

**République Algérienne Démocratique et populaire**  
**Ministre de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique**  
**Université Abderrahmane mira de Bejaia.**



**Faculté de Technologie**  
**Département de Génie Electrique**

## **Projet de Fin d'Etude**

**Dans le cadre de :**

**L'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique**

**Option : Machines Electriques**

### **Thème**

**Etude par simulation d'un moteur asynchrone à  
double étoile en régimes sain et dégradé**

**Réalisé par :**

**SIDI Kamelia**  
**SALAMANI Secilia**

**Encadré par:**

**Mr. D. AOUZELLAG**  
**Mr .F. Hassaini**

**Année universitaire 2023/2024**

# *Remerciement*

*Tout d'abord on tient à remercier dieu de nous avoir donné  
de la force et le courage pour réaliser ce travail.*

*Nous tenons à formuler notre profonde remerciements à  
nos deux promoteurs Mr aouzellage Djemal et Mr Hassaini  
Fayçal pour leur disponibilités et leur effort qu'il a fourni  
durant la réalisation de ce travail.*

*Nous remercions également tous les membres de jury  
d'avoir accepté de jurer ce travail.*

*Nous remercions tous les enseignants du Département de  
Génie électrique.*

*Enfin, un grand remerciement pour tous ceux qui ont  
contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

# *Dédicace*

*Je remercie ALLAH le tout Puissant, clément et  
Miséricordieux de m'avoir motivé à réaliser ce modeste  
travail,*

*Je dédie ce travail à mes chers parents, mes frères et ma  
soeur pour leur soutien, leur patience, leur encouragement  
durant Mon parcours d'études et qui m'ont doté d'une  
éducation digne, leur amour a fait de moi ce que je suis  
aujourd'hui.*

*Ensuite je remercie infiniment ma binôme Salamani Secília  
qui me encouragé et aidé à arriver à ce stade de formation.*



***Sidi kamelia***

# *Dédicace*

*Je dédie cet ouvrage*

*A ma maman qui m'a soutenu et encouragé durant ces  
années d'études.*

*Qu'elle trouve ici le témoignage de ma profonde  
reconnaissance.*

*A mon père, mes soeurs HIBA et HADIL, mon frère BADR  
et ceux qui ont partagé avec moi tous les moments d'émotion  
lors de la réalisation de ce travail.*

*A ma binôme kamelia sidi qui me toujours encouragée, et à  
qui je souhaite plus de  
Succès.*

*A tous ceux que*



*Salamani secilia*

---

# Sommaire

---

<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre I : Généralités sur les machines multi-phasées</b>	
I.1 Introduction .....	2
I.2 Machine asynchrone.....	2
I.2.1 Définition .....	2
I.2.2 Constitution de la machine asynchrone .....	2
I.2.3 Principe de fonctionnement .....	4
I.3 Machines multi-phasées .....	5
I.3.1 Machines multi-phasées de «type 1 » .....	5
I.3.2 Machines multi-phasées de «type2».....	7
I.3.3 Applications des machines multi-phasées.....	8
I.3.4 Avantages et inconvénients des machines multi-phasées.....	9
I.4 Sources des défauts dans la machine asynchrone .....	10
I.4.1 Défauts internes et externes .....	10
I.5 Différentes défaillances de la machine asynchrone .....	11
I.5.1 Défaillances d'ordre électrique .....	12
I.5.2 Défaillances d'ordre mécanique .....	13
I.6 Méthodes de diagnostic .....	14
I.6.1 Diagnostic par analyse des signaux .....	14
I.6.2 Diagnostic par la théorie du modèle .....	14
I.7 Conclusion .....	15
<b>Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone double étoile</b>	
II.1 Introduction .....	16
II.2 Description de la machine asynchrone double étoile.....	16
II.3 Hypothèses simplificatrices d'étude .....	16
II.4 Modèle de la MASDE dans le repère naturel (abc) .....	17
II.4.1 Equations des tensions .....	17
II.4.2 Equations des flux .....	18
II.4.3 Equation mécanique .....	20
II.4.4 Equation énergie magnétique .....	20
II.4.5 Equation du couple électromagnétique .....	20
II.4.6 Simulation et interprétations des résultats de la MASDE dans le repère naturel (abc) .....	20
II.5 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (dqo) .....	20
II.5.1 Modèle de Park.....	20
II.5.2 Application de la transformation de Park à la MASDE.....	21
II.5.3 Simulation de la MASDE dans le repère (dqo) relié au champ tournant .....	22
II.6 Alimentation de la MASDE par onduleur de tension à commande MLI .....	25
II.6.1 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI .....	25
II.6.2 Stratégie de commande sinus-triangle .....	27
II.6.3 Association de la MASDE onduleur de tension à commande MLI.....	28
II.6.4 Simulation et interprétation des résultats .....	28
II.7 Analyse fréquentiel dans le repère (abc).....	31
II.7.1 Analyse fréquentiel du courant statorique de la phase 1 (as).....	31
II.7.2 Analyse fréquentiel des ondulations du couple et de la vitesse.....	31
II.7 Conclusion .....	31

## Chapitre III: Modèle de la MASDE en présence de défauts rotorique et statorique

III.1 Introduction.....	32
III.2 Modélisation de la MASDE avec défaut de l'ouverture des deux phases statoriques.....	32
III.2.1 Modèle mathématique de la MASDE.....	32
III.2.2 Equations magnétiques dans le repère abc.....	34
III.2.3 Equation du couple électromagnétique.....	35
III.2.4 Equation mécanique.....	35
III.2.5 Simulation et interprétations des résultats obtenus dans le cas d'un défaut d'ouverture de phases de MASDE pour un repère naturel (abc).....	36
III.2.6 Analyse fréquentiel (FFT) des résultats obtenus en présence des défauts d'ouverture $a_{s1}$ suivie d'ouverture d'une phase adjacente $C_{s2}$ .....	39
III.3 Modélisation de la MASDE en tenant compte d'un court-circuit entre spires la 1 <sup>ère</sup> phase statorique de l'étoile 1.....	40
III.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	41
III.3.2 Equations électriques .....	41
III.3.3 Equations magnétiques.....	42
III.3.4 Equation mécanique .....	44
III.3.5 Equation du couple électromagnétique.....	44
III.3.6 Simulation et interprétations des résultats de la MASDE en tenant compte d'un court-circuit entre spire dans la phase de la 1 <sup>ère</sup> étoile.....	44
III.3.7 Analyse fréquentielle (FFT) des résultats obtenus à la présence d'un défaut de court-circuit au niveau du stator.....	52
Conclusion .....	54
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>55</b>

# Liste des figures

<b>Figure I.1</b>	Vue éclatée d'une machine asynchrone à cage d'écureuil	<b>3</b>
<b>Figure I.2</b>	Stator d'une machine asynchrone	<b>3</b>
<b>Figure I.3</b>	Rotor à cage d'écureuil de MAS	<b>4</b>
<b>Figure I.4</b>	Rotor bobiné de MAS	<b>4</b>
<b>Figure I.5</b>	Rotor massif d'une MAS	<b>4</b>
<b>Figure I.6</b>	Exemple d'application d'une machine multi-phasée	<b>8</b>
<b>Figure I.7</b>	Causes internes de défauts de la machine asynchrone	<b>11</b>
<b>Figure I.8</b>	Causes externes de défauts de la machine asynchrone	<b>11</b>
<b>Figure I.9</b>	Différents types de défauts statoriques	<b>12</b>
<b>Figure II.1</b>	Représentation des enroulements de la MASDE	<b>16</b>
<b>Figure II.2</b>	Représentation du modèle du MASDE selon les axes (dq)	<b>21</b>
<b>Figure II.3</b>	Allure des courants statoriques de la première étoile: (a)Repère (dqo);(b)-Repère(abc)	<b>24</b>
<b>Figure II.4</b>	Allure des courants statoriques de la deuxième étoile (a)-Repère (dqo) ;(b)-Repère (abc)	<b>24</b>
<b>Figure II.5</b>	Allure des courants rotoriques :(a)-Repère (dqo) ;(b)- Repère(abc)	<b>24</b>
<b>Figure II.6</b>	Allure du couple électromagnétique (a)-Repère (dqo) ;(b)-Repère (abc)	<b>25</b>
<b>Figure II.7</b>	Allure de la vitesse (a)-Repère (dqo) ;(b)-Repère (abc)	<b>25</b>
<b>Figure II.8</b>	Schéma de l'onduleur triphasé de tension à MLI	<b>26</b>
<b>Figure II.9</b>	Principe de la commande par MLI sinus-triangle	<b>28</b>
<b>Figure II.10</b>	Association MASDE-deux onduleurs de tension à commande MLI	<b>28</b>
<b>Figure II.11</b>	Allure des courants statoriques de l'étoile 1	<b>29</b>
<b>Figure II.12</b>	Allure des courants statoriques de l'étoile 2	<b>29</b>
<b>Figure II.13</b>	Allure des courants rotoriques	<b>30</b>
<b>Figure II.14</b>	Allure de couple électromagnétique	<b>30</b>
<b>Figure II.15</b>	Allure de la vitesse	<b>30</b>
<b>Figure II.16</b>	Taux de distorsion harmonique et de fondamental du courant d'une phase statorique de la première étoile de la MAS à l'état sain	<b>31</b>
<b>Figure III.1</b>	Exemple de modèle avec ouverture des phases statoriques	<b>32</b>
<b>Figure III.2</b>	Allures des courants statoriques 1 avec défaut d'ouverture $a_{s1}$ suivie d'ouverture d'une phase adjacente $c_{s2}$ (cas des neutres relié et non relié)	<b>37</b>

<b>Figure III.3</b>	Allures des courants statoriques 2 avec défaut d'ouverture $a_{s1}$ suivie d'ouverture d'une phase adjacente $c_{s2}$ (cas des neutres relié et non relié)	<b>37</b>
<b>Figure III.4</b>	Allures des courants rotoriques avec défaut d'ouverture $a_{s1}$ suivie d'ouverture d'une phase adjacente $c_{s2}$ (cas des neutres relié et non relié)	<b>37</b>
<b>Figure III.5</b>	Allures des vitesses avec défaut d'ouverture $a_{s1}$ suivie d'ouverture d'une phase adjacente $c_{s2}$ (cas des neutres relié et non relié)	<b>38</b>
<b>Figure III.6</b>	Allures des couples électromagnétique avec défaut d'ouverture $a_{s1}$ suivie d'ouverture d'une phase adjacente $c_{s2}$ (cas des neutres relié et non relié)	<b>38</b>
<b>Figure III.7</b>	Taux de distorsion harmonique et amplitude du fondamental de la première phase de courant statorique l dans le cas d'ouverture $a_{s1}$ suivi d'ouverture d'une phase adjacente $c_{s2}$ (neutre non relie)	<b>39</b>
<b>Figure III.8</b>	Taux de distorsion harmonique et amplitude du fondamental de la première phase de courant statorique l dans le cas d'ouverture $a_{s1}$ suivi d'ouverture d'une phase adjacente $c_{s2}$ (neutre relie)	<b>40</b>
<b>Figure III.9</b>	Exemple de modèle d'un court-circuit entre spires dans la 1 <sup>ère</sup> phase statorique	<b>40</b>
<b>Figure III.10</b>	Allures des courants statoriques « étoile 1 » en présence de court-circuit en phase A de (a)10% (b) 15% (c) 25% ( cas neutre relié et non relié)	<b>46</b>
<b>Figure III.11</b>	Allures des courants statoriques « étoile 2 » en présence de court-circuit en phase A de (a) 10% (b) 15% (c) 25% cas neutre relié et non relié	<b>47</b>
<b>Figure III.12</b>	Allures des courants rotoriques en présence de court-circuit en phase statorique A de (a)10% (b)15% (c)25% (cas neutre relié et non relié)	<b>48</b>
<b>Figure III.13</b>	Allures des couples en présence de court-circuit en phase statorique A de (a)10% (b)15% (c)25% cas neutre relié et non relié	<b>49</b>
<b>Figure III.14</b>	Allures des vitesses à la présence de court-circuit en phase statorique A de (a)10% (b) 15% (c) 25% cas neutre relié et non relié	<b>51</b>
<b>Figure III.15</b>	Taux de distorsion harmonique et du fondamental du courant statorique lors d'un défaut de court-circuit de (a)10% (b)15% (c)25% des spires d'une seule phase statorique	<b>54</b>

---

# Liste des tableaux

---

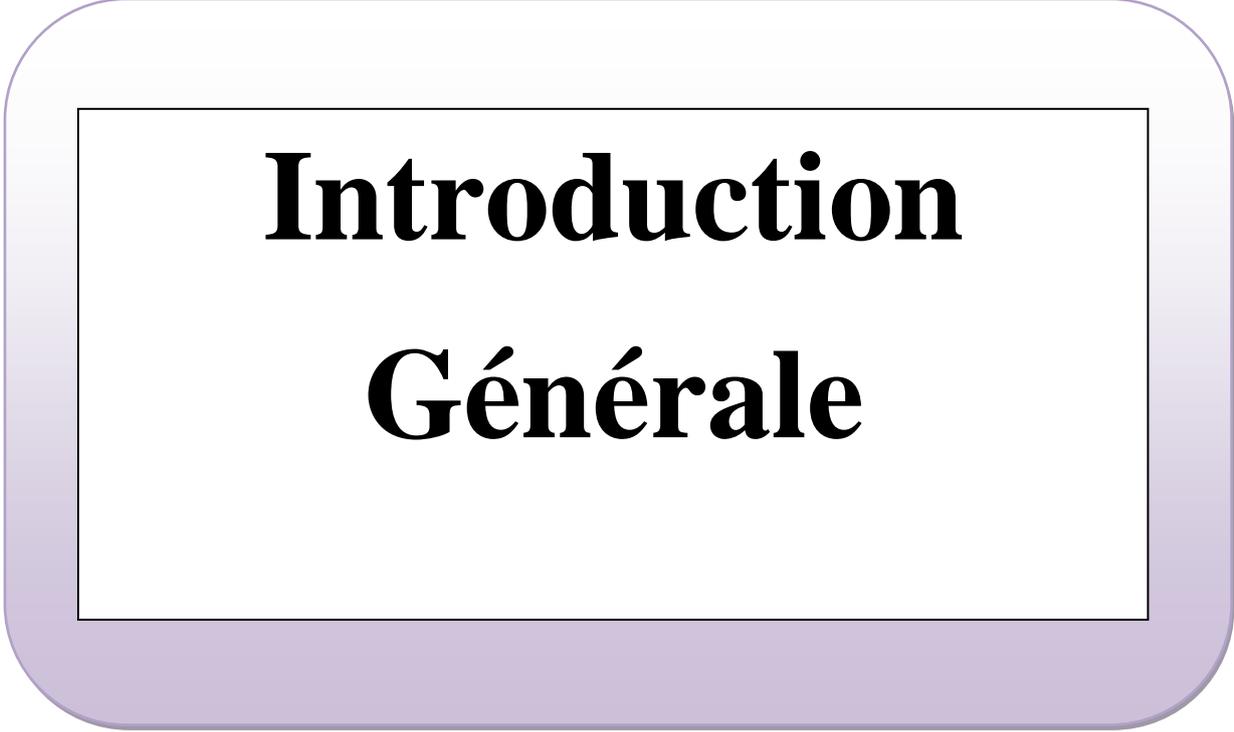
<b>Tableau I.1</b>	Machines multi-phasées dont le nombre de phases statorique est un multiple de trois (Machines multi-phasées de type 1)	<b>6</b>
<b>Tableau I.2</b>	Machines multi-phasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (Machines multi-phasées de Type 2)	<b>7</b>
<b>Tableau III.1</b>	Pourcentages d'ondulations des différentes vitesses en présence de l'ouverture $a_{s1}$ suivie d'ouverture d'une phase adjacente	<b>38</b>
<b>Tableau III.2</b>	Pourcentages des ondulations du couple en présence de l'ouverture de phase $a_{s1}$ suivie d'ouverture d'une phase adjacente $c_{s2}$	<b>39</b>
<b>Tableau III.3</b>	Pourcentages des ondulations du couple électromagnétique à la présence de court-circuit en phase statorique A dans le cas d'alimentation avec deux onduleurs	<b>49</b>
<b>Tableau III.4</b>	Pourcentages des ondulations du couple électromagnétique à la présence de court-circuit dans la phase statorique $a_{s1}$ dans le cas d'alimentation avec des sources triphasés	<b>50</b>
<b>Tableau III.5</b>	Pourcentages des ondulations de la vitesse de rotation en présence de court-circuit dans la phase statorique $a_{s1}$ dans le cas d'alimentation via deux onduleurs	<b>51</b>
<b>Tableau III.6</b>	Pourcentages des ondulations de la vitesse en présence de court-circuit dans phase statorique $a_{s1}$ dans le cas d'alimentation via deux sources triphasés	<b>51</b>

# Liste des symboles et abréviation

MASDE	Machine asynchrone double étoile ;
MAS	Machine asynchrone ;
MLI	Modulation de la largeur d'impulsion ;
FFT	Transformée Fourier rapide

$C_{em}; C_r$	Couples électromagnétique et résistant en (N.m)
$f$	Fréquence d'alimentation en (Hz)
$g$	Glissement
$[G_{abc}]$	Vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré
$[G_{dq0}]$	Vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé équilibré
$[i_{s1}]; [i_{s2}]; [i_r]$	Vecteurs des courants statoriques 1 et 2 et rotorique, respectivement en (A)
$i_{sd}; i_{sq}$	Courants direct et en quadrature statoriques en (A)
$i_{rd}; i_{rq}$	Courants direct et en quadrature rotoriques en (A)
$J$	Moment d'inertie en (kg.m <sup>2</sup> )
$K_f$	Coefficient de frottement visqueux en (N.m.s/rd)
$l_{fs1}$	Inductance de fuite de la 1 ère étoile en (H)
$l_{fs2}$	Inductance de fuite de la deuxième étoile en (H)
$l_{fr}$	Inductance de fuite d'une phase du rotor en (H)
$L_{ms}$	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique en (H)
$L_{mr}$	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique en (H)
$L_{s1} + L_m$	Inductance propre cyclique de l'étoile 1 en (H)
$L_{s2} + L_m$	Inductance propre cyclique de l'étoile 2 en (H)
$L_r + L_m$	Inductance propre cyclique du rotor en (H)
$M_{s1r}; M_{rs1}$	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre la première étoile et le rotor et entre le rotor et la première étoile, respectivement en (H)
$M_{s2r}; M_{rs2}$	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre la deuxième étoile et le rotor et entre le rotor et la deuxième étoile, respectivement en (H)
$P$	Nombre de pair de pôle
$r_{s1}$	Résistance d'une phase de la 1ère étoile en ( $\Omega$ )
$r_{s2}$	Résistance d'une phase de la 2ème étoile en ( $\Omega$ )
$r_r$	Résistance d'une phase du rotor étoile en ( $\Omega$ )
$[r_{s1}]; [r_{s2}]; [r_r]$	Matrice des résistances statoriques 1 et 2 et rotoriques en ( $\Omega$ )
$[V_{s1}]; [V_{s2}]; [V_r]$	Vecteurs des tensions statoriques 1 et 2 et rotoriques, respectivement en (V)
$[\phi_{s1}]; [\phi_{s2}]; [\phi_r]$	Vecteurs des flux statoriques et rotorique en (Wb)
$\mu$	Nombre de spire en court-circuit par rapport aux nombre de spires de la phase(a)
$\theta_{coor}$	Angle constitué par les axes A en (rd)
$\theta_{rcoor}$	Angle constitué par les axes $A_r, d$ en (rd)
$\Omega_r$	Vitesse de rotation mécanique en (rd/s)
$r_{ns1}$ et $i_{hs1}$	Résistance et courant homopolaire entre deux neutres au stator 1 en ( $\Omega$ ) et (A) respectivement
$r_{ns2}$ et $i_{hs2}$	Résistance et courant homopolaire entre deux neutres au stator 2 en ( $\Omega$ ) et (A) respectivement

$r_{nr}$ et $i_{hr}$	Résistance et courant homopolaire entre deux neutres au rotor ( $\Omega$ ) et (A) respectivement ;
$f_{ext}$	Fréquence caractéristique d'un défaut de court-circuit en (Hz)
$f_s$	Fréquence du champ tournant en (Hz)
$\alpha$	Décalage angulaire entre deux bobines adjacentes
$q_\alpha$	Nombre équivalent de phases
$r_f$	Résistance d'un défaut
$m$	Indice de modulation
$r$	Taux de modulation
$U_{pm}$	L'amplitude de la porteuse
$f_p$	La fréquence de la porteuse en (Hz)
$f_r$	La fréquence de la tension de référence en (Hz)
$T_p$	La période du signal de la porteuse en (s)
$\theta_r$	Angle de position rotorique
$\omega_r$	Pulsation électrique des grandeurs rotorique (rad/s)
$W_{mag}$	Energie magnétique



# **Introduction Générale**

La machine asynchrone, fruit des travaux novateurs de Michael Faraday et Nikola Tesla au 19<sup>ème</sup> siècle, a connu une évolution remarquable depuis sa découverte des principes de l'induction électromagnétique. Avec le brevet déposé par Tesla en 1888, la première version moderne à deux pôles a vu le jour. Les contributions ultérieures de Ferraris, Steinmetz et Dolivo-Dobrovolsky ont perfectionné cette technologie, favorisant son adoption massive dans diverses industries. Aujourd'hui, grâce à des améliorations continues, telles que l'utilisation de matériaux magnétiques de pointe et des techniques de contrôle avancées [1].

La machine asynchrone est largement utilisée dans l'industrie. Elle est utilisée dans une large gamme de puissances, allant de quelques watts à plusieurs mégawatts, et est généralement connecté directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes. Bien qu'il tourne à une vitesse légèrement différente de la vitesse synchrone, il est largement utilisé pour les entraînements à vitesse constante, tout en offrant également des possibilités pour les entraînements à vitesse variable, ce qui en fait un choix de plus en plus populaire dans ce domaine [5]. En effet, dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique est convertie en énergie mécanique par des entraînements utilisant des moteurs électriques.

Le présent mémoire comportera par la suite : une introduction générale, trois chapitres, une conclusion générale et on terminera par une bibliographie.

Le premier chapitre fait l'objet d'un aperçu sur les machines électriques d'une manière générale, puis suivi de quelques généralités sur les machines multi-phasées, basées sur leurs applications dans les différents domaines, à la fin des avantages et des inconvénients de la machine asynchrone double étoile a été présentés.

Le deuxième chapitre traite la description et la modélisation de la machine asynchrone à double étoile avec des paramètres identiques, où en premier lieu, est développé un modèle triphasé de la MASDE et en second lieu un modèle biphasé basé sur la transformation de Park. L'alimentation de la machine par deux onduleurs de tensions à commande MLI est présentée, puis les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers sont commentés.

Le dernier chapitre détaillera le modèle réel dans les cas d'une machine asynchrone, on applique les défauts de l'ouverture d'une phase et/ou de deux phases statoriques. Puis, nous étudierons un modèle en présence d'un défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique. Cette étude sera menée par simulation numérique. Enfin, on analysera les grandeurs obtenus par une analyse fréquentiel basé sur la transformée de Fourier (FFT) dans les deux sources d'alimentation (avec deux onduleurs à commande MLI et deux source triphasée).

Nous terminerons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et l'exposition de quelques perspectives de recherche.

# **Chapitre01**

Généralités sur les  
machines multi-  
phasées

## I.1 Introduction

La machine asynchrone est largement préférée dans les applications électriques en raison de ses nombreux avantages tels que sa simplicité, sa robustesse, sa facilité d'installation et son coût relativement bas.

On n'estime généralement que les machines asynchrones triphasées représentent 70% de la puissance installée, et qu'ils absorbent 40 à 50% de l'énergie totale consommée. Même ces chiffres sont imprécis, ils montrent l'importance de ce type d'équipement [5].

L'objectif de ce chapitre est de donner un aperçu sur les machines multi-phasées. Puis les différents défauts dans les machines électriques et les méthodes de diagnostic.

## I.2 Machine asynchrone

### I.2.1 Définition

La machine asynchrone est un dispositif à courant alternatif où la vitesse de rotation de l'arbre diffère de celle du champ rotatif, ne disposant d'aucune connexion entre son rotor et son stator. Son appellation "asynchrone" découle du fait que sa vitesse n'est pas toujours en proportion directe avec la fréquence du courant qui le traverse.

Cette relation est exprimée par l'équation suivante :

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (\text{I.1})$$

### I.2.2 Constitution de la machine asynchrone

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

- ✓ le stator (partie fixe) constitué de disques en tôle magnétique portant un enroulement chargé de magnétiser l'entrefer;
- ✓ le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine;
- ✓ les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

La figure I.1 montre la vue éclatée d'une machine asynchrone à cage d'écurueil.

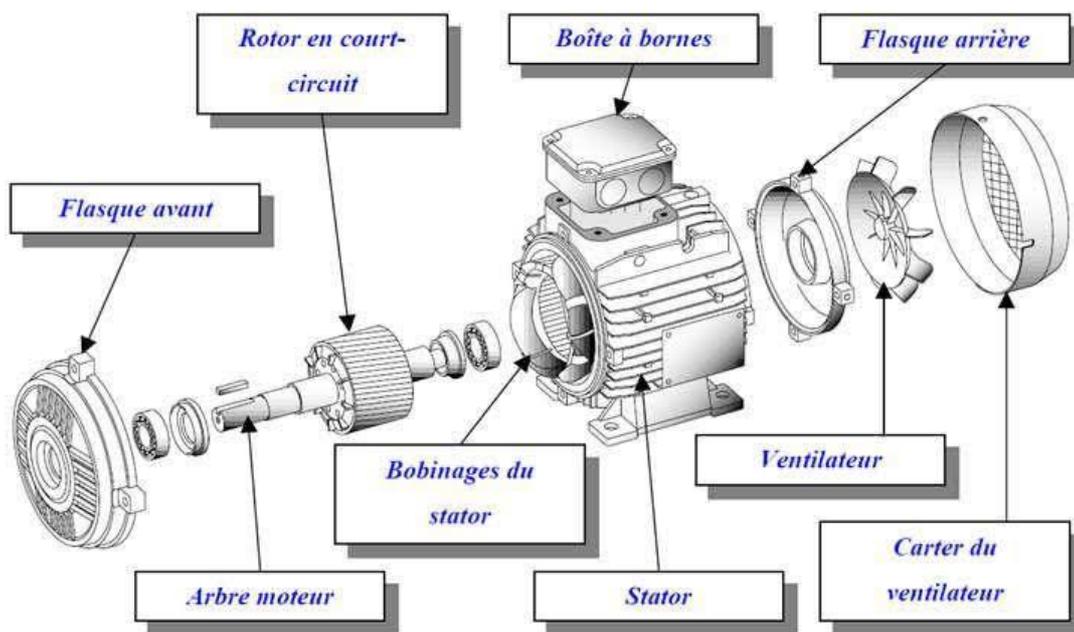


Figure I.1 Vue éclatée d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

#### a) Stator

Le stator d'une machine asynchrone est formé d'un enroulement couplé en configuration étoile ou triangle. L'alimentation de cet enroulement par un système de tensions équilibrées induit la création d'un champ magnétique rotatif dans l'entrefer de la machine [10].

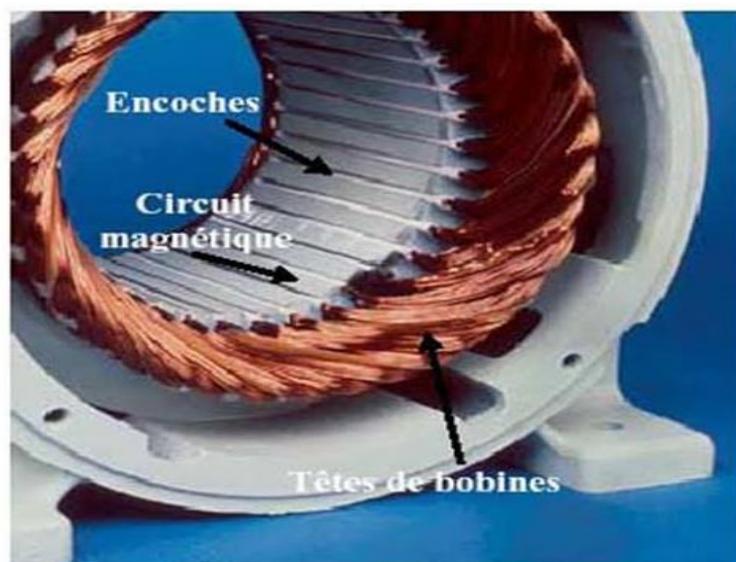


Figure I.2 Stator d'une machine asynchrone

#### b) Rotor

Le rotor d'une machine asynchrone est composé de tôles empilées tout comme le stator, généralement du même matériau. Pour les petites machines, les tôles sont découpées en une seule pièce et montées autour

d'un arbre. Pour les machines plus grandes, chaque lamination est constituée de plusieurs sections et fixée sur un moyeu.

Un anneau de tôles rainuré à l'extérieur est aligné de manière concentrique par rapport au stator séparé de celui-ci par un très étroit entrefer d'environ 0,3 à 0,4 mm pour les machines de moins de 10 kW. Cet anneau est monté sur un axe et peut tourner librement [21]. Il existe trois types de rotor en fonction de la configuration de l'enroulement rotorique : le rotor à cage d'écureuil, le rotor bobiné et le rotor massif.

### ***b.1) Rotor à cage d'écureuil***

L'enroulement du rotor à cage d'écureuil se compose de barres de cuivre pour les grandes machines et d'aluminium pour les plus petites. Ces barres sont connectées en court-circuit à chaque extrémité par deux anneaux appelés "anneaux de court-circuit", également fabriqués en cuivre ou en aluminium, et insérés dans les encoches [22].



*Figure I.3 Rotor à cage d'écureuil de MAS*

### ***b.2) Rotor bobiné***

Le rotor bobiné est équipé d'un enroulement triphasé similaire à celui du stator, disposé dans les encoches, habituellement en configuration étoile avec un neutre flottant. Chaque extrémité libre de chaque phase est connectée à une bague tournante montée sur l'arbre. Ces bagues, grâce à trois balais, permettent l'insertion d'un rhéostat ou d'un convertisseur statique équipé d'un enroulement rotorique [24].



*Figure I.4 Rotor bobiné de MAS*

### ***b.3) Rotor massif***

Un rotor massif est une structure simple et économique dans la fabrication de moteurs électriques. Elle est composée d'un noyau cylindrique en matériau ferromagnétique. Cette structure peut offrir une meilleure stabilité mécanique et une plus grande résistance aux forces centrifuges [25].



*Figure I.5 Rotor massif d'une MAS*

## **I.2.3 Principe de fonctionnement**

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant.

De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le

stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire.

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone n'est possible que lorsque la vitesse de champ tournant  $n_s$  diffère de celle de rotor  $n$ . C'est-à-dire lorsque  $n \neq n_s$ , car dans le cas contraire,  $n = n_s$  le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport dans l'équation (I.2) est appelé glissement d'une machine asynchrone :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (\text{I.2})$$

### I.3 Machines multi-phasées

On distingue habituellement deux types des machines multi-phasées, suivant que le nombre des phases statoriques est ou non un multiple de trois. On classe en deux groupes, qu'on nommera machines multi-phasées de type "1" et machines multi-phasées de type "2". De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phase est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois [4].

#### I.3.1 Machines multi-phasées de «type 1»

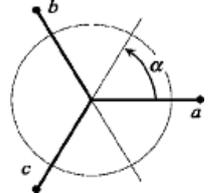
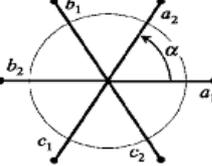
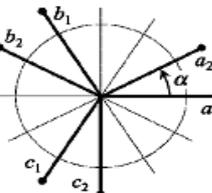
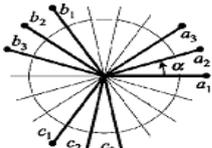
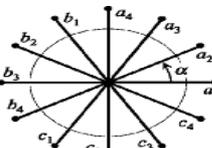
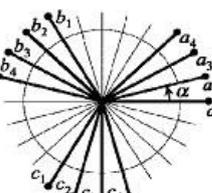
Les machines multi-phasées de "type 1" sont des machines dont le nombre des phases statoriques  $q$  est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en  $(3A)$  étoiles triphasées [5] :

$$q = 3A \quad \text{avec } (A = 1, 2, 3, 4, \dots)$$

En général, il est préférable d'avoir autant de neutres que d'étoiles en fonctionnement normal. C'est-à-dire, pour un nombre donné de phase, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles). En effet, une machine à double étoile ( $q=6$ ) dont les étoiles sont décalées de  $\alpha = \frac{\pi}{6}$  à des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de  $\alpha = \frac{\pi}{3}$  [6].

Le tableau (I.1) donne les détails de quelques exemples des machines multi étoiles [7] :

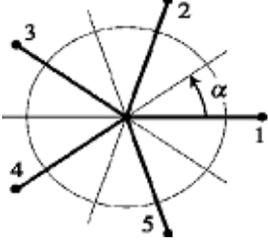
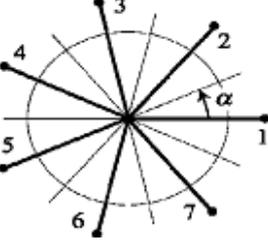
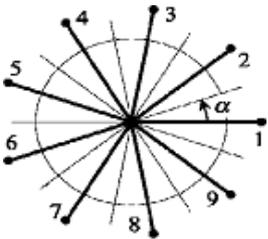
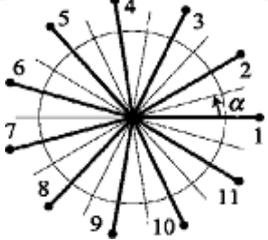
Tableau I.1 Machines multi-phasées dont le nombre de phases statorique est un multiple de trois (machines multi-phasées de type1)

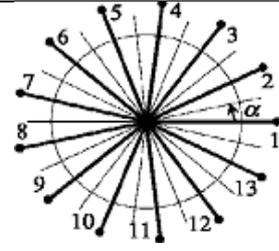
Nombres de phases ( $q$ )	Nombre Equivalent de phases ( $qa$ )	Décalages angulaire ( $\alpha$ )	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

I.3.2 Machines multi-phasées de «type2»

Les machines multi-phasées de "type 2" sont des machines dont le nombre de phases statorique  $q$  est impair. Si  $\alpha$  désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les  $q$  phases sont alors régulièrement décalées de  $2\pi/q = 2\alpha$ . Tableau (I.2) donne le détail de quelques exemples des machines multi-phasées de type 2.

Tableau I.2 Machines multi-phasées dont le nombre des phases statoriques est un nombre impair (machines multi-phasées de Type2)

Nombres de phases ( $q$ )	Nombre équivalent de phases ( $q\alpha$ )	Décalages angulaire ( $\alpha$ )	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	

13	13	$\pi/13$	
----	----	----------	---

### I.3.3 Applications des machines multi-phasées

Les machines multi-phasées sont de plus en plus utilisées en raison de leur capacité à fonctionner de manière fiable même en cas de défaillance. Actuellement, elles sont employées dans divers domaines tels que la traction ferroviaire et automobile, la navigation maritime, l'aviation et l'aérospatiale, offrant ainsi une sécurité accrue en termes de fonctionnement, de couple, de vibrations et de bruit. Dans l'industrie, ces machines sont également utilisées pour entraîner des équipements tels que les pompes, les ventilateurs, les compresseurs et les moulins à compresseurs, entre autres [18]. Une autre application importante des machines multi-phasées se trouve dans les systèmes de production d'énergie éolienne, où elles génèrent de l'électricité à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux [8].

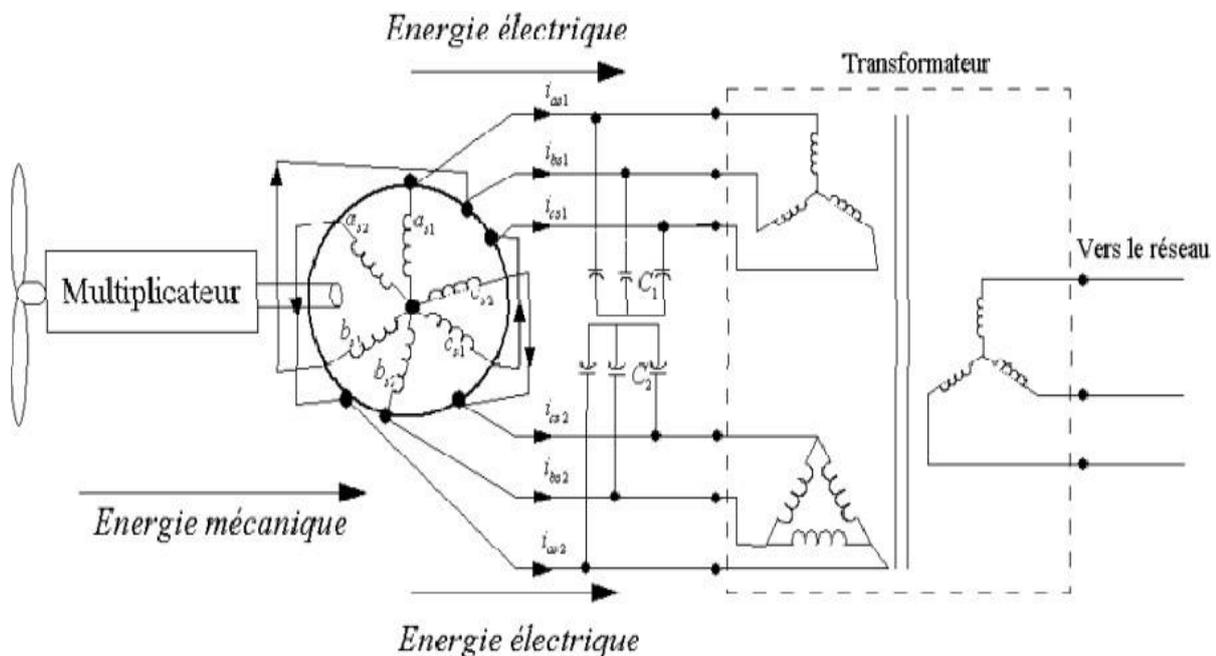


Figure I.6 Exemple d'application d'une machine multi-phasée

### I.3.4 Avantages et inconvénients des machines multi-phasées

#### a) Avantages

Les machines multi-phasées ont en intérêt grandissant et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage ceux des machines multi-phasées.

##### ❖ *Segmentation de puissance*

À une puissance donnée, l'augmentation du nombre de phases entraîne une diminution du courant par phase sans nécessiter une augmentation de la tension par phase. La segmentation de la puissance dans les machines multi-phasées permet de réduire les courants de phase sans accroître les tensions par phase. Par conséquent, cela contribue à réduire les courants traversant les semi-conducteurs des convertisseurs statiques alimentant ces machines [5].

##### ❖ *Amélioration de la fiabilité*

La fiabilité des machines multi-phasées est supérieure à celle des machines triphasées, car l'augmentation du nombre de phase réduit considérablement le risque de défaillance du système par rapport aux machines triphasées. Même en cas de défaillance d'un des enroulements ou de l'un des deux onduleurs pour une raison quelconque, le moteur peut continuer à fonctionner grâce à l'autre enroulement [1].

##### ❖ *Élimination d'harmonique d'espace*

Plus la valeur de  $q_\alpha$  (le nombre équivalent de phase, où  $(q_\alpha = \pi/\alpha)$  est élevée, plus les premiers rangs des harmoniques spatiaux existants sont élevés. Par exemple, pour une machine à neuf phases, ces rangs sont dix-sept et dix-neuf. Cela permet d'éliminer les harmoniques cinq et sept, qui causent un creux près du septième multiple de la vitesse synchrone dans la caractéristique couple/vitesse de certaines machines triphasées. De plus, nous observons qu'à un nombre donné d'encoche, plus le nombre de phase augmente, plus le nombre d'encoche par pôle et par phase diminue, augmentant ainsi le facteur de distribution pour le fondamental. Par conséquent, à courant constant l'amplitude du fondamental du flux magnétique mutuel (f.m.m) est augmentée par rapport au cas des machines triphasées [5].

##### ❖ *Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques*

Dans une machine triphasée, l'ondulation du couple électromagnétique, dont la fréquence est six fois celle du fondamental, est principalement due aux harmoniques cinq et sept. Cependant, dans une machine multi-phasée, ces harmoniques ne contribuent pas à la force magnétomotrice (f.m.m), ce qui entraîne l'élimination de l'harmonique de couple de rang six. Cette capacité des machines multi-phasées à supprimer les harmoniques de couple de faible rang constitue également un avantage significatif [5].

**b) Inconvénients**

Cependant, les machines multi-phasées présentent des inconvénients tels que :

**❖ Courants harmoniques de circulation**

L'alimentation directe de la machine asynchrone multi-phasée par le réseau électrique limite la capacité de l'utilisateur à contrôler la vitesse et le couple en ajustant simultanément la fréquence et l'amplitude de la tension statorique. Pour obtenir ce contrôle, un onduleur de tension est nécessaire, mais son utilisation entraîne malheureusement la présence d'harmoniques de courant significatives [7].

**❖ Coût**

Le coût global du convertisseur-machine augmente proportionnellement au nombre croissant de phase du stator de la machine, en raison de l'augmentation du nombre d'éléments semi-conducteurs nécessaires pour former le convertisseur statique.

**❖ Commande**

Les machines multi-phasées sont constituées au moins deux enroulements triphasés, ce qui implique l'utilisation de deux convertisseurs (par exemple, deux onduleurs MLI ou deux autotransformateurs) avec un déphasage de  $30^\circ$  entre les deux sources. La commande de ces machines est complexe en raison de leur structure dynamique fortement non linéaire et du couplage intense entre le couple et le flux.

**I.4 Sources des défauts dans la machine asynchrone**

La machine asynchrone est généralement réputée pour sa robustesse, mais elle peut être confrontée à diverses contraintes pendant son utilisation, telles que des cycles de fonctionnement prolongés ou des conditions environnementales difficiles, pouvant entraîner des défaillances. Les sources de ces défauts peuvent être internes ou externes à la machine.

**I.5 Défauts internes et externes**

Il y a deux catégories principales de défauts : internes et externes. Les origines de ces défauts sont brièvement et respectivement décrites dans les organigrammes présentés dans les figures (I.7) et (I.8).

On observe ainsi que les défauts internes de la machine sont généralement causés par les composants de la machine tels que les circuits magnétiques du rotor et du stator, les enroulements du stator, l'entrefer mécanique, la cage du rotor, etc. En revanche, les défauts externes sont souvent induits par les tensions d'alimentation et la charge mécanique, ainsi que par l'environnement dans lequel la machine est utilisée [6].

D'après les organigrammes illustrés sur les figures (I.7) et (I.8), les origines des défauts sont diverses thermique, mécanique, électrique ou encore environnementale. A titre indicatif, les démarrages fréquents provoquent des courants élevés dans les barres rotoriques [11].

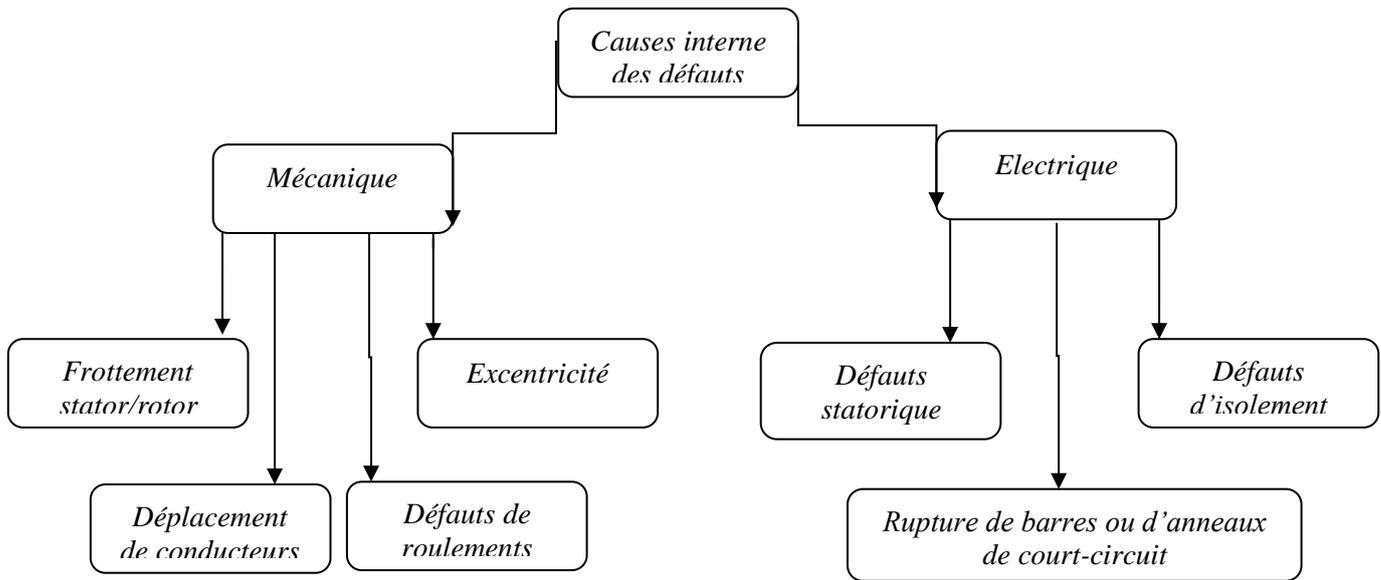


Figure I.7 Causes internes de défauts de la machine asynchrone

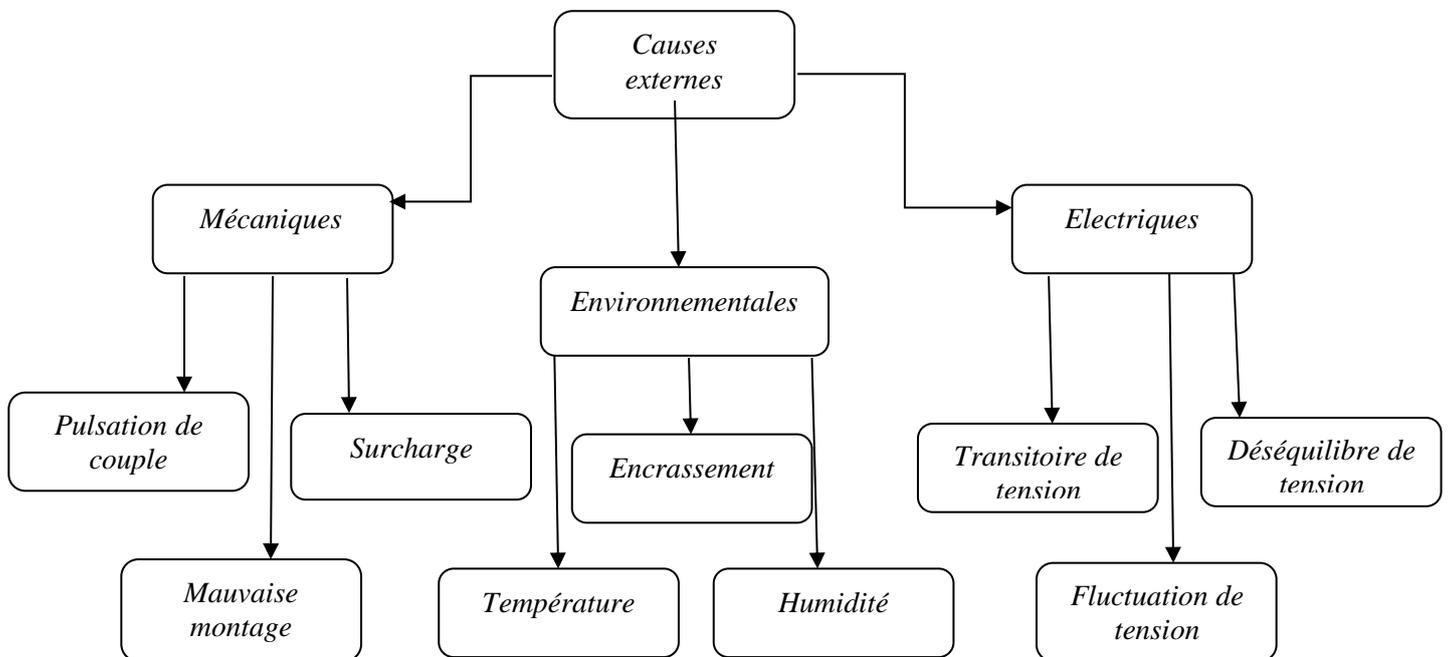


Figure I.8 Causes externes de défauts de la machine asynchrone

**I.6 Différentes défaillances de la machine asynchrone**

Les principales défaillances de machines asynchrones sont classées par catégories dans deux types :

- ❖ Défaillances d'ordre électriques ;
- ❖ Défaillances d'ordre mécanique.

### I.6.1 Défaillances d'ordre électriques

Dans diverses circonstances, les défauts électriques entraînent l'arrêt de la machine. Ces défauts se divisent en deux catégories distinctes : les défauts des circuits électriques du stator et ceux des circuits électriques du rotor.

#### a) Défaillances des circuits électriques statoriques

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator peuvent être définis comme suit [10] :

- ✓ Court-circuit entre spires de la même bobine ;
- ✓ Court-circuit entre bobines de la même phase;
- ✓ Court-circuit entre phases;
- ✓ Ouverture d'une phase ;
- ✓ Défaut à la terre.

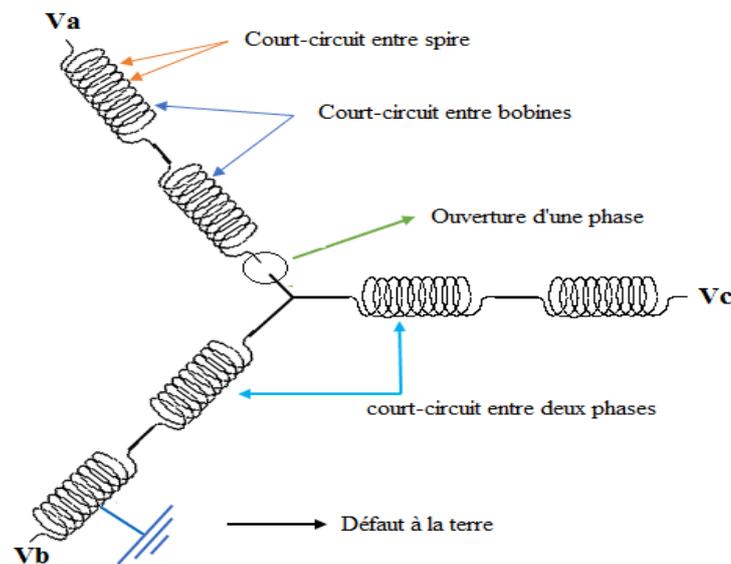


Figure I.9 Différents types de défauts statoriques

#### a.1) Court-circuit entre spire

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Ce défaut a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique dans le cas des machines asynchrones [3]. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne

(apparition d'un 2<sup>ème</sup> court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations de couple liées au déséquilibre des courants de phases engendré par le défaut.

### *a.2) Court-circuit entre phases*

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases à de moins graves conséquences, il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants des phases [23].

### *b) Défaillances des circuits électriques rotoriques*

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème [12]:

- ✓ Thermique (surcharge) ;
- ✓ Electromagnétique ;
- ✓ Résiduel (déformation) ;
- ✓ Dynamique (arbre de transmission) ;
- ✓ Mécanique (roulement) ;
- ✓ Environnemental (agression).

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit [14]:

- Rupture de barres rotoriques ;
- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit ;
- Excentricités statique et dynamique du rotor.

### **I.6.2 Défaillances d'ordre mécanique**

Les défaillances mécaniques représentent généralement la majorité des problèmes rencontrés par les machines asynchrones. Parmi ces défauts mécaniques les plus courants, on peut identifier les suivants [13]

- ✓ Défauts des roulements à billes ;
- ✓ Défauts de l'arbre moteurs ;
- ✓ Défauts créés par les flasques.

## I.7 Méthodes de diagnostic

Les divers défauts évoqués précédemment ont tendance à engendrer des couples pulsatoires, des variations de vitesse, une augmentation du bruit et des vibrations, des altérations de la signature du courant, un échauffement et des variations des paramètres électriques. C'est pourquoi le diagnostic des machines asynchrones repose souvent sur la surveillance de ces indicateurs. Étant donné que de nombreux travaux ont été axés sur ce domaine depuis longtemps, plusieurs approches et techniques ont été largement étudiées [15] [16]. Il est important de noter que les différentes méthodes de diagnostic sont classées en fonction des approches aux quelles elles appartiennent. En effet, deux approches principales sont identifiées : l'approche signal et l'approche modèle [17].

### I.7.1 Diagnostic par analyse des signaux

Le principe des méthodes d'analyse des signaux repose sur l'identification de caractéristiques spécifiques du fonctionnement normal ou défaillant du processus. L'apparition d'un défaut entraîne généralement divers phénomènes tels que le bruit, l'échauffement et les vibrations. Ces manifestations sont la conséquence visible d'une altération des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques. La surveillance basée sur cette approche nécessite une compréhension approfondie des défauts et de leurs signatures. Selon la littérature [20], les principales techniques de diagnostic comprennent :

- ✓ Diagnostic par l'analyse des vibrations mécaniques ;
- ✓ Diagnostic par l'analyse du courant statorique ;
- ✓ Diagnostic par l'analyse de la puissance instantanée ;
- ✓ Diagnostic par l'analyse du couple électromagnétique ;
- ✓ Diagnostic par l'analyse fréquentielle (FFT).

### I.7.2 Diagnostic par la théorie du modèle

Cette méthode utilise un modèle du processus pour comparer sa sortie aux données disponibles de la machine, créant ainsi un résidu qui est ensuite utilisé comme entrée pour un système de détection des anomalies. En comparant la sortie du modèle aux données disponibles, un résidu est généré, ce qui alimente un mécanisme spécifique de détection des défauts [21].

Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue :

- ✓ la surveillance par les observateurs ;
- ✓ la surveillance par redondance analytique ;
- ✓ la surveillance par estimation paramétrique.

Dans les chapitres suivants, nous étudierons la MASDE par la simulation à base l'environnement MATLAB/Simulink en régimes sain et dégradé. Puis, nous utiliserons la méthode de diagnostic par analyse

fréquentielle (FFT) pour découvrir des défaillances dans le MASDE en régime dégradé, il nous permettra de détecter les défauts électriques. Nous nous intéressons particulièrement aux défauts des courants statoriques (court-circuit entre spires et ouverture d'une phase ou plusieurs phases statoriques).

### **I.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté constitution de la machine asynchrone et le principe de fonctionnement. Ensuite, nous avons donné quelques généralités sur les machines multi-phasées où on a distingué deux types de machines (type 1 et type 2) avec ses applications, ses avantages et ses inconvénients. Enfin, nous avons présenté les différents défauts dans les machines électriques (électrique et mécanique) et les méthodes de diagnostic.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation et à la simulation d'un MASDE dans les repères naturel (ABC) et virtuel (dqo) et interprétations des résultats des simulations dans ces deux repères, à la fin une alimentation par deux onduleur triphasée à commande MLI, effectuerons aussi une analyse fréquentielle (FFT) au régime sain.

# **Chapitre02**

## **Modélisation de la machine asynchrone**

### II.1 Introduction

La phase initiale du développement d'une machine électrique consiste à la modéliser de manière adéquate, ce chapitre se concentre sur la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone à double étoile (MASDE). Tout d'abord, nous exposons le modèle mathématique complet de la machine asynchrone, comprenant ses équations électriques, magnétiques et mécaniques dans le repère triphasé (abc). Puis, nous simplifions le système en utilisant une transformation connue sous le nom de transformation de Park, cette transformation permet de représenter la machine asynchrone dans un nouveau repère de référence (dqo).

Enfin, nous passerons à l'alimentation de la MASDE par onduleur de tension à commande MLI, pour la simulation on utilise l'interface Simulink de MATLAB. Puis l'analyse fréquentielle (FFT) des signaux de cette machine à l'état sain.

### II.2 Description de la MASDE

Dans la MASDE, le stator est équipé de deux enroulements triphasés, décalés l'un par rapport à l'autre d'un angle électrique  $\alpha$  (dans notre étude, nous utilisons  $\alpha=30^\circ$ ). Le rotor peut être soit bobiné, soit équipé d'une cage d'écurieul. Nous supposons que la structure électrique du rotor est une cage d'écurieul, constituée de barres conductrices en aluminium entourées de tôles ferromagnétiques. Ce choix de conception présente plusieurs avantages : il permet de fabriquer des machines à moindre coût, robustes, faciles à utiliser et nécessitant peu d'entretien [11].

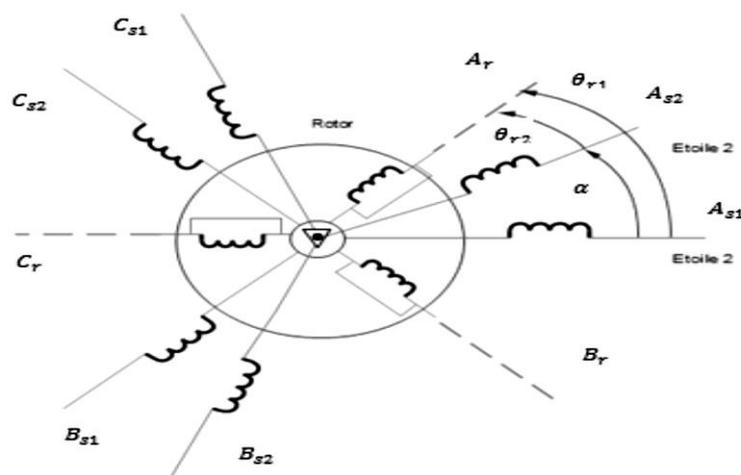


Figure II.1- Représentation des enroulements de la MASDE

### II.3 Hypothèses simplificatrices d'étude

La complexité de la machine asynchrone double étoile (MASDE), avec sa distribution d'enroulement et sa géométrie spécifique, rend son analyse difficile en tenant compte de sa configuration précise. Par conséquent, il est nécessaire de faire certaines hypothèses simplificatrices [15]:

- La machine est symétrique et possède un entrefer constant ;

## Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone double étoile

- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables. Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes intensités des courants ;
- Nous supposons que la force magnétomotrice créée par chaque phase des deux armatures est distribuée de manière sinusoïdale.

### II.4 Modèle de la MAS double étoile dans le repère naturel (abc)

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont :

$$\text{L'étoile 1 : } \begin{cases} v_{s1} = [v_{as1} & v_{bs1} & v_{cs1}]^T \\ i_{s1} = [i_{as1} & i_{bs1} & i_{cs1}]^T \\ \phi_{s1} = [\phi_{as1} & \phi_{bs1} & \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{L'étoile 2 : } \begin{cases} v_{s2} = [v_{as2} & v_{bs2} & v_{cs2}]^T \\ i_{s2} = [i_{as2} & i_{bs2} & i_{cs2}]^T \\ \phi_{s2} = [\phi_{as2} & \phi_{bs2} & \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Les vecteurs des tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} v_r = [v_{ar} & v_{br} & v_{cr}]^T \\ i_r = [i_{ar} & i_{br} & i_{cr}]^T \\ \phi_r = [\phi_{ar} & \phi_{br} & \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

#### II.4.1 Équations des tensions

Les équations de tension dans le repère (abc) sont écrites sous forme :

$$\text{L'étoile1 : } \begin{cases} v_{as1} = r_{as1}i_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = r_{bs1}i_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = r_{cs1}i_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.4.a})$$

On réécrit le système d'équations (II.4.a) sous la forme matricielle suivante :

$$[v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + \frac{d[\phi_{s1}]}{dt} \quad (\text{II.4.b})$$

$$\text{L'étoile2 : } \begin{cases} v_{as2} = r_{as2}i_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = r_{bs2}i_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = r_{cs2}i_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.5.a})$$

On introduire cette équation sous forme matricielle :

$$[v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + \frac{d[\phi_{s2}]}{dt} \quad (\text{II.5.b})$$

$$\text{Rotor : } \begin{cases} v_{ar} = r_{ar}i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ v_{br} = r_{br}i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ v_{cr} = r_{cr}i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.6.a})$$

On présentera le système d'équation sous cette forme :

$$[v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (\text{II.6.b})$$

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques sont données comme suit :

$$\begin{cases} [r_{s1}] = \begin{bmatrix} r_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{cs1} \end{bmatrix} \\ [r_{s2}] = \begin{bmatrix} r_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{cs2} \end{bmatrix} \\ [r_r] = \begin{bmatrix} r_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & r_{br} & 0 \\ 0 & 0 & r_{cr} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec :  $[r_{s1}]$ ,  $[r_{s2}]$  et  $[r_r]$  : Matrices des résistances des différents enroulements : de l'étoile1; de l'étoile2 ; du rotor, respectivement.

### II.4.2 Équations des flux

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sont données par la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} [\phi_{s1}] = [L_{s1,s2}][i_{s1}] + [M_{s1,s2}][i_{s2}] + [M_{s1,r}][i_r] \\ [\phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][i_{s1}] + [L_{s2,s2}][i_{s2}] + [M_{s2,r}][i_r] \\ [\phi_r] = [M_{r,s1}][i_{s1}] + [M_{r,s2}][i_{s2}] + [L_{r,r}][i_r] \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec : Matrices des inductances statoriques et rotoriques, respectivement :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} l_{fs1} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & l_{fs1} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} & l_{fs1} + l_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} l_{fs2} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & l_{fs2} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} & l_{fs2} + l_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} l_{fr} + l_{mr} & \frac{-l_{mr}}{2} & \frac{-l_{mr}}{2} \\ \frac{-l_{mr}}{2} & l_{fr} + l_{mr} & \frac{-l_{mr}}{2} \\ \frac{-l_{mr}}{2} & \frac{-l_{mr}}{2} & l_{fr} + l_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

On pose que :  $l_{ms} = l_{mr} = l_m$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre la phase statorique et la phase rotorique .

$$[M_{s1,s2}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$[M_{s1,r}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$[M_{s2,r}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Où :  $[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T$  ;  $[M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T$  ;  $[M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$

Avec :  $l_{fs1}, l_{fs2}, l_{fr}$  : Inductances de fuite de la première étoile, de la deuxième étoile et du rotor, respectivement ;

$l_{fs1} + l_{ms}, l_{fs2} + l_{ms}, l_{fr} + l_{mr}$  : Inductances propres de la 1<sup>ère</sup> étoile, de la 2<sup>ème</sup> étoile et du rotor, respectivement.

En remplaçant les expressions de flux (II.8) dans les équations (II.4.b, II.5.b et II.6.b) des tensions du stator et du rotor, on obtient :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + \frac{d([L_{s1,s1}][i_{s1}] + [M_{s1,s2}][i_{s2}] + [M_{s1,r}][i_r])}{dt} \\ [v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + \frac{d([M_{s2,s1}][i_{s1}] + [L_{s2,s2}][i_{s2}] + [M_{s2,r}][i_r])}{dt} \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d([M_{r,s1}][i_{s1}] + [M_{r,s2}][i_{s2}] + [L_{r,r}][i_r])}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

On réécrit le système (II.15) :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + [L_{s1,s1}] \frac{d(i_{s1})}{dt} + [M_{s1,s2}] \frac{d(i_{s2})}{dt} + \frac{d([M_{s1,r}])}{dt} [i_r] + [M_{s1,r}] \frac{d(i_r)}{dt} \\ [v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + [M_{s2,s1}] \frac{d(i_{s1})}{dt} + [L_{s2,s2}] \frac{d(i_{s2})}{dt} + \frac{d([M_{s2,r}])}{dt} [i_r] + [M_{s2,r}] \frac{d(i_r)}{dt} \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d([M_{r,s1}])}{dt} [i_{s1}] + [M_{r,s1}] \frac{d(i_{s1})}{dt} + \frac{d([M_{r,s2}])}{dt} [i_{s2}] + [M_{r,s2}] \frac{d(i_{s2})}{dt} + [L_{r,r}] \frac{d(i_r)}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Où :  $\frac{d([M_{s1(2),r}])}{dt} = \frac{d\theta_r}{d\theta_r} \cdot \frac{d([M_{s1(2),r}])}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \frac{d([M_{s1(2),r}])}{d\theta_r} = \omega_r \frac{d([M_{s1(2),r}])}{d\theta_r}$

Le système d'équations (II.16) devient :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + [L_{s1,s1}] \frac{d(i_{s1})}{dt} + [M_{s1,s2}] \frac{d(i_{s2})}{dt} + \omega_r \frac{d([M_{s1,r}])}{d\theta_r} [i_r] + [M_{s1,r}] \frac{d(i_r)}{dt} \\ [v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + [M_{s2,s1}] \frac{d(i_{s1})}{dt} + [L_{s2,s2}] \frac{d(i_{s2})}{dt} + \omega_r \frac{d([M_{s2,r}])}{d\theta_r} [i_r] + [M_{s2,r}] \frac{d(i_r)}{dt} \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \omega_r \frac{d([M_{r,s1}])}{d\theta_r} [i_{s1}] + [M_{r,s1}] \frac{d(i_{s1})}{dt} + \omega_r \frac{d([M_{r,s2}])}{d\theta_r} [i_{s2}] + [M_{r,s2}] \frac{d(i_{s2})}{dt} + [L_{r,r}] \frac{d(i_r)}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Puis on obtient un système d'état qui régit le comportement de la partie électrique de la MASDE représentée comme suite :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{s1})}{dt} = [L_{s1,s1}]^{-1} \left\{ [v_{s1}] - [r_{s1}][i_{s1}] - [M_{s1,s2}] \frac{d(i_{s2})}{dt} - \omega_r \frac{d([M_{s1,r}])}{d\theta_r} [i_r] - [M_{s1,r}] \frac{d(i_r)}{dt} \right\} \\ \frac{d(i_{s2})}{dt} = [L_{s2,s2}]^{-1} \left\{ [v_{s2}] - [r_{s2}][i_{s2}] - [M_{s2,s1}] \frac{d(i_{s1})}{dt} - \omega_r \frac{d([M_{s2,r}])}{d\theta_r} [i_r] - [M_{s2,r}] \frac{d(i_r)}{dt} \right\} \\ \frac{d(i_r)}{dt} = [L_{r,r}]^{-1} \left\{ [v_r] - [r_r][i_r] - \omega_r \frac{d([M_{r,s1}])}{d\theta_r} [i_{s1}] - [M_{r,s1}] \frac{d(i_{s1})}{dt} - \omega_r \frac{d([M_{r,s2}])}{d\theta_r} [i_{s2}] - [M_{r,s2}] \frac{d(i_{s2})}{dt} \right\} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

### II.4.3 Equation mécanique

L'expression du couple électromagnétique s'exprime par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega_r \quad (\text{II.19})$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = P \Omega_r \quad (\text{II.20})$$

Avec :  $J$  : Moment d'inertie des partie tournantes ;  $C_{em}$  : Couple électromagnétique;  $C_r$  : Couple résistant ;  $k_f$  : Coefficient de frottement visqueux ;  $P$  : Nombre de pair de pole.

### II.4.4 Équation énergie magnétique

L'énergie magnétique est calculée par la formule suivante :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} ([i_{s1}]^t [\phi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\phi_{s2}] + [i_r]^t [\phi_r]) \quad (\text{II.21})$$

### II.4.5 Equation du couple électromagnétique

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{dW_{mag}}{d\theta_m} = P \frac{dW_{mag}}{d\theta_r} \quad (\text{II.22})$$

Donc l'expression du couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix}^T \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.23.a})$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes :  $[M_{s1,r}]$  et  $[M_{s2,r}]$  dépendent de  $\theta_r$  ce qui donne une expression simplifiée du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \left\{ [i_{s1}]^T \frac{d[M_{s1,r}]}{d\theta_r} + [i_{s2}]^T \frac{d[M_{s2,r}]}{d\theta_r} \right\} [i_r] \quad (\text{II.23.b})$$

## II.5 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (dqo)

### II.5.1 Modèle de Park

La modélisation de la MAS passe par la transformation d'un système triphasé au système biphasé et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant ayant des forces magnétomotrices égales. Pour cela, on applique les matrices de passage de Park directe et inverse suivantes : Les matrices de Park de passage d'un système triphasé statorique (abc) à un système virtuel (dqo) et l'inverse sont respectivement comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

On représente les deux transformations par les équations suivantes :

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)][G_{abc}] \quad (\text{II.26})$$

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[G_{dq0}] \quad (\text{II.27})$$

Avec :  $[G_{abc}]$  et  $[G_{dq0}]$ : Vecteurs assemblés des grandeurs (courants, tensions ou flux) du système triphasé équilibré du système biphasé équilibré, respectivement.

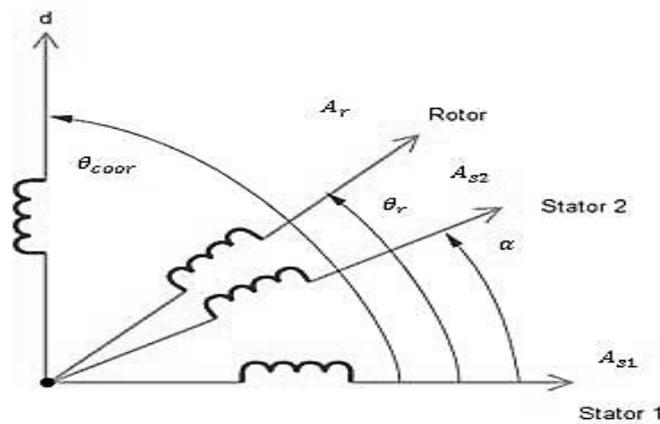


Figure II.2 Représentation du modèle du MASDE selon les axes (dq)

### II.5.2 Application de la transformation de Park à la MASDE

#### a) Équations des tensions

Par l'application de la transformation de Park aux systèmes d'équations de tensions, on obtient :

L'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

L'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor}-\alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Rotor:

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Avec:  $\theta_{coor}$  : Angle constitué par les axes  $A_{s1}$ , d ;

## Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone double étoile

$\theta_{rcoor}$ : Angle constitué par les axes  $A_r$ , d ;

$\frac{d\theta_{coor}}{dt} = \omega_{rcoor}$ : Vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1 ;

$\frac{d\theta_{rcoor}}{dt} = \omega_{rcoor} - \omega_r$ : Vitesse de rotation du repère (dqo) par rapport au rotor.

En négligeant les homopolaires et en mettant le rotor en court-circuit ( $v_{dr} = v_{qr} = 0$ ), on écrit les expressions (II.28) - (II.30) sous la forme d'un système d'équations (II.31):

$$\begin{cases} v_{ds1} = r_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_{coor} \phi_{qs1} \\ v_{qs1} = r_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + \omega_{coor} \phi_{ds1} \\ v_{ds2} = r_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_{coor} \phi_{qs2} \\ v_{qs2} = r_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_{coor} \phi_{ds2} \\ 0 = r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (II.31)$$

### b) Équations des flux

En appliquant la transformation de Park sur les équations de flux, on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = l_{fs1} i_{ds1} + \frac{3}{2} l_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} l_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} l_m i_{dr} \\ \phi_{qs1} = l_{fs1} i_{qs1} + \frac{3}{2} l_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} l_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} l_m i_{qr} \\ \phi_{ds2} = l_{fs2} i_{ds2} + \frac{3}{2} l_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} l_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} l_m i_{dr} \\ \phi_{qs2} = l_{fs2} i_{qs2} + \frac{3}{2} l_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} l_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} l_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = l_{fr} i_{dr} + \frac{3}{2} l_m i_{ds1} + \frac{3}{2} l_m i_{ds2} + \frac{3}{2} l_{mr} i_{dr} \\ \phi_{qr} = l_{fr} i_{qr} + \frac{3}{2} l_m i_{qs1} + \frac{3}{2} l_m i_{qs2} + \frac{3}{2} l_{mr} i_{qr} \end{cases} \quad (II.32)$$

On pose :  $\frac{3}{2} l_{ms} = \frac{3}{2} l_{mr} = \frac{3}{2} l_m = L_m$ .

Où :  $L_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

Le système d'équations (II.32) est réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = l_{fs1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = l_{fs1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} = l_{fs2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} = l_{fs2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = l_{fr} i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = l_{fr} i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (II.33)$$

Avec :  $l_{fs1} + L_m$ ,  $l_{fs2} + L_m$  et  $l_{fr} + L_m$  : Inductances propres cycliques de l'étoile 1, de l'étoile 2 et du rotor, respectivement.

L'expression du couple électromagnétique s'écrit sous la forme suivante :

$$C_{em} = P(\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.34)$$

### II.5.3 Simulation et interprétations des résultats de la MASDE dans les deux repères (abc) et (dq0)

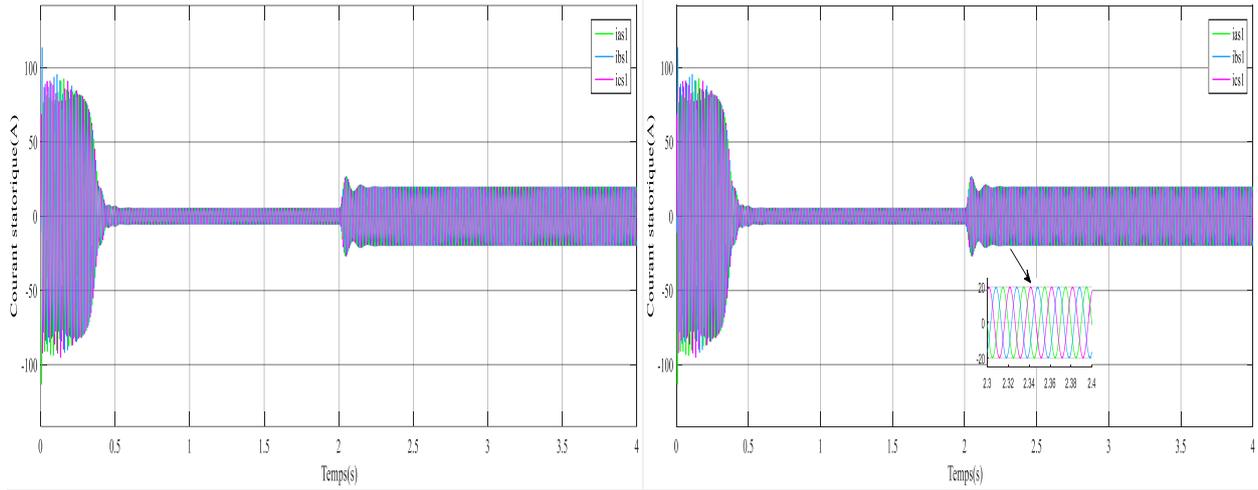
## Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone double étoile

---

Les résultats de la simulation du démarrage à vide de la MASDE est présentée dans les figures (II.3) à (II.7). Elle est alimentée par deux systèmes triphasés de tension (220-50Hz), avec un déphasage de  $30^\circ$  entre ces sources, suivi de l'application d'une charge à l'instant  $t = 2s$  d'une valeur nominale de 100(N.m). Ces simulations ont été réalisées dans les repères naturel (abc) et dq sur MATLAB/Simulink, les paramètres de la MASDE sont cités en annexe A.

- Les courants statoriques des étoiles 1 et 2 ( $i_{s1}$  et  $i_{s2}$ ) passent par une phase transitoire où leurs valeurs maximales jusqu'à 110(A), leurs valeurs sont d'ordre de 60(A). Ensuite, ils diminuent pour adopter une forme sinusoïdale au régime permanent, atteignant une valeur de 5.5(A). L'application de la charge à l'instant  $t = 2s$  entraîne une augmentation des courants statoriques des deux étoiles, atteignant une valeur de 20 (A).
- Les courants rotoriques suivent un schéma similaire, avec des valeurs maximales importantes pendant la phase transitoire, pouvant atteindre jusqu'à 210 (A). Ensuite, ils diminuent légèrement, avant de se stabiliser autour de 0 A vers  $t = 0.75$  s. L'application de la charge à  $t = 2s$  provoque une augmentation instantanée des courants rotoriques, se stabilisant ensuite à une valeur de 36 (A) après quelques dixièmes de seconde. Il est également à noter que les courants adoptent une forme sinusoïdale équilibrée.
- Le couple électromagnétique traverse une phase transitoire. Il commence par des oscillations atteignant une valeur maximale de 198 N.m, puis diminue presque linéairement jusqu'à s'annuler pour compenser les pertes par frottement. Avec l'application du couple de charge à l'instant  $t = 2$  s une croissance du couple électromagnétique est observée atteignant une valeur de 102 N.m.
- La vitesse subite également une phase transitoire d'une durée de 0.39 s, indiquant le temps de réponse de la machine, avant de se stabiliser autour de la vitesse de synchronisme, soit une valeur de 157 rd/s ou 1500 tr/min. L'application du couple de charge entraîne une décroissance de la vitesse avec des oscillations jusqu'à une valeur de 149 rd/s ou 1423.56tr/min.

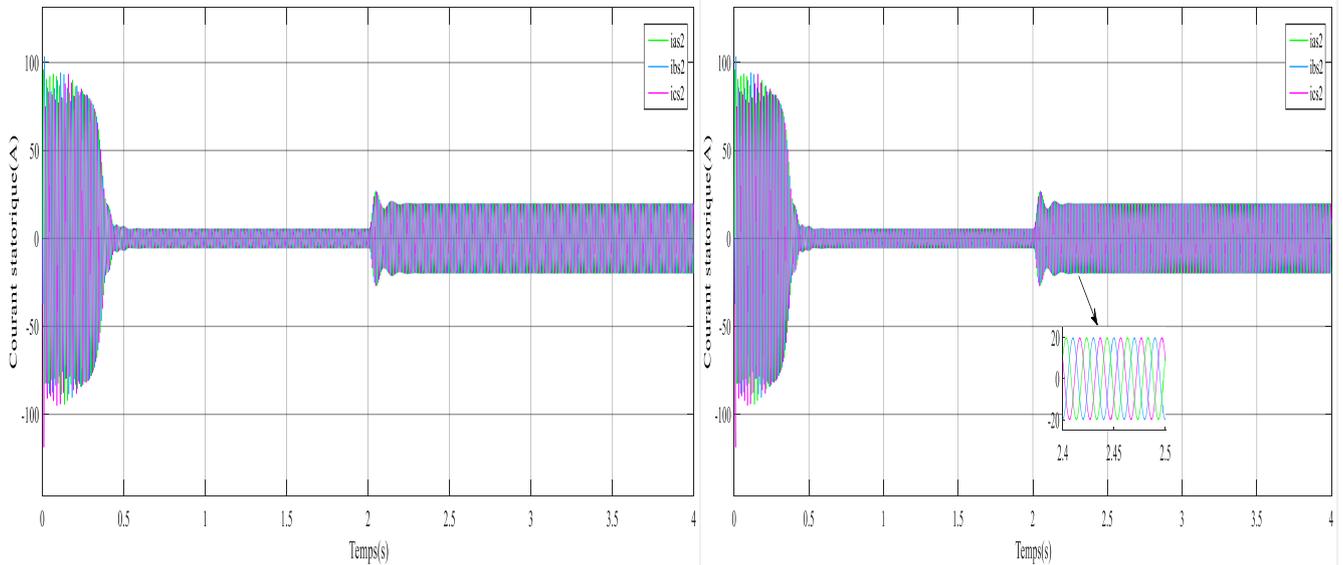
Comparativement aux simulations dans le référentiel (abc), les résultats obtenus dans le référentiel (dqo) sont identiques avec les résultats de simulations dans le repère (abc).



(a)

(b)

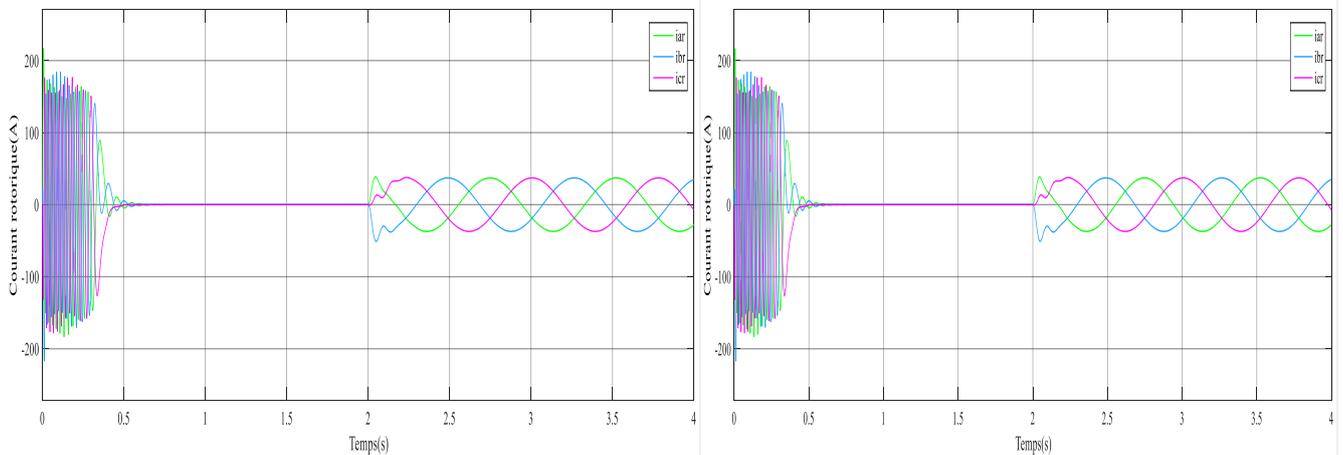
Figure II.3 Allure des courants statoriques de la première étoile: (a)Repère (dq0);(b)-Repère(abc)



(a)

(b)

Figure II.4 Allure des courants statoriques de la deuxième étoile (a)-Repère (dq0) ;(b)-Repère (abc)



(a)

(b)

Figure II.5 Allure des courants rotoriques :(a)-Repère (dq0) ;(b)- Repère (abc)

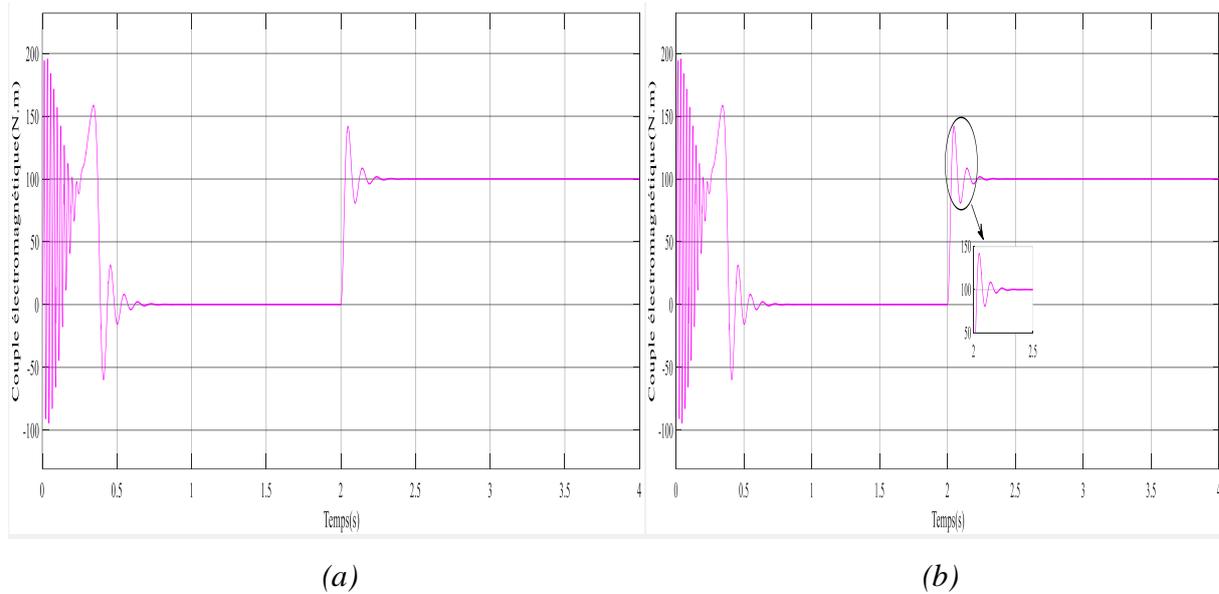


Figure II.6 Allure du couple électromagnétique (a)-Repère (dqo) ;(b)-Repère (abc)

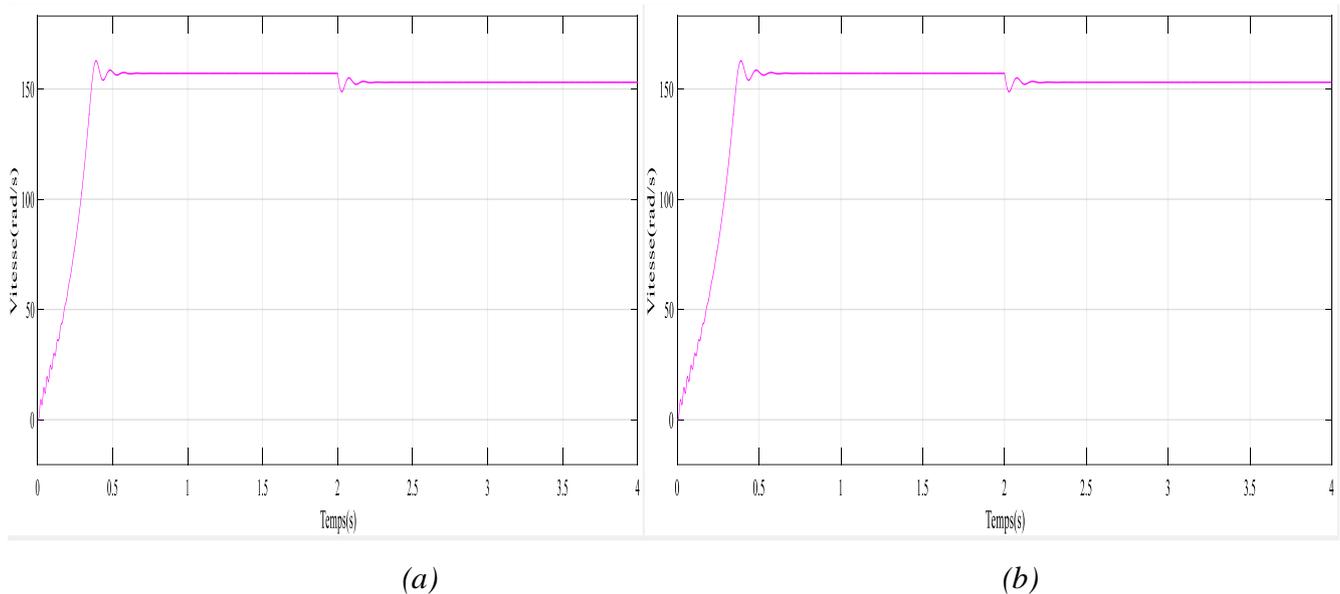


Figure II.7 Allure de la vitesse (a)-Repère (dqo) ;(b)-Repère (abc)

### II.6 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques permettent la réalisation d'origines de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables.

#### II.6.1 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI

L'onduleur de tension à MLI triphasée permet l'échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge à effet inductive triphasée (MASDE dans notre cas) et d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence variables [19].

La figure (II.8) représente le schéma de l'onduleur triphasé alimenté par une source continue qui connecté à une charge autonome triphasée.

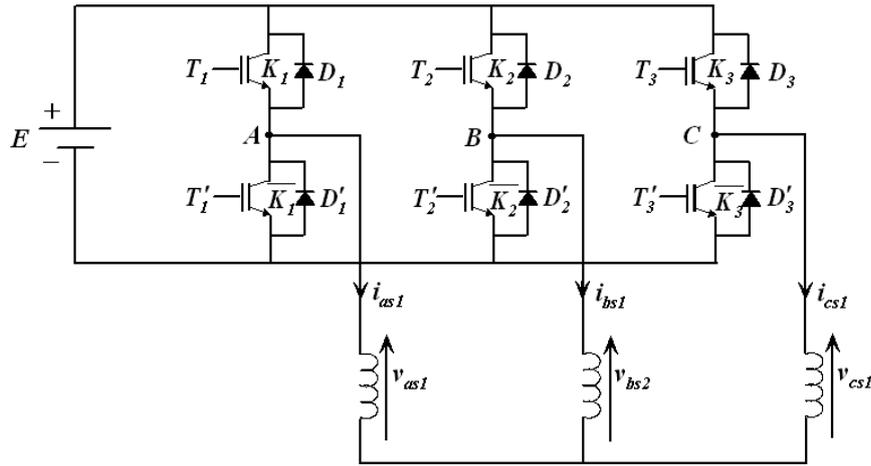


Figure II.8 Schéma de l'onduleur triphasé de tension à MLI

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{l'interrupteur } K_i \text{ est fermé (} K_i \text{ conduit, } \overline{K_i} \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } K_i \text{ est ouvert (} K_i \text{ bloqué, } \overline{K_i} \text{ conduit)} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont données par :

$$\begin{cases} u_{abs1} = v_{as1} - v_{bs1} = E(F_1 - F_2) \\ u_{bcs1} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(F_2 - F_3) \\ u_{cas1} = v_{cs1} - v_{as1} = E(F_3 - F_1) \\ u_{abs2} = v_{as2} - v_{bs2} = E(F_4 - F_5) \\ u_{bcs2} = v_{bs2} - v_{cs2} = E(F_5 - F_6) \\ u_{cas2} = v_{cs2} - v_{as2} = E(F_6 - F_4) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Dans l'hypothèse, on a les tensions  $v_{bs}, v_{cs}, v_{as}$  qui forment un système de tensions triphasées équilibrées alors :

D'après l'équation (II.35), on trouve :

$$\begin{cases} v_{bs1} = \frac{E}{3}(2F_2 - F_1 - F_3) \\ v_{cs1} = \frac{E}{3}(2F_3 - F_1 - F_2) \\ v_{as1} = \frac{E}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

De même procédé, on trouve :

$$\begin{cases} v_{bs2} = \frac{E}{3}(2F_5 - F_4 - F_6) \\ v_{cs2} = \frac{E}{3}(2F_6 - F_4 - F_5) \\ v_{as2} = \frac{E}{3}(2F_4 - F_5 - F_6) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Les équations (II.36) et (II.37) sous matricielles sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

### II.6.2 Stratégie de commande sinus-triangle

La méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI) naturelle se base sur la comparaison entre une onde sinusoïdale modulante à basse fréquence, appelée modulatrice, et une onde triangulaire à haute fréquence, appelée porteuse. Cette comparaison détermine à la fois les instants d'échantillonnage et les largeurs des impulsions de commande, comme illustré dans la figure (II.9).

En suivant cette approche, la largeur de chaque impulsion est directement liée aux valeurs de la tension modulante aux instants d'échantillonnage. Cette méthode ne nécessite pas de période d'échantillonnage précise, ce qui lui vaut le qualificatif d'échantillonnage naturel.

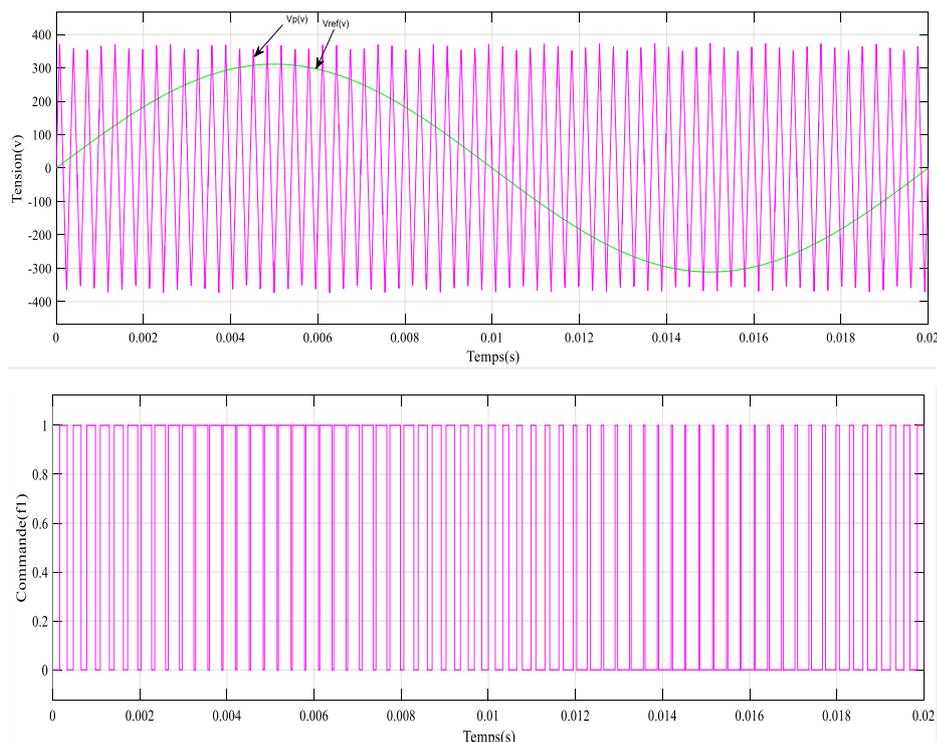
Dans le cadre de la technique MLI de type triangulo-sinusoïdale, six tensions de sortie de fréquence  $f_r$  sont générées en utilisant un signal triangulaire comme porteuse, avec une fréquence  $f_p$  supérieure à  $f_r$ . Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation  $m$  et le taux de modulation  $r$ .

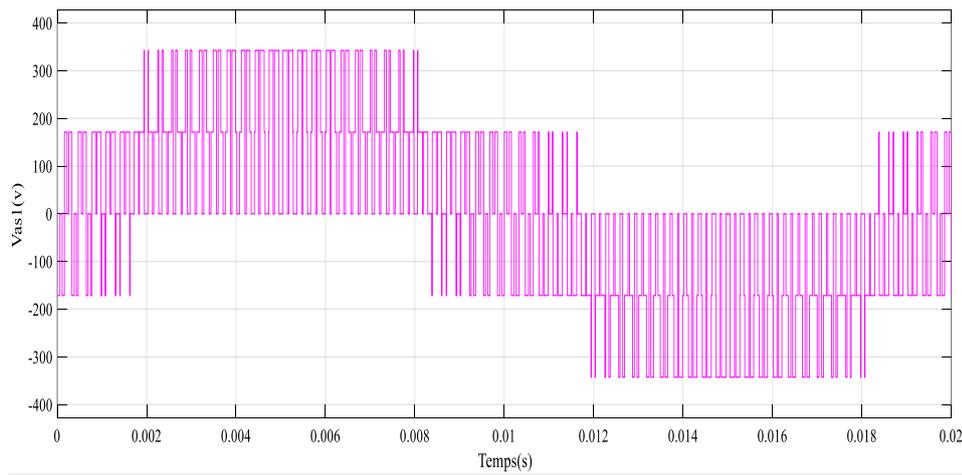
L'indice de modulation est le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la tension de référence, tandis que le coefficient de réglage en tension  $r$  est le rapport entre l'amplitude de la tension de référence et l'amplitude  $V_{pm}$  de la porteuse, comme défini dans la référence [1].

$$U_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm} \left[ -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Où :  $T_p$  : Période du signal de la porteuse  $U_p(t)$ .

La figure II.9 représente le principe de la commande par MLI sinus triangle dont  $r = 0.8$  et  $m = 63$ .

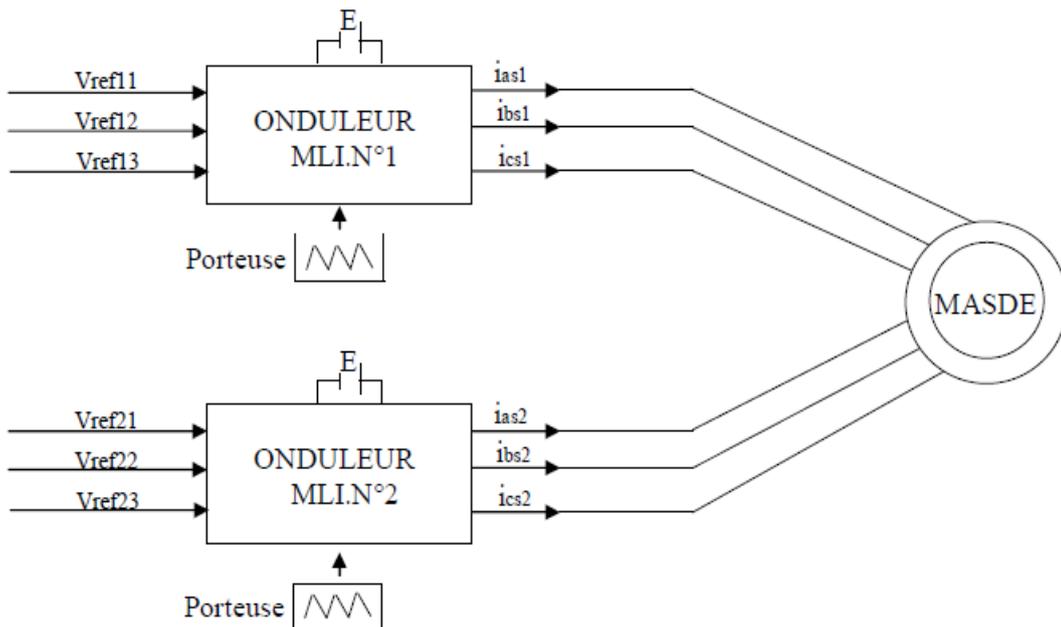




*Figure II.9 Principe de la commande par MLI sinus-triangle*

### II.6.3 Association de la MASDE- deux onduleurs triphasés de tension commandée en MLI

La figure (II.10) représente l'association de la MASDE onduleurs de tensions de références sinusoïdales  $v_{a1}, v_{b1}, v_{c1}, v_{a2}, v_{b2}, v_{c2}$  sont comparés au signal de la porteuse  $U_p$  afin de déduire les instants de commutation des interrupteurs.



*Figure II.10 Association MASDE-deux onduleurs de tension à commande MLI*

### II.6.4 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de simulation représentée dans les figures (II.11) à (II.15) montrent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande MLI sinus triangle déphasage de  $30^\circ$ , dans cette technique, il faut définir deux paramètres qui sont :

- L'indice de modulation  $m$  qui représente le rapport entre la fréquence de la porteuse  $f_p$  à la fréquence de référence  $f_r$  désirée.

## Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone double étoile

- Le coefficient de réglage en tension  $r$  qui représente le rapport entre l'amplitude de l'onde de référence à la valeur crête de l'onde de la porteuse [1].

Dans notre cas, nous prenons à titre d'exemple  $r = 0.8$  et  $m = 63$  pour les tester, suivi de l'application d'une charge nominale =100 (N.m). Cette observation suggère que les résultats sont presque équivalents à ceux obtenus en alimentant directement le réseau. Cependant, ils présentent quelques oscillations principalement en raison des harmoniques émises par les deux onduleurs.

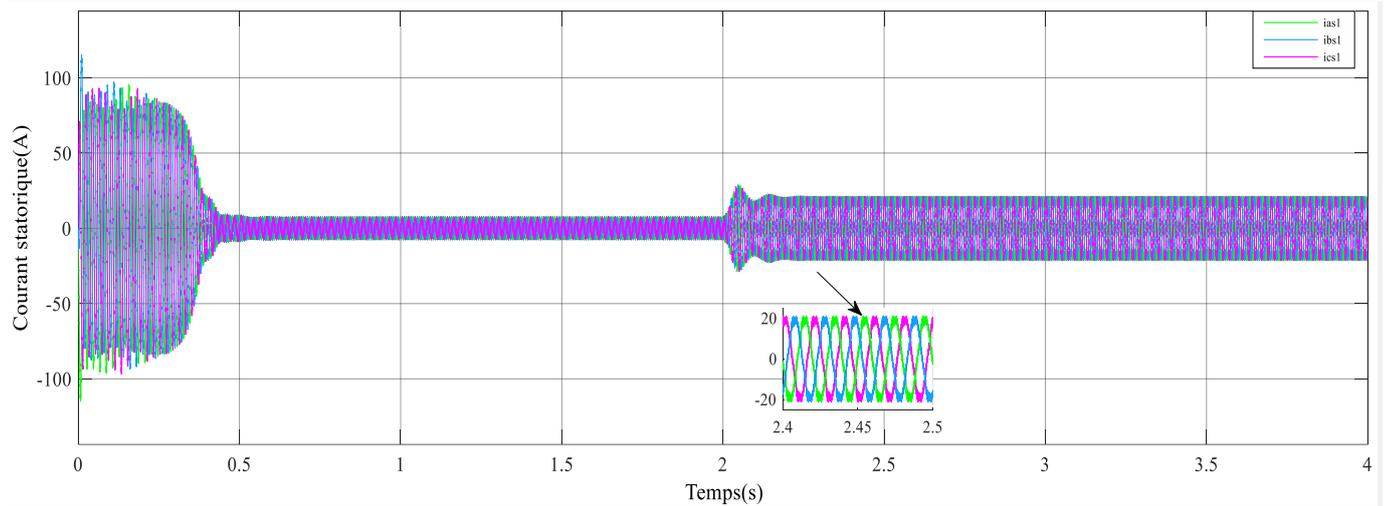


Figure II.11 Allure des courants statoriques de l'étoile 1

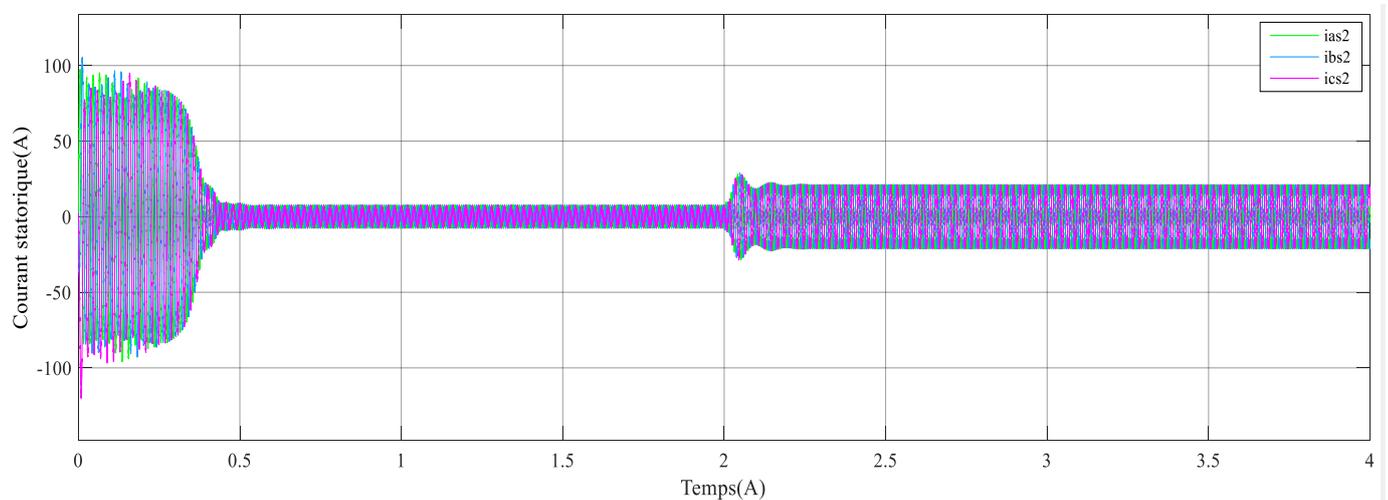


Figure II.12 Allure des courants statoriques de l'étoile 2

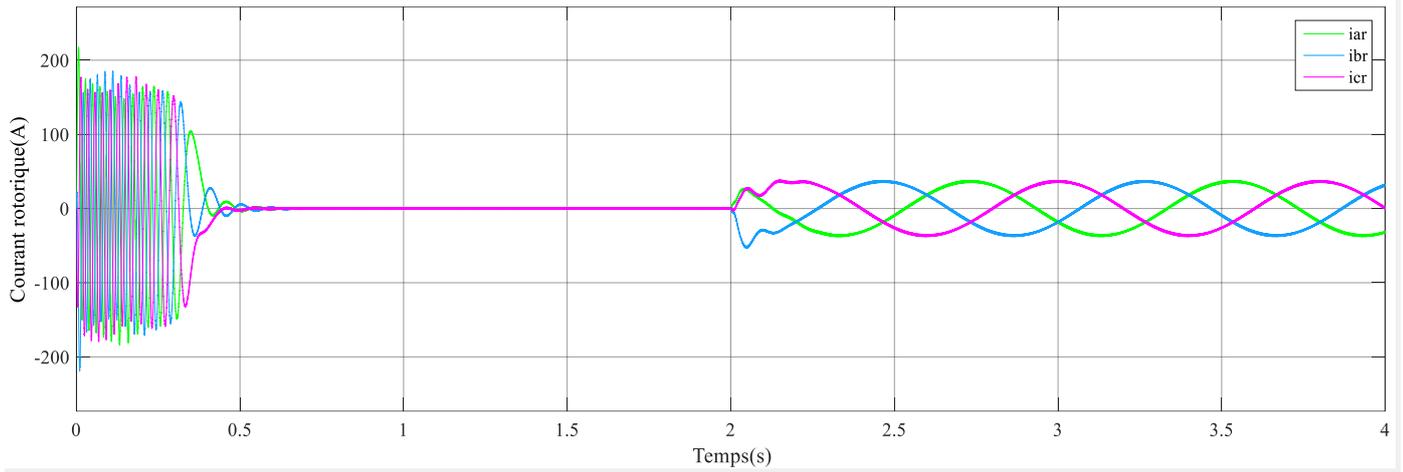


Figure II.13 Allure des courants rotoriques

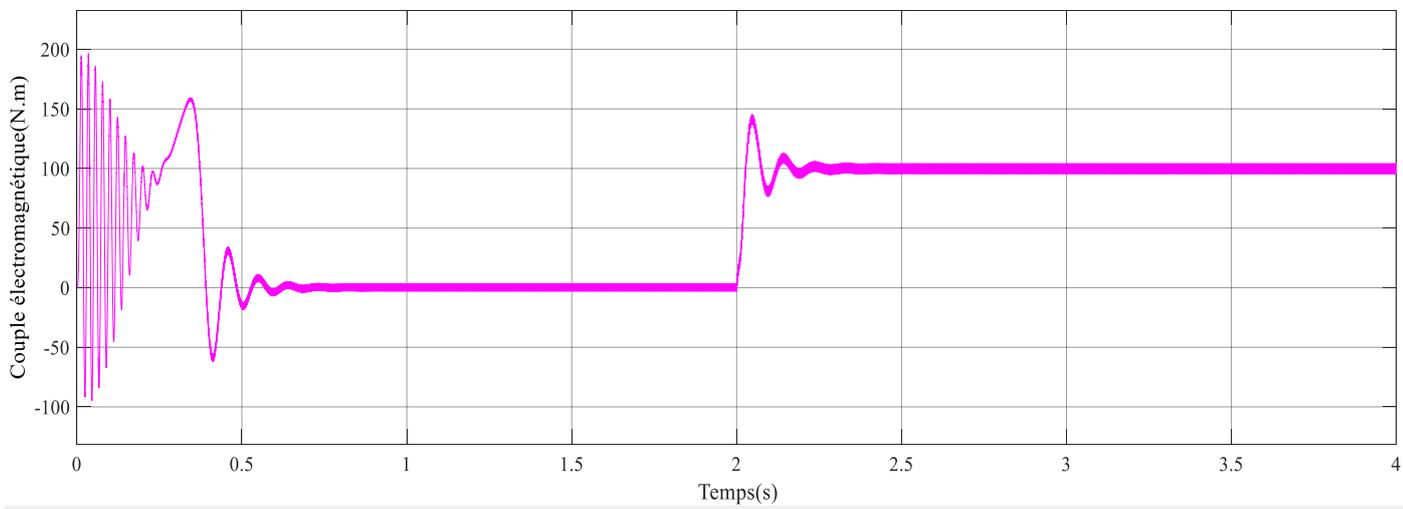


Figure II.14 Allure de couple électromagnétique

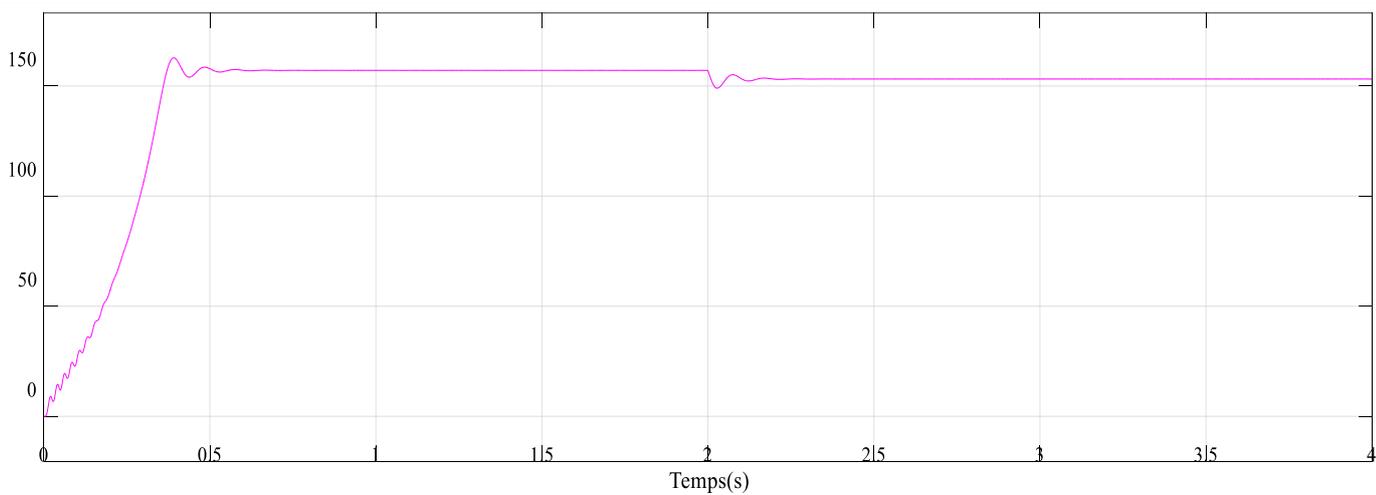


Figure II.15 Allure de la vitesse

➤ *Pourcentage d'ondulation du couple électromagnétique*

$$\Delta c_{em} = \frac{c_{em-max} - c_{em-min}}{c_{em-moy}} = \frac{106.65 - 92.25}{100} = 14.4\%$$

➤ *Pourcentage d'ondulation de vitesse mécanique*

$$\Delta \Omega_m = \frac{\Omega_{m-max} - \Omega_{m-min}}{\Omega_{m-moy}} = \frac{153.44 - 153.42}{153.5} = 0.013\%$$

### II.7 Analyse fréquentiel dans le repère (abc)

- **Analyse fréquentiel du courant statorique de la phase 1 (as)**

On a effectué une analyse fréquentiel du courant d'une phase statorique de la première étoile de la MASDE alimenté par deux onduleurs à commande MLI comme montre la figure (II.16) :

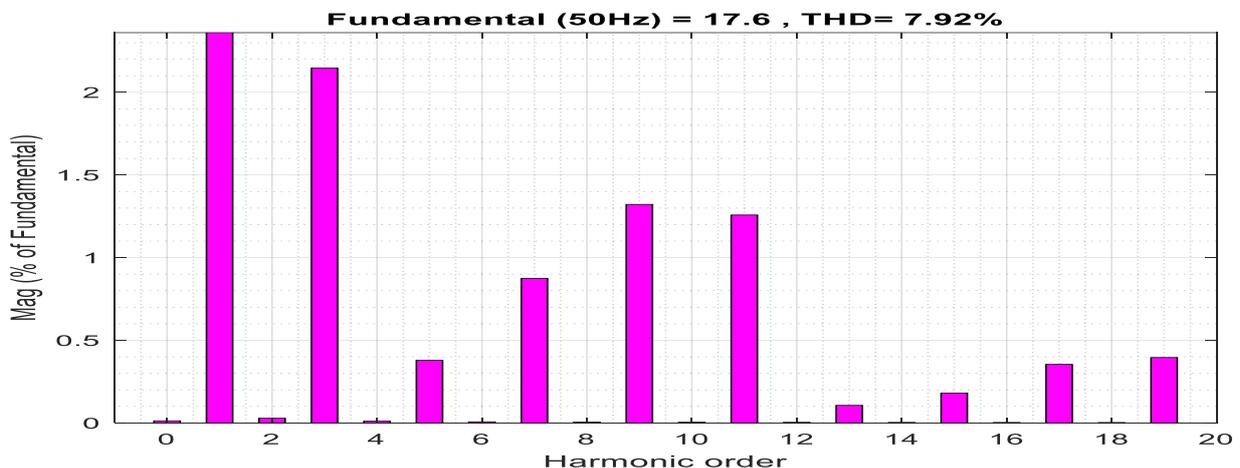


Figure II.16 Taux de distorsion harmonique et de fondamental du courant d'une phase statorique de la première étoile de la MAS à l'état sain

### II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a effectué la modélisation de la MASDE dans les deux repères : le repère naturel (*abc*) et le repère virtuel (*dqo*).

À l'aide du logiciel MATLAB/Simulink, nous avons simulé cette machine dans ces deux repères *abc* et *dqo* (la transformation Concordia suivie de la matrice de rotation de Park). Notre objectif est d'étudier les caractéristiques de cette machine alimentée directement par une source sinusoïdale équilibrée. Nous constatons que les résultats des simulations dans les repères (*abc*) et (*dqo*) sont identiques pour les deux modèles. Puis, une étude par simulation aussi a été réalisée de cette MASDE alimentée par deux onduleurs de tensions à commande MLI. Puis, on a effectué une analyse fréquentielle (FFT) pour une alimentation via deux onduleurs de tension à commande MLI à deux niveaux.

Dans le chapitre suivant, nous étudierons les défauts électriques (court-circuit entre les spires et ouverture de phase statorique) de la MASDE pour deux alimentations : purement sinusoïdale et via deux onduleurs de tension commandés en MLI dans le repère réel *abc*.

# **Chapitre03**

Modèle de la MASDE  
en présence des défauts  
statoriques

**III.1 Introduction**

Dans ce chapitre, on effectuera la modélisation et la simulation de la MASDE dans le repère naturel (abc) avec une alimentation via deux onduleurs de tension commandés en MLI et avec une alimentation à travers deux sources triphasés équilibrées, tout en tenant compte des divers défauts électriques statoriques, dans le cas où les neutres seront reliés ou non reliés. Le premier défaut abordé concernera l'ouverture d'une ou de plusieurs phases statoriques, tandis que le second défaut se basera sur un court-circuit entre les spires d'une phase statorique. En terminant notre étude par une analyse fréquentielle (FFT) de cette machine pour chaque type de défaut.

**III.2 Modélisation de la MASDE avec défaut de l'ouverture des deux phases statoriques**

La figure (III.1) ci- dessous représente un modèle de la MASDE avec un défaut d'ouverture d'une phase statorique.

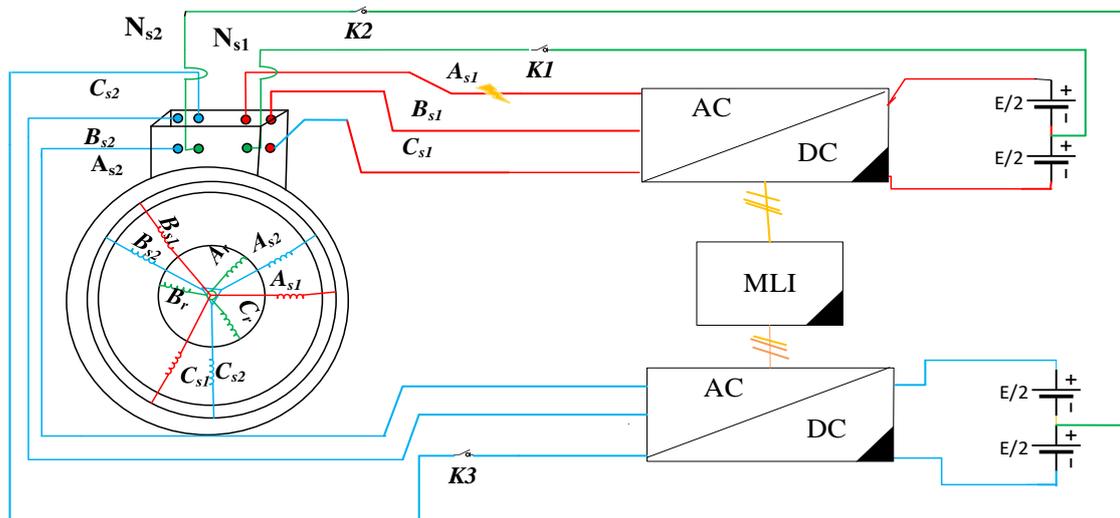


Figure III.1- Exemple de modèle avec ouverture des phases statoriques

**III.2.1 Modèle mathématique de la MASDE**

Les tensions statoriques et rotoriques de la MASDE dans le repère (abc) sont représentées par la somme des pertes ohmiques et inductives dues aux flux, pour ces enroulements en tenant compte les neutres reliés ou non reliés.

Pour le premier enroulement statorique (l'étoile 1) :

$$\begin{cases} v_{as1} - v_{ns1} = r_{as1}i_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} - v_{nc1} \\ v_{bs1} - v_{ns1} = r_{bs1}i_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} - v_{nc1} \\ v_{cs1} - v_{ns1} = r_{cs1}i_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} - v_{nc1} \end{cases} \quad (III.1)$$

Le système (III.1) peut se simplifier sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{as1} = r_{as1}i_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} + \Delta v_{ns1} \\ v_{bs1} = r_{bs1}i_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} + \Delta v_{ns1} \\ v_{cs1} = r_{cs1}i_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} + \Delta v_{ns1} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec  $\Delta v_{ns1} = v_{ns1} - v_{nc} = r_{ns1} \underbrace{(i_{as1} + i_{bs1} + i_{cs1})}_{i_{hs1}}$  : qui représente une différent de potentiel entre la tension de la source et celle de la charge.

$r_{ns1}$  : Résistance entre deux neutres au niveau de stator1 ;  $i_{hs1}$  : Courant homopolaire entre deux neutres au stator1.

Pour le deuxième enroulement statorique (l'étoile 2) :

$$\begin{cases} v_{as2} - v_{ns2} = r_{as2}i_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} - v_{nc2} \\ v_{bs2} - v_{ns2} = r_{bs2}i_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} - v_{nc2} \\ v_{cs2} - v_{ns2} = r_{cs2}i_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} - v_{nc2} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

On réécrit aussi le système(III.3) à sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{as2} = r_{as2}i_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} + \Delta v_{ns2} \\ v_{bs2} = r_{bs2}i_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} + \Delta v_{ns2} \\ v_{cs2} = r_{cs2}i_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} + \Delta v_{ns2} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec:  $\Delta v_{ns2} = v_{ns2} - v_{nc2} = r_{ns2} \underbrace{(i_{as2} + i_{bs2} + i_{cs2})}_{i_{hs2}}$  Différent de potentiel entre la tension de la source et celle de la charge ;

$r_{ns2}$  et  $i_{hs2}$  : Résistance et courant homopolaire entre deux neutres au stator2.

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{Ar} - v_{Nr} = r_{Ar}i_{Ar} + \frac{d\phi_{Ar}}{dt} - v_{Nc} \\ v_{Br} - v_{Nr} = r_{Br}i_{Br} + \frac{d\phi_{Br}}{dt} - v_{Nc} \\ v_{Cr} - v_{Nr} = r_{Cr}i_{Cr} + \frac{d\phi_{Cr}}{dt} - v_{Nc} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

On réécrit aussi le système (III.5) à sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{Ar} = r_{Ar}i_{Ar} + \frac{d\phi_{Ar}}{dt} + \Delta v_{Nr} \\ v_{Br} = r_{Br}i_{Br} + \frac{d\phi_{Br}}{dt} + \Delta v_{Nr} \\ v_{Cr} = r_{Cr}i_{Cr} + \frac{d\phi_{Cr}}{dt} + \Delta v_{Nr} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Avec :  $\Delta v_{Nr} = v_{Nr} - v_{Nc} = r_{Nr} \underbrace{(i_{Ar} + i_{Br} + i_{Cr})}_{i_{Hr}}$  Différent potentiel et le deux potentiels, respectivement ;

$r_{Nr}$  et  $i_{Hr}$  : Résistance et courant homopolaire entre deux neutres rotoriques.

Où  $r_{ns1}$ ,  $r_{ns2}$  et  $r_{Nr}$  : prennent les valeurs infinies (très grandes valeurs) lorsque les neutres ne sont pas reliés et les valeurs égales à zéros lorsque les neutres sont reliés.

### III.2.2 Equations magnétiques dans le repère abc

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sont représentées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} [\phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][i_{s1}] + [M_{s1,s2}][i_{s2}] + [M_{s1,r}][i_r] \\ [\phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][i_{s1}] + [L_{s2,s2}][i_{s2}] + [M_{s2,r}][i_r] \\ [\phi_r] = [M_{r,s1}][i_{s1}] + [M_{r,s2}][i_{s2}] + [L_{r,r}][i_r] \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} l_{fs1} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & l_{fs1} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} & l_{fs1} + l_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} l_{fs2} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & l_{fs2} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} & l_{fs2} + l_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} l_{fr} + l_{mr} & \frac{-l_{mr}}{2} & \frac{-l_{mr}}{2} \\ \frac{-l_{mr}}{2} & l_{fr} + l_{mr} & \frac{-l_{mr}}{2} \\ \frac{-l_{mr}}{2} & \frac{-l_{mr}}{2} & l_{fr} + l_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Les matrices des inductances de couplage entre les deux étoiles statoriques et le rotorique et inversement s'écrivent :

$$[M_{s1,s2}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

$$[M_{s1,r}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$[M_{s2,r}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Où :  $[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T$  ;  $[M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T$  ;  $[M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$

En introduisant les expressions des flux (III.7) dans les équations des tensions de la première étoile (eq.III.2), de la deuxième étoile (eq.III.4) et du rotor (eq.III.6), on obtient:

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + \frac{d([L_{s1,s1}][i_{s1}] + [M_{s1,s2}][i_{s2}] + [M_{s1,r}][i_r])}{dt} + r_{ns1}(i_{as1} + i_{bs1} + i_{cs1}).I_3 \\ [v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + \frac{d([M_{s2,s1}][i_{s1}] + [L_{s2,s2}][i_{s2}] + [M_{s2,r}][i_r])}{dt} + r_{ns2}(i_{as2} + i_{bs2} + i_{cs2}).I_3 \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d([M_{r,s1}][i_{s1}] + [M_{r,s2}][i_{s2}] + [L_{r,r}][i_r])}{dt} + r_{Nr}(i_{Ar} + i_{Br} + i_{Cr}).I_3 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Où :  $I_3$  : Matrice d'identité (3 x 3).

Le système d'équations (III.14) peut se réécrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + [L_{s1,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} + [M_{s1,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} + \frac{d([M_{s1,r}])}{dt}[i_r] + [M_{s1,r}]\frac{d(i_r)}{dt} + r_{ns1}(i_{as1} + i_{bs1} + i_{cs1}).I_3 \\ [v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + [M_{s2,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} + [L_{s2,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} + \frac{d([M_{s2,r}])}{dt}[i_r] + [M_{s2,r}]\frac{d(i_r)}{dt} + r_{ns2}(i_{as2} + i_{bs2} + i_{cs2}).I_3 \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d([M_{r,s1}])}{dt}[i_{s1}] + [M_{r,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} + \frac{d([M_{r,s2}])}{dt}[i_{s2}] + [M_{r,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} + [L_{r,r}]\frac{d(i_r)}{dt} + r_{Nr}(i_{Ar} + i_{Br} + i_{Cr}).I_3 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Comme les inductances mutuelles stator/rotor ne dépendent pas du temps mais juste de  $\theta_r$ , on effectue un changement de variable, d'où le système d'équations (III.15) devient :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + [L_{s1,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} + [M_{s1,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} + \omega_r \frac{d([M_{s1,r}])}{d\theta_r}[i_r] + [M_{s1,r}]\frac{d(i_r)}{dt} + r_{ns1}(i_{as1} + i_{bs1} + i_{cs1}).I_3 \\ [v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + [M_{s2,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} + [L_{s2,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} + \omega_r \frac{d([M_{s2,r}])}{d\theta_r}[i_r] + [M_{s2,r}]\frac{d(i_r)}{dt} + r_{ns2}(i_{as2} + i_{bs2} + i_{cs2}).I_3 \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \omega_r \frac{d([M_{r,s1}])}{d\theta_r}[i_{s1}] + [M_{r,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} + \omega_r \frac{d([M_{r,s2}])}{d\theta_r}[i_{s2}] + [M_{r,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} + [L_{r,r}]\frac{d(i_r)}{dt} + r_{Nr}(i_{Ar} + i_{Br} + i_{Cr}).I_3 \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Où :

$$\frac{d([M_{s1(2),r}])}{dt} = \frac{d\theta_r}{d\theta_r} \cdot \frac{d([M_{s1(2),r}])}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \frac{d([M_{s1(2),r}])}{d\theta_r} = \omega_r \frac{d([M_{s1(2),r}])}{d\theta_r}$$

Le système d'équations (III.16) devient :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{s1})}{dt} = [L_{s1,s1}]^{-1} \left\{ [v_{s1}] - [r_{s1}][i_{s1}] - [M_{s1,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} - \omega_r \frac{d([M_{s1,r}])}{d\theta_r}[i_r] - [M_{s1,r}]\frac{d(i_r)}{dt} - r_{ns1}(i_{as1} + i_{bs1} + i_{cs1}).I_3 \right\} \\ \frac{d(i_{s2})}{dt} = [L_{s2,s2}]^{-1} \left\{ [v_{s2}] - [r_{s2}][i_{s2}] - [M_{s2,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} - \omega_r \frac{d([M_{s2,r}])}{d\theta_r}[i_r] - [M_{s2,r}]\frac{d(i_r)}{dt} - r_{ns2}(i_{as2} + i_{bs2} + i_{cs2}).I_3 \right\} \\ \frac{d(i_{s1})}{dt} = [L_{r,r}]^{-1} \left\{ [v_r] - [r_r][i_r] - \omega_r \frac{d([M_{r,s1}])}{d\theta_r}[i_{s1}] - [M_{r,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} - \omega_r \frac{d([M_{r,s2}])}{d\theta_r}[i_{s2}] - [M_{r,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} - r_{Nr}(i_{Ar} + i_{Br} + i_{Cr}).I_3 \right\} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

### III.2.3 Equation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = P \left\{ [i_{s1}]^T \frac{d[M_{s1,r}]}{d\theta_r} + [i_{s2}]^T \frac{d[M_{s2,r}]}{d\theta_r} \right\} [i_r] \quad (\text{III.18})$$

### III.2.4 Equation mécanique :

L'expression du couple électromagnétique s'exprime par :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_r) \quad (\text{III.19})$$

Avec :  $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$  : Vitesses de rotation mécanique et électrique, respectivement ;  $J$  : Moment d'inertie des masses tournantes ;  $C_{em}$  : Couple électromagnétique ;  $C_r$  : Couple résistant ;  $K_f$  : Coefficient de frottement visqueux.

### III.2.5 Simulation et interprétations des résultats obtenus dans le cas d'un défaut d'ouverture des phases de MASDE pour un repère naturel (abc)

#### ➤ Dans le cas d'ouverture de la première phase de stator1 et une phase adjacente $c_{s2}$

Les résultats de simulation de MASDE avec neutre relié et non relié pour des défauts d'ouverture de phase statorique indiqué dans les figures (III.1 à III.5). Initialement, on démarre la machine à vide puis on applique une charge à l'instant  $t=1s$ , à  $t=2s$  on introduit un défaut d'ouverture de phase dans la première étoile exactement à la phase1. A l'instant  $t=4s$ , on applique la 2<sup>ème</sup> ouverture qui sera adjacent au défaut avec un angle de déphasage de  $90^\circ$  pour équilibré la machine dans le cas où le neutre est relié. A  $t= (6s - 8s)$  avec un neutre non relié, on applique la même démarche que le cas de neutre relié.

Les résultats de simulation nous a permet de constater que :

- Pour l'allure des courants statorique1 indique dans la figure (III.2) : après une période transitoire provoquée par l'application du défaut cité ci-dessus, on a remarqué que les amplitudes des courants  $i_{as1}$  et  $i_{bs1}$  devient plus grande, et  $i_{cs1}$  est nulle. La solution de ce défaut de 1<sup>ère</sup> phase statorique à  $t=4s$  (cas neutre relié) avec l'alimentation deux sources triphasés. Par contre, dans le cas d'alimentation de la machine via deux onduleurs, on a remarqué que l'amplitude de l'allure  $i_{cs1}$  devient plus grande. Dans le cas de neutre non relié, on observe la diminution de l'amplitude de courant pour retrouver une valeur approximativement égale à celle qu'elle avait dans l'état d'origine (25A), avec une solution de défaut à l'instant  $t=8s$ . Pour le cas d'alimentation à travers l'onduleur, on constate que les résultats sont identique au cas d'alimentation simple, mais avec une déférence qui réside dans les ondulations qui sont plus élevés.
- Dans la figure(III.3) qui illustre l'évolution des courants statoriques2, on observe une augmentation significative de l'amplitude des courants statoriques dans l'étoile 2 par rapport à l'état d'origine, ainsi qu'un déséquilibre entre les trois phases où l'une affiche une valeur légèrement inférieure aux deux autres. Dans le cas où le neutre est non relié, l'amplitude augmente presque jusqu'à doubler sa valeur de 40A par rapport l'état d'origine dans les deux alimentations.
- Les figures (III.4 à III.6) montrent respectivement les courants rotoriques, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique. On constate que ces grandeurs qui sont initialement régulières à l'état origine deviennent perturbées dès l'apparition du défaut, ces perturbations se manifestent

par des ondulations. Puis on fait un 2<sup>ème</sup> ouverture adjacent à la 1<sup>ère</sup> phase comme solution de défaut.

Pour le cas d'alimentation par onduleur, on constate que les résultats sont identiques au cas alimentation simple, mais avec des ondulations qui sont relativement plus élevées.

*Alimentation avec deux onduleurs*

*Alimentation avec deux sources triphasés*

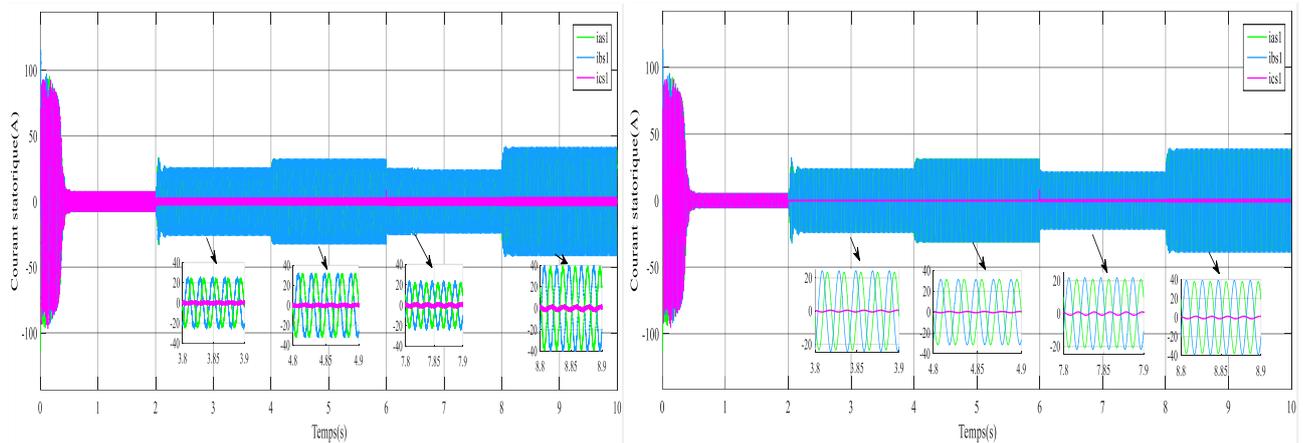


Figure III.2-Allures des courants statoriques 1 avec défaut d'ouverture  $a_{s1}$  suivie d'ouverture d'une phase adjacente  $c_{s2}$  (cas des neutres relié et non relié)

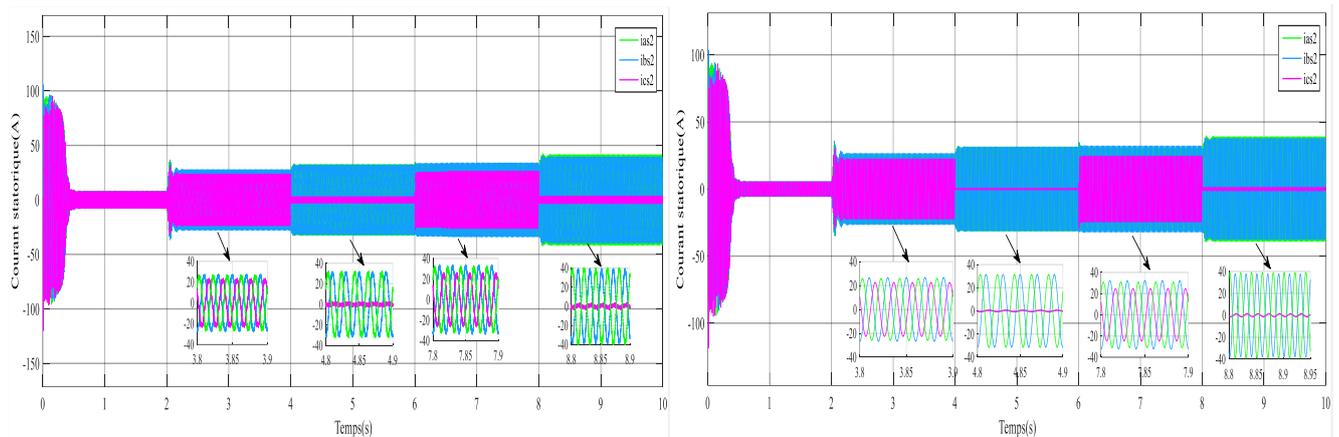


Figure III.3-Allures des courants statoriques 2 avec défaut d'ouverture  $a_{s1}$  suivie d'ouverture d'une phase adjacente  $c_{s2}$  (cas des neutres relié et non relié)

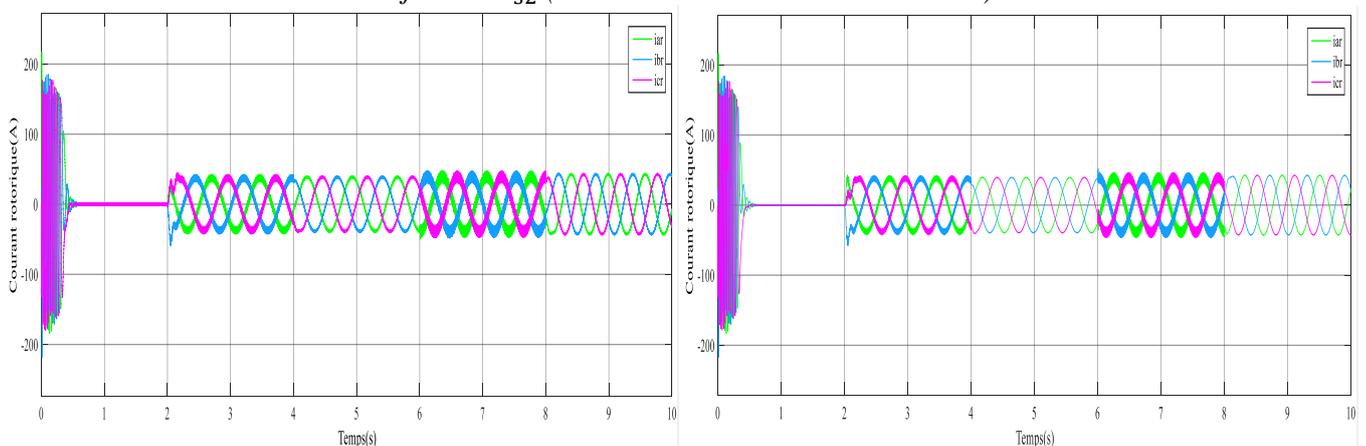


Figure III.4-Allures des courants rotoriques avec défaut d'ouverture  $a_{s1}$  suivie d'ouverture d'une phase adjacente  $c_{s2}$  (cas des neutres relié et non relié)

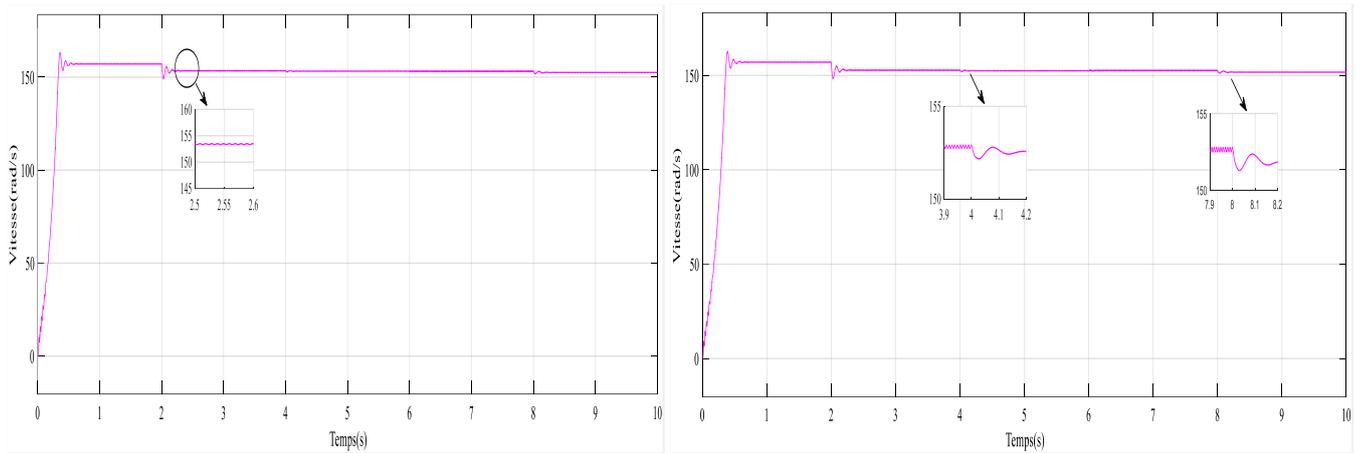


Figure III.5-Allures des vitesses avec défaut d'ouverture  $a_{s1}$  suivie d'ouverture d'une phase adjacente (cas des neutres relié et non relié)

➤ Pourcentages d'ondulations des différentes vitesses

Pour calculer le pourcentage des ondulations de vitesse en présence d'un défaut de l'ouverture de la phase  $a_{s1}$  et le cas où on ouvre la troisième phase  $c_{s2}$  de l'étoile 2.

$$\Delta\Omega_m = \frac{\Omega_{m-max} - \Omega_{m-min}}{\Omega_{m-moy}} \tag{III.20}$$

Tableau III.1 - Pourcentages des ondulations de la vitesse de rotation en présence de l'ouverture  $a_{s1}$  suivie d'ouverture d'une phase adjacente  $c_{s2}$

<b>Pourcentage des ondulations de la vitesse</b>			
<b>Alimentation via deux ondulations</b>		<b>Alimentation avec deux sources triphasés</b>	
<i>Neutre relié</i>	<i>Neutre non relié</i>	<i>Neutre relié</i>	<i>Neutre non relié</i>
<b>0.18 %</b>	<b>0.3 %</b>	<b>0.17%</b>	<b>0.3%</b>

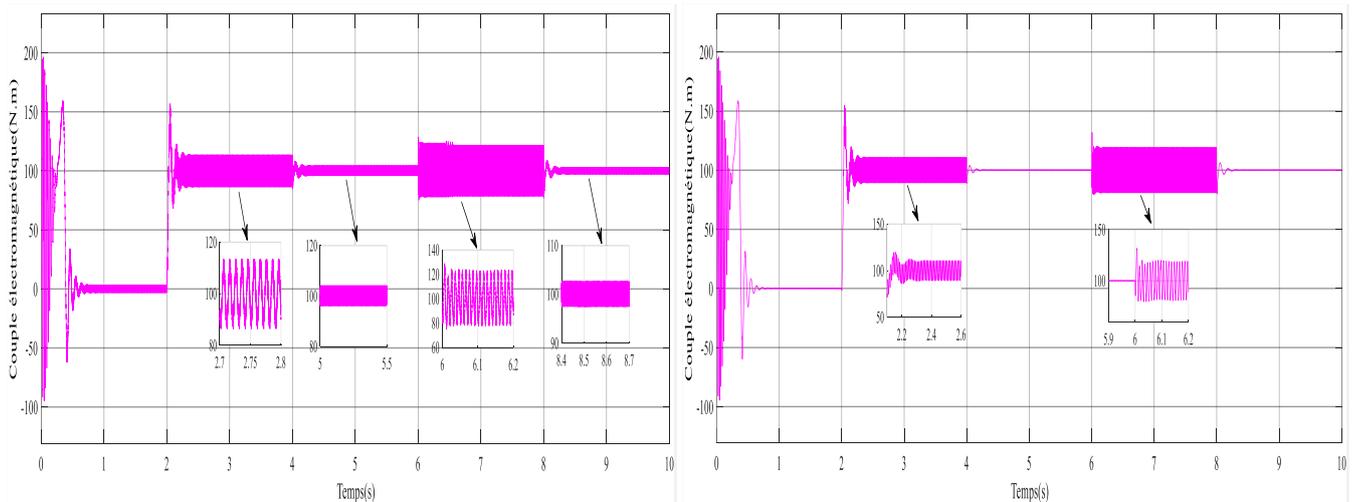


Figure III.6-Allures des couples électromagnétique avec défaut d'ouverture  $a_{s1}$  suivie d'ouverture d'une phase adjacente  $c_{s2}$  (cas des neutres relié et non relié)

➤ Pourcentages des ondulations du couple électromagnétique

Pour calculer le pourcentage des ondulations du couple électromagnétique en présence d'un défaut de l'ouverture de la phase  $a_{s1}$  et le cas où on ouvre la troisième phase de l'étoile 2 ( $c_{s2}$ ).

$$\Delta c_{em} = \frac{c_{em-max} - c_{em-min}}{c_{em-moy}} \tag{III.20}$$

Tableau III.2- Pourcentages des ondulations du couple en présence de l'ouverture de phase  $a_{s1}$  suivie d'ouverture d'une phase adjacente  $c_{s2}$

Pourcentage des ondulations du couple électromagnétique			
Alimentation via deux onduleurs		Alimentation avec deux sources triphasés	
Neutre relié	Neutre non relié	Neutre relié	Neutre non relié
26.9 %	43.5 %	21.5 %	38.13%

**III.2.6 Analyse fréquentiel (FFT) des résultats obtenus en présence des défauts d'ouverture  $a_{s1}$  suivie d'ouverture d'une phase adjacente  $c_{s2}$**

L'Analyse fréquentielle (FFT) effectuée pour le courant statorique de la première étoile lors de présence de défaut de l'ouverture d'une phase statorique est montré sur la figure (III.7), pour ce défaut on peut remarquer que : dans le cas où le neutre est relié est plus préférable que les cas où le neutre est non relié, de côté précision et l'amplitude du fondamental.

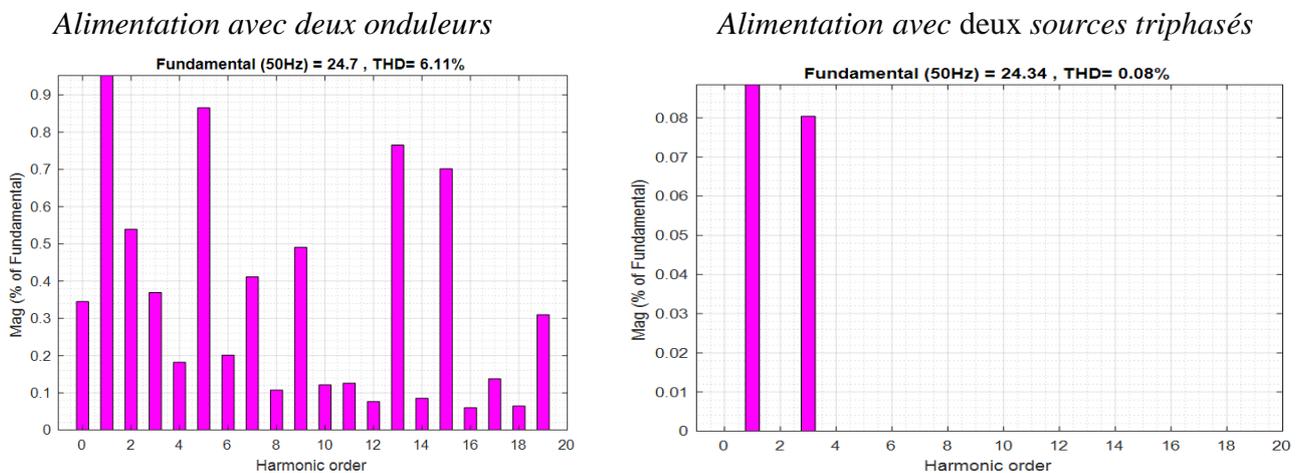


Figure III.7 Taux de distorsion harmonique et amplitude du fondamental de la première phase de courant statorique 1 dans le cas d'ouverture  $a_{s1}$  suivi d'ouverture d'une phase adjacente  $c_{s2}$  (neutre non relié)

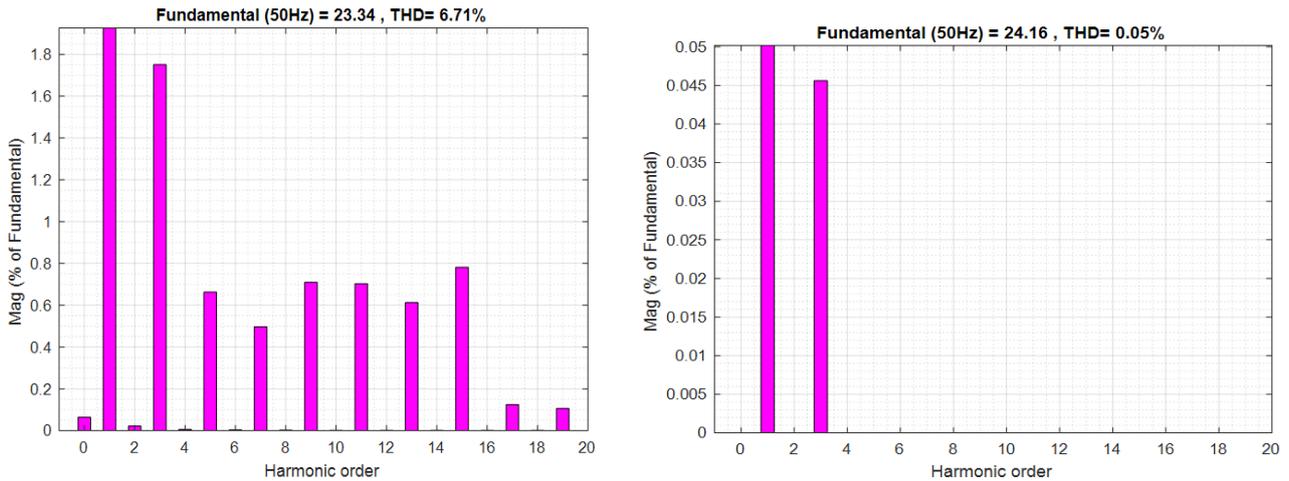


Figure III.8- Taux de distorsion harmonique et amplitude du fondamental de la première phase de courant statorique1 dans le cas d'ouverture  $a_{s1}$  suivi d'ouverture d'une phase adjacente  $c_{s2}$  (neutre relié)

### III.3 Modélisation de la MASDE en tenant compte d'un court-circuit entre spires la 1<sup>ère</sup> phase statorique de l'étoile 1

L'objet de cette partie est la modélisation et la simulation d'un défaut entre spires sous forme d'un court-circuit qui indique une dégradation de l'isolant entre deux spires de l'enroulement d'une phase statorique. Le défaut d'isolation est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, sa valeur dépend de la gravité du défaut. L'enroulement statorique du MASDE avec défaut entre spires est représenté dans la figure (III.9).

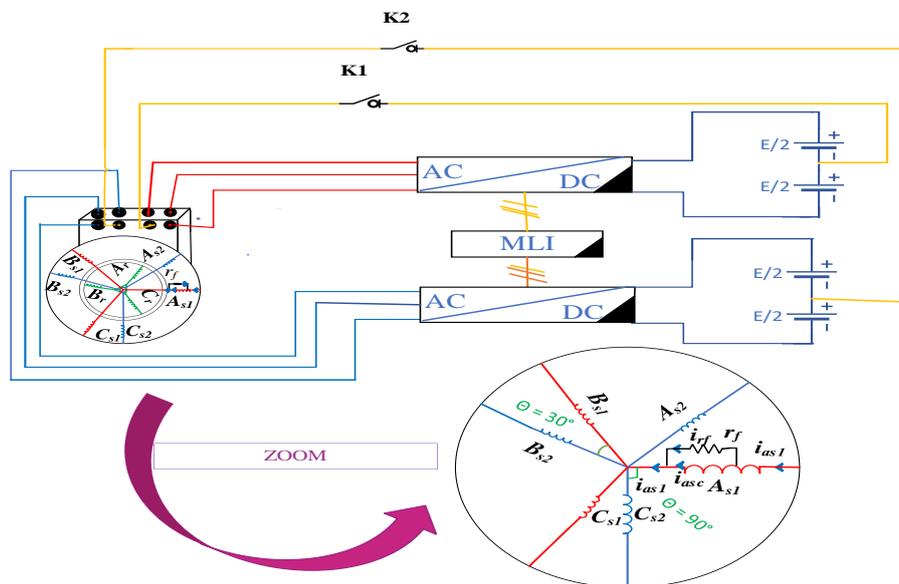


Figure III.9 - Exemple de modèle d'un court-circuit entre spires dans la 1<sup>ère</sup> phase statorique

### III.3.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de garantir la simplicité et la praticité de notre système, nous avons pris en compte plusieurs aspects :

- Une défaillance s'est produite au niveau du stator, plus précisément sur l'enroulement de la phase ( $as$ ) de la première étoile ;
- La résistance  $r_f$  est utilisée pour représenter un défaut, avec une valeur de  $r_f=0$  ;
- Nous considérons que la tension de la phase ( $a_s$ ) de la première étoile est égale à la somme des tensions  $v_{as1}$  et  $v_{as2}$  ;
- Le coefficient  $\mu$  représente le nombre de spires en court-circuit par rapport au nombre total de spires de l'enroulement de la phase ( $a_s$ ) de la première étoile.

$$\mu = \frac{N_{asc}}{N_{as1} + N_{asc}} = \frac{N_{asc}}{N_{as}}$$

Où:  $N_{as}$ : Nombre des spires par phase ;

$N_{as1}, N_{asc}$  : Nombres des spires des deux parties de phase en Court-circuit.

### III.3.2 Equations électriques

Les équations des tensions de la MASDE dans le repère (abc) sont données comme suit :

L'étoile1 :

$$\begin{cases} v_{as1} = r_{as1}i_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = r_{bs1}i_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = r_{cs1}i_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \\ v_{asc} = r_{asc}i_{asc} + \frac{d\phi_{asc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III. 21. a})$$

On réécrit le système d'équations (III.21.a) sous forme matricielle suivante :

$$[v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + \frac{d[\phi_{s1}]}{dt} \quad (\text{III.21.b})$$

L'étoile2 :

$$\begin{cases} v_{as2} = r_{as2}i_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = r_{bs2}i_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = r_{cs2}i_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III. 22. a})$$

On prend le système d'équations (III.22.a) sous la forme suivante :

$$[v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + \frac{d[\phi_{s2}]}{dt} \quad (\text{III.22.b})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{ar} = r_{ar}i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ v_{br} = r_{br}i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ v_{cr} = r_{cr}i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.23.a})$$

On réécrit cette équation sous cette forme :

$$[v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (\text{III.23.b})$$

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques, respectivement sont données comme suit :

$$\begin{cases} [r_{s1}] = \begin{bmatrix} r_{as1} & 0 & 0 & -r_f \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 \\ -r_f & 0 & 0 & r_{asc} \end{bmatrix} \\ [r_{s2}] = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix} \\ [r_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Avec :  $r_{as1} = (1 - \mu) * r_{s1} + r_f$ ;  $r_{asc} = \mu * r_{s1} + r_f$

### III.3.3 Equations magnétiques

$$\begin{cases} [\phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][i_{s1}] + [M_{s1,s2}][i_{s2}] + [M_{s1,r}][i_r] \\ [\phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][i_{s1}] + [L_{s2,s2}][i_{s2}] + [M_{s2,r}][i_r] \\ [\phi_r] = [M_{r,s1}][i_{s1}] + [M_{r,s2}][i_{s2}] + [L_{r,r}][i_r] \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

La matrice des inductances statoriques de la première étoile avec ce type de défaut statorique peut se présenter comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = l_{fs1} \begin{bmatrix} (1 - \mu)^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mu^2 \end{bmatrix} + l_m \begin{bmatrix} (1 - \mu)^2 & \frac{-(1-\mu)}{2} & \frac{-(1-\mu)}{2} & \mu(1 - \mu) \\ \frac{-(1-\mu)}{2} & 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-\mu}{2} \\ \frac{-(1-\mu)}{2} & \frac{-1}{2} & 1 & \frac{-\mu}{2} \\ \mu(1 - \mu) & \frac{-\mu}{2} & \frac{-\mu}{2} & \mu^2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Et la matrice des inductances statoriques de la 2<sup>ème</sup> étoile peut se présenter comme suit :

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} l_{fs2} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & l_{fs2} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} & l_{fs2} + l_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

La matrice des inductances rotoriques est introduite sous la forme suivante :

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} l_{fr} + l_{mr} & \frac{-l_{mr}}{2} & \frac{-l_{mr}}{2} \\ \frac{-l_{mr}}{2} & l_{fr} + l_{mr} & \frac{-l_{mr}}{2} \\ \frac{-l_{mr}}{2} & \frac{-l_{mr}}{2} & l_{fr} + l_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 28})$$

Les matrices des inductances de couplage entre les deux stators et le rotor et inversement sont montrées dans les systèmes d'équations suivants :

$$[M_{s1,s2}] = l_m \begin{bmatrix} (1 - \mu)\cos(\alpha) & (1 - \mu)\cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & (1 - \mu)\cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \\ (\mu)\cos(\alpha) & (\mu)\cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & (\mu)\cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 29})$$

$$[M_{s1,r}] = l_m \begin{bmatrix} (1 - \mu)\cos(\theta_r) & (1 - \mu)\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & (1 - \mu)\cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \\ (\mu)\cos(\theta_r) & (\mu)\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & (\mu)\cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 30})$$

$$[M_{s2,r}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 31})$$

En introduisant les expressions des flux (III.25) dans les équations des tensions du stator et du rotor, on obtient :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + \frac{d([L_{s1,s1}][i_{s1}] + [M_{s1,s2}][i_{s2}] + [M_{s1,r}][i_r])}{dt} + r_{ns1}(i_{as1} + i_{bs1} + i_{cs1}) \cdot I_3 \\ [v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + \frac{d([M_{s2,s1}][i_{s1}] + [L_{s2,s2}][i_{s2}] + [M_{s2,r}][i_r])}{dt} + r_{ns2}(i_{as2} + i_{bs2} + i_{cs2}) \cdot I_3 \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d([M_{r,s1}][i_{s1}] + [M_{r,s2}][i_{s2}] + [L_{r,r}][i_r])}{dt} + r_{Nr}(i_{Ar} + i_{Br} + i_{Cr}) \cdot I_3 \end{cases} \quad (\text{III. 32})$$

Système d'équation (III.32) peut se représenter sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + [L_{s1,s1}] \frac{d([i_{s1}])}{dt} + [M_{s1,s2}] \frac{d([i_{s2}])}{dt} + \frac{d([M_{s1,r}])}{dt} [i_r] + [M_{s1,r}] \frac{d([i_r])}{dt} + r_{ns1}(i_{as1} + i_{bs1} + i_{cs1}) \cdot I_3 \\ [v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + [M_{s2,s1}] \frac{d([i_{s1}])}{dt} + [L_{s2,s2}] \frac{d([i_{s2}])}{dt} + \frac{d([M_{s2,r}])}{dt} [i_r] + [M_{s2,r}] \frac{d([i_r])}{dt} + r_{ns2}(i_{as2} + i_{bs2} + i_{cs2}) \cdot I_3 \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d([M_{r,s1}])}{dt} [i_{s1}] + [M_{r,s1}] \frac{d([i_{s1}])}{dt} + \frac{d([M_{r,s2}])}{dt} [i_{s2}] + [M_{r,s2}] \frac{d([i_{s2}])}{dt} + [L_{r,r}] \frac{d([i_r])}{dt} + r_{Nr}(i_{Ar} + i_{Br} + i_{Cr}) \cdot I_3 \end{cases} \quad (\text{III. 33})$$

Le système d'équation (III.33), devient :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [r_{s1}][i_{s1}] + [L_{s1,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} + [M_{s1,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} + \omega_r \frac{d(M_{s1,r})}{d\theta_r} [i_r] + [M_{s1,r}]\frac{d(i_r)}{dt} + r_{ns1}(i_{as1} + i_{bs1} + i_{cs1}) \cdot I_3 \\ [v_{s2}] = [r_{s2}][i_{s2}] + [M_{s2,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} + [L_{s2,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} + \omega_r \frac{d(M_{s2,r})}{d\theta_r} [i_r] + [M_{s2,r}]\frac{d(i_r)}{dt} + r_{ns2}(i_{as2} + i_{bs2} + i_{cs2}) \cdot I_3 \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \omega_r \frac{d(M_{r,s1})}{d\theta_r} [i_{s1}] + [M_{r,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} + \omega_r \frac{d(M_{r,s2})}{d\theta_r} [i_{s2}] + [M_{r,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} + [L_{r,r}]\frac{d(i_r)}{dt} + r_{Nr}(i_{Ar} + i_{Br} + i_{Cr}) \cdot I_3 \end{cases} \quad (III.34)$$

Enfin, le système d'état qui régit le comportement de la partie électrique de la machine à double étoile sera représenté comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{s1})}{dt} = [L_{s1,s1}]^{-1} \left\{ [v_{s1}] - [r_{s1}][i_{s1}] - [M_{s1,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} - \omega_r \frac{d(M_{s1,r})}{d\theta_r} [i_r] - [M_{s1,r}]\frac{d(i_r)}{dt} - r_{ns1}(i_{as1} + i_{bs1} + i_{cs1}) \cdot I_3 \right\} \\ \frac{d(i_{s2})}{dt} = [L_{s2,s2}]^{-1} \left\{ [v_{s2}] - [r_{s2}][i_{s2}] - [M_{s2,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} - \omega_r \frac{d(M_{s2,r})}{d\theta_r} [i_r] - [M_{s2,r}]\frac{d(i_r)}{dt} - r_{ns2}(i_{as2} + i_{bs2} + i_{cs2}) \cdot I_3 \right\} \\ \frac{d(i_{s1})}{dt} = [L_{r,r}]^{-1} \left\{ [v_r] - [r_r][i_r] - \omega_r \frac{d(M_{r,s1})}{d\theta_r} [i_{s1}] - [M_{r,s1}]\frac{d(i_{s1})}{dt} - \omega_r \frac{d(M_{r,s2})}{d\theta_r} [i_{s2}] - [M_{r,s2}]\frac{d(i_{s2})}{dt} - r_{Nr}(i_{Ar} + i_{Br} + i_{Cr}) \cdot I_3 \right\} \end{cases} \quad (III.35)$$

### III.3.4 Equation mécanique

L'expression du couple électromagnétique s'exprime par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega_r \quad (III.36)$$

### III.3.5 Equation du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix}^T \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (III.37)$$

D'après les sous matrices des inductances, on constate que les sous matrices  $[M_{s1,r}]$  et  $[M_{s2,r}]$  dépendent de  $\theta_r$ , ce qui donne l'expression simplifiée du couple électromagnétique suivante:

$$C_{em} = P \left\{ [i_{s1}]^T \frac{d[M_{s1,r}]}{d\theta_r} + [i_{s2}]^T \frac{d[M_{s2,r}]}{d\theta_r} \right\} [i_r] \quad (III.38)$$

### III.3.6 Simulation et interprétations des résultats de la MASDE en tenant compte d'un court-circuit entre spire dans la phase de la 1ère étoile

Pour étudier le court-circuit entre les spires nous avons procédé à des simulations basées sur le modèle mathématique qu'on a élaboré. Nous avons créé des court-circuit dans l'enroulement de la phase ( $a_s$ ), en fixant la résistance du court-circuit à zéro ( $r_f=0$ ). Le nombre (pourcentage) de spires en court-circuit variait, à savoir 10% ,15% ,25% du nombre total des spires dans la même phase des deux types de sources.

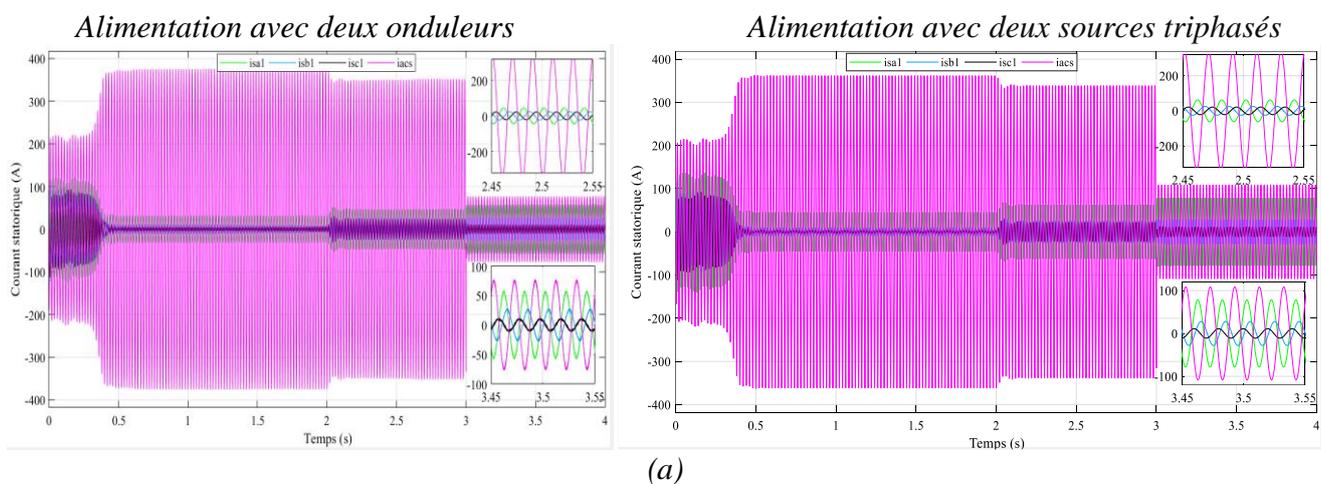
Les allures des courants dans la première étoile lors d'un court-circuit seront montrées dans la figure (III.10). Avec une défaillance de 10% figure (III.10-a), le courant de court-circuit ( $i_{cas}$ ) qui se manifeste,

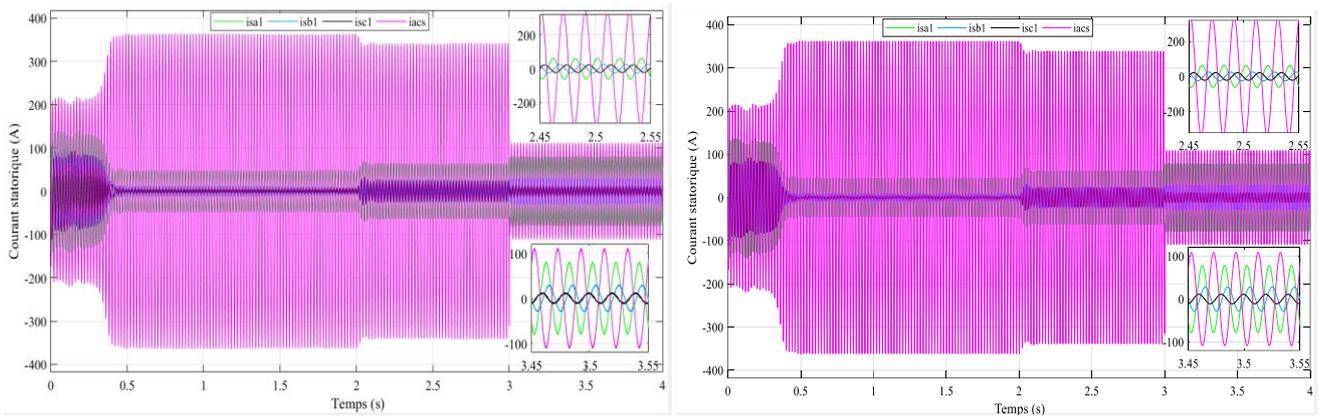
dépasse le 375A dans le cas d'alimentation avec deux sources triphasés et dépasse 385A pour l'alimentation via deux onduleurs lorsque le neutre est relié. Les courants des phases statoriques montrent que deux phases conservent une amplitude similaire, tandis que celui de la phase en court-circuit augmente. Dans le cas où le neutre est non relié, le courant de court-circuit diminue rapidement, ce qui nous conduit à constater qu'il est préférable de ne pas relier le neutre en cas de court-circuit. Les courants des trois autres phases sont aussi différents où l'amplitude de la phase court-circuité a augmenté par rapport au cas de neutre non relié, celle de la deuxième phase a diminué alors que le troisième reste relativement la même.

A partir les figures(b) et (c), on constate que leur comportement est globalement similaire. On observe également que la variation de  $\mu$  (15% et 25%) entraîne une augmentation proportionnelle des amplitudes par rapport à leur valeur initiale. De plus, on note une accentuation de la différence entre ces amplitudes. Dans les figures (III.10 et III.11) qui représentent les allures de courant statorique de 2<sup>ème</sup> étoile et de courant rotorique, on observe que l'amplitude augmente proportionnellement à  $\mu$  dans le cas de neutre relié, et le contraire dans le cas avec neutre non relié (diminution de l'amplitude des courants pour toute les phases).

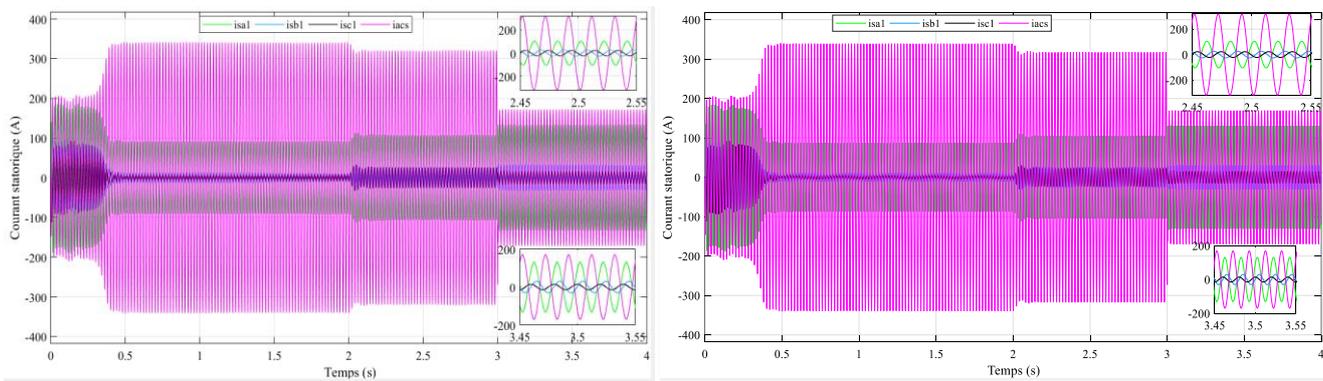
Les figures (III.13) et (III.14) illustrent les variations du couple électromagnétique et de la vitesse par rapport à leurs grandeurs normales. Les ondulations observées sont de l'ordre de 28% et 20% avec alimentation via deux onduleur et de l'ordre de 0.15% et 0.16% pour le cas d'alimentation avec deux sources triphasés (0.15% et 0.16%), augmentant proportionnellement à  $\mu$ , mais diminuant lorsque le neutre n'est pas relié par rapport au cas neutre relié.

Nous concluons que l'amplitude des courants dans le cas d'alimentation via deux onduleurs est plus importante par rapport à l'alimentation deux sources triphasés.





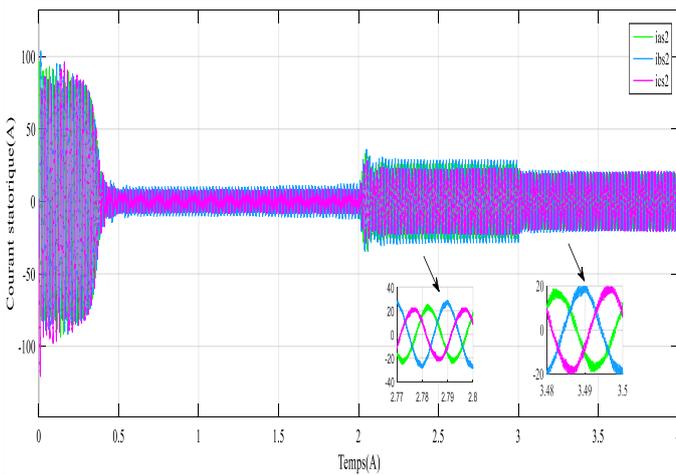
(b)



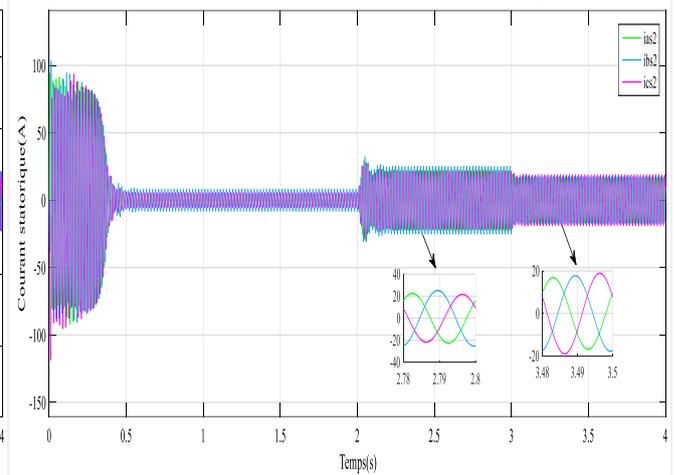
(c)

Figure III.10-Allures des courants statoriques « étoile 1 » en présence de court-circuit en phase A de (a)10% (b) 15% (c) 25% (cas neutre relié et non relié)

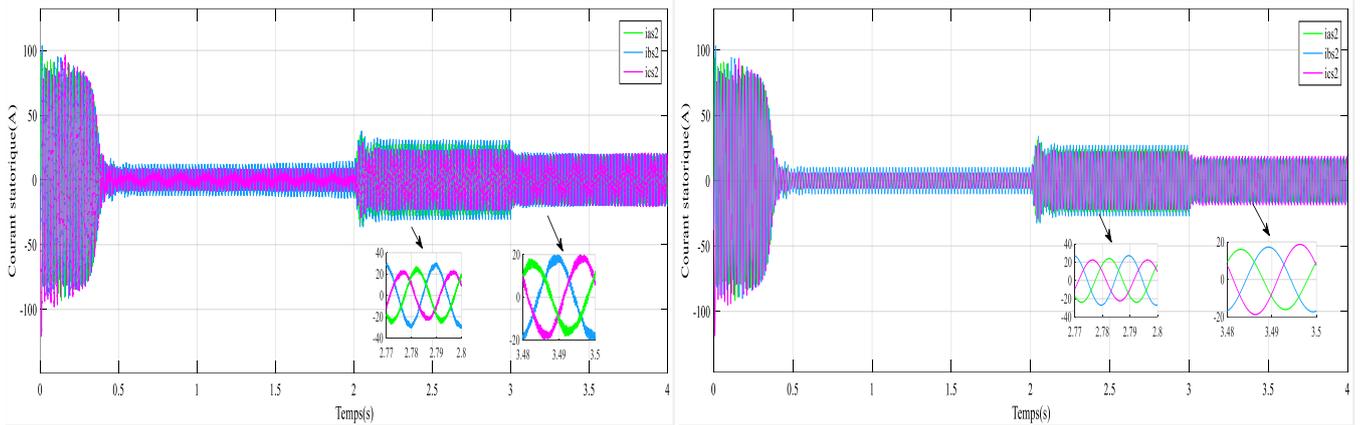
Alimentation avec deux onduleurs



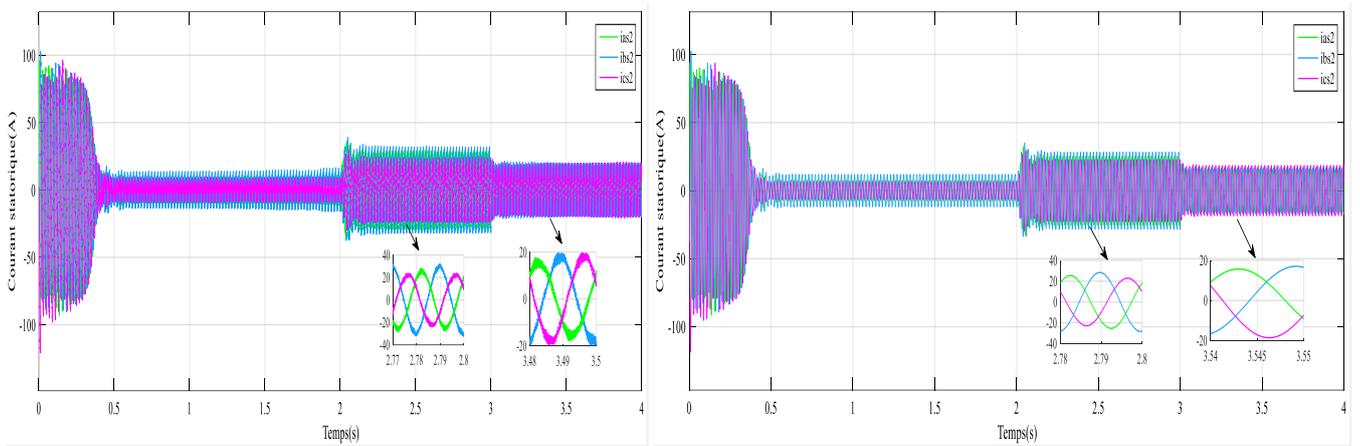
Alimentation avec deux sources triphasés



(a)



(b)

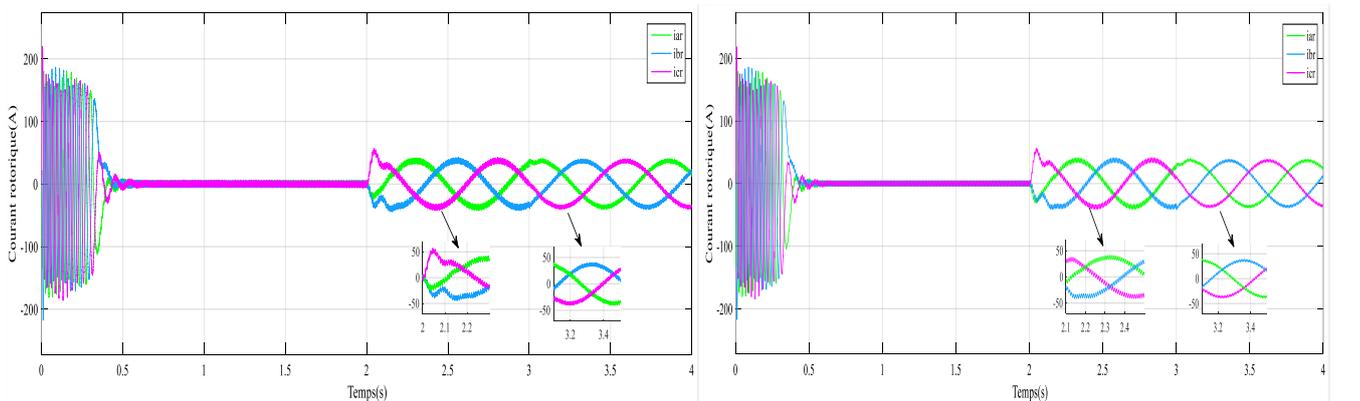


(c)

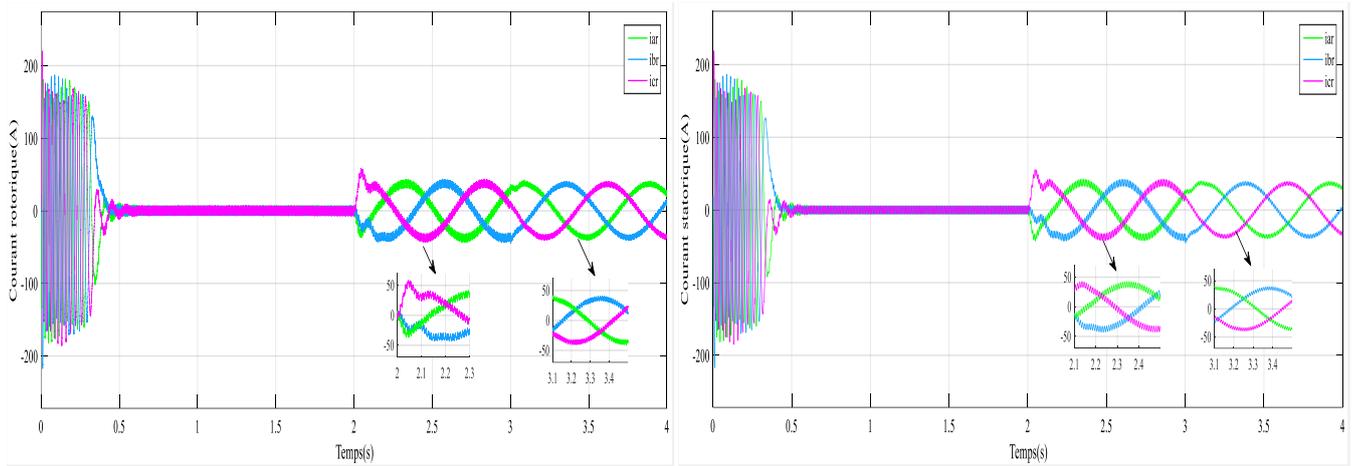
Figure III.11-Allures des courants statoriques « étoile 2 » en présence de court-circuit en phase A de (a) 10% (b) 15% (c) 25% cas neutre relié et non relié

Alimentation avec deux onduleurs

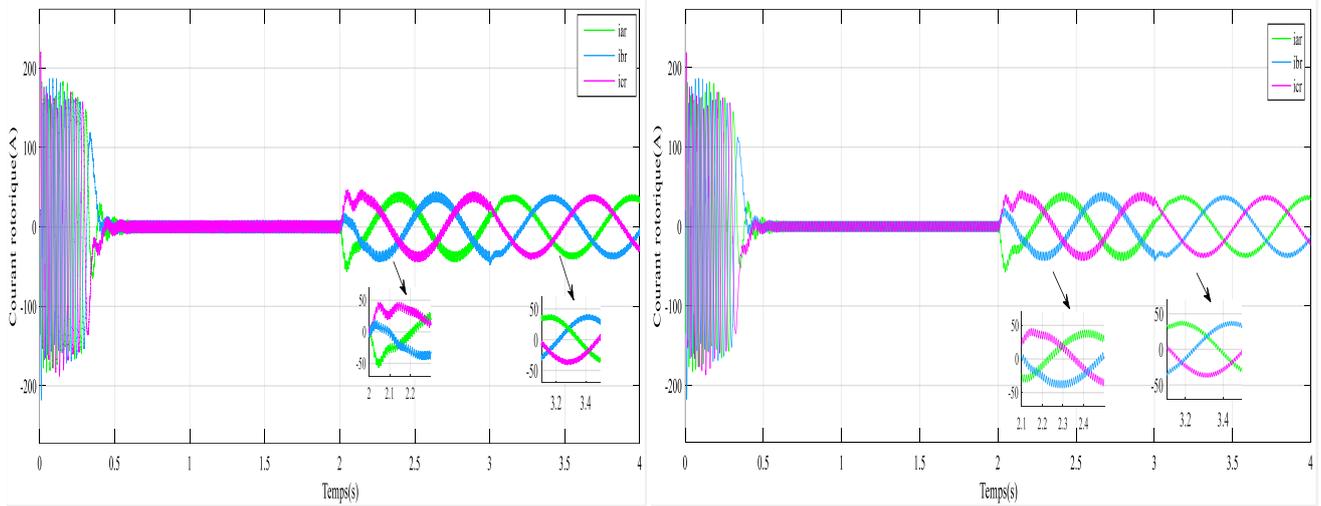
Alimentation avec deux sources triphasés



(a)



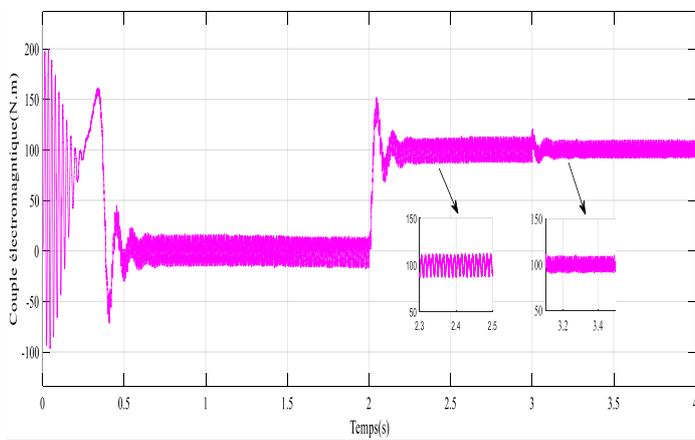
(b)



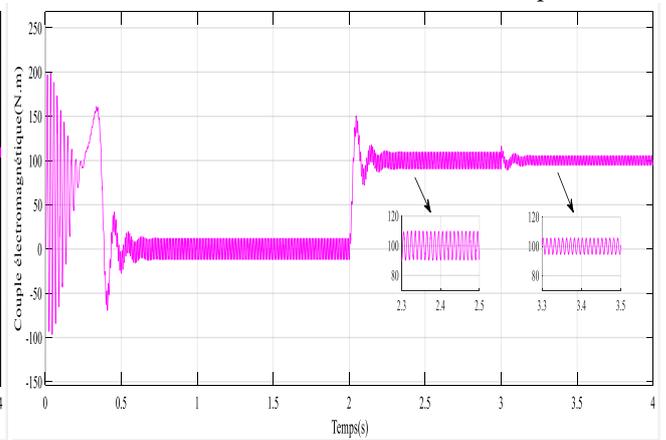
(c)

Figure III.12-Allures des courants rotoriques en présence de court-circuit en phase statorique A de (a)10% (b)15% (c)25% (cas neutre relié et non relié)

Alimentation avec deux onduleurs



Alimentation avec deux sources triphasés



(a)

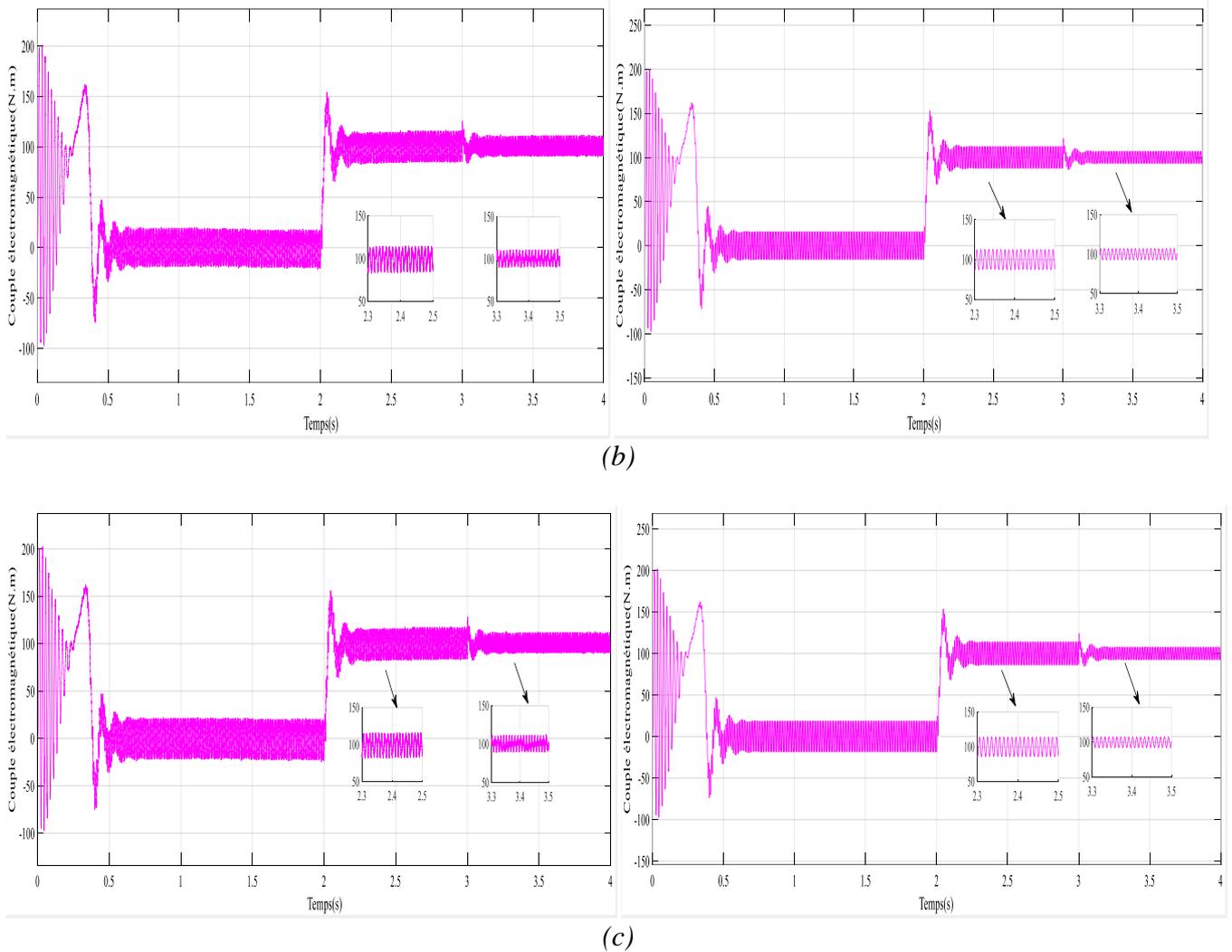


Figure III.13 -Allures des couples en présence de court-circuit en phase statorique A de (a)10% (b)15% (c)25% (cas neutre relié et non relié)

➤ Pourcentages des ondulations du couple

Pour calculer le pourcentage des ondulations du couple électromagnétique en présence d'un défaut court-circuit dans la 1<sup>ère</sup> phase statorique de la 1<sup>ère</sup> étoile.

$$\Delta C_{em} = \frac{C_{em-max} - C_{em-min}}{C_{em-moy}} \tag{III.39}$$

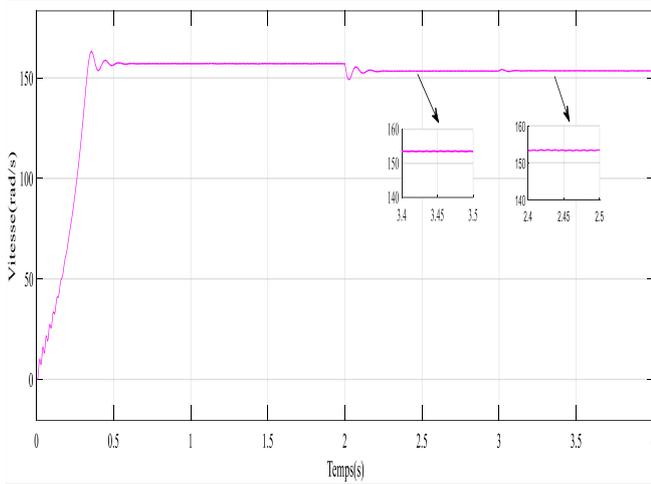
Tableau III.3-Pourcentages des ondulations du couple électromagnétique à la présence de court-circuit en phase statorique A dans le cas d'alimentation avec deux onduleurs

Pourcentages de court-circuit	Pourcentages des ondulations du couple électromagnétique	
	Cas neutre relié	Cas neutre ne relié
10%	24%	15%
15%	29%	18%
25%	33.5%	19%

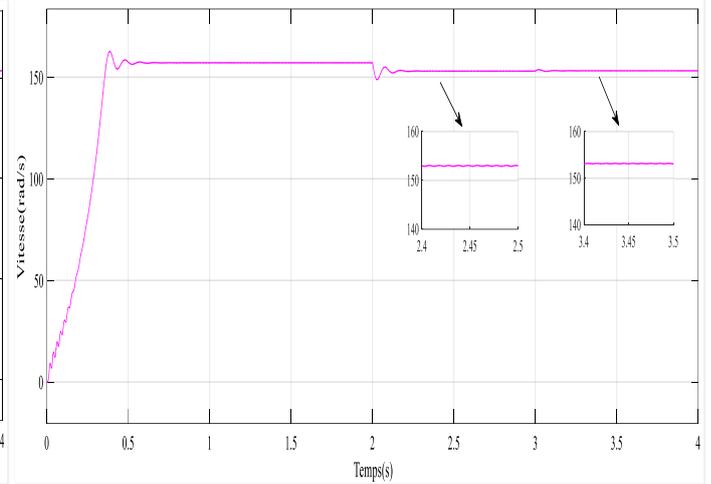
Tableau III.4- Pourcentages des ondulations du couple électromagnétique à la présence de court-circuit dans la phase statorique as1 dans le cas d'alimentation avec des sources triphasés

Pourcentages de court-circuit	Pourcentages des ondulations du couple électromagnétique	
	Cas neutre relié	Cas neutre ne relié
10%	16%	6.5%
15%	20.9%	9.8%
25%	24%	11.3%

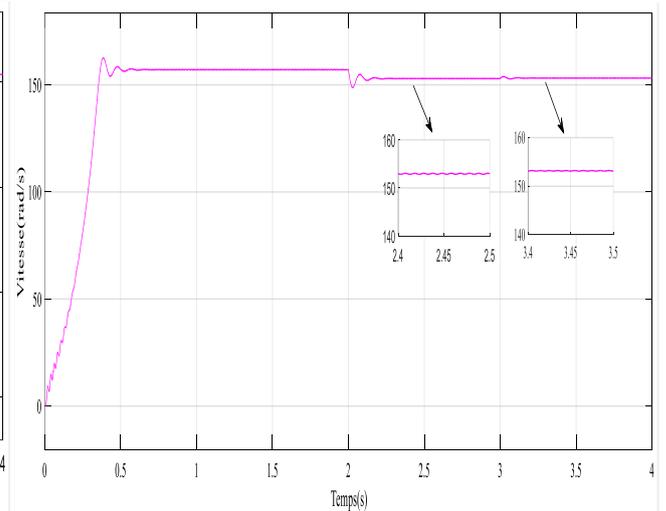
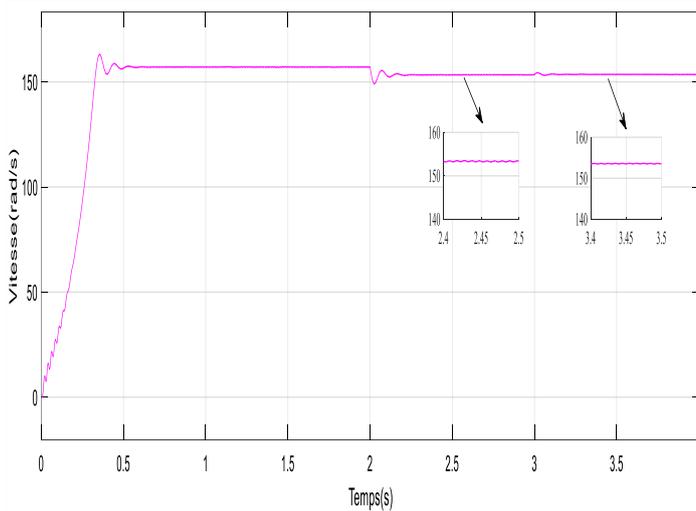
Alimentation avec deux onduleurs



Alimentation avec deux sources triphasés



(a)



(b)

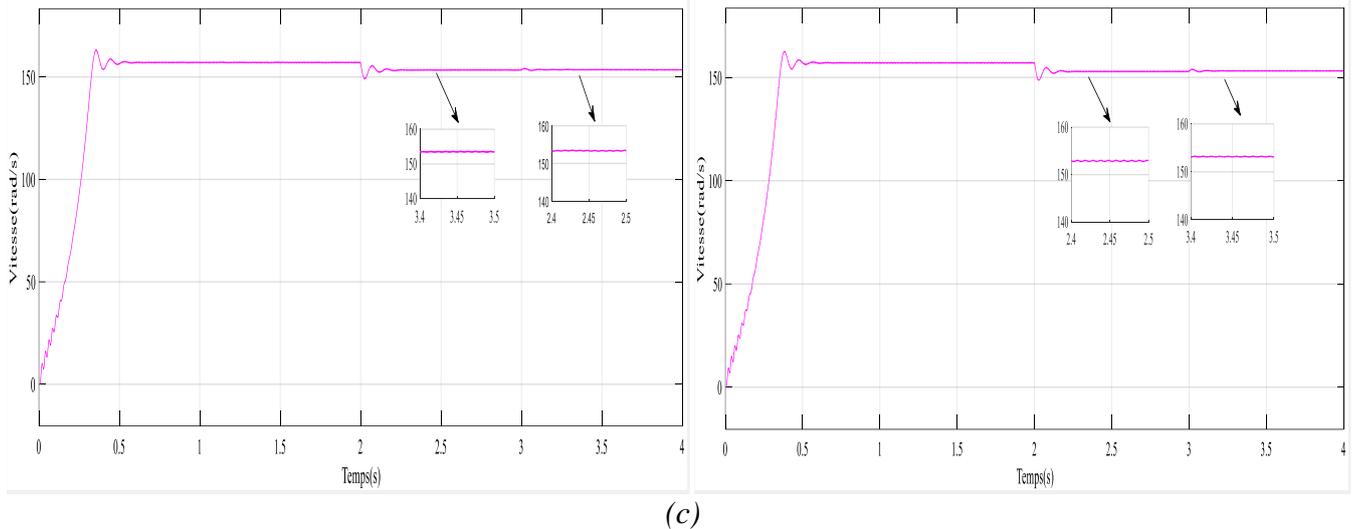


Figure III.14- Allures des vitesses à la présence de court-circuit en phase statorique A de (a)10% (b) 15% (c) 25% (cas neutre relié et non relié)

➤ Pourcentages des ondulations de la vitesse de rotation

Pour calculer le pourcentage des ondulations de la vitesse en présence d'un défaut court-circuit dans la phase statorique as1

$$\Delta\Omega_m = \frac{\Omega_{m-max} - \Omega_{m-min}}{\Omega_{m-moy}} \tag{III.40}$$

Tableau III.5- Pourcentages des ondulations de la vitesse de rotation en présence de court-circuit dans la phase statorique as1 dans le cas d'alimentation via deux onduleurs

Pourcentages de court-circuit	Pourcentages des ondulations de vitesse	
	Cas neutre relié	Cas neutre ne relié
10%	0.10%	0.04%
15%	0.14%	0.07%
25%	0.12%	0.10%

Tableau III.6- Pourcentages des ondulations de la vitesse en présence de court-circuit dans phase statorique as1 dans le cas d'alimentation via deux sources triphasés

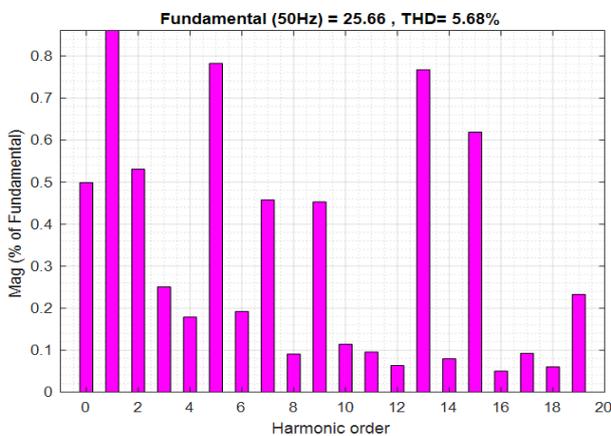
Pourcentages de court-circuit	Pourcentages des ondulations de vitesse	
	Cas neutre relié	Cas neutre ne relié
10%	0.14%	0.07%
15%	0.22%	0.10%
25%	0.28%	0.15%

**III.3.7 Analyse fréquentielle (FFT) des résultats obtenus à la présence d'un défaut de court-circuit au niveau du stator**

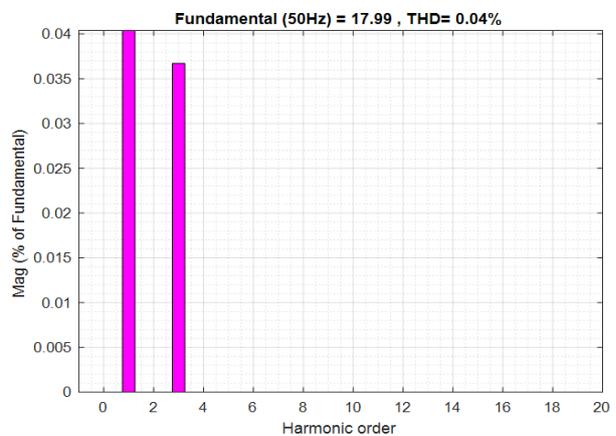
Lors de notre étude, nous avons analysé le courant statorique à la présence des différents niveaux de défauts de court-circuit entre spires, à 10%, 15% et 25% comme il est indiqué dans la figure (III.15). Nous avons observé l'apparition des nouvelles harmoniques à une fréquence de 150 Hz harmonique 3 par rapport à l'état sain.

Cette analyse fréquentielle (FFT) se révèle très efficace pour détecter tous défauts statoriques dans la machine, la sévérité du défaut se traduisant directement par l'amplitude de ces composantes.

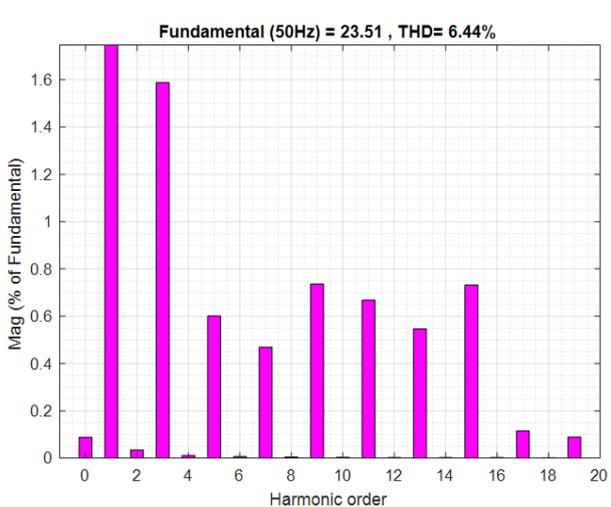
*Source avec deux onduleurs  
(cas de neutre non relié)*



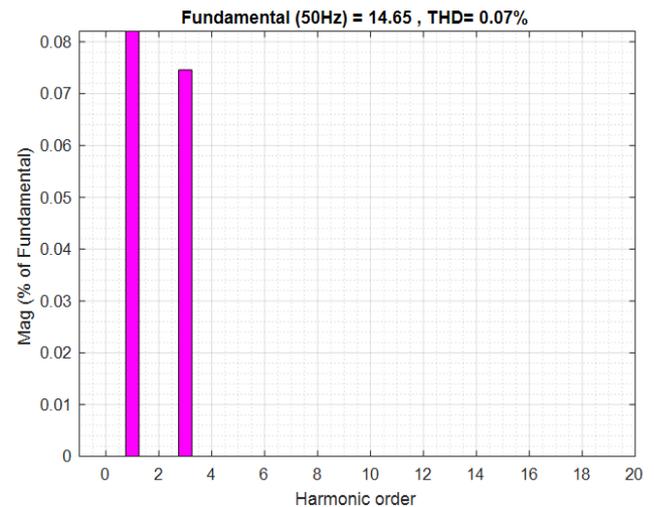
*Alimentation avec deux sources triphasés  
(cas de neutre non relié)*



*Source avec deux onduleurs  
(cas de neutre relié)*



*Alimentation avec deux sources triphasés  
(cas de neutre relié)*

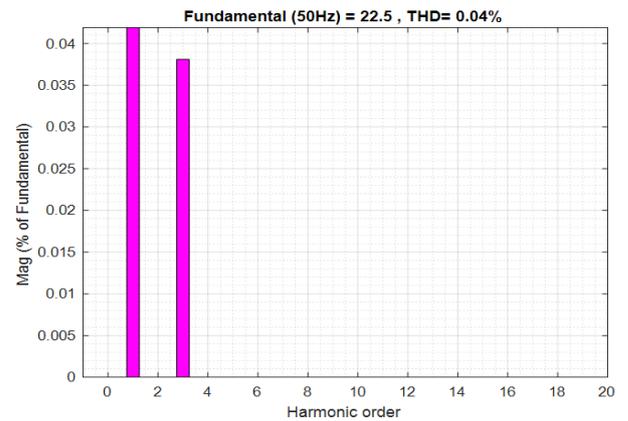
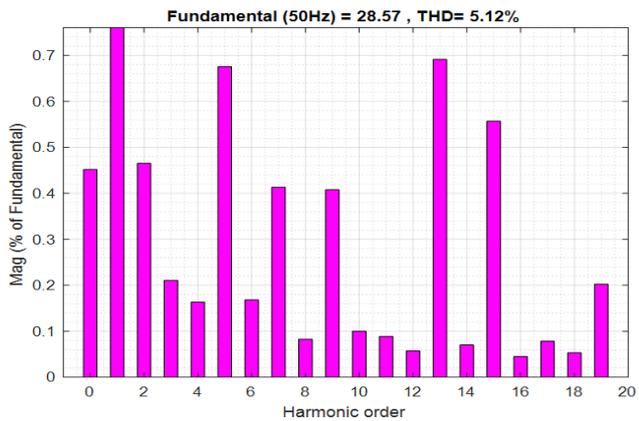


(a)

Source avec deux onduleurs

Alimentation avec deux sources triphasés

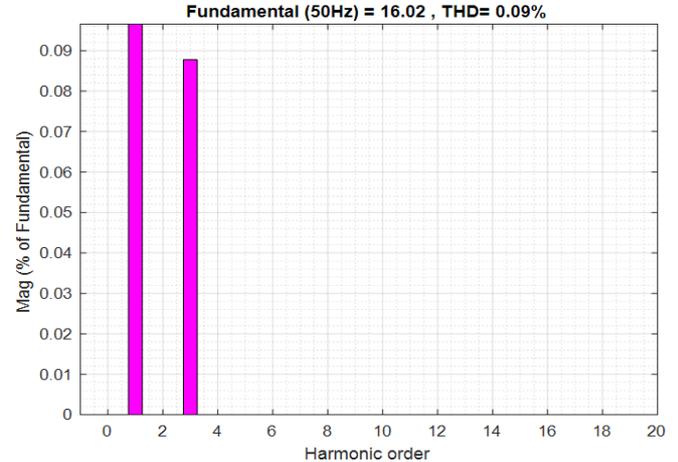
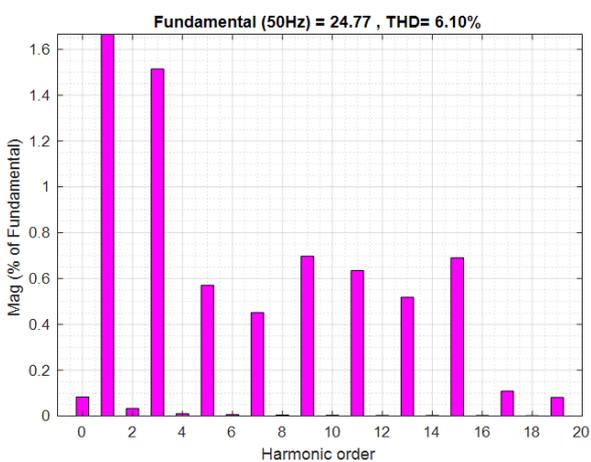
(cas de neutre non relie)



Source avec deux onduleurs

Alimentation avec deux sources triphasés

(cas de neutre relie)

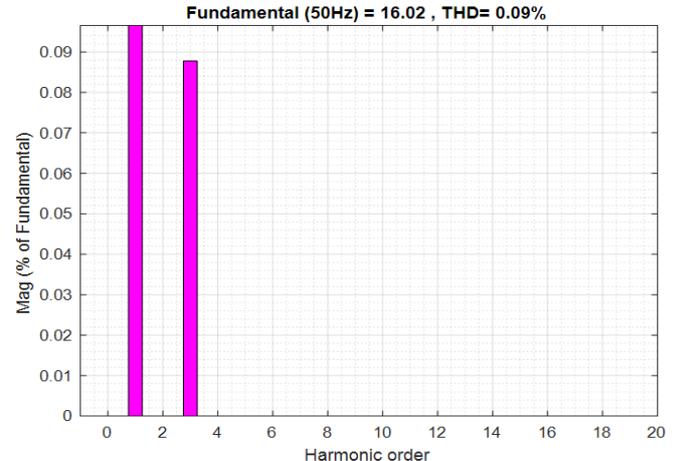
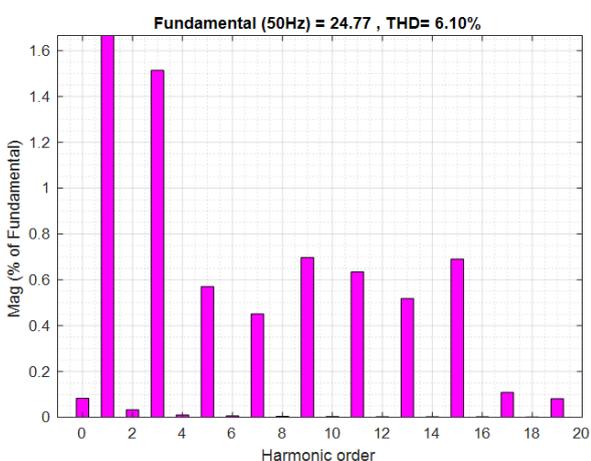


(b)

Source avec deux onduleurs

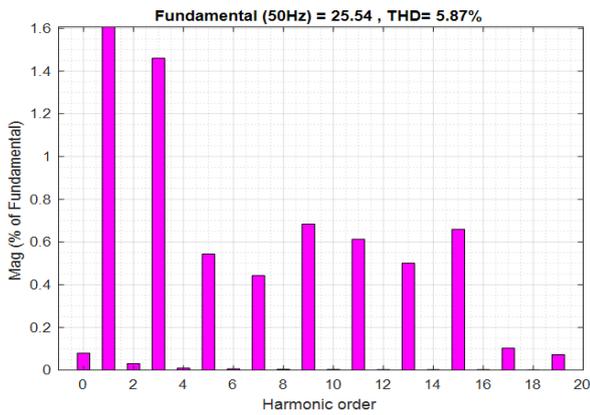
Alimentation avec deux sources triphasés

(cas de neutre non relie)

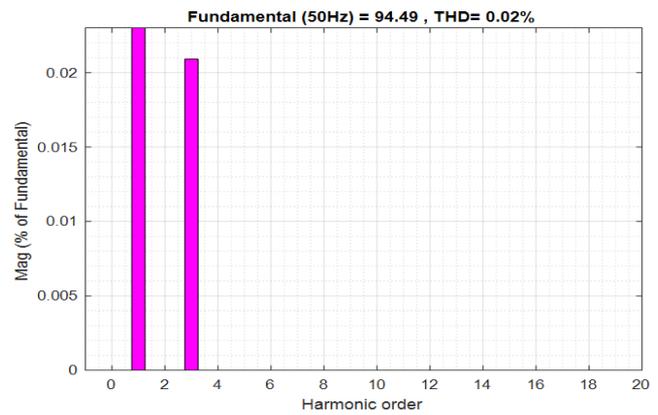


*Alimentation avec deux onduleurs*

*(cas de neutre relié)*



*Alimentation deux sources triphasés*



(c)

Figure III.15 -Taux de distorsion harmonique et du fondamental du courant statorique lors d'un défaut de court-circuit de (a)10% (b)15% (c)25% des spires d'une seule phase statorique

### III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le fonctionnement de la MASDE en régime dégradé : le premier cas est ouverture d'une phase statorique et le deuxième cas est court-circuit entre les spires d'une phase statorique avec une alimentation via deux onduleurs commandés en MLI et l'alimentation avec deux sources triphasés sinusoïdales.

Afin de finaliser ce chapitre, nous avons effectué des différentes analyses fréquentielles (FFT) pour mieux comprendre l'influence de ces défauts sur les grandeurs de la machine étudiée.

# **Conclusion Générale**

---

## Conclusion générale

---

Dans ce travail, nous avons examiné et représenté la machine asynchrone à double étoile dans le repère abc, tant dans des conditions normales que dégradées.

Le premier chapitre de notre travail est consacré sur les machines multi-phasées, nous avons cité caractéristiques et types des machines multi-phasées, domaines d'application et leurs avantages, et aussi ses différentes défaillances qui peuvent se produire.

Le deuxième chapitre était dédié à la modélisation et à la simulation de la MASDE. Pour cela, nous avons commencé par la modélisation de la machine dans le repère naturel (abc), et puis dans le repère équilibrer (dqo). Pour laquelle, nous avons élaboré un schéma bloc de simulation à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. Ceci, nous a permis de visualiser les différentes grandeurs de la machine (courants statoriques et rotoriques, couple électromagnétique et vitesse mécanique) pour un fonctionnement à l'état sain dans les deux repères. Une comparaison entre les deux modèles est faite et les résultats des deux simulations sont identiques. Ensuite, on a présenté l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tension à commande MLI. Enfin, nous avons illustré les résultats de la simulation à l'état sain avec alimentation via deux onduleurs à commande MLI sous une forme fréquentiel.

Dans le dernier chapitre, nous avons mené une étude avec deux différents sources d'alimentation (deux sources triphasées et deux onduleurs à commande MLI) avec une comparaisent des résultats entre les deux sources, nous avons basé sur les défauts d'ouverture de phases statoriques. Ensuite, en impliquant un court-circuit entre les spires de la même phase statorique, avec différentes valeurs de pourcentage, dans les deux cas (neutre relié et neutre non relié). Cette modélisation a été réalisée sous forme de schéma bloc dans l'environnement MATLAB/Simulink. Notre dernière étape de l'étude était la réalisation d'une analyse fréquentiel (FFT) des courants statoriques de la première étoile, la vitesse et le couple électromagnétique. D'après les résultats obtenus, on constatant que la présence d'un neutre relie est préférable en présence de défaut d'ouverture de phase statorique et déconseillé dans le cas défaut court –circuit.

Le travail développé de ce mémoire ouvre des voies multiples d'améliorations que l'on peut indiquer comme suit : étudié d'autres défauts et effectué une étude pratique en tenant compte ces défauts.

---

# Bibliographie

---

- [1] :H.Amimeur, «contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile», thèse de doctorat en science de l'université de Batna ,2008.
- [2] : T.Jean\_Claude , “Diagnostic des machine électrique” , Lavoisier ,2011 .
- [3] : G. OUAHID ,“commande vectorielle sans capteur d'un machine asynchrone ”,Oran ,2011.
- [4] : B.Mohamedsaid, S.berrabahh , « Commande non linéaire dune machine asynchrone double étoile »,Mémoire de master ,université Mohamed Boudiaf \_M'silla,2020.
- [5] : D.Hadiouche , « contribution a l'étude de la machine asynchrone double étoile :Modélisation ,alimentation et structure »,thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré de Nancy , faculté des sciences et technique ,2001.
- [6] :L.Benalia « commande en tension des moteur a induction double alimentes, »thèse de doctorat, universite de BATNA, Juin 2010.
- [7] :M.A.abbas,R .charisten ,T.M.Jahns, «six-phase voltage source inverter driven induction motor »,IEEE Trans .Ind Appl,vol.IA-20,No.5,pp.1251-1259,sept/oct.1984.
- [8] : E. Merabet , « Commande floue »Adaptative d'une Machine Asynchrone Double étoile ,Mémoire Magister en Electrotechnique ,04 /06/2008.
- [9] : O.BAZINE, « commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone à double Etoile alimenté par un redresseur piloté par DPC (Direct power contrôle )»,Thèse de Master, Université de Ghardia,2015 /2016.
- [10] :O.Olivier , “Diagnostic par reconnaissance des formes :application à un ensemble convertisseur machine asynchrone”, thèse de doctorant, l'Ecole Centrale de Lyon,2006.
- [11] :M.LAKHDARI «Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogeneration»,Thèse de Magister de l'Université Ferhat abbas-setif-1,2014 .
- [12]:B ;O.Vaseghie,“Contribution à l'étude des Machine électrique en présence de défaut entre \_spires,Modélisation\_Réduction du courant de défaut ”, Thèse de doctorat, l'Institute National polytechnique de lorraine,2009.
- [13] :A.H.Bonnett, “Understanding motor shaft failures”.IEEE Applications Magazine,pp.25.41,1999.
- [14]:M.N. Saadi “Modélisation et diagnostic des système électrique”, thèse de doctorat, université Badji Mokhtar de Annaba,2011 .

- [15] :S.Nandi and al. “condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors” ,IEEE Transactions on energy conversion, Vol.20,n°.4,pp.719-729,2005.
- [16]:A.Siddique and Al.,”A review of stator fault monitoring technique of induction motors”,IEEE Transaction on energy conversion,Vol,20,n°.1,pp.106-114,2005.
- [17]: M.Sahraoui, “Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrone”,thèse de doctorat ,université Mohanedkhider de biskra ,2010.
- [18] :J.Belhadj,I.Slama-Belkhodja,M.pietrzak-David,B .de Fornel, « A multi-machine multi-inventer DTC strategy »,Electrimacs,18-21.Electric Drives1,aout 2002.
- [19] :M. Hamadache, N.Ouaret, "Commande d'un système de pompagephotovoltaïque", mémoire d'ingénieur, université de Bejaia, 2007.
- [20] : M.BEDBOUDI, “commande et diagnostic des défauts de la machine asynchrone “,thèse doctorat, université Annaba,2016.
- [21] : B.Smail, « Contribution au diagnostic du la machine asynchrone par estimation paramétrique», thèse de doctorat, université de poitiers, 2002.
- [22] : A.Ibrahim, « Contribution au Diagnostic de Machines Electromécaniques :Exploitation des Signaux Electriques et de Vitesse Instantanée »,Thèse De Doctorat d’université Jean Monnet,France,2009.
- [23] :T.DJELLOULI ,« commandes sans capteur d’une machine asynchrone en mode sain et en mode dégradé »,université de Ghardia ,2022.
- [24] :G.salloum, « contribution a la commande Robuste de la machine asynchrone a double alimentation ».Thèse de doctorat .Ecole doctorat :G.E.E.T. a l’unité mixte de recherche CNRS. France,2007.
- [25] : L.Hamrioui, A.Ouali: « Modélisation électromagnétique thermique d’un moteur asynchrone à rotor massif »,université Mouloud Mammeri,2016.

---

# ANNEXE A

---

## Paramètre de simulation

$V_m=220$  : Tension efficace d'alimentation simple et couplage en étoile ;

$p=2$  : Nombre de paires de pole ;

$f=50$  : Fréquence d'alimentation ;

$l_{s1}=0.0046$  : Inductance de fuite statorique d'une phase statorique de la 1ère étoile ;

$l_{s2}=0.0046$  : Inductance de fuite statorique d'une phase statorique de la 2ème étoile ;

$L_r=0.0032$  : Inductance ramenée au stator ;

$L_m=0.0582$  : Inductance mutuelle ;

$J=0.05*(p^2)$  : Moment d'inertie ;

$r_{a1}=0.804; r_{b1}=0.8044; r_{c1}=0.804$  : Résistances des phases statoriques de la 1ère étoile ;

$r_{a2}=0.804; r_{b2}=0.804; r_{c2}=0.804$  : Résistances des phases statoriques de la 2 ;

$r_1=0.196$  : Résistances des phases rotoriques ;

$\alpha=\pi/6$  ;

$K_f=0.00025*p$  : Coefficient de frottements visqueux ;

Couple de charge :  $C_r = \begin{cases} 0 \text{ N.m si } t < 1s \\ 100 \text{ N.m si } t \geq 1s \end{cases}$

## Résumé

Les moteurs asynchrones sont largement utilisés dans l'industrie en raison de leur robustesse, de leur puissance, et de leur coût avantageux. Il est donc crucial de détecter rapidement les défauts potentiels de ces machines.

Ce travail vise à fournir de nouvelles informations pour améliorer les méthodes de surveillance, de fonctionnement, et de maintenance préventive des moteurs. Pour ce faire, nous avons utilisé une approche virtuelle en créant des modèles sur MATLAB (SIMULINK) basés sur le modèle mathématique des moteurs.

## Abstract

Asynchronous motors are widely used in industry due to their robustness, power, and cost-effectiveness. Therefore, it is crucial to detect potential faults in these machines as early as possible.

This work aims to provide new insights to improve monitoring, operational, and preventive maintenance methods for these motors. To achieve this, we used a virtual approach by creating models on MATLAB (SIMULINK) based on the mathematical model of the motors.

## تلخيص

تُستخدم المحركات غير المتزامنة على نطاق واسع في الصناعة بسبب متانتها وقوتها وتكلفتها المفيدة. ولذلك فمن الأهمية بمكان الكشف بسرعة عن العيوب المحتملة في هذه الآلات.

يهدف هذا العمل إلى توفير معلومات جديدة لتحسين طرق المراقبة والتشغيل والصيانة الوقائية للمحركات. للقيام بذلك، استخدمنا نهجاً افتراضياً من خلال إنشاء نماذج على MATLAB (SIMULINK) استناداً إلى النموذج الرياضي للمحركات.