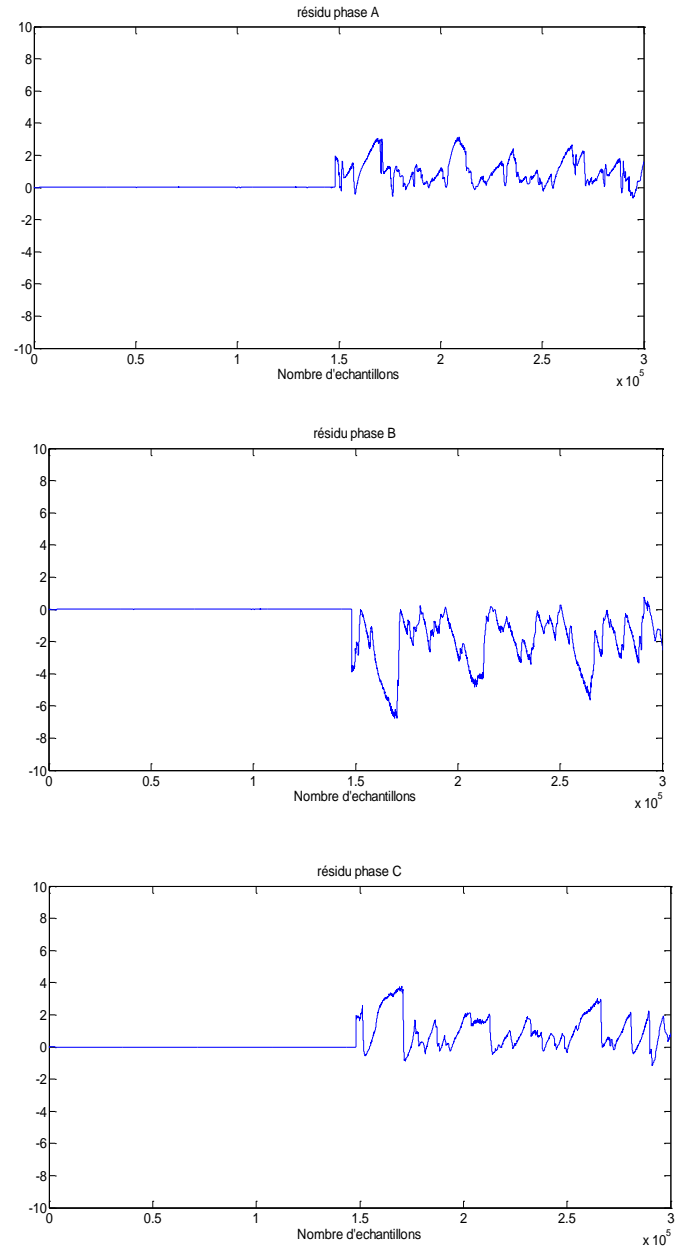


Figure III.25 : résidu, cas défaut  $T_{r5}$

Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur  $T_{r3}$

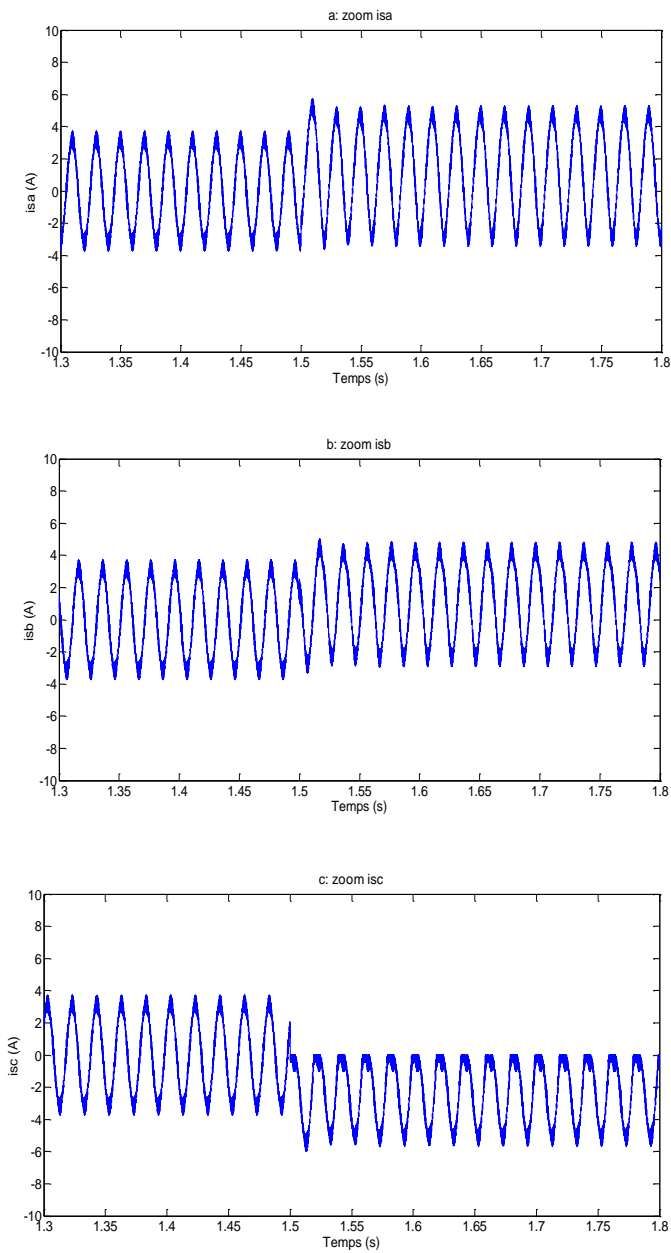


Figure III.26 : Les courants statoriques , défaut  $T_{r3}$

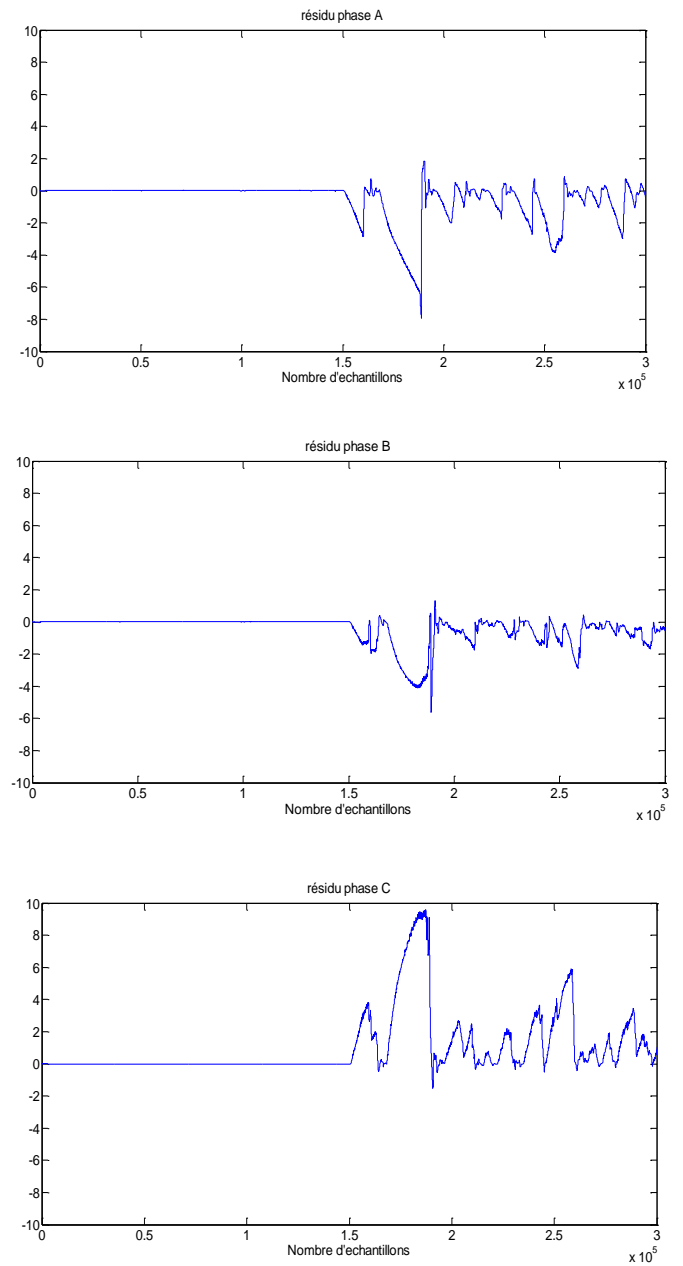


Figure III.27 : résidu, cas défaut  $T_{r3}$

Cas d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur  $T_{r6}$

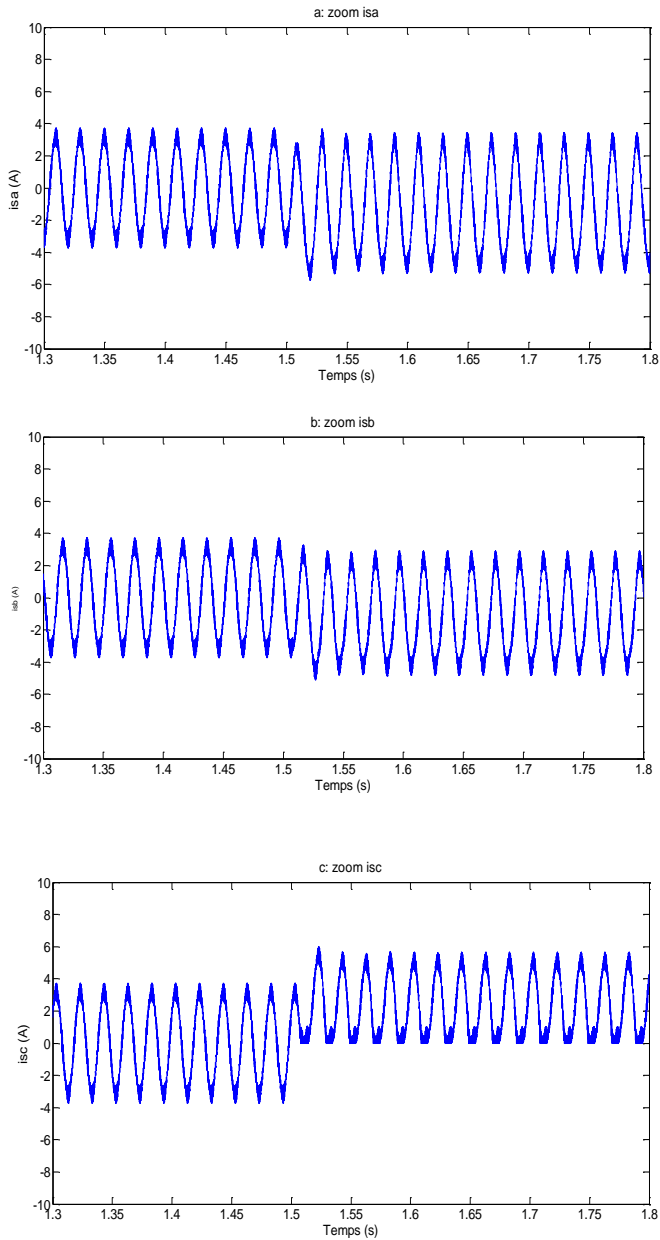


Figure III.28 : Les courants statoriques , défaut  $T_{r6}$

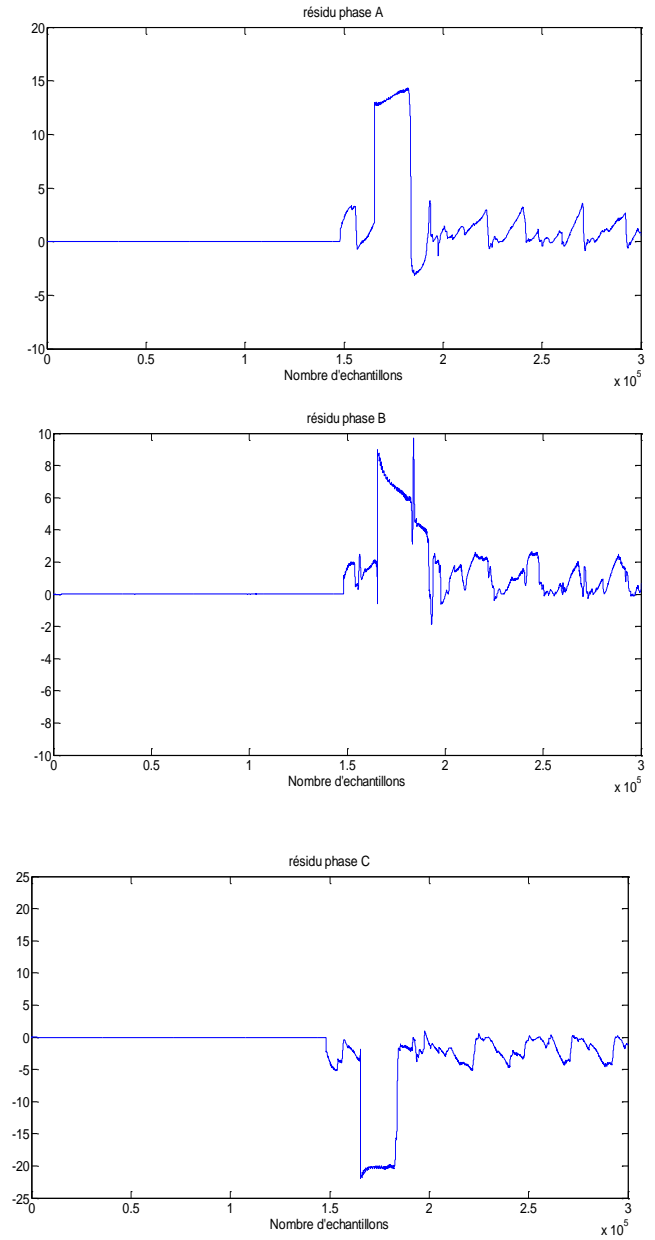


Figure III.29 : résidu, cas défaut  $T_{r6}$

III.4.3 Interprétation

Pour chaque phase, la différence entre le courant réel et celui estimé par le modèle est calculée. L'évaluation des résidus délivrés par les capteurs des courants permet de détecter et de localiser l'interrupteur défaillant. Lors d'un test en fonctionnement normal, les courants mesurées

et estimées données par le modèle (fig. III.16) se superposent et par conséquent les résidus correspondant aux trois phases sont statistiquement nuls (fig. III.17). Pour illustrer l'approche proposée, nous avons simulé un défaut d'ouverture de l'interrupteur  $T_{r1}$ . La fig. III.18 présente l'évolution des courants statoriques dans les trois phases et la fig. III.19 présente les résidus correspondants. On remarque que les formes des courants des deuxièmes et troisièmes phases évoluent dans le même sens soit positivement. Par contre, le courant de la phase connectée au bras du semi-conducteur défaillant se déplace contrairement aux deux autres. Cette situation permet déjà de détecter le défaut dans une branche. Les résidus sont représentés par la fig. III.19. Reconsidérons maintenant, le même essai mais pour le cas où le semi-conducteur du bas ( $T_{r4}$ ) du même bras est en défaut. Les résultats de simulations de la fig. III.20, permettent de voir que c'est aussi le courant de la phase **a** qui est différent des deux autres, mais cette fois ci, il présente des sauts positifs contrairement aux deux autres courants. Les résidus relatifs à cette situation de fonctionnement (fig. III.21) permettent selon le sens de leurs évolutions de localiser le transistor défaillant. Pour le cas des défauts des semi-conducteurs  $T_{r2}$ ,  $T_{r3}$ ,  $T_{r5}$  et  $T_{r6}$ , une analyse des résidus similaire à celle effectuée précédemment dans le cas des défauts affectant  $T_{r1}$  et  $T_{r4}$ , nous avons établi une table de signatures théorique permettant la détection et la localisation du semi-conducteur en défaut (tab III.1). Cette table de signature fait apparaître des **1** et des **-1** correspondant aux états des résidus. Un **1** correspond à un saut positif du résidu et un **-1** correspond à un saut négatif.

### III.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a étudié l'impact des défauts dans l'onduleur de tension à deux niveaux à MLI alimentant la machine à induction en boucle ouvert sur les grandeurs indicatrices choisies.

Deux méthodes de détection basées sur l'analyse du vecteur courant sont considérées pour le défaut de l'ouverture d'interrupteur dans l'onduleur à savoir la méthode de l'analyse de la trajectoire du contour de Park afin de détecter les défauts dans les convertisseurs à MLI et l'approche à base de la génération des résidus pour la détection et la localisation de défaut (ouverture de l'interrupteur).

Nous avons également considéré le diagnostic par la technique de contour de Park et la technique des résidus qui permet d'extraire des signatures identificatrices de défauts de semi-

conducteurs. En effet, l'évolution des résidus des courants statoriques de chaque phase et les résultats de simulations obtenus s'avère prometteuses et précise pour détecter et localiser le défaut du semi-conducteur du système d'entraînement électromécanique étudié.

## Conclusion générale

Des modèles et des méthodes d'étude du fonctionnement en régime de défaut des associations triphasées onduleur de tension-machine asynchrone ont été présentés dans ce mémoire. L'accent a été particulièrement mis sur la machine asynchrone car elle joue un rôle clé dans la répercussion des défauts sur la chaîne de conversion électromécanique complète sous la forme de surintensités et de sur couples.

A l'issue de la réalisation de ce travail de projet de fin d'étude, nous nous sommes initiés aux techniques de diagnostique. Tout en considérant, particulièrement, les défauts d'ouverture des semi-conducteurs de puissance du variateur de vitesse (onduleur de tension triphasé).

Grace aux programmes de simulation développés sous l'environnement Matlab/ Simulink, nous avons pu visualiser le comportement des grandeurs électriques de l'onduleur, tels que, les courants de phases.

L'étude des défauts considérés nous a permis d'analyser et d'expliquer l'influence de ces défauts sur les performances du moteur, nous avons étudié par simulation les défauts de l'ouverture et court-circuit de semi-conducteur d'un onduleur.

Pour la détection de ces défauts on analyse l'évolution du courant de Park. Cette technique est très efficace, et nous a permis de caractériser l'état de fonctionnement de la machine.

L'analyse des résidus de chaque phase permet d'extraire des signatures identifiantes des défauts de semi-conducteurs. En effet, l'évolution des résidus des courants statoriques de chaque phase et les résultats de simulations obtenus s'avère prometteuses et précise pour détecter le défaut du semi-conducteur du système d'entraînement électromécanique étudié.

En perspective, nous proposons d'étudier :

- Etudier les autres défauts possibles dans les convertisseurs et les machines et l'influence de ces défauts sur le système électromécanique ;
- Validation expérimentale ;
- Diagnostique des autres types des machines ;

- D'autres méthodes de détection avancée (logique floue, réseaux floue, ...)

# Annexe

## Paramètres du moteur utilisé :

Puissance nominale.....	4 kw
Tension nominale de ligne .....	400 V
Fréquence d'alimentation .....	50 Hz
Nombre de pair de pole .....	2
Résistance d'une phase statorique .....	1.405 ( $\Omega$ )
Inductance statorique .....	0.005839 (H)
Résistance du rotor .....	1.395 ( $\Omega$ )
Inductance rotor .....	0.005839 (H)
Mutuelle inductance .....	0.1722 (H)
Moments d'inertie .....	0.0131 (Kg.m <sup>2</sup> )

# **BIBLIOGRAPHIE**

## *Bibliographie*

- [1] **Y. Soufi , T. Bahi, M. F. Harkat, R. Rouaibia**, "Diagnosis and Fault Detection in Induction Motor drive Fed by PWM Voltage Source Inverter", Journal of Electrical Systems, Vol.6, N. 2, pp. 186-194, 2010.
- [2] **Nemiri Asma** "Détection et Diagnostic de Défauts D'un Onduleur" mémoire de master, université Annaba, 2017.
- [3] **Gaétan Didier** "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse de Doctorat, Nancy, France 2004.
- [4] **Hellali Lallouani** " Diagnostic des défauts dans l'association convertisseur machine à induction " Thèse de Magister, Université de Batna, 2016.
- [5] **Tarek Ben Sliman** " Caractérisation précise des défauts d'un variateur de vitesse en vue d'élaborer un système automatique de surveillance et de diagnostic", Thèse de Doctorat, Boumerdès, 2009.
- [6] **W. Shepherd, L.N. Hulley and D.T. W. Liang**, " Power Electronics and Motor Control" Cambridge Univ.Press, 1995,593 p.
- [7] **P. Baudesson, F. Richardeau, T. Meynard** " Caractérisation du convertisseur multicellulaire série en présence de défauts de commutation " Congrès Electronique de puissance du futur, pp. 129-134,16-18 décembre 1998.
- [8] **Ben Saadia Oussama** " Détection et localisation de défaut de l'ensemble machine asynchrone-convertisseur-commande par la technique de l'intelligence artificielle", mémoire de Master, université de M'sila, 2015.
- [9] **M .A. Shamsi Nejad** " Architectures d'alimentation et de commande d'Actionneurs tolérants aux défauts –régulateur de courant non linéaire à large bande passant " Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine (I.N.P.), 2007.
- [10] **S. Khomfoi, W. Sae-KoK and I. Ngamroo** "An Open Circuit Fault Diagnostic Techniques in IGBTs for AC to DC Converter Applied in micro grid Application "journal of power Electronics, Vol .11, No. 6, 2011, pp.801-810.
- [11] **Giller Rostaing** " Diagnostics de défaut dans les entraînements électriques " Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 1997.
- [12] **O. Ondel**, " Diagnostique par Reconnaissance Des Formes : Application à un Ensemble convertisseur –machine Asynchrone" Thèse de doctorat de l'école centrale De Lyon, France, 2006.

- [13] **Tarek Ben Slimen** "A new technique for simultaneous Detection of one for Two Open-Switch Faults in Three phase Voltage – inverter – Fed PM Brushless DC Motor drive " , Journal of Electrical Engineering (JEEEC), VOL.59,NO.2,2008,97-100.
- [14] **D.kastha and B. K. Bose,**" Investigation of fault Modes of Voltage-Fed Inverter system for induction Motor Drive ", IEEE Trans.On industry Application, Vol. 30, no.4, pp. 1028-1038, july1994.
- [15] **K. Idjdarene,** " Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes", Thèse en cotutelle entre l'Université de Bejaia, Algérie et l'Université Lille 1, France, 2010.
- [16] **Djalal Eddine Khodja** " Elaboration d'un système intelligent de surveillance et de diagnostic automatique en temps réel des défaillances des moteurs à induction", Thèse de Doctorat, Boumerdès, 2007.
- [17] **Gherbi Allel Et Abbad Abdallah**"commande D'un Motor asynchrone par logique floue adaptative" Université Bouira, 2018.
- [18] **H. Henao, G.A capolino, M. Garcia-Melero et M.F cabanas,** " A new model of the induction motor rotor cage for diagnostics" IEEE SDEMPED 1999- Symposium on diagnostics for Electric Machines, power Electronics and Drives, pp.383-388, 1999 Gijon, Espagne.
- [19] **J. Camille Barros,** "Applications de la logique floue à la commande optimale du moteur Asynchrone ", Thèse de doctorat, université d'Aix Marseille, 2003.
- [20] **Bensmail Samia**" Optimisation Et Gestion d'Energie D'un Système Hybride A Energies Renouvelables ", Thèse de doctorat, université A. Mira-Bejaia, 2017.
- [21] **G. Seguir, et F. Labrique,**" Les convertisseurs de l'électrotechnique de puissance, Vol 5, commande et comportement dynamique " Edition tec. Doc, paris Cedex, 1998.
- [22] **Aouane Nasserredine et Chamkha Salim** " Détection, localisation et reconfiguration de défauts onduleur à deux niveau appliqué dans la commande de la machine asynchrone à cage" Mémoire master, université M'hamed Bougara-Boumerdes, 2017.
- [23] **Sh. Mohammad Ali,**"Architectures d'alimentation et de commande d'actionneur tolérants aux défauts-régulateur de courant non linéaire à bande passant," Thèse de Doctorat, 2007.
- [24] **F. Zidani** " Contribution au contrôle et au diagnostic de la machine asynchrone par la logique floue" Thèse de Doctorat, université de Batna, 2003.
- [25] **Y. Guan, D. Sun, Y. HE,** " Mean Vector Based on line Real-Time Fault Diagnosis for Voltage Source Inverter Fed Induction Motor Drives" IEEE Proceeding conferences, pp. 1114-1118, 2007.

- [26] **M. Trabelsi** , "simulation multiple IGBTs Open circuit Faults Diagnosis in Voltage Source Inverter Fed Induction Motor Using Modified Slope Method", International Conference on Electrical Machines \_ ICEM 2010, Rome.
- [27] **Ok-Sun Yu, Nam-Ju Park and Dong-Seok Hyun**, "A Novel Fault Detection Scheme for Voltage Fed PWM Inverter" IEEE, pp. 2654-2659, 2006.
- [28] **P. Raphael, C. Stéphane, R. jean- pierre**, "Fault Detection and Isolation on a PWM Inverter by Knowledge –Based Model ", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.34, No.6, 1998, PP.1318-1325.
- [29] **P. M. Frank**, " Fault Diagnosis dynamic Systems using analytical and Knowledge -Based redundancy-A survey and some new results", Automatica, Vol.26, PP. 459-474, 1990.
- [30] **H. Son, T .Kim, D. W. Kang and D. S. Hyun**, " Fault diagnosis and Voltage control When the three level inverter faults occur ", 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference , Aachen ,Germany 2004.
- [31] **J. O. Estima, Membre , IEEE and A. J. M. Cardoso**, " A new algorithm for Real – Time Multiple Open –circuit Fault diagnosis In Voltage – fed PWM Motor Drives by the Reference Current Errors ", IEEE Transaction on Industrial Electronics , Vol.60,No.8, August 2013
- [32] **Ouarhlent Saloua**, "Diagnostic de pannes dans les Système Robotises ", Mémoire de Magister, université de Batna, 2009.
- [33] **Harkat Mohamed Faouzi**, "Détection et localisation de défauts par analyse en composantes principales " Formation doctorale en automatique, institut national polytechnique de lorraine.
- [34] **Youcef soufi** " Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique ", Thèse de Doctorat d'Etat, université de Annaba, 2012.
- [35] **Noureddine Bessous** "Contribution au diagnostic des machines asynchrones", Thèse de magister en électrotechnique", Université mentouri de Constantine.
- [36] **K.S smith, L. Ran and J. Pennan**, " Real time detection of intermittent misfiring in a Voltage –fed PWM iverter induction Motor drive" IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol 44,n° 4, August 1997, PP.486-476.

**Résumé :** le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire sur la détection et la localisation de défauts de l'association d'une machine à induction et d'un convertisseur. Les défauts considérés sont :

- Ouverture de l'interrupteur de puissance.
- Court-circuit de l'interrupteur de puissance.

La thématique du diagnostic de défaut se base sur l'utilisation de deux techniques, l'une se base sur l'analyse des signatures de la trajectoire du vecteur courant dans le référentiel stationnaire et la deuxième se base sur la génération des résidus basée sur la vérification de cohérence entre les courants statoriques observés et leurs estimations fournies par le modèle.

**Mots-clés :** Diagnostic, machine à induction, convertisseur, MLI, résidus, défaut interrupteur

**Abstract :** This thesis is focused on the fault detection and isolation of the association of an induction machine

and converter. The defects are considered as:

- Switch open fault,
- Switch short circuit fault.

The thematic of fault diagnosis considered is based from using two techniques: the first is based on the signature analysis of the current vector trajectory at stationary reference frame and the second technique uses the residues generation based on the verification of consistency between the observed stator currents and estimates obtained by the model.

**Keywords:** Diagnosis, induction machine, converter, PMW, residues, Switch open fault.

**ملخص :**

العمل المقدم في إطار هذه المذكرة حول الكشف عن الإعطاب وتحديد موقعها في المحرك اللا تزامني ذو قفص سنجاب الموصل بالموج ونهتم بالإعطاب التالية

• دائرة مفتوحة

• دائرة قصيرة

موضوع تشخيص الأعطاب يعتمد على تطبيق تقنيتان: الطريقة الأولى تعتمد تحليل إتجاه مسقط التيار في معلم المرجعي ثابت أما الثانية فهي الملتقطات (مبينات الأعطاب) حيث يتم إنشاء مخلفات من التوافق بين التيارات الموالية والتقدير التي يقدمها نموذج.

**الكلمات المفتاحية:** تشخيص, الآلة الغير متزامنة, الموج, عطب القاطعة, الملتقطات