

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Master

Mention Électronique  
Spécialité Machine Electrique

présenté par

INDOUZ IKRAM

&

TEBAA SARA

# DETECTION DE DEFAUT DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR L'OBSERVATEUR A MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX

Proposé par : EL MERAOUI KHADIDJA

Année Universitaire 2019-2020

## Remercîment

Après avoir rendu grâce à dieu le tout Puissant et le Miséricordieux nous tenons à remercier vivement tous ceux qui, de près ou de loin ont participé à la rédaction ou à la recherche de ce document

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciement dans un premier temps, toute l'équipe pédagogique de **L'université de Saad Dahleb Blida** et leur enseignant de la filière **Electrotechnique** option **Machine électrique**

Par ailleurs nous tenons à remercier **Mme El-Merraoui** professeur au département **électrique** de **l'université Saad Dahleb Blida** notre promotrice pour son encadrement exemplaire ainsi que pour son soutien, sa collaboration, ses remarques pertinentes et directives, sa disponibilité malgré l'épidémie, le temps qu'elle a consacré et pour les précieuses informations qu'elle nous a donné

Remerciement des jurés de nous avoir honoré en acceptant de juger notre modeste travail. Veuillez trouver ici le témoignage de notre respect le plus profond nos remerciements vont aussi à tous nos professeurs, enseignants et à tous les membres du corps professoral de Génie électrique de la Faculté des sciences et Techniques de **Saad Dahleb Blida**<sup>1</sup>.

## Dédicaces

Aucun travail n'est possible dans l'isolement. Les rencontres, les conseils et les encouragements constituent des aides précieuses souvent décisives. C'est pourquoi je tiens à dédier mon projet de fin d'études à tous ceux qui ont contribué à ce travail parfois sans le savoir ou du moins sans la portée de leur influence.

Je dédie ce travail à:

Mes parents

Pour les sacrifices déployés à mon égard ; pour leurs patiences  
Leur amour et leur confiance en moi  
Ils ont tout fait pour mon bonheur et ma réussite.  
Nulle dédicace ne peut exprimer ce que je leur dois  
Que Dieu leur réserve la bonne santé et une longue vie.

Mon Marie

Pour son soutien, amour et confiance en moi

Mes sœurs

Mon chers ami :Sara.

Pour leurs présences et leurs aides et encouragements.

Et enfin à tous les enseignants et les étudiants de la filière génie  
électrique.

J'espère que ce projet donnera une satisfaction à toutes ces personnes  
et à tous ceux qui auront l'occasion de le lire.

Indouz Ikram

# Dédicaces

Je dédie ce mémoire à :

Mes chère parents, ma belle-mère, mon beau-père, et mon marie qui m'ont toujours soutenus et encouragé durant le cheminement de mon étude, leurs conseils précieux et leurs orientations m'ont énormément aidés à surmonter de multiples obstacles.

Mon fils, ma sœur et mon frère.

Mes chères amies : Ikram, Sonia, Marwa, Imene et abd el ouahab.

Sans oublier l'ensemble des enseignants de la faculté d'électronique de l'USDB et surtout Mme. El Merraoui et toute la promotion Master électrotechnique.

TEBAA SARA

---

**ملخص:** آلة اللاتزامنية ثلاثية الطور أصبحت الأكثر استعمالا في المجالات ذات السرعة المتغيرة و الثابتة. العمل المقدم في هذي الاطروحة يهدف الى اكتشاف عطب الدوائر القصيرة بين لفات الجزء الثابت للآلة اللاتزامنية ذو قفص السنجاب . تم تطوير نموذج للآلة في الحالة عطب يعبر عنه بواسطة شكل تألفي. يمثل العطب في هذه النمذجة بواسطة مركبات مستقلة لشعاع المدخل.تم تنفيذ محاكاة للنموذج المطور والتحقق من فعاليته انجز بواسطة التحليل الطيفي السريع للفوريي و شعاع بارك. باستعمال مراقب ذو النمط الانزلاقي من الدرجة الثانية نستخرج مجموعة من البواقي بمقارنة مخارج الآلة المقاسة مع مخارج الملاحظ المقدر. يتم دراسة كفاءة الملاحظ عن طريق اختبار المتانة بافتراض مجموعة مختلفة من العيوب و المعرفلات فنستنتج قوة و متانة الباقي اتجاه العيوب و تمكنه من الإعلان عن وجوده .

**كلمات المفاتيح :** آلة اللاتزامنية، دارة قصيرة بين لفات الجزء الثابت، مراقب ذو النمط الانزلاقي

---

**Résumé :** La machine asynchrone triphasée (MAS) offre un choix avantageux dans beaucoup de domaine d'utilisation à une vitesse fixe ou variable. Le travail présenté dans ce mémoire consiste à la détection de défaut de type court-circuit entre les spires statoriques. Un modèle de la MAS prenant en compte ce défaut a été développé et validé par l'analyse spectrale de courant statorique(FFT) et le vecteur de Park. La détection de défaut est basée sur un observateur mode glissant d'ordre deux. Un générateur de résidus destinés à la détection des défauts est proposé. Des simulations dans les cas sain et défectueux sont réalisées démontrant l'efficacité de la méthode proposée. Les performances du générateur de résidu sont analysées pour différentes perturbations il montre la robustesse de la technique de détection de défaut développée.

**Mots clés :** La machine asynchrone triphasée, défaut statorique de court-circuit, Mode glissant d'ordre deux, résidu.

---

**Abstract:** The three-phase asynchron machine (MAS) offers an advantageous choice in many areas of use at fixed or variable speed. The work presented in this thesis consists in the detection of a short-circuit type fault between the stator spires. A model of MAS taking this defect into account has been developed and validated by stator current spectral analysis (FFT) and Park's vector. Fault detection is based on a sliding mode observer of order two. A residue generator intended for the detection of defects is proposed. Simulations in both healthy and defective cases are performed demonstrating the effectiveness of the proposed method. The performance of the residue generator is analyzed for different disturbances and shows the robustness of the fault detection technique developed.

**Keywords:** The three-phase asynchron machine, short-circuit, sliding mode order two, residue

---

## Listes des acronymes et abréviations

MAS : Machine asynchrone.

FFT : Transformée de Fourier rapide (Fast Fourier transform).

C-C : Court-circuit

OMG : observateur mode glissant.

$N_s$  : La vitesse de synchronisme. [tr/min]

$N_{st}$  : Le nombre total de spire par phase du stator, dans le cas d'une MAS saine.

$f$  : Fréquence d'alimentation. [Hz]

$f_s$  : Fréquence de synchronisme. [Hz]

$f_r$  : Fréquence rotorique. [Hz]

$f_{sf}$  : Fréquence d'harmonique dans le courant statorique c-c. [Hz]

$f_v$  : Coefficient de frottement visqueux.

$\beta$  : Angle de contact. [deg]

$D_c$  : Diamètre de palier.

$D_b$  : Diamètre de la bille.

$R_s$  : Résistance d'une phase du stator. [ $\Omega$ ]

$R_r$  : Résistance d'une phase du rotor. [ $\Omega$ ]

$R_f$  : Résistance de défaut. [ $\Omega$ ]

$L_s$  : L'inductance cyclique statorique par phase. [H]

$L_r$  : L'inductance cyclique rotorique par phase. [H]

$L_m$  : L'inductance mutuelle cyclique stator- rotor par phase. [H]

$L_{ls}$  : Inductance de fuite statorique. [H]

$L_{lr}$  : Inductance de fuite rotorique. [H]

$L_{ms}$  : Inductance de magnétisation statorique. [H]

$L_{mr}$  : Inductance de magnétisation rotorique. [H]

$L_{sr}$  : Maximum de l'inductance mutuelle stator-rotor. [H]

$L_{rs}$  : Maximum de l'inductance mutuelle rotor-stator. [H]

$\theta$  : Angle électrique entre une phase du rotor et la phase correspondante du stator. (rad)

$\theta_s$  : Angle électrique entre le stator et l'axe d.

$\theta_r$  : Angle électrique entre le rotor et l'axe d.

$\omega_s$  : Pulsation statorique. [rad/s]  
 $\omega_r$  : Pulsation rotorique. [rad/s]  
 $\omega$  : Pulsation mécanique. [rad/s]  
 $\mu$  : Le pourcentage de nombre de spire en court-circuit de la phase statorique  $a_s$ .  
 $C_e$  : Couple électromagnétique. [N.m]  
 $C_r$  : Couple de charge. [N.m]  
 $J$  : Moment d'inertie du rotor. [Kg.m<sup>2</sup>]  
 $P$  : Nombre de paires de pôles. (Sans unité)  
 $\Omega$  : vitesse mécanique du moteur. [rad/s]  
 $\psi$  : L'angle de Park. (rad)  
 $\sigma$  : Coefficient de dispersion de blondel. (Sans unité)  
 $S(x)$  : Surface de glissement.  
 $t$  : Temps [s]  
 $T_s$  : Constante de temps statorique. [s]  
 $T_r$  : Constante de temps rotorique. [s]  
 $n_{cca}$  : Le nombre de spire en court-circuit de la phase  $a_{s2}$ .  
 $\hat{\cdot}$  : Signe pour une quantité estimée.  
 $\hat{x}$  : Grandeur estimée de x (observée).  
 $\varepsilon$  : Erreur d'observation.  
 $\varepsilon_i$  : Erreur d'estimation des courants statoriques.  
 $\varepsilon_\phi$  : Erreur d'estimation des flux rotoriques.  
 $\varepsilon_{ids}, \varepsilon_{iqs}$  : Erreur d'estimation des courants statoriques dans le référentiel (d, q).  
 $\varepsilon_{\phi dr}, \varepsilon_{\phi qr}$  : Erreur d'estimation des flux rotoriques dans le référentiel (d, q).  
 $K$  : Gain de l'observateur  
 $i_f$  : Courant de défaut de court-circuit. [A]  
 $\phi_{as2}$  : Flux de spire en court-circuit de la phase  $a_{s2}$ .  
 $\phi_{ds2}$  : Flux du défaut dans le référentiel (d, q). [Wb]  
 $[X_{abcs}]$  : Notation vectorielle pour un système triphasé au stator.  
 $[X_{abcr}]$  : Notation vectorielle pour un système triphasé au rotor.  
 $a_s, b_s, c_s$  : Indices correspondants aux trois phases statoriques.  
 $a_r, b_r, c_r$  : Indices correspondants aux trois phases rotoriques.

$v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$  : Tensions statoriques dans le référentiel (a, b, c). [V]  
 $v_{ar}, v_{br}, v_{cr}$  : Tensions rotoriques dans le référentiel (a, b, c). [V]  
 $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  : Courants statoriques dans le référentiel (a, b, c). [A]  
 $i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$  : Courants rotoriques dans le référentiel (a, b, c). [A]  
 $\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$  : Flux statoriques dans le référentiel (a, b, c) [Wb]  
 $\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$  : Flux rotoriques dans le référentiel (a, b, c). [Wb]  
 $v_{ds}, v_{qs}$  : Tensions statoriques dans le référentiel (d, q). [V]  
 $v_{dr}, v_{qr}$  : Tensions rotoriques dans le référentiel (d, q). [V]  
 $i_{ds}, i_{qs}$  : Courants statoriques dans le référentiel (d, q). [A]  
 $i_{dr}, i_{qr}$  : Courants rotoriques dans le référentiel (d, q). [A]  
 $\Phi_{ds}, \Phi_{qs}$  : Flux statoriques dans le référentiel (d, q). [Wb]  
 $\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$  : Flux rotoriques dans le référentiel (d, q). [Wb]  
 $s, r$  : Indice du stator et du rotor.  
 $(\alpha, \beta)$  : Axes alfa et beta.  
 $(d, q)$  : Indice du référentiel direct et quadrature lié au champ tournant.



# Tableau de matières

Introductions général.....	1
Chapitre 1 Etat de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone	
1.1 Introduction .....	3
1.2 Description de la machine asynchrone triphasée.....	3
1.2.1 Le stator .....	4
1.2.2 Le rotor.....	4
a) Le rotor a cage d'écureuil.....	5
b) Le rotor bobiné .....	5
1.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	5
1.4 Concepts et définitions .....	6
1.5 Origine des défauts dans la machine à cage d'écureuil.....	6
1.6 Principaux défauts de la machine asynchrone à cage .....	8
1.6.1 Études statistiques .....	9
1.6.2 DEFAUTS STATORIQUES .....	10
1.7 Méthodes de diagnostic.....	10
1.7.1 Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance (Les méthodes externes) .....	11
a) Les réseaux de neurones .....	11
b) La reconnaissance de formes .....	12
c) Détection des défauts par traitement du signal .....	12
1.7.2 Les méthodes à base de modèle (Les méthodes internes).....	14
a) La méthode du modèle .....	14
b) La méthode de diagnostic par identification des paramètres.....	14

c)	La méthode de diagnostic par estimation du vecteur d'état .....	14
1.8	Conclusion .....	15

## Chapitre 2 la modélisation et la simulation de la Machine asynchrone sans et avec défaut

2.1	Introduction .....	16
2.1	Modélisation de la machine asynchrone saine .....	17
2.2.1	Hypothèses simplificatrices .....	17
2.2.2	Représentation de la MAS dans l'espace électrique .....	17
2.2.3	Équations générales de la MAS triphasée.....	18
a)	Equations électriques .....	18
b)	Equations magnétiques .....	19
c)	Equation mécanique : .....	20
2.2.4	Transformation triphasé- biphasé.....	20
2.2.5	Transformation de Park : .....	21
a)	Choix du repère: .....	22
b)	Les équations de la MAS dans un référentiel lié au stator .....	23
c)	Modèle de la MAS dans Park .....	24
2.3	Modélisation de la MAS tenant compte du défaut statorique .....	26
2.3.1	Équations de la MAS dans le plan abc et d-q avec défaut statorique : .....	26
a)	Equations électriques .....	27
b)	Les équations magnétiques .....	29
c)	L'équation mécanique : .....	31
2.3.2	Modèle d'état de la MAS avec défaut statorique : .....	31
2.4	La simulation de la MAS sans et avec défaut .....	32
2.4.1	Modèle SIMULINK de la MAS saine .....	33
a)	Résultats de la simulation .....	33

b)	Interprétation des résultats de simulation .....	34
2.4.2	Modèle SIMULINK de la MAS avec défaut c-c .....	35
a)	Résultats de la simulation .....	36
b)	Interprétation des résultats de simulation .....	39
2.4.3	Analyse spectrale du courant statorique par FFT.....	41
2.4.4	Analyse du vecteur de Park.....	45
2.5	CONCLUSION .....	47

## Chapitre 3 Synthèses d'un observateur mode glissant d'ordre deux

3.1	Introduction .....	48
3.2	Observabilité et observateurs .....	48
3.3	Principe d'un observateur.....	49
3.4	Observabilité des systèmes linéaires .....	50
3.5	Observabilité des systèmes non linéaires .....	51
3.6	Classification sur les observateurs .....	51
3.6.1	Observateurs pour les systèmes linéaires.....	51
3.6.2	Observateurs pour les systèmes non linéaires.....	51
3.7	L'observateur mode glissant .....	52
3.7.1	L'observateur mode glissant d'ordre deux.....	52
a)	<i>Phénomène de réticence (chattering)</i> .....	53
b)	<i>L'algorithme de super-twisting</i> .....	54
a)	<i>Fonction de LYAPUNOV</i> .....	54
3.7.2	Modèle d'observation .....	54
3.7.3	La génération des résidus .....	51
3.8	Conclusion.....	58

## Chapitre 4 Résultat et simulation

4.1	Introduction .....	59
-----	--------------------	----

4.2	Résultats et interprétation des résultats de la synthèse d'observateur mode glissant d'ordre deux à base modèle de la MAS saine .....	59
4.3	Résultats et interprétation de la détection de défaut statorique par l'OMG d'ordre deux.....	64
4.3.1	Détection de défauts par la génération du résidu .....	69
4.3.2	Analyse de robustesse de la méthode de détection de défaut .....	70
	<i>a) Le test de changement de couple de charge</i> .....	70
	<i>b) Le test de déséquilibre de l'alimentation sur la phase as</i> .....	73
4.4	Conclusion .....	74
	 Conclusion général.....	75

## Liste des figures

<b>Figure 1.1.</b> La machine asynchrone triphasée .....	04
<b>Figure 1.2.</b> Stator de la machine asynchrone triphasée.....	04
<b>Figure 1.3.</b> Rotor à cage d'écureuil.....	05
<b>Figure 1.4.</b> Rotor bobiné.....	05
<b>Figure 1.5.</b> Causes externes et internes de défauts de la machine asynchrone.....	07
<b>Figure 1.6.</b> Roulement à billes.....	08
<b>Figure 1.7.</b> Défaut de billes.....	08
<b>Figure 1.8.</b> Rupture de barre rotorique.....	08
<b>Figure 1.9.</b> Proportion des défauts d'une MAS.....	09
<b>Figure 1.10.</b> Répartition des défauts liés au stator.....	09
<b>Figure 1.11.</b> Représentation des différents défauts statoriques possible.....	10
<b>Figure 1.12.</b> Les différentes méthodes de diagnostic.....	11
<b>Figure 2.1.</b> Représentation des enroulements triphasés dans l'espace électrique...	18
<b>Figure 2.2.</b> La relation entre les repères abc et $\alpha$ - $\beta$ .....	21
<b>Figure 2.3.</b> Le passage du repère $\alpha$ - $\beta$ au repère d-q.....	21
<b>Figure 2.4.</b> Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique	22
<b>Figure 2.5.</b> Les enroulements statoriques avec défaut de C-C de spire.....	27
<b>Figure 2.6.</b> Modèle SIMULINK d'une MAS à cage d'écureuil.....	33
<b>Figure 2.7.</b> Bloc de transformation triphasée-biphasée.....	33
<b>Figure 2.8.</b> Les courants statoriques triphasés.....	33
<b>Figure 2.9.</b> Les courants statoriques de Park.....	34
<b>Figure 2.10.</b> Les flux rotoriques de Park.....	34
<b>Figure 2.11.</b> Le couple électromagnétique.....	34
<b>Figure 2.12.</b> La vitesse mécanique.....	34
<b>Figure 2.13.</b> Modèle SIMULINK d'une MAS à cage d'écureuil avec défaut.....	36
<b>Figure 2.14.</b> Les courants statoriques triphasés avec défaut c-c(a vide et en charge)	36
<b>Figure 2.15.</b> Les courants statoriques de Park avec défaut c-c à vide(a) et en charge(b).....	37
<b>Figure 2.16.</b> Les flux rotoriques de Park avec défaut c-c à vide(a) et en charge(b).	37
<b>Figure 2.17.</b> courant de défaut statorique pour différent pourcentage de spire en cc	38
<b>Figure 2.18.</b> Flux de défaut statorique pour différent pourcentage de spire en c-c....	38

<b>Figure 2.19.</b> Le couple électromagnétique avec défaut c-c à vide(a) et en charge(b).	38
<b>Figure 2.20.</b> La vitesse mécanique avec défaut c-c à vide(a) et en charge(b).....	39
<b>Figure 2.21.</b> FFT du courant statorique en régime permanent pour le cas sain à vide (a) et en charge (b).....	42
<b>Figure 2.22.</b> FFT du courant statorique en régime permanent avec défaut de 1.5% de spires c-c à t=1s (à vide (a), en charge (b)).....	42
<b>Figure 2.23.</b> FFT du courant statorique en régime permanent avec défaut du 4.56% de spires c-c à t=2s (à vide (a) ; en charge(b) ).....	43
<b>Figure 2.24.</b> FFT du courant statorique en régime permanent avec défaut du 5.68% de spires c-c à t=3s ( à vide (a) ; en charge(b) ).....	43
<b>Figure 2.25.</b> FFT du courant statorique en régime permanent avec défaut du 25% de spires c-c à t=4s (à vide (a), en charge (b)).....	44
<b>Figure 2.26.</b> La Courbe de Lissajou pour la MAS saine en charge.....	46
<b>Figure 2.27.</b> La Courbe de Lissajou pour la MAS avec défaut de 1.15% spires c-c en charge.....	46
<b>Figure 2.28.</b> La Courbe de Lissajou pour la MAS avec défaut de 4.56% spires c-c en charge.....	46
<b>Figure 2.29.</b> La Courbe de Lissajou pour la MAS avec défaut de 5.68% spires c-c en charge.....	46
<b>Figure 2.30.</b> La Courbe de Lissajou pour la MAS avec défaut de 25% spires c-c en charge.....	46
<b>Figure 3.1.</b> Le schéma d'un système avec l'observateur.....	49
<b>Figure 3.2.</b> Le schéma de principe d'un observateur.....	50
<b>Figure 3.3.</b> Trajectoire du glissement d'ordre deux.....	53
<b>Figure 3.4.</b> Phénomène de chattering.....	54
<b>Figure 4.1.</b> Le schéma de OMG d'ordre deux à base modèle de la MAS saine.....	60
<b>Figure4.2.</b> Les courants statorique du Park observés.....	61
<b>Figure4.3.</b> Les flux rotorique du Park observés.....	61
<b>Figure4.4.</b> Les courants statoriques triphasés mesurés et observés.....	62
<b>Figure4.5.</b> Les courants statoriques de Park mesurés et observés avec l'erreur entre les variable mesurées et observées ( $i_{ds}$ , $\hat{i}_{ds}$ ).....	63
<b>Figure4.6.</b> Les flux rotoriques du Park mesurés et observés avec l'erreur entre les	

variable mesurées et observées ( $\varnothing_{dr}$ , $\widehat{\varnothing}_{dr}$ ) .....	63
<b>Figure4.7.</b> Le couple électromagnétique mesuré ( $c_e$ ) et observé ( $\widehat{c}_e$ ).....	64
<b>Figure4.8.</b> La vitesse mécanique mesurée et observée avec l'erreur entre la vitesse mesurée ( $\Omega$ ) et observée ( $\widehat{\Omega}$ ).....	64
<b>Figure4.9.</b> Principe de la méthode de détection de court-circuit statorique .....	64
<b>Figure4.10.</b> Les courants statoriques de Park observées avec défaut c-c .....	65
<b>Figure4.11.</b> Les courants statoriques triphasés mesurés et observés avec défaut c-c .....	66
<b>Figure4.12.</b> Les courants statoriques du Park mesurés ( $i_{ds}$ ) et observés ( $\widehat{i}_{ds}$ ) avec défaut c-c.....	67
<b>Figure4.13.</b> l'erreur entre le courant mesurée ( $i_{ds}$ ) et observée ( $\widehat{i}_{qs}$ ).....	67
<b>Figure4.14.</b> Les flux rotoriques du Park mesurés ( $\varnothing_{dr}$ ) et observés ( $\widehat{\varnothing}_{dr}$ ) avec défaut c-c à vide.....	68
<b>Figure4.15.</b> l'erreur entre le flux rotorique mesurée ( $\varnothing_{dr}$ ) et observée ( $\widehat{\varnothing}_{dr}$ ).....	68
<b>Figure4.16.</b> La vitesse mécanique mesurée ( $\Omega$ ) et observée ( $\widehat{\Omega}$ ) avec défaut c-c à vide.....	68
<b>Figure4.17.</b> l'erreur entre la vitesse mécanique mesurée ( $\Omega$ ) et observée ( $\widehat{\Omega}$ ).....	68
<b>Figure4.18.</b> Le couple électromagnétique mesuré ( $c_e$ ) et observé ( $\widehat{c}_e$ ) avec défaut c-c .....	69
<b>Figure4.19.</b> Résidu de détection de défaut dans le cas sain à vide.....	70
<b>Figure4.20.</b> Résidu de détection de défaut dans le cas pour différents pourcentage du défaut à vide.....	70
<b>Figure4.21.</b> Les courants statoriques du Park observée (cas sain, $Cr=3.8$ à $t=1$ ).....	71
<b>Figure4.22.</b> Les flux rotorique du Park observées (cas sain, $Cr=3.8$ à $t=1$ ).....	71
<b>Figure4.23.</b> Les courants statoriques de Park réelles et observées (cas sain, $Cr=3.8$ à $t=1$ ).....	71
<b>Figure4.24.</b> Les flux rotorique de Park réelles et observées (cas sain, $Cr=3.8$ à $t=1$ ).....	71
<b>Figure4.25.</b> La vitesse mécanique mesurée ( $\Omega$ ) et observée ( $\widehat{\Omega}$ ) dans le cas sain ....	72
<b>Figure4.26.</b> Le couple électromagnétique mesuré ( $c_e$ ) et observé ( $\widehat{c}_e$ ) .....	72
<b>Figure4.27.</b> Résidu de détection de défaut avec couple de charge égal 3.8N.m.....	72
<b>Figure4.28.</b> Résidu de détection avec défaut de 30 spires c-c et couple de charge. égal 3.8N.m.....	72
<b>Figure4.29.</b> Les tensions statoriques triphasés.....	73
<b>Figure4.30.</b> Les tension statoriques de Park.....	73

<b>Figure4.31.</b> Le couple électromagnétique réel et observé.....	74
<b>Figure4.32.</b> La vitesse mécanique réel et observé.....	74
<b>Figure4.33.</b> Résidu de détection de défaut avec déséquilibre de tension sur la phase $a_s$ .....	74



## Liste des tableaux

<b>Tableau 2.1.</b> Amplitude des courants statoriques , de Park, de défaut et des flux rotoriques de Park et de défaut pour différents pourcentage du défaut à vide et en charge.....	41
<b>Tableau 2.2.</b> Amplitude de spectre qui correspond la fréquence 50Hz à vide et en charge.....	44
<b>Tableau 2.3.</b> Amplitude de spectre qui correspond les fréquences 50 et 150Hz pour différents pourcentage du défaut à vide et en charge.....	45
<b>Tableau 4.1.</b> Les conditions initiales du vecteur d'état.....	60
<b>Tableau 4.2.</b> Amplitude des erreurs des courants statoriques, de Park, les flux rotoriques de Park et de vitesse mécanique pour différents pourcentage du défaut à vide.....	69
<b>Tableau 4.3.</b> Amplitude de résidu pour différents pourcentage du défaut à vide.	70

# Introduction générale

---

Durant ce dernier siècle, l'accroissement optimal de la compétitivité mondiale en matière de production dans un contexte international très concurrentiel a poussé les industriels à chercher comment assurer la disponibilité et la sûreté de fonctionnement de leurs outils de production. Ceci a fait émerger une nouvelle science de l'ingénieur qui est la surveillance des équipements industriels. Elle englobe la détection et le diagnostic des défaillances qui peuvent réduire les coûts de la maintenance et d'éviter un arrêt brusque de la production. Le domaine de diagnostic est un outil essentiel de la maintenance corrective et les entreprises équipées par des systèmes de surveillance ont tendance de plus en plus à automatiser la procédure de maintenance. Le diagnostic de défaut a pour rôle de localisation (déterminer quelle partie du système est affectée) et l'identification de ce défaut.

La machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil, de part sa construction est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Cette machine est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques dans plusieurs domaines industriels notamment pour des applications à vitesse constante ou à vitesse variable. Comme toute autre machine, elle n'est pas à l'abri d'un dysfonctionnement. Elle peut être affectée par des défauts électriques ou mécaniques au niveau du stator. Les causes des défauts peuvent être dues à un simple problème de fabrication ou à une utilisation non conforme de la machine. Parfois le milieu dans lequel la machine est utilisée peut être responsable à détérioration de la machine (milieu corrosif, milieu chimique...). De ce fait un arrêt brusque dû à une anomalie quelconque peut engendrer des pertes financières (pertes de production, la remise en état de l'outil de production, les retards de livraison) et matériels inévitables. Par conséquent, il est recommandé de détecter de façon précoce un défaut afin d'y remédié dans des délais les plus brefs et minimiser les effets induits. Un effort important de recherche et de développement pour la détection et le diagnostic des défauts a été réalisé. Des méthodes à base de modèle ou sans modèle du système à surveiller ont été développées puis innovées.

Parmi les méthodes qui nécessitent un modèle, on peut citer les techniques à base d'observateur. Celui-ci peut remplacer le capteur pour estimer des variables d'état ou des paramètres dont l'évolution permet le diagnostic du système. L'un des principaux avantages de l'utilisation d'observateurs est de réaliser la détection de défauts en temps réel. La méthode à base d'observateur permet la génération de résidus. Ce dernier étant sensible au défaut, permet de détecter et de localiser ce défaut en temps réel.

Parmi les observateurs non linéaires, l'observateur à mode glissant d'ordre un et deux (OMG) sont les plus convoités dans le control et le diagnostic de la MAS pour leurs facultés de convergence rapide et leurs robustesses.

Un système de surveillance n'a pas pour vocation de remplacer l'homme mais pour l'aider dans sa prise de décision finale.

Dans ce contexte, le mémoire comporte quatre chapitres. Le premier présente les démarches classiques d'analyser le fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil (MAS) et aussi le diagnostic de défaut statorique. On présente la construction de la MAS triphasée, les principaux défauts pouvant l'affecter. Enfin, nous décrivons les techniques et méthodes de diagnostics utilisées à l'heure actuelle dans l'identification des défauts.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la MAS afin d'analyser leur comportement saine et avec défaut statorique de type court-circuit entre les spires d'une phase statorique à vide et en charge. A l'aide du logiciel Matlab/Simulink, des simulations du processus ont été réalisées.

Dans le troisième chapitre, on présente quelques concepts généraux sur l'observabilité et les observateurs des systèmes linéaires et non linéaires puis la conception et la synthèse d'un observateur à mode glissant d'ordre 2.

Le dernier chapitre de se mémoire expose une technique de détection de défaut à l'aide d'un observateur à mode glissant d'ordre deux. Les résultats de simulation et les interprétations de la synthèse d'OMG d'ordre deux à base modèle de la MAS saine sont étalés. Un générateur de résidus destinés à la détection des défauts considérés a été élaboré. Nous terminerons notre travail par une conclusion générale et quelques perspectives.

# **Chapitre 1 Etat de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone**

---

## **1.1 Introduction**

La machine asynchrone (MAS) est un convertisseur électromécanique basé sur l'électromagnétisme permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant électrique et le dispositif mécanique.

Actuellement, le domaine de la maintenance préventive devient de plus en plus une préoccupation stratégique des constructeurs et utilisateurs des machines électriques. En effet, la détection, et l'analyse des défauts sont devenues essentielles au bon fonctionnement des machines. Ces tâches, sont indispensables afin d'augmenter la disponibilité des installations, maintenir une bonne qualité de service et réduire les coûts de la maintenance des équipements de production.

Dans le présent chapitre nous rappelons les éléments de la construction de la machine asynchrone triphasée et le principe de son fonctionnement. Nous définissons, quelques concepts relatifs à la maintenance et au diagnostic industriel, sans oublier de présenter les différents types de défauts apparaissant dans les machines asynchrones. Parmi les défauts existants nous nous attarderons plus précisément aux défauts statorique. Aussi, nous décrivons les méthodes de diagnostics les plus convoitées surtout les méthodes de diagnostic à base de modèle sont issues principalement de l'automatique et supposent une connaissance a priori du système.

## **1.2 Description de la machine asynchrone triphasée**

La MAS souvent appelé machine à induction (figure 1.1) est une machine électrique tournante, qui fonctionne avec un courant alternatif pour laquelle la vitesse

de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. Il transforme l'énergie électrique en énergie mécanique à partir du réseau électrique, ou vice-versa. La conversion est réalisée par l'intermédiaire de flux magnétique canalisé par le circuit magnétique [3].

Le circuit magnétique de la machine à induction est associé à deux circuits électriques se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile ou inversement par induction électromagnétique [4].



*Figure 1.1. La machine asynchrone triphasée.*

La MAS triphasée comprend deux parties : le stator (fixe) et le rotor (tournant) :

### **1.2.1 Le stator**

Il comporte une carcasse en acier renfermant un empilage des tôles identiques qui constituent un cylindre vide; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé (Figure 1.2) [5].



*Figure 1.2. Stator de la machine asynchrone triphasée.*

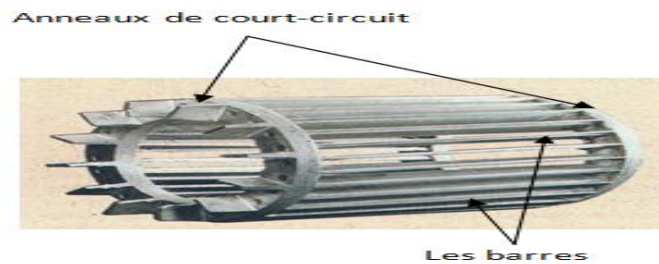
### **1.2.2 Le rotor**

Il est composé d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par

un entrefer court de l'ordre de 0.4 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotors : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné.

**a) Le rotor à cage d'écureuil**

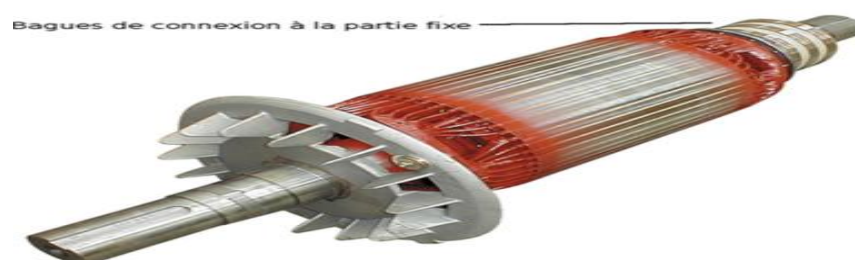
L'enroulement du rotor à cage d'écureuil (Figure 1.3) est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches, ces barres sont soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil [6].



**Figure 1.3.** Rotor à cage d'écureuil.

**b) Le rotor bobiné**

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre (Figure 1.4). Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités [6].



**Figure 1.4.** Rotor bobiné.

### 1.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement de la MAS est basé entièrement sur les lois de l'induction. Les trois enroulements statoriques alimentés par un réseau triphasé équilibré créent dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme  $N_s$ . Les conducteurs du rotor sont soumis à ce champ tournant. Ils sont

alors traversés par des courants de Foucault induits d'après la loi de Lenz ("les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur donnent naissance"). Les enroulements du rotor étant en court-circuit, la circulation des courants est alors possible. Les forces de Laplace qui en résultent exercent des moments sur le rotor. Le rotor tourne alors à la fréquence de rotation  $f_r$ . De par son principe, la fréquence de rotation du rotor est inférieure à la fréquence de synchronisme  $f_s$ :  $f_r < f_s$  [6].

## 1.4 Concepts et définitions

Le mot diagnostic peut avoir plusieurs interprétations selon le contexte et le domaine d'application. Le diagnostic des procédés industriels a pour objet de trouver la cause d'une défaillance ou d'un défaut. La définition de ce dernier, adoptée par les instances internationales de normalisation (AFNOR), (Association Française de Normalisation), est la suivante:

- **Le diagnostic** est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test [7].

La responsabilité de garantir la disponibilité des systèmes repose sur la maintenance.

D'après la norme AFNOR la maintenance est définie ainsi :

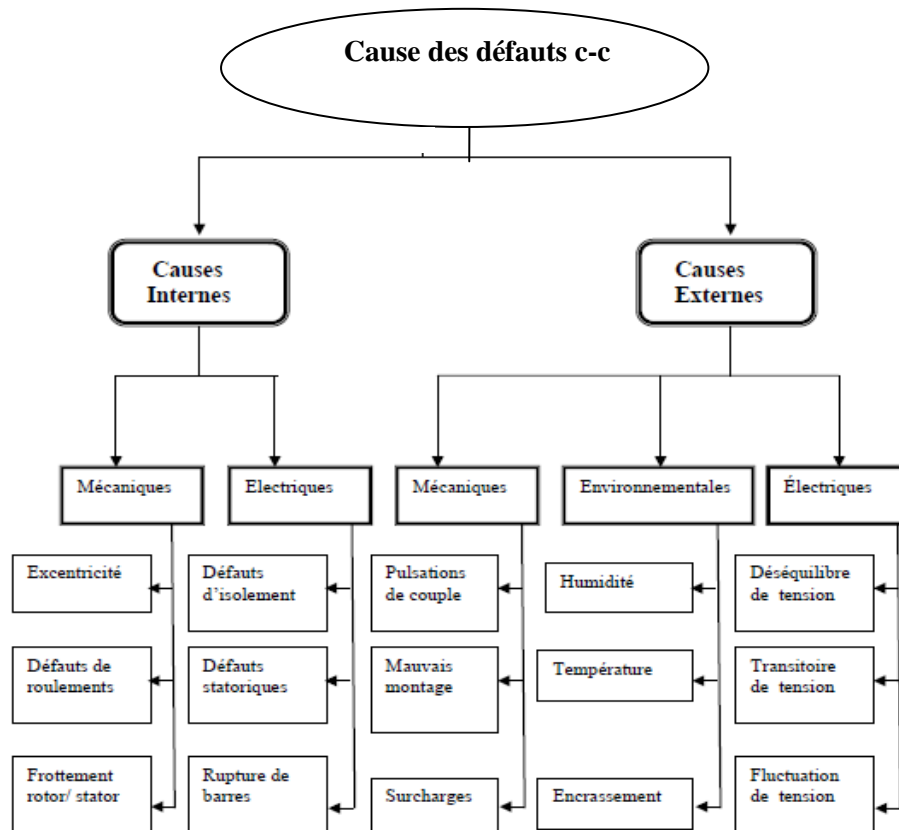
- **La maintenance**: ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement, pour accomplir une fonction requise [8].

- **La surveillance**: La surveillance consiste notamment à détecter et classer les défaillances en observant l'évolution du système puis à le diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières. La surveillance se compose donc de deux fonctions principales qui sont la détection et le diagnostic.

## 1.5 Origine des défauts dans la machine à cage d'écureuil

Les origines des défauts peuvent être diverse [9] [10], recensons d'après l'organigramme de la figure (1.5) les origines : mécaniques, électriques, thermiques et environnementales.

Il est clair que, les défauts externes sont provoqués, soit par l'environnement de l'utilisation de la machine, soit par les tensions d'alimentation et la charge mécanique, alors que les défauts internes de la machine sont causés par les constituants de la machine (circuits magnétiques statorique et rotorique, bobinages statoriques, entrefer mécanique, cage rotorique,...).



**Figure 1.5.** Causes externes et internes de défauts de la machine asynchrone.

On peut classer les causes des défauts en trois groupes :

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, rupture de fixation, problème d'isolation, survolage d'alimentation.
- Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée, (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement.
- Les défauts sous-jacents et erreurs humaines : défauts de fabrication, défektivité des composants, protection inadaptée, mauvais dimensionnement de la machine.

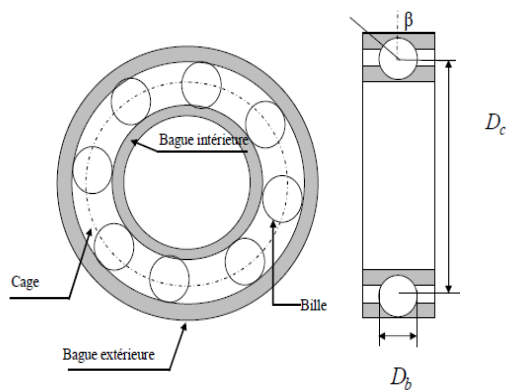


## 1.6 Principaux défauts de la machine asynchrone à cage

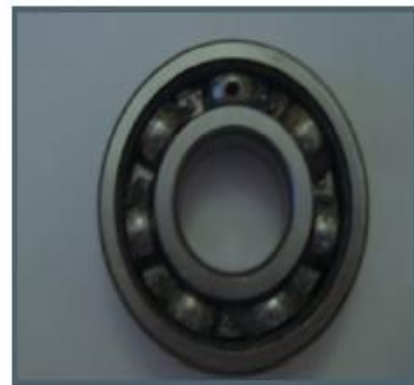
Comme nous l'avons souligné plus haut, les machines asynchrone au cours de leurs vies, sont souvent soumises à des contraintes des différentes natures qui peuvent conduire à certain nombre de défaut. Ces derniers peuvent provenir de la partie fixe ainsi que de la partie mobile.

De nombreuses classifications existent dans la littérature, notons par exemple [10], qui recensent les défauts majeurs suivants :

- Défauts statoriques dues à la rupture ou au court-circuit d'une ou plusieurs spires de l'enroulement statorique.
- Défauts de roulements à bille : Les roulements sont constitués généralement de deux bagues intérieur et extérieur, entre lesquelles existe un ensemble de bille ou de rouleaux tournants. (Figures 1.6, 1.7)



**Figure 1.6.** Roulement à billes.



**Figure 1.7.** Défaut de billes.

- Défauts de cassure des barres rotoriques ou de segments des anneaux rotoriques. (Figure 1.8)



**Figure 1.8.** Rupture de barre rotorique.

➤ Arbre déformé (excentricité) qui peut provoquer un frottement entre le rotor et le stator provoquant ainsi un endommagement grave du circuit magnétique.

Tous ces défauts produisent un des symptômes ou plus que nous allons énumérer comme suit:

- Déséquilibre des tensions et courants de ligne.
- Augmentation des pulsations de couple.
- Diminution du couple moyen.
- Augmentation des pertes et réduction du rendement.
- Échauffement excessif.

### 1.6.1 Études statistiques

Une étude statistique faite en 1988 par une compagnie d'assurance allemande des systèmes industriels sur les pannes des MAS de moyenne puissance (de 50KW à 200KW) à donner les résultats suivants [11]:

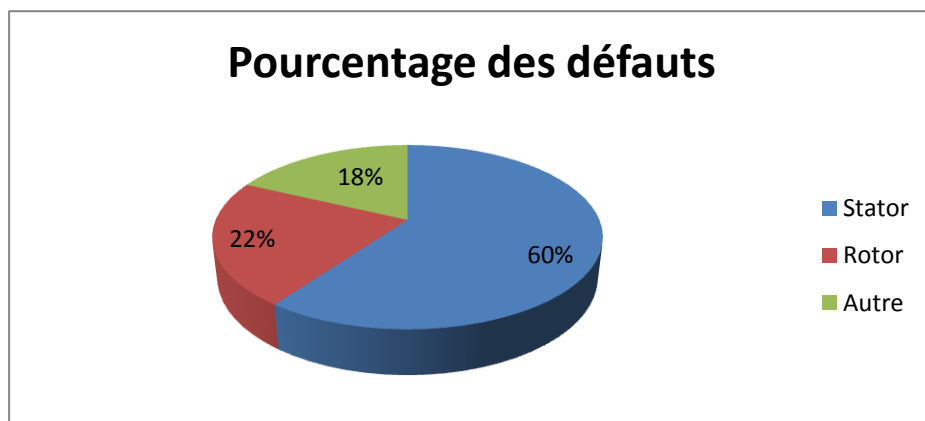


Figure 1.9. Proportion des défauts d'une MAS.

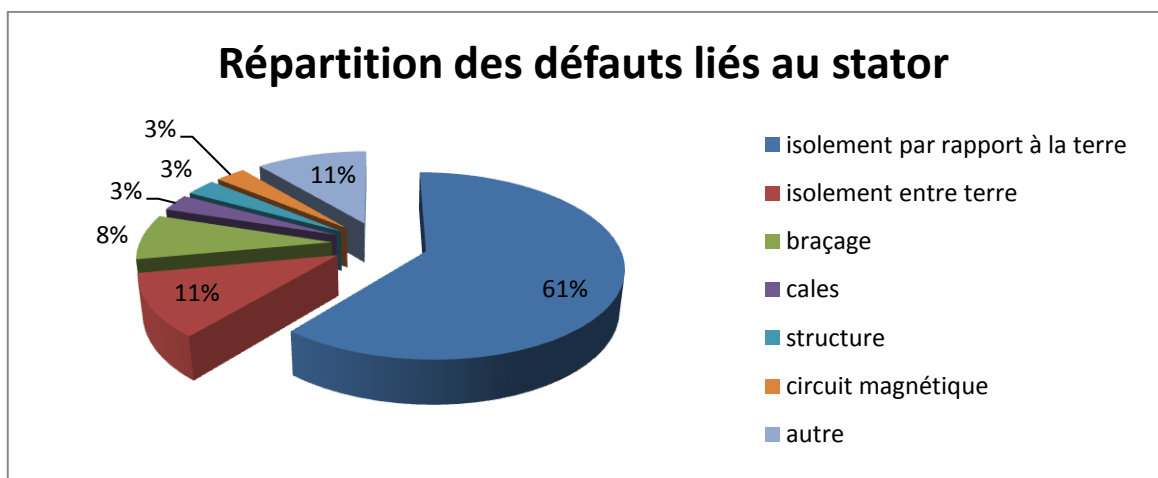


Figure 1.10. Répartition des défauts liés au stator.

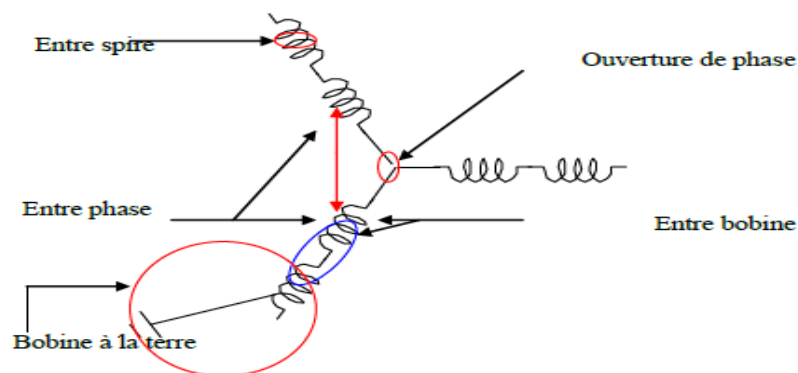
La très grande majorité des défauts au stator des machines est due à des défauts d'isolement. L'existence de courants de court-circuit, que ce soit entre phase ou par rapport à la terre, constitue donc un phénomène important. À terme, ces défauts, destructifs pour les couches de vernis protecteur des enroulements, conduisent à une machine non équilibrée et à son changement de classe d'isolation.

### 1.6.2 Défauts Statoriques

Les défauts statoriques sont en fait des défauts d'enroulements statoriques donc des court-circuités divers au niveau du bobinage du stator dû à la dégradation de l'isolation électrique (surchauffe du moteur, survolage du moteur, vieillissement des composants...).

On peut citer quatre types de défauts statoriques :

- Court-circuit entre phases statoriques.
- Court-circuit entre spires d'une même phase.
- Ouverture d'une phase.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures des tôles).



*Figure 1.11. Représentation des différents défauts statoriques possible.*

Le court-circuit entre phases provoquerait un arrêt complet de la machine. Cependant, un court-circuit entre spires conduit à un déséquilibre de phases ce qui a une répercussion directe sur le couple électromagnétique.

## 1.7 Méthodes de diagnostic

Actuellement, il existe différentes communautés de recherche, telle que la communauté de l'automatique, l'intelligence artificielle, génie électrique et de traitement du signal qui s'intéressent au diagnostic.

La littérature sur le diagnostic de défauts dans les processus industriels est vaste, étendant des méthodes analytiques à l'intelligence artificielles. D'un point de vue de modélisation, selon que l'on dispose ou pas d'un modèle mathématique représentatif du système, les méthodes de diagnostic se répartissent en deux grandes familles. Dans la première, la plus familière aux automaticiens, on utilise des redondances d'informations et la connaissance fournie par le modèle mathématique pour caractériser le mode de fonctionnement ou l'état du système puis décider s'il est normal ou anormal. Dans la deuxième, c'est l'analyse des données fournies par une base de connaissances (reconnaissance de signature) qui permet de décider de son état.

Les méthodes de diagnostic industriel telles qu'elles sont présentées dans ce paragraphe sont illustrées sur la (figure 1.12). D'autre façon de classer les diverses méthodes et techniques de diagnostic ont été proposées dans [7]. L'intérêt portera sur les méthodes à base de connaissance du modèle.

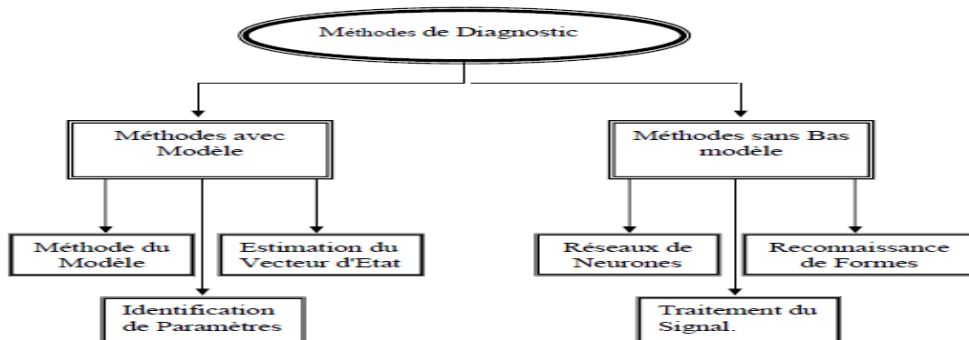


Figure 1.12. Les différentes méthodes de diagnostic.

### 1.7.1 Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance du modèle (Les méthodes externes)

Ces méthodes ont la particularité de ne pas nécessiter la connaissance d'un modèle mathématique ou structurel du procédé, contrairement aux méthodes à base de modèle.

Les signatures de défauts obtenus par modélisation ou par mesure sur maquette sont généralement classées dans une base de données. On peut citer :

**a) *Les réseaux de neurones***

Basés sur des mécanismes d'apprentissage et de reconnaissance sont très performants mais nécessitent un nombre important d'exemples de fonctionnement du système pour constituer la base d'apprentissage, cela peut être coûteux [12] [13] [14] utilise un (RN) pour le diagnostic en temps réel des défauts de la machine à induction à partir de l'analyse spectrale des vibrations ou des bruits.

**b) *La reconnaissance de formes***

Classifie et discrimine les états d'un système en constituant des classes, chaque classe étant représentative d'un mode de fonctionnement du système. Il existe deux types de reconnaissance des formes [15] :

- Le premier, appelé reconnaissance des formes structurelle, utilise la grammaire. Les formes  $y$  sont essentiellement caractérisées par des propriétés grammaticales.
- Le second type de reconnaissance des formes, couramment qualifié de reconnaissance des formes statistiques se basent sur des propriétés numériques des formes étudiées. Dans le domaine du diagnostic des machines électriques, cette approche, quoique plus rarement utilisée, a été mise en œuvre par [16], par exemple.

**c) *Détection des défauts par traitement du signal***

Les caractéristiques des signaux fournis par des capteurs sont les données disponibles contenant les informations pertinentes pour le diagnostic. Les méthodes de diagnostic à base de traitement de signal associées suite à l'analyse des signaux, des signatures propres au fonctionnement sain ou défaillant du système surveillé. La précision de l'analyse effectuée est essentielle pour une bonne décision suite au diagnostic.

Pour extraire les caractéristiques d'un signal relatif à un défaut, généralement, on extrait l'amplitude ou les densités d'amplitude. Il existe toutefois d'autres possibilités qui consistent à déterminer les transformées de Fourier, les fonctions d'auto corrélation ou la densité spectrale [17].

Parmi les approches existantes, les approches basées sur l'analyse de la signature spectrale sont les plus couramment rencontrées pour détecter la présence d'un défaut. Il faut également citer les méthodes temps-fréquence qui peuvent être, dans certain configuration, plus riche que l'analyse spectrale, citons comme exemple les ondelettes [18], [19].

➤ **Transformée de fourrier rapide (FFT)**

Considérons le signal  $X(t)$  à temps continu. Si  $X$  est à énergie finie, sa transformée de fourrier à la fréquence  $f$  est la suivante [20] :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(t)e^{-2\pi f t} dt \quad (1.1)$$

Sa transformée de Fourier discrète de  $N$  points avec une période d'échantillonnage  $T$  est donnée par :

$$x\left(\frac{f}{NT}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{k=N-1} x(kT)e^{\frac{2\pi f kT}{NT}} \quad (1.2)$$

Où :

$N$  : Nombres de points d'échantillonnage.

$T$  : La période d'échantillonnage.

La transformée de Fourier rapide (FFT) est un algorithme de calcul rapide de la transformée de Fourier discrète. Cette transformation fait clairement ressortir le contenu fréquentiel du signal  $X(t)$ . En effet, la FFT décompose le signal  $X(t)$  sur une base de vecteurs propres sinusoïdaux.

D'une façon générale, à la suite d'un court-circuit, apparaissent des vibrations et des oscillations de couple synonymes de présence de nouvelles composantes dans le couple électromagnétique, et par conséquent dans les courants statoriques et rotoriques. Ces nouvelles composantes entraînent des harmoniques dans les courants statoriques de la machine qui sont caractérisées par la fréquence suivante [21] :

$$f_{sf} = k f_s \quad (1.3)$$

Avec :

$k = 1, 3, 5, \dots$  entier

➤ **Approche des vecteurs de Park**

Cette méthode est basée sur la transformation de Park à savoir la transformation des grandeurs de la machine triphasée à celle d'une machine biphasée, selon les deux axes  $d$  et  $q$ . On obtient de cette transformation les vecteurs de Park, des tensions, flux et des courants. Cette technique utilise les deux composantes du courant statorique  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ .

Dans le cas de la machine sans défaut, la courbe de Lissajou  $i_{qs} = f(i_{ids})$  à une forme circulaire centrée à l'origine et de diamètre égal à l'amplitude du courant statorique correspondant à l'état de fonctionnement du moteur. Pour le cas du moteur avec défaut, la courbe de Lissajou change en forme en épaisseur à cause de la présence des harmoniques créés par le défaut. La stratégie de cette méthode est de comparer les deux courbes de Lissajou dans les deux cas de la machine avec et sans défaut lors de son fonctionnement [21].

### **1.7.2 Les méthodes à base de modèle (Les méthodes internes)**

Les méthodes de diagnostic à base de modèle (ce qui nous intéresse) sont issues principalement de l'automatique et supposent une connaissance a priori du système. Elles prennent en compte les équations régissant les phénomènes internes du système et qui expriment les connaissances profondes sous la forme d'un modèle mathématique. Les méthodes proposées, dans ce contexte, peuvent être regroupées en 03 catégories:

#### ***a) La méthode du modèle***

La méthode de diagnostic de défaillance par la méthode du modèle consiste à comparer les grandeurs déduites d'un modèle représentatif du fonctionnement des différentes entités du processus avec les mesures directement observées sur le processus industriel [22].

#### ***b) La méthode de diagnostic par identification des paramètres***

Cette méthode s'applique au cas très particulier où l'on souhaite suivre l'évolution de certains paramètres physiques critiques pour le fonctionnement d'un processus et qui ne sont pas mesurables directement [23].

#### ***c) La méthode de diagnostic par estimation du vecteur d'état***

La généralisation du principe de diagnostic de défaillance par la méthode de l'identification de paramètre a été rendue possible en considérant les modèles physiques d'un processus sous la forme d'équation d'état.

Bien que ces approches soient différentes, leur but est le même, il consiste à générer un vecteur caractéristique: le résidu (Signal conçu comme indicateur

d'anomalies fonctionnelles ou comportementales). L'objectif du résidu est d'être sensible aux défauts.

Ainsi, normalement, en absence de défaut, le résidu doit avoir une valeur nulle. Au contraire, en présence d'un défaut, le résidu aura une valeur non nulle. De ce fait, le problème de diagnostic des défauts par ces méthodes peut se reformuler sous la forme d'un problème de génération de résidus [17].

## **1.8 Conclusion**

Ce chapitre a pour objectif de rappeler la constitution de la MAS et d'introduire les différents concepts relatifs au diagnostic des défauts et de présenter les différentes méthodes proposées dans ce domaine.

Bien qu'il existe dans la littérature plusieurs méthodes, notre intérêt a porté sur l'analyse spectrale car elle semblerait être la méthode la plus fiable et la plus simple à mettre en œuvre.

Nous avons également fait état des différents défauts auxquels les machines sont exposées avec une description de leurs causes de génération et de leurs impacts sur les performances des machines.

Pour notre travail, le point a été mis sur la nécessité d'avoir un modèle optimal de la MAS afin de pouvoir le diagnostic au mieux à l'aide d'observateur.



# Chapitre 2 Modélisation et simulation de la machine asynchrone sans et avec défauts

---

## 2.1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil sans et avec défaut est indispensable et nécessaire pour les différentes applications de commande, et également pour le diagnostic et la surveillance.

Le modèle mathématique permet d'observer et d'analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques de la machine. Parmi les modèles connus on utilise dans ce travail le modèle de Park pour analyser le comportement de la MAS saine et pendant le défaut de type court-circuit entre les spires d'une phase statorique à vide et en charge.

Un court-circuit entre spires peut causer un déséquilibre entre les trois phases statoriques, se traduisant par une inégalité des résistances et/ou des inductances des enroulements statoriques [24].

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation et la simulation de la MAS saine et avec défaut :

-La première partie comprendra la modélisation de la machine asynchrone saine et en défaut de court-circuit, qui permettra d'établir le modèle de Park dans les deux cas.

- Dans la deuxième partie nous réaliserons le modèle de simulation de la MAS dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Nous verrons alors:

➤ La simulation du processus de démarrage à vide suivi de l'application de couple de charge (les courants, les flux, le couple et la vitesse du moteur).

➤ La simulation en présence de défaut statorique dans les deux cas de fonctionnement à vide et en charge.

-La troisième partie est consacrée à la validation du modèle de la MAS en défaut avec l'analyse des résultats dans le domaine temporel puis fréquentiel par l'analyse spectrale du courant statorique (*FFT*) en régime permanent. La méthode du vecteur de Park est enfin appliquée pour confirmer l'efficacité du modèle.

## 2.1 Modélisation de la machine asynchrone saine

La modélisation de la MAS sous quelques hypothèses permet de simplifier le modèle et ainsi l'analyse et le diagnostic lors de son fonctionnement.

### 2.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MAS triphasée repose sur certaines hypothèses simplificatrices qui sont données par la suite.

➤ Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ne sont pas soumis au phénomène d'hystérésis et ne sont pas le siège de courant de Foucault. Ceci permet de définir des inductances linéaires de la MAS [25].

➤ L'effet de peau n'est pas pris en compte [25].

➤ Les forces magnétomotrices créées par les différentes phases du stator et du rotor sont considérées à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer, lorsque ces enroulements sont parcourus par un courant constant [25].

➤ La température dans le moteur reste constante quel que soit le point de fonctionnement, ce qui conduit à des paramètres constants dans les modèles mathématiques (stationnarité) [25].

### 2.2.2 Représentation de la MAS dans l'espace électrique

Les enroulements des trois phases statoriques et rotoriques sont identiques et peuvent être représentés dans l'espace électrique comme indiqué sur la Figure (2.1). Les phases rotoriques sont court-circuitées, le vecteur des tensions au rotor est nul. Les axes magnétiques statoriques et rotoriques sont décalés d'un angle électrique de  $2\pi/3$ . L'angle  $\theta$  définit la position du rotor par rapport au stator. L'axe  $\mathbf{a}_s$  est considéré comme axe de référence fixe.

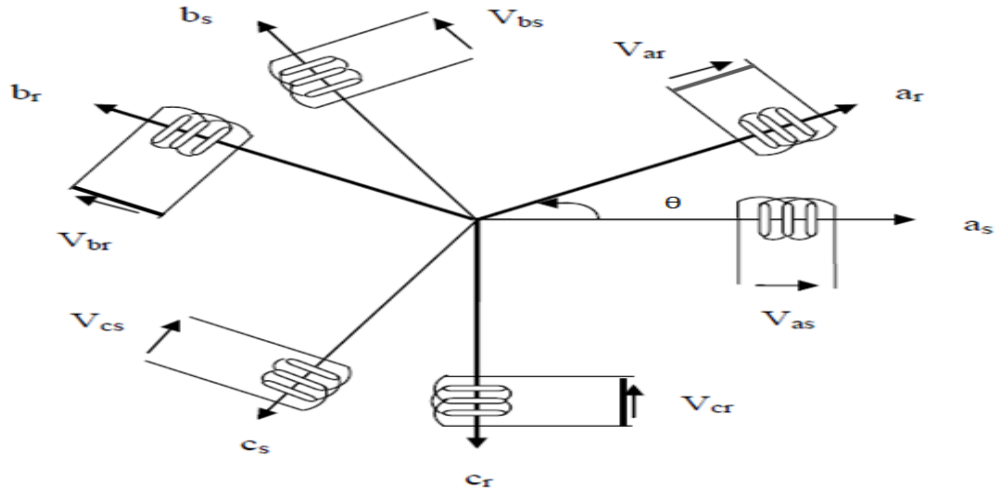


Figure 2.1. Représentation des enroulements triphasés dans l'espace électrique.

### 2.2.3 Équations générales de la MAS triphasée

Dans le cadre des hypothèses précédentes qui permettent de considérer que les comportements électriques et magnétiques sont totalement linéaires [3] et pour une MAS équilibrée et couplée en étoile, on peut présenter les équations électriques, magnétiques et mécaniques comme suit :

#### a) Equations électriques

Les équations électriques du stator et du rotor sont donnés par suite.

- Equations électriques du stator

Les équations électriques au niveau du stator sont :

$$\begin{cases} v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

On les définit sous forme condensée par :

$$[v_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (2.2)$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{est la matrice de résistance par phase du stator.}$$

$$[v_{abcs}] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad [i_{abcs}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad [\phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}$$

• **Equations électriques du rotor**

Les équations électriques au niveau du rotor sont :

$$\begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

Où :

$$[v_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] \quad (2.4)$$

Avec :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} : \text{est la matrice de résistance par phase du rotor.}$$

$$[v_{abcr}] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad [i_{abcr}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad [\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}$$

Les bobines rotoriques sont court-circuitées donc les tensions rotoriques sont nulles.

On obtient le résultat suivant :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

**b) Equations magnétiques**

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la MAS, ces relations s'expriment sous forme condensée en utilisant des matrices particulières comme suit :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{abcs}] \\ [\phi_{abcr}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{abcs}] \\ [i_{abcr}] \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Les matrices définies de la manière suivante :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} : \text{Matrice d'inductances propres et mutuelles entre}$$

les phases statoriques.

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} : \text{Matrice d'inductances mutuelle}$$

entre les phases statoriques et rotoriques.

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

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} : \text{Matrice d'inductance propre et mutuelle entre}$$

les phases rotoriques.

Finalement le modèle triphasé aura une forme :

$$\begin{cases} [v_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} ([L_s][i_{abcs}] + [L_{sr}][i_{rabr}]) \\ 0 = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}]^T[i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}]) \end{cases} \quad (2.7)$$

### c) Equation mécanique :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques et magnétiques (tension, courant, flux) mais aussi des grandeurs mécaniques (couple, vitesse). L'expression de couple électromagnétique est :

$$C_e = P[i_{abcs}]^T \frac{d}{d\theta} [L_{sr}][i_{abcr}] \quad (2.8)$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il est nécessaire d'introduire l'équation de la vitesse mécanique qui exprimée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (2.9)$$

### 2.2.4 Transformation triphasé- biphase

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé  $abc$  vers un système biphase  $\alpha\beta$  pour réduire la complexité du modèle mathématique de la MAS. La relation entre les deux repères est représentée dans la figure (2.2). Chaque vecteur dans le repère  $abc$  peut être transformé par une matrice de similitude pour le représenter dans le repère  $\alpha\beta$ . La condition de passage du système triphasé au système biphase est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales [26].

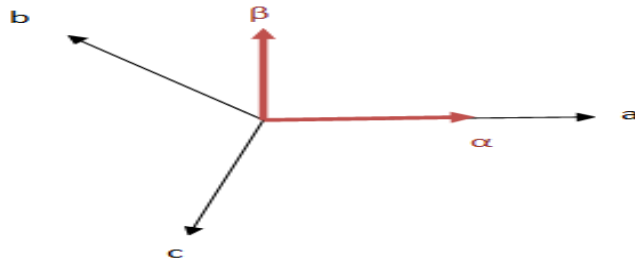


Figure 2.2. La relation entre les repères  $abc$  et  $\alpha\beta$ .

### 2.2.5 Transformation de Park :

Une fois les équations placées dans le repère  $\alpha\beta$ , on continue de transformer les équations dans un repère mobile perpendiculaires  $dq$  (direct ; quadrature) : celui de Park. La figure (2.3) représente le passage du repère  $\alpha\beta$  au repère  $d-q$ . L'axe direct  $d$  est caractérisé par l'angle  $\psi$  qu'il fait avec l'axe  $\alpha$ .



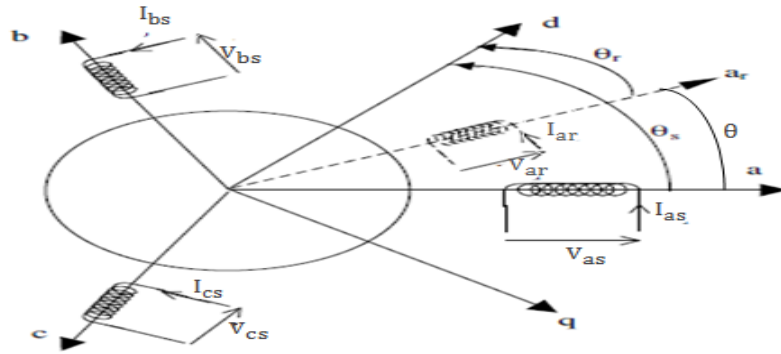
Figure 2.3. Le passage du repère  $\alpha\beta$  au repère  $d-q$ .

L'angle  $\psi$  prend la valeur  $\theta_s$  pour les grandeurs statoriques et la valeur  $\theta_r$  pour les grandeurs rotoriques, comme indiqué dans la figure (2.4). Les angles  $\theta$ ,  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont liés par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (2.10)$$

Il en est forcément de même entre les vitesses du référentiel dans chaque repère et la vitesse mécanique, soit [5] :

$$\omega_s = \omega + \omega_r \quad (2.11)$$



**Figure 2.4.** Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

La transformation de Park est appliquée sur les grandeurs tensions, courants et flux ; est définie par :

$$[X_{dqo_i}] = [P(\psi)][X_{abc_i}] \quad (2.12)$$

La matrice de transformation de Park est donnée par :

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Le coefficient  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  permet de conserver la puissance lors de cette transformation.

La transformation inverse de Park est définie par :

$$[X_{abc_i}] = [P(\psi)]^{-1} [X_{dqo_i}] \quad (2.13)$$

La matrice inverse:

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

Nb : «*i*» peut être une grandeur statorique ou rotorique.

**a) Choix du repère:**

Pour simplifier l'étude analytique de la MAS, il est très important de fixer le repère. Il existe trois choix de repères important, le choix se fait en fonction du problème étudié [22], à savoir :

- **Repère lié au stator**

Le choix en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation se traduit par l'équation suivante [26] :  $\omega_s = 0$ .

- **Repère lié au rotor**

Ce référentiel est utilisé lorsqu'on a accès à la position mécanique du faite de la quasi-continuité des grandeurs électriques. Caractérisé par la condition suivante [22]:  $\omega_s = 0$

- **Repère lié au champ tournant**

C'est un repère qui tourne avec la vitesse du synchronisme  $\omega=2\pi f$ [elc]. Il est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent; raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [3].

**b) Les équations de la MAS dans un référentiel lié au stator**

On applique la transformation de Park liée au stator ( $\theta_s = 0$ ) aux grandeurs électriques et magnétiques qui régissent le fonctionnement de la MAS.

Le développement des expressions suivantes sont données dans l'annexes A.

- **Les équations électriques**

En Appliquant la transformée inverse de Park sur les équations électriques des grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

- ***Pour les grandeurs statoriques***

L'équation (2.2) est représentée dans le repère lié au stator avec la transformée inverse de Park :



$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (2.14)$$

Les composantes homopolaires sont égales à zéro (système triphasé équilibré).

- ***Pour les grandeurs rotoriques***

La transformation inverse de Park permet d'obtenir les équations de tension rotoriques de la manière suivante :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.15)$$

- **Les équations magnétiques**

A partir des relations entre flux et courants (équation 2.6) et l'application de la transformée inverse de Park on obtient:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Avec :

$L_s$  : L'inductance cyclique statorique par phase.

$L_r$  : L'inductance cyclique rotorique par phase.

$L_m = \frac{3}{2} L_{sr}$  : L'inductance mutuelle cyclique stator- rotor par phase.

- **L'équation mécanique**

A partir de l'expression du couple dans le repère triphasé (2.8), en appliquant la transformée inverse de Park au courant, on obtient :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (2.17)$$

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et du couple de charge caractérisée par le couple résistant  $C_r$ , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (2.18)$$

**c) Modèle de la MAS dans Park**

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques et mécaniques sous forme d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (2.19)$$

Avec :

$[X] = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T$  : Vecteur d'état.

$[U] = [V_{ds} \ V_{qs}]^T$  : Vecteur de commande.

$[A]$  : Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$  : Matrice de commande.

Les matrices du modèle d'état de la MAS donné par l'équation (2.21) sont :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & 0 & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) \omega & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right) \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [U] = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

Avec :

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

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

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

On peut définir le modèle de la MAS dans le repère de Park comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{ds} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right) \phi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) \omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{qs} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) \omega \phi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right) \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} - \omega \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} + \omega \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\Omega}{dt} = P \frac{L_m}{J L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{dr}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_v}{J} \Omega \end{array} \right. \quad (2.20)$$

Ces équations vont nous permettre d'étudier le comportement dynamique de la MAS à vide et en charge alimentée par des tensions triphasées équilibrées.

### 2.3 Modélisation de la MAS tenant compte du défaut statorique

Pour prendre en compte le défaut dans les spires (court circuit des spires) au stator on introduit au niveau de la phase statorique  $\mathbf{a}_s$  une bobine supplémentaire court-circuitée dont le nombre de spires  $n_{cca}$  est égal au nombre des spires court-circuitée de défaut.

La modélisation de la MAS triphasée avec défaut de court-circuit des spires statoriques est effectuée en trois étapes :

- La première étape concerne la redéfinition des équations électriques, magnétiques et mécaniques (matrices des résistances et des inductances) pour introduire le coefficient relatif au défaut.
- La deuxième étape concerne la séparation du modèle en deux parties ; l'une est indépendante de défaut et l'autre non. Le défaut intervient alors comme un vecteur d'entrée supplémentaire.
- Finalement, l'application de la transformation de Park sur les nouvelles équations.

Cette modélisation permettant d'établir de nouveau modèle adapté au besoin du diagnostic de la machine asynchrone.

La modélisation de la MAS triphasée, en présence de défaut de court-circuit des spires statoriques exige l'annulation de l'hypothèse de symétrie des bobines au stator. Les autres hypothèses simplificatrices (adoptées au § 2.2.1), étant gardées.

### 2.3.1 Équations de la MAS dans le plan abc et d-q avec défaut statorique :

La figure (2.5) représente les enroulements des trois phases statoriques avec défaut de court-circuit de spire de la phase statorique  $a_s$  qui comporte deux parties : La partie saine  $a_{s1}$  et la partie en court-circuit  $a_{s2}$ . Les équations électriques, magnétiques et mécaniques de la MAS en présence de défaut s'expriment comme suit.

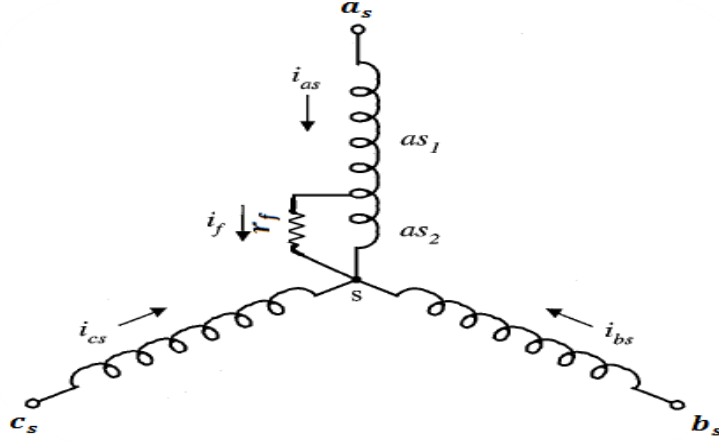


Figure 2.5. Les enroulements statoriques avec défaut de C-C de spire.

#### a) Equations électriques

Les équations du stator et du rotor pour une MAS avec défaut de court-circuit entre spires statoriques sont donnés comme suite.

- Equations électriques du stator

Les équations des tensions pour les trois enroulements statoriques en présence de défaut sont :

$$\begin{cases} v_{as1} = R_s(1 - \mu)i_{as} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ v_{as2} = \mu R_s(i_{as} - i_f) + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (2.21)$$

La forme condensée donnée par l'équation (2.21) :

$$[v_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (2.22)$$

Les grandeurs au stator sont notées respectivement sous forme vectorielle :

$$[v_{abcs}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{as2} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad [i_{abcs}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ (i_{as} - i_f) \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad [\phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \phi_{as1} \\ \phi_{as2} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}$$

$v_{as1}$  : la tension au borne de la bobine saine.

$v_{as2}$  : la tension au borne de la bobine en court – circuit.

$i_f$  : Le courant de défaut

Matrice des résistances du stator :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} (1 - \mu) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

• **Equations électriques du rotor**

Les équations électriques sous forme condensée sont données par :

$$[v_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] \quad (2.23)$$

Avec :

$$[i_{abcr}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad [\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Le coefficient  $\mu$  désigne le pourcentage de nombre de spire en court-circuit de la phase statorique  $a_s$ . Il est défini comme suit :

$$\mu = \frac{n_{cca}}{N_{st}}$$

Avec :

$n_{cca}$  : est le nombre de spire en court-circuit de la phase  $a_s$ .

$N_{st}$  : est le nombre total de spire par phase du stator, dans le cas d'une MAS saine.

En ajoutant les deux premières lignes de l'équation de la tension statorique (2.22) et on réécrit les équations électriques statoriques comme suite :

$$[v_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] + \mu A_1 i_f \quad (2.24)$$

Avec :

$$[v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad [\phi_{abc}] = \begin{bmatrix} (\phi_{as1} + \phi_{as2}) \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad A_1 = \begin{bmatrix} -R_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

L'équation de la tension pour les spires en court-circuit ( $a_{s2}$ ) est :

$$v_{as2} = \mu R_s (i_{as} - i_f) + \frac{d\phi_{as2}}{dt} = R_f i_f \quad (2.25)$$

Tel que :

$R_f$  : est la Résistance du défaut.

En appliquant la transformation inverse de Park liée au stator sur les équations (2.24) et (2.25) .On obtient :

- **Pour le stator**

Les équations des tensions au niveau du stator dans un repère (**d-q**) sont obtenues comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \sqrt{\frac{2}{3}} \mu R_s i_f \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} - \sqrt{\frac{1}{3}} \mu R_s i_f \end{cases} \quad (2.26)$$

Pour l'équation (2.25) on trouve :

$$v_{as2} = \mu R_s \left( \sqrt{\frac{2}{3}} i_{ds} + \sqrt{\frac{1}{3}} i_{os} - i_f \right) + \frac{d\phi_{as2}}{dt} = R_f i_f \quad (2.27)$$

- **Pour le rotor**

Les équations des tensions au niveau du rotor dans un repère (**d-q**) sont données par (2.15)

**b) Les équations magnétiques**

Les équations magnétiques qui établissent la relation entre les flux, les courants statoriques et rotoriques avec défaut statorique :

$$\begin{cases} [\Phi_{abcs}] = [L_s][i_{abcs}] + [L_{sr}][i_{abcr}] \\ [\Phi_{abcr}] = [L_{sr}]^T[i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}] \end{cases} \quad (2.28)$$

Les matrices des inductances propres et mutuelles statoriques et rotoriques :

$$[L_s] = L_{ls} \begin{bmatrix} (1-\mu) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} (1-\mu)^2 & \mu(1-\mu) & -\frac{1-\mu}{2} & -\frac{1-\mu}{2} \\ \mu(1-\mu) & \mu^2 & -\frac{\mu}{2} & -\frac{\mu}{2} \\ -\frac{1-\mu}{2} & -\frac{\mu}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1-\mu}{2} & -\frac{\mu}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} (1-\mu)\cos(\theta) & (1-\mu)\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & (1-\mu)\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \mu\cos(\theta) & \mu\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \mu\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix},$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$L_{sr} = \frac{2}{3}L_m, \quad [L_{rs}] = [L_{sr}]^T$$

En ajoutant les deux premières lignes de l'équation (2.28) et on réécrit les équations magnétique qui régissent le fonctionnement de la machin comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_{abcs}] = [L_s][i_{abcs}] + [L_{sr}][i_{abcr}] + \mu A_2 i_f \\ [\Phi_{abcr}] = [L_{sr}]^T[i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}] + \mu A_3 i_f \end{cases} \quad (2.29)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}, [L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Et :

$$A_2 = [-(L_{ls} + L_{ms}) \quad \frac{L_{ms}}{2} \quad \frac{L_{ms}}{2}]^T; A_3 = -L_{sr} [\cos(\theta) \quad \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})]^T$$

La matrice d'inductance propre et mutuelle du rotor n'est pas modifiée.

L'équation du flux magnétique pour les spires en court-circuit est :

$$\Phi_{as2} = -\mu A_2^T [i_{abcs}] - \mu A_3^T [i_{abcr}] - \mu(L_{ls} + \mu L_{ms})i_f \quad (2.30)$$

Les flux de Park rotoriques et statoriques avec défaut sont obtenus par l'application de la transformée inverse de Park à l'équation (2.29) et (2.30) comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{ds2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & -\sqrt{\frac{2}{3}}\mu L_s \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & -\sqrt{\frac{2}{3}}\mu L_m \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 \\ \sqrt{\frac{2}{3}}\mu L_s & 0 & \sqrt{\frac{2}{3}}\mu L_m & 0 & -\mu(L_{ls} + \mu \frac{2}{3}L_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

### c) L'équation mécanique :

Le couple électromagnétique représenté dans le repère triphasé tenant compte du défaut par l'équation (2.32) :

$$C_e = P [i_{abcs}']^T \frac{d}{d\theta} ([L_{sr}']) [i_{abcr}'] \quad (2.32)$$

La somme des deux premières lignes donnée :

$$C_e = P [i_{abcs}]^T \frac{d}{d\theta} ([L_{sr}]) [i_{abcr}] - P \mu L_{sr} \frac{d}{d\theta} ([A_1]^T) [i_{abcr}] i_f \quad (2.33)$$

Par l'application de la transformée inverse de Park à l'équation (2.33), Nous exprimons l'équation de couple électromagnétique en fonction des courants statoriques et les flux rotoriques dans un repère (**d-q**) lié au stator :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - P \frac{L_m}{L_r} \sqrt{\frac{2}{3}} \mu (\Phi_{qr} - L_m i_{qs}) \quad (2.34)$$

L'évolution de la vitesse mécanique est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (2.35)$$

## 2.3.2 Modèle d'état de la MAS avec défaut statorique :

Pour pouvoir simuler le comportement de la MAS à la présence de défaut de court-circuit entre les spires statoriques, on a développé à partir des équations (2.15),(2.26),(2.27),(2.31), un modèle d'état en fonction des courants statoriques, courant de défaut et les flux rotoriques comme suit :



$$\left\{ \begin{array}{l}
\frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{ds} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right) \phi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) \omega \phi_{qr} \\
+ \sqrt{\frac{2}{3}} \mu \left(\frac{1}{\sigma T_s L} - \frac{1}{\sigma_f T_f L}\right) i_f + \frac{1}{\sigma L_s L} V_{ds} - \sqrt{\frac{2}{3}} R_f \left(\frac{1}{\sigma_f L_f L}\right) i_f \\
\frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{qs} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) \omega \phi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right) \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\
\frac{di_f}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L} \left(1 - \frac{2}{3} \mu\right)\right) i_f + \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{L}\right) V_{ds} - \left(\frac{R_f}{L}\right) i_f \\
\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} - \omega \phi_{qr} - \sqrt{\frac{2}{3}} \mu \frac{L_m}{T_r} i_f \\
\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} + \omega \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\
\frac{d\Omega}{dt} = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - P \frac{L_m}{L_r} \sqrt{\frac{2}{3}} \mu (\phi_{qr} - L_m i_{qs}) - \frac{1}{J} C_r + \frac{f_v}{J} \Omega
\end{array} \right. \quad (2.36)$$

Avec :

$$L_f = (l_s + \frac{2}{3} \mu L_m) ; L = \frac{L_f - \frac{2}{3} \mu L_s}{L_f - \frac{2}{3} \mu \frac{L_m^2}{L_r}} ; \sigma_f = 1 - \frac{2}{3} \mu \frac{L_m^2}{L_r L_f} ; T_f = \frac{L_f}{R_s}$$

## 2.4 La simulation de la MAS sans et avec défaut

La simulation est une moyenne efficace et économique, couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement, qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes.

Une fois le modèle de la MAS établi, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Ce qui offre la possibilité d'observer les comportements de la MAS pour différents états de fonctionnement sain et avec défaut.

Notons que les paramètres de la machine utilisée en simulation sont donnés dans l'annexe (B).

La machine asynchrone est connectée en étoile. Elle est alimentée par un système équilibré de tension triphasé.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = 220\sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(2\pi ft) \\ \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

## 2.4.1 Modèle SIMULINK de la MAS saine

La figure (2.6) représente le modèle SIMULINK de la MAS décrit par les équations (2.29). Chaque bloc de la figure est issu d'une équation. Ainsi, le bloc « Transformation  $abc \rightarrow dq$  » est réalisé à partir de l'équation (2.14). Le contenu du bloc est représenté à la figure (2.7).

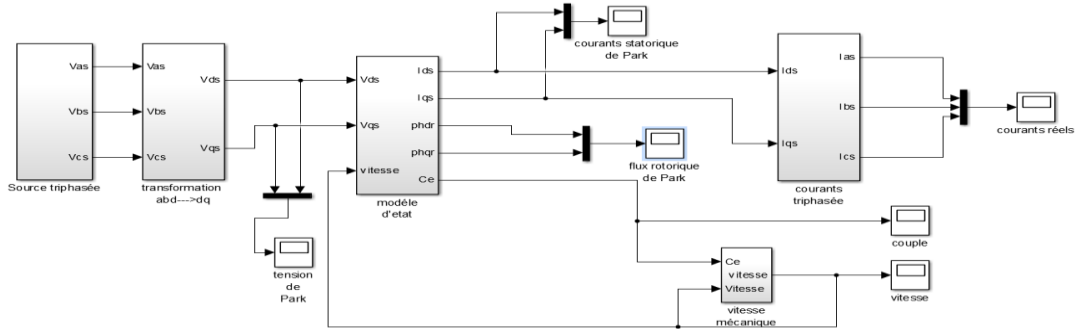


Figure 2.6. Modèle SIMULINK d'une MAS à cage d'écureuil.

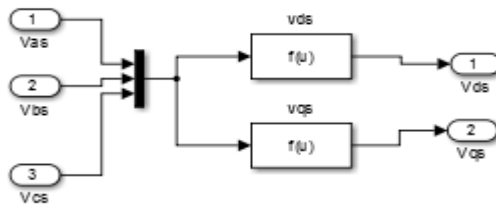


Figure 2.7. Bloc de transformation triphasée-biphasée.

### a) Résultats de la simulation

Les figures suivantes montrent les résultats de la simulation du processus de démarrage à vide de la MAS suivi de l'application d'une charge de 3.8 N.m à l'instant  $t=1s$ .

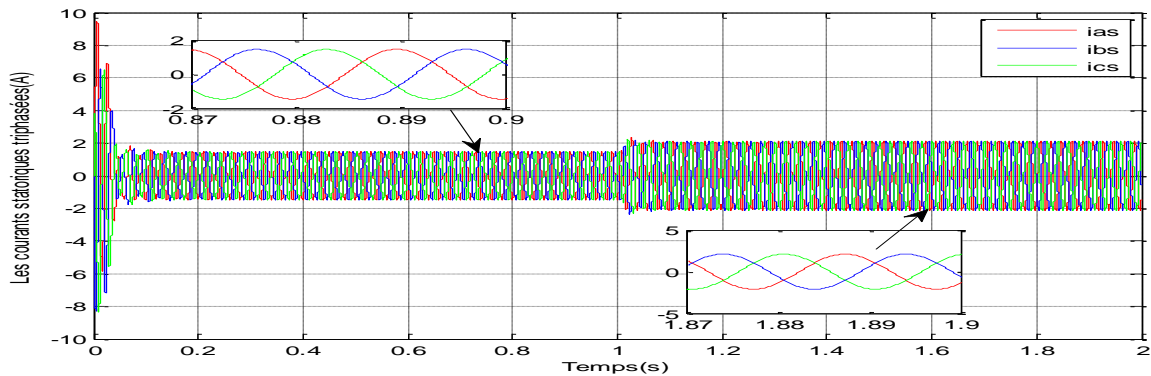
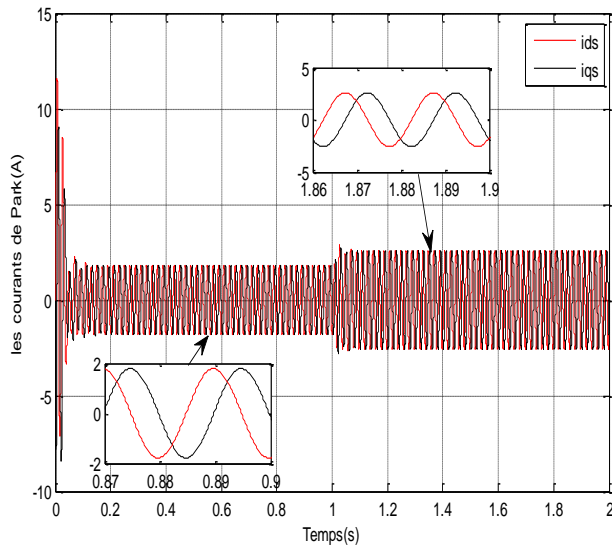
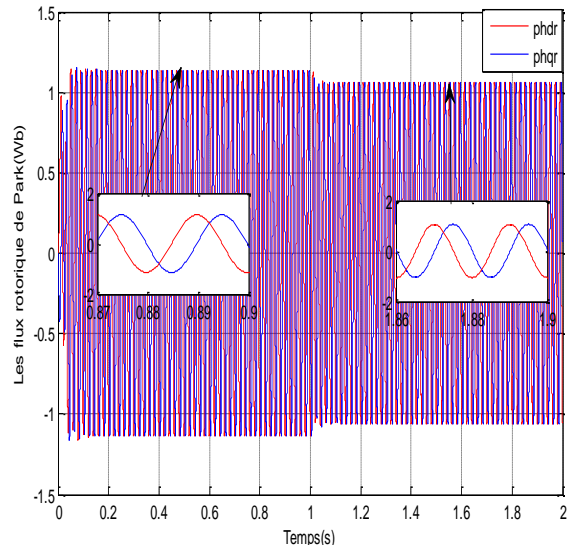


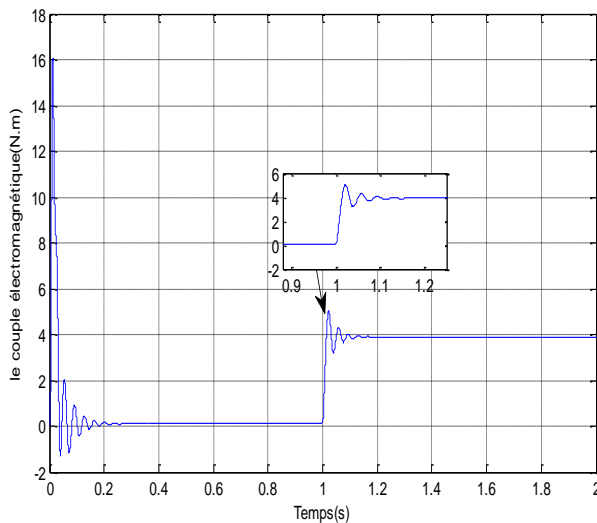
Figure 2.8. Les courants statoriques triphasés.



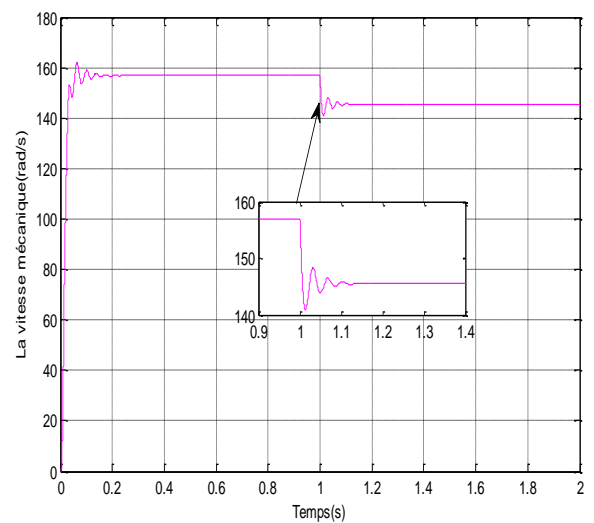
**Figure 2.9.** Les courants statoriques de Park.



**Figure 2.10.** Les flux rotoriques de Park.



**Figure 2.11.** Le couple électromagnétique.



**Figure 2.12.** La vitesse mécanique.

### ***b) Interprétation des résultats de simulation***

Toutes les grandeurs s'établissent rapidement après un régime transitoire de 0,2s qui représente le temps de réponse de la machine.

Nous remarquons qu'au démarrage à vide, la machine appelle un fort courant statorique qui dépasse 8A (figure 2.8). Après quelques secondes dans le régime permanent la forme des courants statoriques est sinusoïdale d'amplitude constante égal 1.46A.

La figure (2.9) montre l'évolution des courants de Park qui sont en quadrature et ont une même amplitude en régime permanent égale 1,78A. Il en est de même pour les

flux rotoriques (Figure 2.10) qui atteignent immédiatement la valeur de 1,14wbr en régime permanent.

On constate d'après la figure (2.11), que le couple électromagnétique présente des oscillations importantes pendant le régime transitoire. Sa valeur crête est de 16 N.m qui s'amortissent au cours de l'accélération du moteur. En régime permanent  $t \in [0,2s \ 1s]$ , le couple électromagnétique chute rapidement pour atteindre une valeur presque nulle (0.10N.m) et égale à celle du couple de frottement fluide (pas de charge).

La figure (2.12) illustre l'évolution de la vitesse mécanique qui passe par des oscillations dans les premiers instants du démarrage avec un accroissement presque quasi linéaire pour atteindre une valeur proche de celle de synchronisme (314 rd/s) avant la stabilisation à une valeur de (157rad/s) au régime permanent.

Lors de l'application de la charge à  $t=1s$ , nous observons que les courants statoriques ( $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$ ) de la MAS répondent parfaitement au changement de la consigne du couple de charge et leur amplitude augmente et se stabilise à 2,09A. Le déphasage entre les courants égal à  $120^\circ$ .

L'application de la charge n'influence pas sur la quadrature entre les deux signaux  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  en régime permanent. Ils ont la même amplitude qui augmente à la valeur 2,56A. Les flux rotoriques  $\Phi_{dr}$  et  $\Phi_{qr}$  diminuent de 1,14 wb à 1,6 wb.

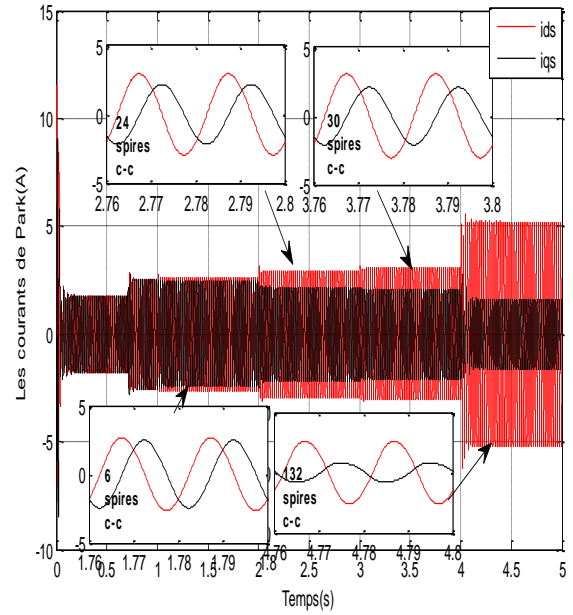
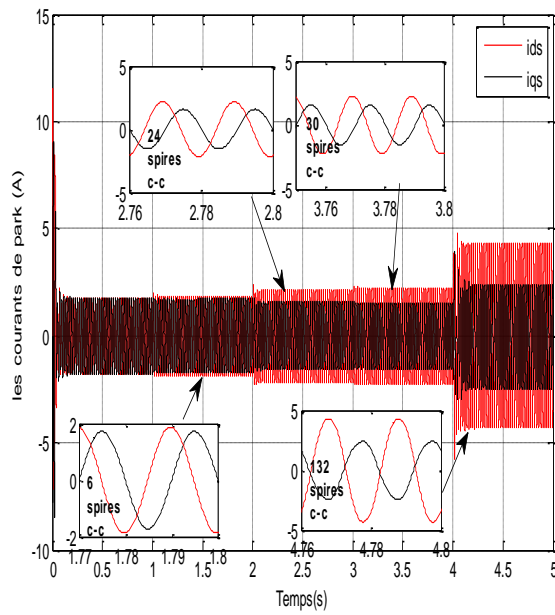
A partir de  $t=1s$ , nous remarquons dans les premiers instants une perturbation du couple électromagnétique et cela dure après quelques secondes le couple se stabilise vers la valeur du couple résistant 3.8 N.m avec une réponse rapide.

L'introduction d'un couple de charge a provoqué une chute de la vitesse mécanique à 145.5rad/s. C'est le principe du moteur asynchrone quand il fonctionne en boucle ouverte à cause du glissement.

## 2.4.2 Modèle SIMULINK de la MAS avec défaut c-c

La figure suivante représente le modèle SIMULINK de la MAS avec défaut de C-C entre spires statoriques sur la phase  $a_s$  décrit par les équations (2.38).

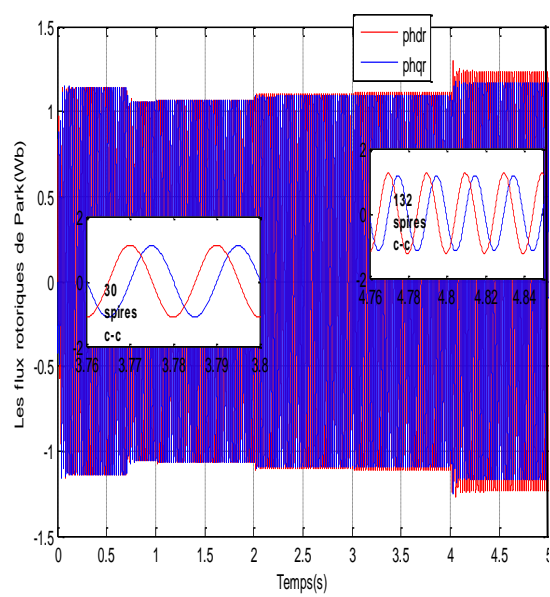
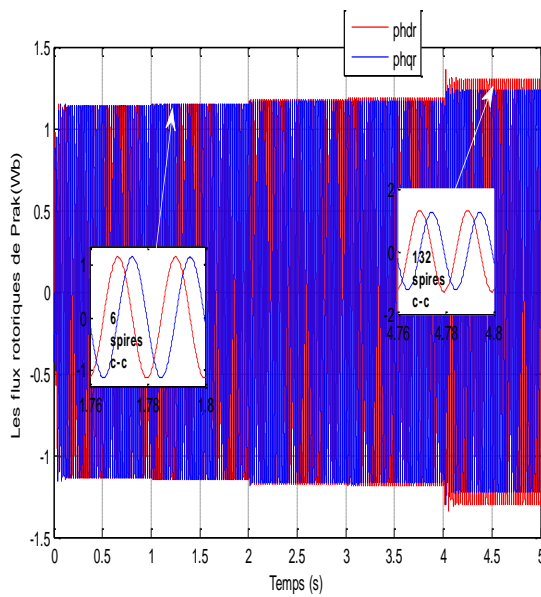




(a)

(b)

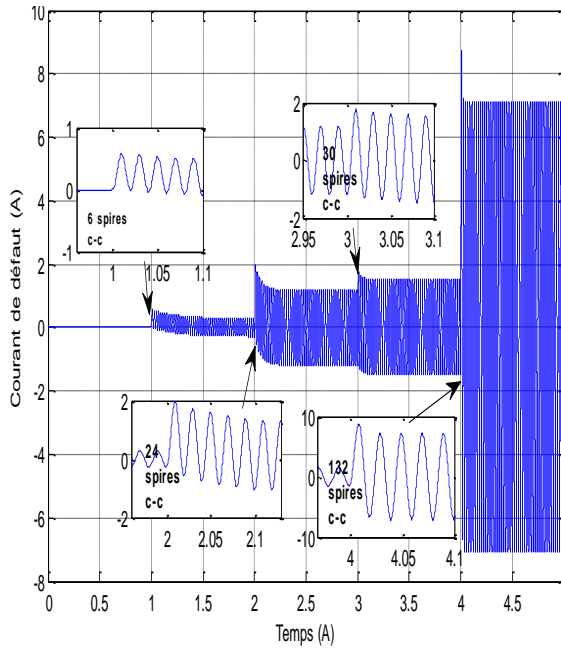
Figure 2.15. Les courants statoriques de Park avec défaut c-c à vide(a) et en charge(b).



(a)

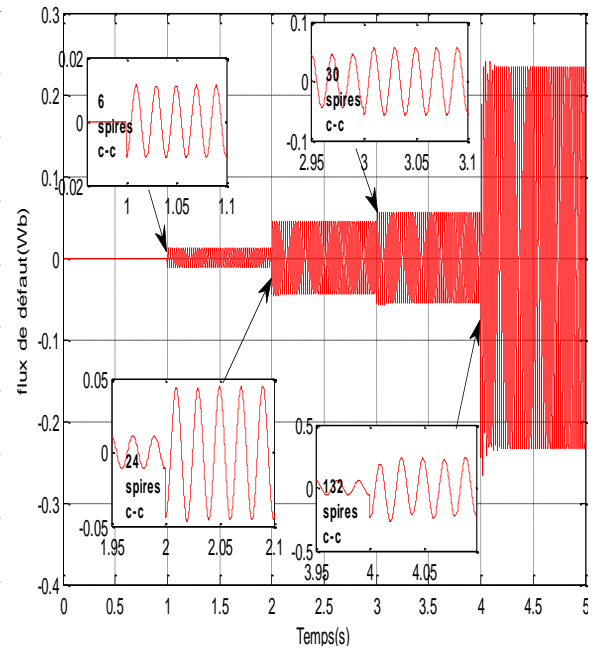
(b)

Figure 2.16. Les flux rotoriques de Park avec défaut c-c à vide(a) et en charge(b).



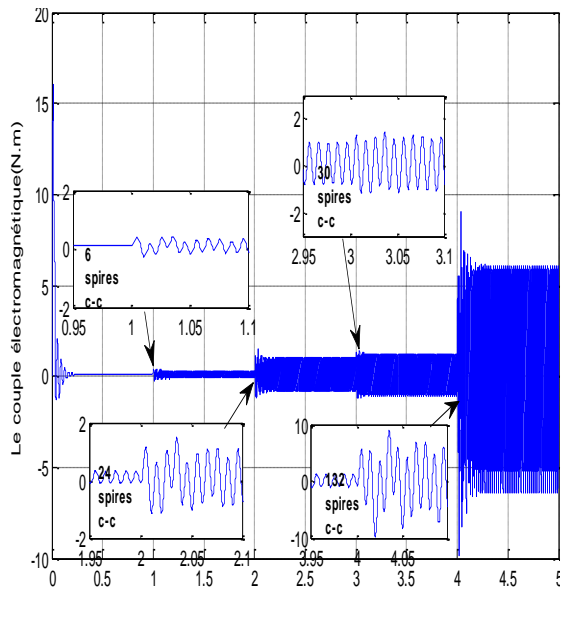
**Figure 2.17.** Courant de défaut statorique pour différent pourcentage de spire en

c-c.

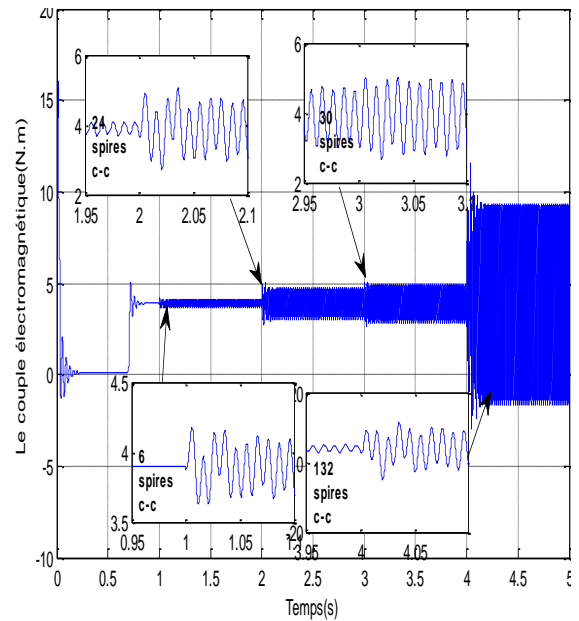


**Figure 2.18.** Flux de défaut statorique pour différent pourcentage de spire en

c-c.

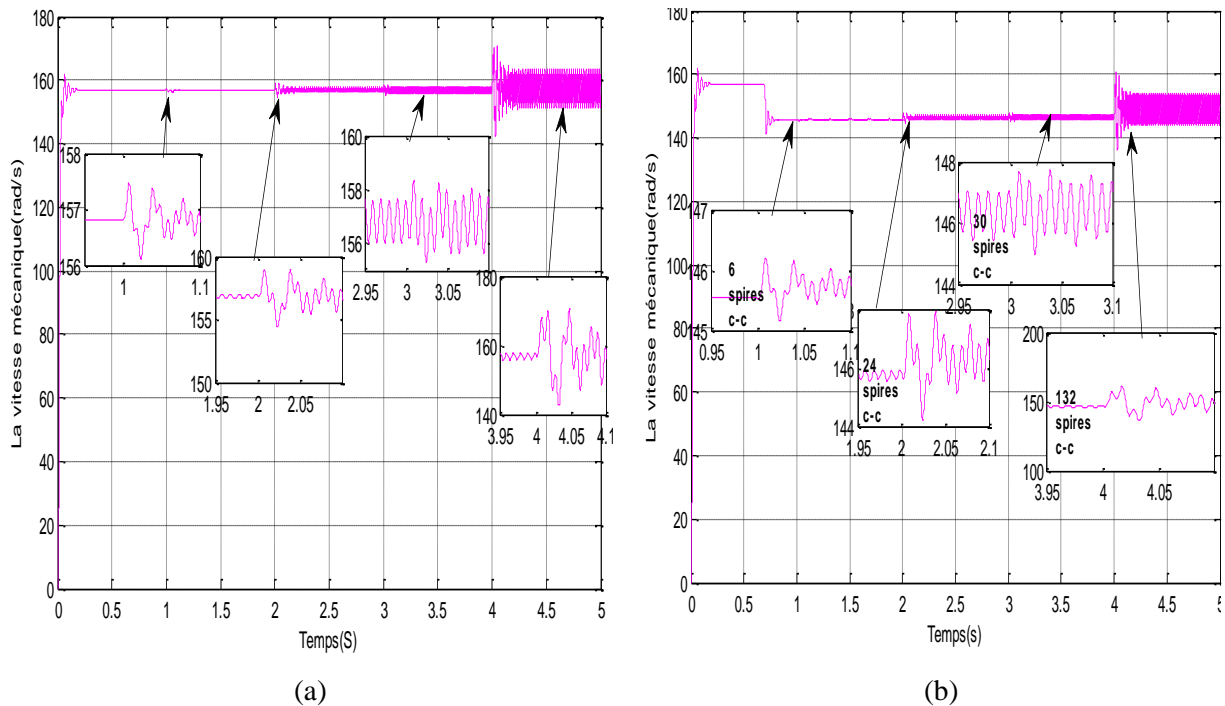


(a)



(b)

**Figure 2.19.** Le couple électromagnétique avec défaut c-c à vide(a) et en charge(b).



**Figure 2.20.** La vitesse mécanique avec défaut c-c à vide(a) et en charge(b).

**b) Interprétation des résultats de simulation**

Les figures précédentes représentent le comportement de la MAS pour les différentes grandeurs incluant un défaut de court-circuit de 1.15% (6 spires c-c), 4.56%(24 spires c-c), 5.68%(30 spires c-c) et 25% (132 spires c-c) à vide et en charge.

Toutes ces courbes correspondent bien à un fonctionnement normal d'une MAS à vide et en charge pour  $t \in [0s ; 1s]$ . Lorsqu'on applique le défaut de 1.15% à l'instant  $t=1s$ , on remarque une augmentation du courant dans la phase en défaut. Sa valeur crête est de 1.53A à vide (figure 2.14a) et de 2.17 en charge (figure 2.14b). A  $t=2s$  et  $t=3s$  on a augmenté respectivement le nombre de spire c-c de 4.56% à 5.86% (la même pour la MAS fonctionnant en charge).Un déséquilibre se manifeste sous forme d'une augmentation importante du courant dans la phase *as* qui est dépassé de 3A à vide et de 3.5A en charge et d'une augmentation moins importante dans les deux autres phases. Son amplitude à vide et en charge est indiquée dans le tableau (2.1). A  $t=4s$  on a provoqué 25% de spires c-c, nous observons une augmentation brusque de l'amplitude des courants  $i_{as}$  et  $i_{bs}$  et une diminution dans la phase  $i_{cs}$  .voir tableau (2.1)

On a zoomé sur la figure (2.14) montrant clairement l'influence du court-circuit sur les courants statoriques. En effet le déséquilibre entre les courants des trois phases est appréciable dans les deux cas à vide et en charge.



On remarque aussi un déséquilibre au niveau de déphasage qui n'est plus égal à  $120^\circ$  comme en fonctionnement saine.

La figure (2.15) indique l'évolution des courants de Park pour différents pourcentage de court-circuit entre spires à vide (figure 2.12a) et en charge (figure 2.12b). A partir de l'instant  $t=1s$ , où le défaut est provoqué il est clair que le pourcentage de court-circuit entre spires à une influence sur les amplitudes à vide et en charge (tableau 2.1) (les amplitudes des courants ne sont plus égales). Il en est de même pour les flux rotoriques (figure 2.16). Lorsqu'on applique le défaut, l'augmentation des amplitudes dépend du nombre de spire en court-circuit dans les deux cas de fonctionnement. (Tableau 2.1)

On visualise l'apparition de courant et flux de défaut qui prennent une forme Sinusoïdale. Nous remarquons que plus le nombre de spire en court-circuit est augmenté, plus l'augmentation des amplitudes est plus importantes (tableau 2.1), ce qui est illustré dans les figures (2.17, 2.18). L'importance de l'augmentation du courant de court-circuit par rapport au courant d'une des trois phases est évidente et il n'est pas négligeable. Il peut effectivement à long terme ou dans des délais très courts conduire à la destruction totale de l'enroulement de la phase contenant le court-circuit.

Les figures (2.19, 2.20) représentant respectivement le couple électromagnétique et la vitesse de la machine. A partir des moments où le défaut apparaisse à  $t=1s$ , le couple électromagnétique est fortement ondulé à cause du déséquilibre des courants statoriques. Ces ondulations croissent avec l'augmentation du nombre de spire en court-circuit, sans que cela va changer la valeur moyenne du couple par rapport à sa valeur en régime sain (Plus le nombre de spire est élevé, plus les ondulations deviennent plus fortes). Ces séries des ondulations sont réduites au niveau de la vitesse mécanique à cause de l'inertie du rotor. Ceci sous-entend d'intenses vibrations mécaniques. Les zooms sur l'allure de la vitesse montrent que le défaut de court-circuit au stator a une influence significative sur la mécanique du rotor.

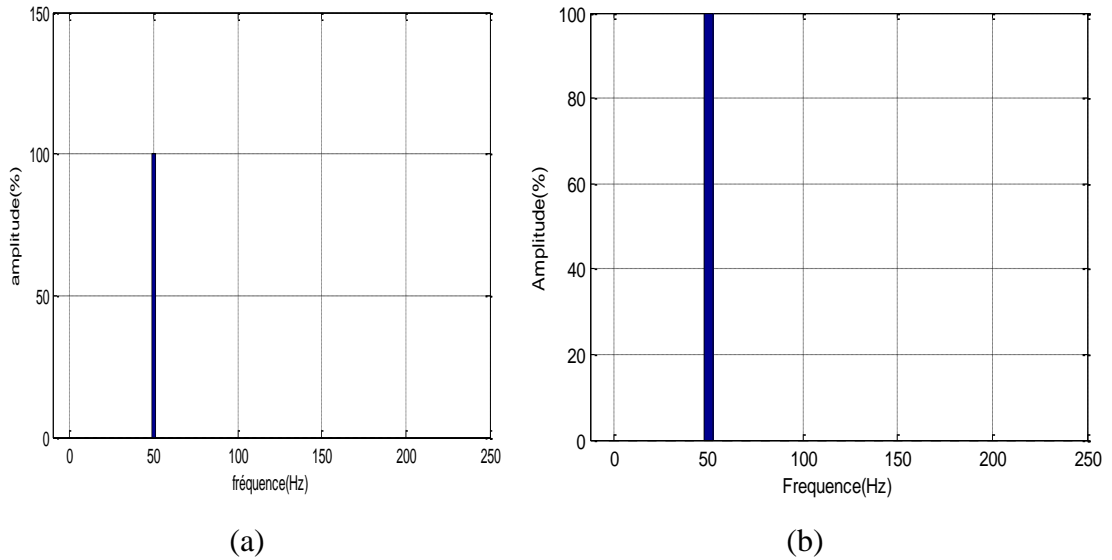
	Le pourcentage du défaut.							
	1.15%		4.56%		5.68%		25%	
L'amplitude	A vide	En charge	A vide	En charge	A vide	En charge	A vide	En charge
Les courants triphasés ( $i_{as}$ ; $i_{bs}$ ; $c_{as}$ ) (A)	1,529 ; 1,476 ; 1,401	2,167 ; 2,051 ; 2,056	1,764 ; 1,591 ; 1,236	2,412 ; 1,97 ; 1,946	1,847 ; 1,647 ; 1,182	2,5 ; 1,962 ; 1,907	3,507 ; 3,457 ; 0,367	4,26 ; 3,151 ; 1,238
Les courants de Park ( $i_{ds}$ ; $i_{qs}$ ) (A)	1,873 ; 1,724	2,652 ; 2.467	2,16 ; 1,578	2.955 ; 2.185	2,262 ; 1,546	3,062 ; 2,094	4,295 ; 2,394	5,217 ; 1,632
Courant de défaut(A)	0,306	0,299	1,196	1,194	1,506	1,505	7,099	7,097
Flux rotoriques de Park ( $\Phi_{dr}$ ; $\Phi_r$ ) (Wb)	1,147 ; 1,145	1,07 ; 1,06	1,176 ; 1,166	1,102 ; 1,09	1,185 ; 1,173	1,112 ; 1,097	1,299 ; 1,231	1,239 ; 1,166
Flux de défaut(Wb)	0,011	0,010	0,045	0,042	0,056	0,053	0,234	0,22

**Tableau 2.1.** Amplitude des courants statoriques , de Park, de défaut et des flux rotoriques de Park et de défaut pour différents pourcentage du défaut à vide et en charge.

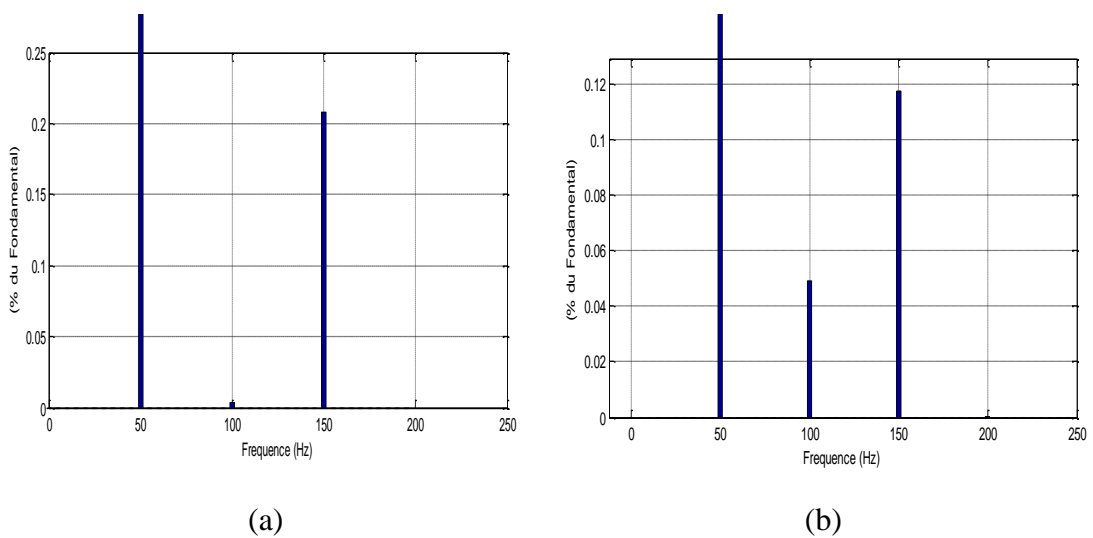
### 2.4.3 Analyse spectrale du courant statorique par FFT

D'après les figures précédentes on remarque que l'analyse directe de l'amplitude du courant dans le domaine temporel est difficile et par conséquent, il est bien de traiter le signal afin d'en ressortir les données plus représentatives. C'est donc l'utilisation de la transformée de Fourier Rapide (FFT) que nous pouvons mettre en évidence des critères plus représentatifs, plus rapide et plus facile qui a été donnée dans l'équation (1.3).

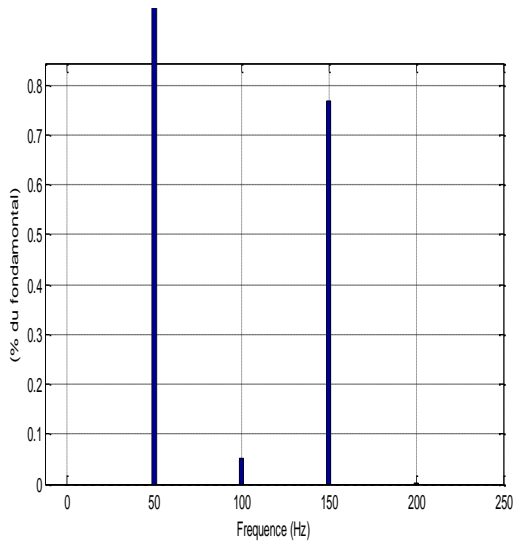
Nous effectuons une analyse spectrale du courant d'une phase statorique ( $a_s$ ) avec un fenêtrage de type Hanning en régime permanent à vide et en charge. La période d'échantillonnage est de  $10^{-5}$ s pour le cas d'une machine saine et avec défaut. Les résultats du Spectre fréquentiel obtenus sont représentés par les figures suivantes.



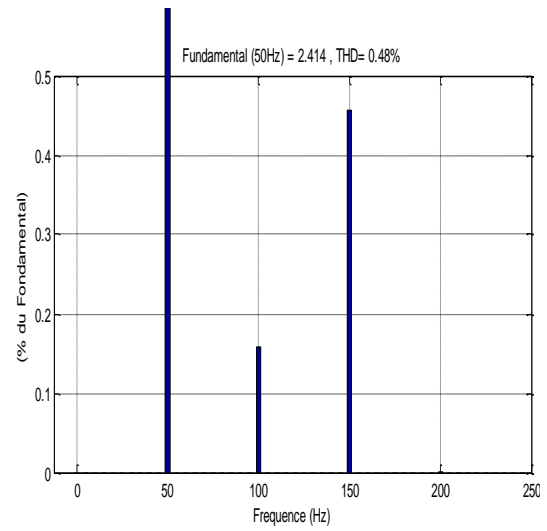
**Figure 2.21.** FFT du courant statorique en régime permanent pour le cas sain à vide (a) et en charge (b).



**Figure 2.22.** FFT du courant statorique en régime permanent avec défaut de 1.5% de spires c-c à  $t=1s$  (à vide (a), en charge (b)).

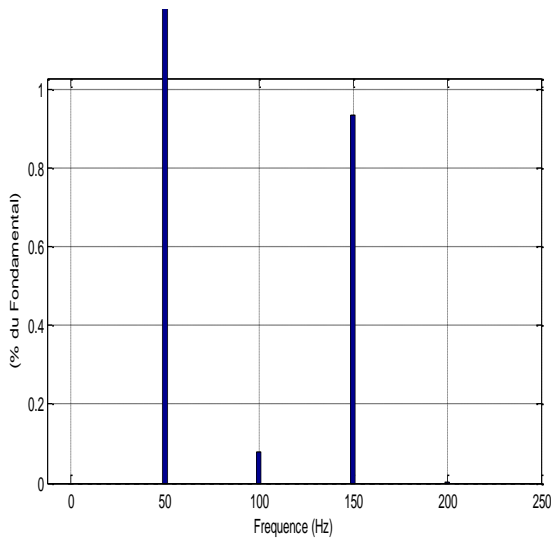


(a)

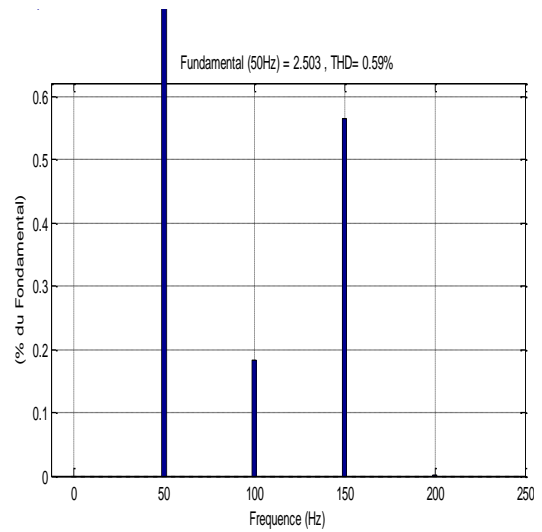


(b)

**Figure 2.23.** FFT du courant statorique en régime permanent avec défaut du 4.56% de spires c-c à  $t=2s$  (à vide (a) ; en charge (b)).

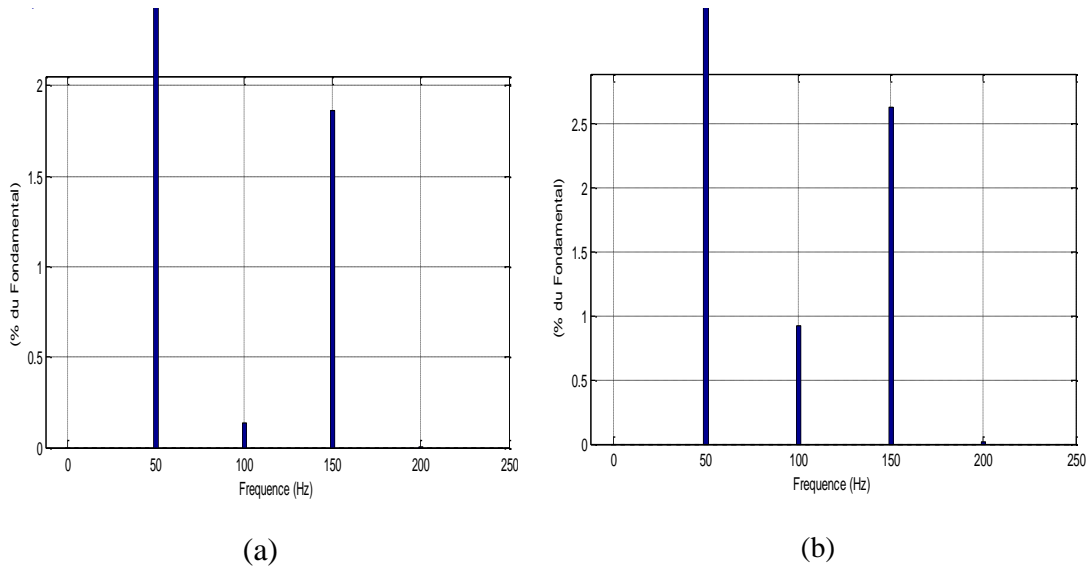


(a)



(b)

**Figure 2.24.** FFT du courant statorique en régime permanent avec défaut du 5.68% de spires c-c à  $t=3s$  (à vide (a) ; en charge (b)).



**Figure 2.25.** FFT du courant statorique en régime permanent avec défaut du 25% de spires c-c à  $t=4s$  (à vide (a), en charge (b)).

La figure (2.21) représente le spectre du courant  $i_{as}$  pour une machine à l'état sain. On observe seulement le rais due à la fondamentale (50Hz) apparaît sur le spectre du courant statorique dans le cas à vide (figure 2.21a) et en charge (figure 2.21b). Son amplitude est indiquée dans le tableau (2.2) ci-dessous qui montre l'augmentation de l'amplitude en charge par rapport à vide. Cela est toute à fait normal étant donné que le moteur asynchrone son modèle ne présente aucun défaut et que le fondamental de la force magnétomotrice est considéré sinusoïdale le long de l'entrefer.

Fréquence(Hz)	Amplitude (rms)	
	A vide	En charge
50Hz	1.03	1.48

**Tableau 2.2.** Amplitude de spectre qui correspond la fréquence 50Hz à vide et en charge.

Les figures (2.22, 2.23, 2.24, 2.25) représente respectivement le spectre du courant  $i_{as}$  pour une machine avec les défauts de 6, 24, 30 et 132 spires c-c, à vide (a) et en charge (b).

La figure (2.22), lors du court-circuit est a 1.5% spire, on remarque une nouvelle composante fréquentielle avec amplitude visible dans le spectre au voisinage de la fondamentale à 150Hz, cette amplitude augmente dans le fonctionnement en charge.

D'autre part, on observe l'augmentation de l'amplitude de la fréquence fondamentale (50Hz) par rapport à la MAS à l'état sain. Voir le tableau (2.3).

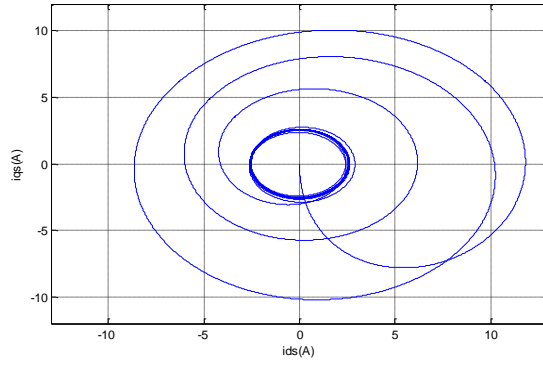
Les figures (2.23, 2.24, 2.25) montrent une variation significative de l'amplitude de la fréquence (150 Hz) et la fréquence fondamentale (50Hz) qui sont en fonction du pourcentage de court-circuit. On remarque aussi une augmentation substantielle d'amplitude de la fréquence 50 Hz lorsqu'on applique le couple de charge à (3.8 N.m) et une diminution de l'amplitude 150Hz à cause des harmoniques d'encoches rotoriques à 100 Hz qui sont de faible amplitude et négligeable dans le spectre de la machine avec défaut à vide. D'autre part, on observe une augmentation très faible de l'amplitude de cette même composante. Si on applique la charge proportionnellement à la gravité du défaut, d'ou l'influence du court-circuit sur cet harmonique est faible. La variation de l'amplitude des fréquences 50Hz et 150 Hz à vide et en charge est bien illustré au Tableau (2.3) par le pourcentage du défaut.

Fréquence(Hz)	Le pourcentage du défaut.							
	1.15%		4.56%		5.68%		25%	
	A vide	En charge	A vide	En charge	A vide	En charge	A vide	En charge
50Hz (Amplitude (rms))	1.083	1.53	1.25	1.70	1.32	1.77	2.55	3.05
150Hz (% du fondamental)	0.21%	0.12%	0.77%	0.46%	0.93%	0.56%	2.63%	1.87%

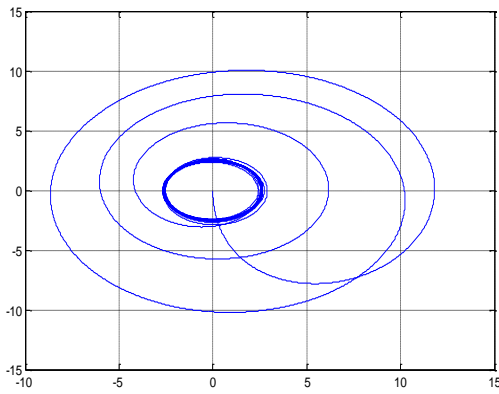
**Tableau 2.3.** Amplitude de spectre qui correspond les fréquences 50 et 150Hz pour différents pourcentage du défaut à vide et en charge.

#### 2.4.4 Analyse du vecteur de Park

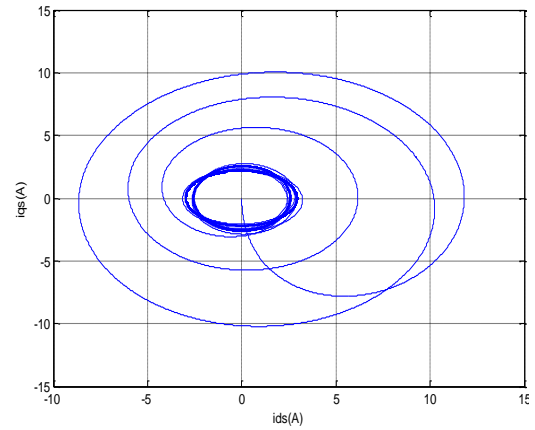
On a présenté dans les figures suivantes les courbes de Lissajou ( $i_{qs} = f(i_{ds})$ ) de la MAS saine et avec défaut du court-circuit de 1.15%, 4.56% ,5.68% et 25% spires c-c en charge et en régime permanent.



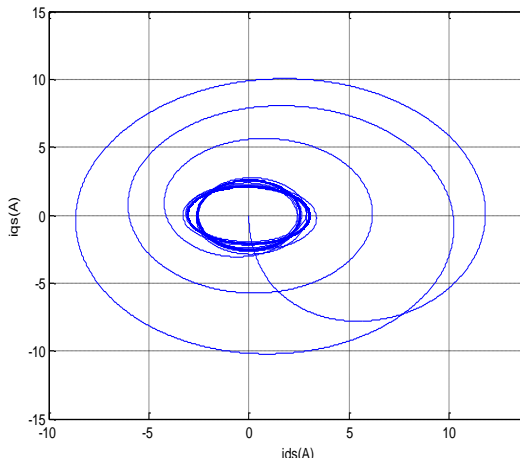
**Figure 2.26.** La Courbe de Lissajou pour la MAS saine en charge.



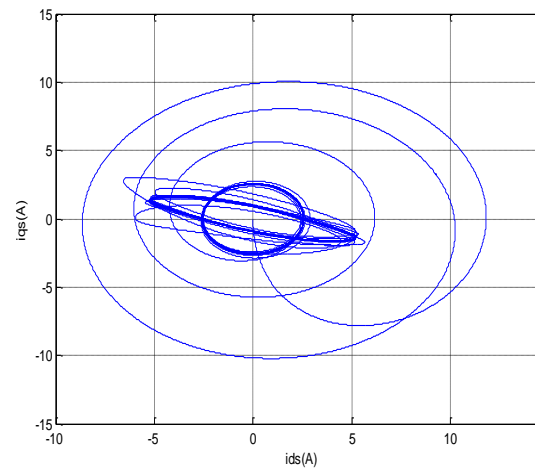
**Figure 2.27.** La Courbe de Lissajou pour la MAS avec défaut de 1.15% spires c-c en charge.



**Figure 2.28.** La Courbe de Lissajou pour la MAS avec défaut de 4.56% spires c-c en charge.



**Figure 2.29.** La Courbe de Lissajou pour la MAS avec défaut de 5.68% spires c-c en charge.



**Figure 2.30.** La Courbe de Lissajou pour la MAS avec défaut de 25% spires c-c en charge.

La figure (2.26) illustre la courbe de Lissajou des courants de Park dans le cas sain. Elle présente une forme circulaire centrée à l'origine. La présence de défaut de court-circuit entre les spires statorique se manifeste par l'augmentation de l'épaisseur et le changement de la forme de Lissajou, les figures (2.27, 2.28, 2.29 et 2.30), correspond à 1.15% ,4.56%,5.68% et 25% des spires c-c respectivement.

La comparaison de entre les figure précédant montre clairement que le défaut de court-circuit entre les spires statorique a été visualisé par la forme de Lissajou des vecteurs de courants de Park et l'observation de l'augmentation de son épaisseur.

Les résultats de l'analyse spectral (FFT) des courants de la phase as et du vecteur de Park montre la validité du modèle de la MAS en défaut qui à été développé.

## 2.5 CONCLUSION

Dans le cadre du diagnostic de la MAS, ce chapitre a été consacré à la modélisation et la simulation de la machine asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée pour les deux cas saine et avec défaut statorique dans le fonctionnement à vide et en charge.

Par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de Park, on a réduis la complexité des équations différentielles dans le modèle triphasé a un modèle diphasé (linéaire pour le cas sain et non linéaire dans la présence de défaut) ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

On a élaboré deux modèles (sain et avec défaut) de la MAS sous forme de représentation d'état dans un repère fixe lié au stator. Ce sont des modèles simulie pour différents cas sain et avec défaut de quatre pourcentages différents (à vide et en charge). Les résultats de simulation confirment l'effet de défaut sur le comportement électromécanique de la MAS. L'efficacité de notre modèle mathématique est effectuée par l'analyse spectrale du courant statorique et du vecteur de Park.

Le modèle sain de la MAS sera utilisé pour développer l'observateur afin de générer les résidus. Par contre, le modèle de la MAS en défaut de court-circuit nous permettra de simuler les courts-circuits au niveau du stator.



# Chapitre 3 Synthèse d'un observateur mode glissant d'ordre deux

---

## 3.1 Introduction

Il est parfois très nécessaire de mesurer quelques grandeurs du système pour des raisons, que ce soit économique ou techniques, Cependant, ces grandeurs, non accessibles à la mesure directe à cause des capteurs qui sont trop onéreux ou difficiles à placer, restent inconnues.

La reconstruction de l'évolution de ces grandeurs est alors nécessaire en absence des capteurs. Il faut penser à utiliser un capteur logiciel représenté par les observateurs.

L'un des principaux avantages de l'utilisation d'observateurs est de réaliser la détection de défauts en temps réel [27].

La génération de résidus à base d'observateurs est l'une des approches utilisées pour la détection de défauts à base de modèles analytiques. L'observateur fonctionne en parallèle avec le système considéré et permet de reconstruire, sous la condition d'observabilité du système, le vecteur d'état [27].

Nous présentons, dans ce chapitre, quelques concepts généraux sur l'observabilité et les observateurs des systèmes linéaires et non linéaires. Ensuite, on expose la synthèse d'un observateur à mode glissant d'ordre 2 et on génère le résidu, destiné à la détection des défauts de court-circuit entre les spires statorique.

## 3.2 Observabilité et observateurs

L'observabilité d'un processus est un concept très important en automatique. En effet, pour reconstruire l'état et la sortie d'un système, il faut savoir à priori, si les variables d'état sont observables ou non. En générale, pour des raisons de réalisabilité technique, de coût, ...etc. La dimension du vecteur de sortie est inférieure à celle de l'état. En effet, le problème fondamental de l'analyse d'observabilité d'un système

physique est pouvoir dire si l'état du système peut être déterminé en fonction des entrées et des sorties. Dans l'affirmative, la théorie de l'estimation fournit alors des outils pour reconstruire cet état. Cet outil qui estime ou observe l'état d'un système est appelé un observateur ou un estimateur.

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées voir figure (3.1). Cette estimation doit être obtenue en temps réel. La propriété d'observabilité d'un tel système correspond au fait que l'état  $x(t)$  peut être déterminé sur tout intervalle  $[t_0 ; t_1]$  à partir de la connaissance de  $u(t)$  et  $y(t)$  [28].

La comparaison de la sortie mesurée à son estimée permet de générer des signaux appelés « résidus » devant être capables de nous informer sur l'état de fonctionnement des capteurs et actionneurs ainsi que sur l'état du processus [28].

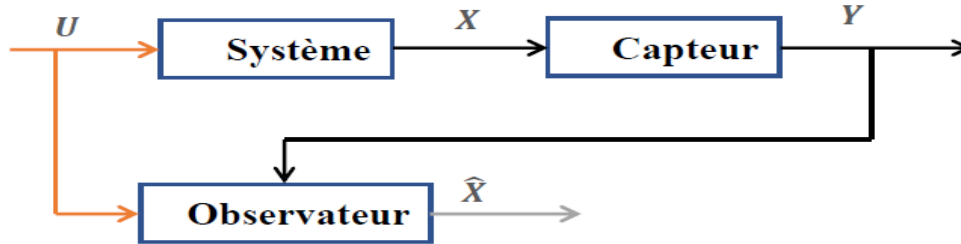


Figure 3.1. Le schéma d'un système avec l'observateur.

### 3.3 Principe d'un observateur

Soit le modèle d'état du système à observer, donnée par l'équation (3.1).

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec respectivement : un vecteur d'entrée  $u(t)$  du système réel, un vecteur d'état  $x(t)$  constitué des grandeurs à observer et un vecteur de sortie  $y(t)$  dont les composantes sont mesurables (courants, dans le cas de la MAS).

Les équations (3.2) représentent le modèle de l'observateur qui est une copie du système original plus un terme de gain voir figure (3.2).

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K\varepsilon \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (3.2)$$

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

Les grandeurs mesurées sont comparées au vecteur équivalent donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Cette différence qui représente l'erreur d'estimation  $\varepsilon$ , est multipliée par une matrice de gain  $K$  et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain  $K$  tel que les valeurs propres soient à parties réelles strictement négatives, on peut modifier la dynamique de l'observateur, et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro plus ou moins rapidement [28].

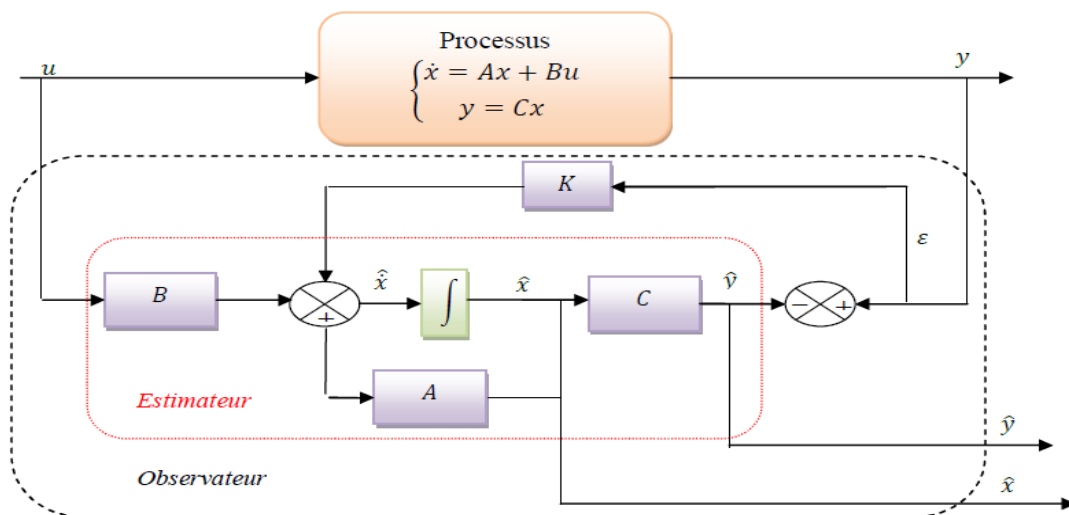


Figure 3.2. Le schéma de principe d'un observateur.

### 3.4 Observabilité des systèmes linéaires

On dit qu'un système est linéaire si la sortie est linéaire par rapport à l'entrée. L'observabilité d'un système dynamique est liée à la sensibilité de la sortie à ses variables d'états [29].

Soit un système continu décrit par l'équation d'état déterministe suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

L'observabilité du système linéaire (3.1) est garantie si et seulement si :

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

Par conséquent le système linéaire (3.1) est observable, si le rang de la matrice d'observabilité  $O$  est égal à la dimension  $n$  de ce système. Dans le cas où le rang de la matrice  $O$  est inférieur à  $n$  on parle alors, à l'observabilité partielle [29].

### **3.5 Observabilité des systèmes non linéaires**

L'observabilité pour les systèmes non linéaires est plus compliquée que celle concernant les systèmes linéaires dans la mesure où elle dépend de l'entrée appliquée. C'est caractérisé par le fait qu'à partir de la sortie mesurée, il faut être capable de discerner les différents états initiaux [29].

### **3.6 Classification sur les observateurs**

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

#### **3.6.1 Observateurs pour les systèmes linéaires**

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice " $A$ " du système qui est linéaire et invariant dans le temps. Les observateurs linéaires les plus répandus sont l'observateur de Luenberger, défini dans le paragraphe §3.3, dans le cadre déterministe et l'observateur de Kalman dans le cadre stochastique, conçus pour le cas des systèmes linéaires continus ou discrets [29].

### 3.6.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires

Les systèmes physiques sont généralement non linéaires, les méthodes suivies pour la conception d'observateurs non linéaires sont multiples et s'inspirent des méthodes linéaires déjà citées avec des hypothèses très fortes sur la structure des non linéarités [29]. Les observateurs classiques pour les systèmes non linéaires [30] : Kalman étendu ; Observateur Grand Gain ; Observateur adaptatif, Observateur ensembliste, Observateur en temps fini avec retard, Certains observateurs mode glissant.

## 3.7 L'observateur mode glissant

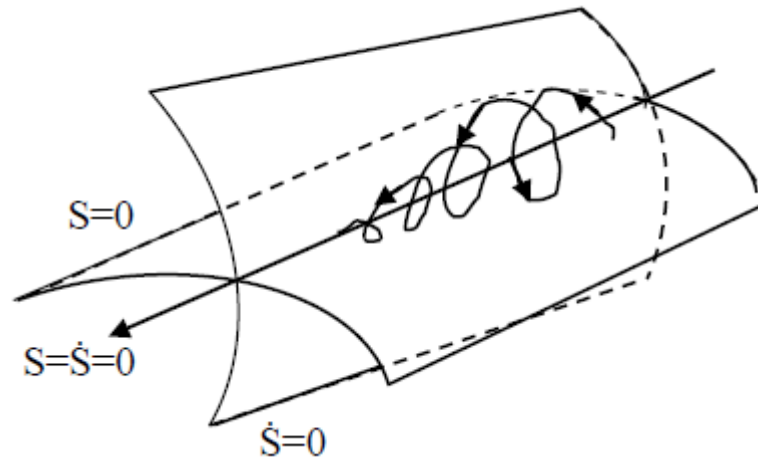
Les observateurs par modes glissants (OMG) appartiennent aux systèmes à structure variable, il s'agit de développer une certaine robustesse vis-à-vis d'incertitudes paramétriques. Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre  $n$  à converger vers une variété  $S$  de dimension  $(n - p)$  dite surface de glissement ( $p$  étant la dimension du vecteur de mesure) [30]. Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation ( $\boldsymbol{\varepsilon} = \hat{\boldsymbol{x}}(\boldsymbol{t}) - \boldsymbol{x}(\boldsymbol{t})$ ) à partir de leurs valeurs initiales  $\boldsymbol{\varepsilon}(\mathbf{0})$ , ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux étapes :

- Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel (les mesures) ( $\varepsilon_y = \hat{\boldsymbol{y}}(\boldsymbol{t}) - \boldsymbol{y}(\boldsymbol{t})$ ) sont nulles. Cette étape, qui généralement est très dynamique, est appelée mode d'atteinte.
- Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées de manière à annuler toutes les erreurs d'observation. Ce dernier mode est appelé mode de glissement [30].

### 3.7.1 L'observateur mode glissant d'ordre deux

Le principe de l'observateur mode glissant d'ordre 2, consiste à contraindre le système à évoluer sur une variété  $S$  déterminée par l'annulation de premières dérivées successive par rapport au temps de la surface de glissement soit  $\dot{S}$ . On aura ainsi une précision d'ordre 2 sur la convergence du système [31].

La figure suivante montre la trajectoire de convergence du système vers la surface  $S$ .



**Figure 3.3.** Trajectoire du glissement d'ordre deux.

Pour définir les algorithmes de mode glissant d'ordre deux, on considère le système décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\{ \dot{x} = f(t, x, u) \quad (3.3)$$

En pratique l'utilisation du mode glissant d'ordre un, introduit de fortes oscillations à haute fréquence, communément appelé phénomène de broutement ou de chattering, qui est dû à la présence de la fonction *signe* dans l'équation de l'observateur.

Pour remédier à ce problème, on remplace la fonction *signe* par des fonctions plus lisses comme la fonction *sigmoïde*. Malheureusement l'utilisation de fonctions lisses réduit considérablement la robustesse de l'observateur par modes glissants, pour garder cette robustesse et éliminer en même temps le phénomène de chattering, les chercheurs on proposés d'utiliser l'observateur **super-twisting**, qui réalise un régime de glissement d'ordre deux [31].

#### **a) Phénomène de réticence (chattering)**

Un régime glissant idéal en pratique n'existe pas car la commande ne peut commuter avec une fréquence infinie. Les discontinuités dans le retour d'état produisent un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface appelé **chattering** [32].

Ce phénomène est décrit autour de la surface de commutation du système à commander comme on le voit sur la figure (3.4). En conséquence, les performances et la robustesse du système sont dégradées et cela peut même conduire à l'instabilité.

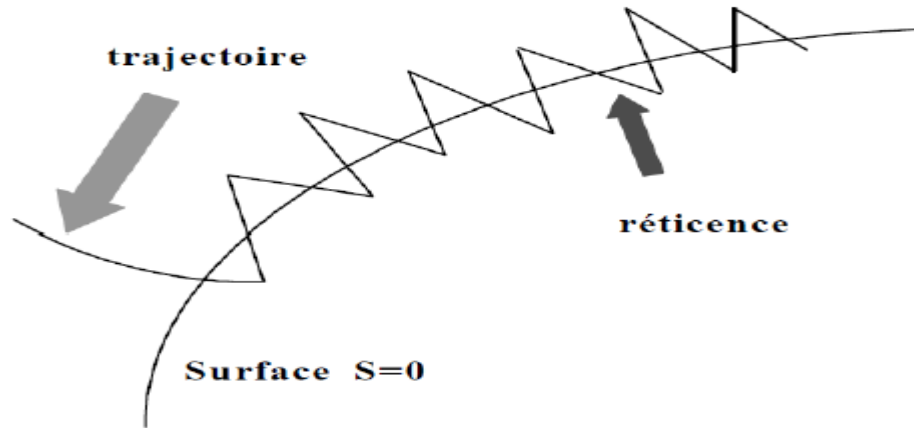


Figure 3.4. Phénomène de chattering.

#### **b) L'algorithme de super-twisting**

Parmi les différentes techniques d'observation existantes dans la littérature, les méthodes basées sur la théorie des modes glissants sont caractérisées par leur robustesse aux perturbations ainsi que leur insensibilité aux variations des paramètres de la machine quand le mode glissant s'établit [33].

L'Algorithme du Super-Twisting (STA) est un algorithme bien connu et classé parmi les algorithmes de modes glissants d'ordre élevé (second ordre), il a été introduit par Levant en 1993 [34]. Il a été largement utilisé après pour le contrôle et l'observation [35].

#### **a) Fonction de LYAPUNOV**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [36].

La fonction de Lyapunov est définie comme suit [31] :

$$v(x) = \frac{1}{2} S^T S(x) \quad (3.4)$$

La dérivée de  $v(x)$  est donnée par :

$$\dot{v}(x) = S^T \dot{S} \quad (3.5)$$

### 3.7.2 Modèle d'observation

Notre objectif ici est de synthétiser un observateur à modes glissants d'ordre deux pour observer les états de la MAS obtenus à partir de l'état sain (2.20).

Pour simplifier et clarifier l'élaboration du modèle d'observation de l'observateur mode glissant d'ordre deux, les équations de la MAS saines peut être écrite comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = -a_1 E i_s + a_2 A_1 \phi_r + b E V_s \\ \frac{d\phi_r}{dt} = a_3 L_m E i_s - A_1 \phi_r \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (P \frac{L_m}{L_r} F \phi_r i_s - C_r - f_v \Omega) \end{cases} \quad (3.6)$$

Avec :

$$i_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T ; \phi_r = [\phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T ; V_s = [V_{ds} \ V_{qs}]^T ; E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; A_1 = \begin{bmatrix} a_3 & \omega \\ -\omega & a_3 \end{bmatrix} ;$$

$$F = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} ; a_1 = \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) ; a_2 = \left( \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \right) ; a_3 = \frac{1}{T_r}$$

Le modèle d'observation à mode glissant d'ordre 2 est exprimé d'une façon explicite dans le repère **(d-q)** lié au stator. La vitesse rotorique, les courants statoriques et les flux rotoriques sont des grandeurs à observer. Les tensions statoriques sont fournies par la commande appliquée et les courants statoriques sont mesurés par deux capteurs de courant. Le modèle est donné par [37] :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_s}{dt} = -a_1 E \hat{i}_s + a_2 A_1 \hat{\phi}_r + b E V_s \\ \frac{d\hat{\phi}_r}{dt} = a_3 L_m E \hat{i}_s - A_1 \hat{\phi}_r + \Gamma \\ \frac{d\hat{\Omega}}{dt} = \frac{1}{J} (P \frac{L_m}{L_r} F \hat{\phi}_r \hat{i}_s - C_r - f_v \hat{\Omega}) \end{cases} \quad (3.7)$$

Avec :

$\hat{i}_s = [\hat{i}_{ds} \ \hat{i}_{qs}]^T$  : Les courants statoriques de Park estimés dans le repère lié au stator.

$\hat{\phi}_r = [\hat{\phi}_{dr} \ \hat{\phi}_{qr}]^T$  : Les flux rotoriques de Park estimés dans le repère lié au stator.

$\Gamma = [\Gamma_d \ \Gamma_q]^T$  : Matrice des gains d'observation.



$\hat{\Omega}$  : La vitesse mécanique estimée.

Les erreurs d'estimation des courants statoriques et des flux rotoriques sont définies comme suit :

$$\varepsilon_i = \hat{i}_s - i_s \quad (3.8)$$

$$\varepsilon_\phi = \hat{\phi}_r - \phi_r \quad (3.9)$$

Avec :

$$\varepsilon_i = [\varepsilon_{ids} \ \varepsilon_{iqs}]^T$$

$$\varepsilon_\phi = [\varepsilon_{\phi dr} \ \varepsilon_{\phi qr}]^T$$

La dynamique des erreurs d'observation est obtenue à partir de (3.8) et (3.9) comme suit :

$$\frac{d\varepsilon_i}{dt} = \frac{d\hat{i}_s}{dt} - \frac{di_s}{dt} \quad (3.10)$$

$$\frac{d\varepsilon_\phi}{dt} = \frac{d\hat{\phi}_r}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} \quad (3.11)$$

Où :

$$\frac{d\varepsilon_i}{dt} = a_2 A_1 \varepsilon_\phi \quad (3.12)$$

$$\frac{d\varepsilon_\phi}{dt} = a_3 L_m E \varepsilon_i - A_1 \varepsilon_\phi + \Gamma \quad (3.13)$$

La surface de glissement est exprimée en fonction des erreurs entre les courants statoriques mesurés et ceux estimés comme suit [31] :

$$S = \frac{1}{a_2} A_1^{-1} \varepsilon_i \quad (3.14)$$

La condition de convergence permettant à la dynamique du système de converger vers la surface de glissement. Il existe deux conditions pour assurer la convergence :

- La première condition concerne l'attractivité de la surface de glissement:  $S = 0$  et  $\dot{S} = 0$ .
- La surface de glissement est attractive si la fonction de Lyapunov vérifie la condition:  $\dot{v}(x) < 0$ .

La dynamique de la surface de glissement est:

$$\dot{S} = \frac{1}{a_2} A_1^{-1} \dot{\varepsilon}_i + \frac{1}{a_2} \dot{A}_1^{-1} \varepsilon_i \quad (3.15)$$

La dynamique de la vitesse angulaire  $\dot{\Omega}$ , donnée par  $\dot{\Omega} = \dot{\omega}/p$  est peut être supposée constante par rapport à la dynamique des courants et des flux (c'est une variable lente par rapport aux courants et aux flux), par conséquent, le terme  $\dot{A}_1^{-1}$  est considéré nul et les dynamiques de la surface de glissement deviennent:

$$\begin{cases} \dot{S} = \frac{1}{a_2} A_1^{-1} \dot{\varepsilon}_i = \varepsilon_\emptyset \\ \ddot{S} = \dot{\varepsilon}_\emptyset = a_3 L_m E \varepsilon_i - A_1 \varepsilon_\emptyset + \Gamma \end{cases} \quad (3.16)$$

Par conséquent, pour assurer une convergence en temps fini, le gain OMG est basé sur un algorithme de super twisting donné par [37] :

$$\Gamma = \begin{cases} -\lambda_m \text{signe}(S) & S^T \dot{S} \leq 0 \\ -\lambda_M \text{signe}(S) & S^T \dot{S} > 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

**Signe** : est la fonction non linéaire classique (signe) définie comme suit :

$$\text{signe} = \begin{cases} 1 & \text{si } \varepsilon_i < 0 \\ 0 & \text{si } \varepsilon_i = 0 \\ -1 & \text{si } \varepsilon_i > 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

Où  $\lambda_m$  et  $\lambda_M$  sont des constantes positives. Ces constantes devraient assurer les conditions suffisantes, pour une convergence dans un temps fini de l'observateur, défini dans les équations suivantes :

$$\begin{cases} \lambda_m > |a_3 L_m E \varepsilon_i - A_1 \varepsilon_\emptyset|_{max} \\ \lambda_M > \lambda_m + 2 |a_3 L_m E \varepsilon_i - A_1 \varepsilon_\emptyset|_{max} \end{cases} \quad (3.19)$$

### 3.7.3 La génération des résidus

Les résidus, notés par le vecteur  $r$ , sont des signaux indicateurs de la présence de défauts. Ils traduisent l'inconsistance entre le comportement obtenu et celui attendu du procédé surveillé. Ils doivent être sensibles uniquement aux défauts [27].

Dans notre travail, le résidu  $r$  définie par:

$$r = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N |\varepsilon_{idsk}| \quad (3.20)$$

Avec:

$$\varepsilon_{ids} = \hat{i}_{ds} - i_{ds}$$

$N$  : Nombre d'échantillonnage.

$$k=0, 1, 2, \dots$$

### 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a élaboré un modèle pour l'observateur à mode glissant d'ordre 2 à base du modèle de la MAS saine, développé dans le chapitre 2.

Un générateur de résidu est proposé sur la base des signaux fournis par les mesures et les grandeurs équivalentes estimées.

Par la suite, on propose une solution du problème de la détection de défaut de la MAS triphasée à l'aide de l'observateur à mode glissant d'ordre 2 développé dans ce chapitre.

# Chapitre 4 Résultat et simulation

---

## 4.1 Introduction

Dans ce chapitre, Nous allons proposer et simuler une solution au problème de détection de défaut de court-circuit statorique de la MAS à l'aide d'un observateur mode glissant d'ordre deux qui a été développé dans le chapitre précédent.

Nous avons utilisé le logiciel MATLAB/ SIMILUNK. Cet outil est très intéressant car il est spécialisé dans le calcul scientifique, en particulier, le calcul matriciel. Simulink permet la simulation des systèmes dynamiques à l'aide des schémas blocs, grâce à ces blocs contenus dans sa bibliothèque [29].

Dans la première partie, on donne les résultats et les interprétations de la synthèse d'un observateur mode glissant d'ordre deux à base modèle de la MAS saine. Ensuite, la détection du défaut du court-circuit entre les spires statoriques est réalisée à l'aide de l'observateur proposé.

Un générateur de résidus destiné à la détection des défauts considérés a été élaboré.

Finalement, pour vérifier l'efficacité de l'observateur proposé, des testes de robustesse sont réalisés.

## 4.2 Résultats et interprétation des résultats de la synthèse d'observateur mode glissant d'ordre deux à base modèle de la MAS saine

La figure (4.1) représente le Schéma bloc de l'observateur mode glissant d'ordre deux à base modèle de la MAS saine. Le modèle dynamique de la MAS saine, développé au chapitre (2) et décrit par les équations (2.20), est utilisé pour calculer les variables d'états. Le modèle d'observation qui a été obtenu au chapitre (3), donné par

les équations (2.36) est utilisé pour estimer les courants statoriques (triphases et dans Park), des flux rotoriques et de la vitesse mécanique.

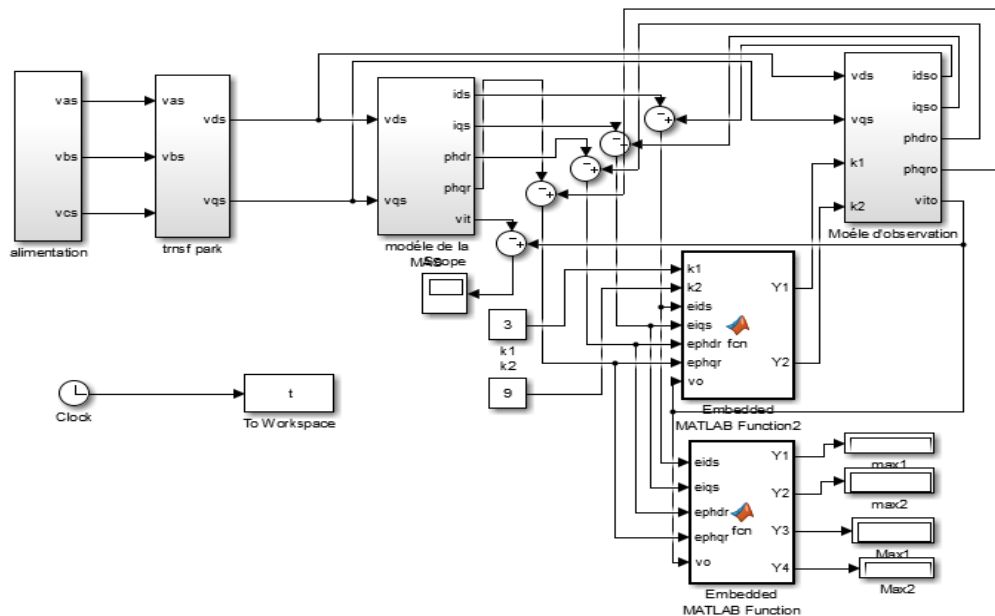
Les conditions initiales du vecteur d'état de la MAS et de l'observateur sont choisies différentes dans la simulation, pour vérifier le bon fonctionnement de ce dernier. Voir le tableau (4.1)

Le variable d'état de la MAS	$i_{ds}(A)$	$i_{qs}(A)$	$\Phi_{ds}(Wb)$	$\Phi_{qs}(Wb)$
Les valeurs initiales	1.8	1.6	1.6	1.4

**Tableau 4.1.** Les conditions initiales du vecteur d'état.

Nous considérons le cas de la MAS saine à vide alimentée par une tension triphasée équilibrée, donnée par l'équation (4.1).

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = 220\sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(2\pi ft) \\ \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$



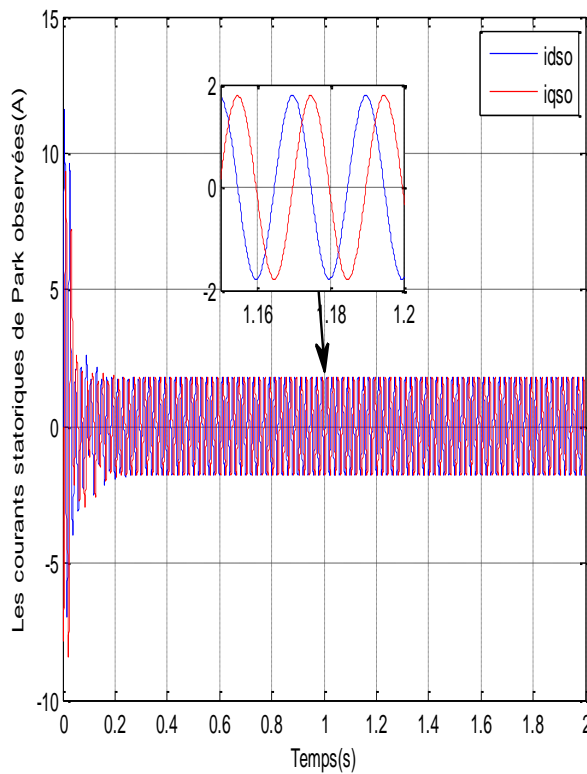
**Figure 4.1.** Le schéma de l'OMG d'ordre deux à base modèle de la MAS saine.

L'efficacité de l'observateur proposé a été obtenue grâce au bon choix des gains d'observation, qui vérifient les conditions de la convergence (3.19).

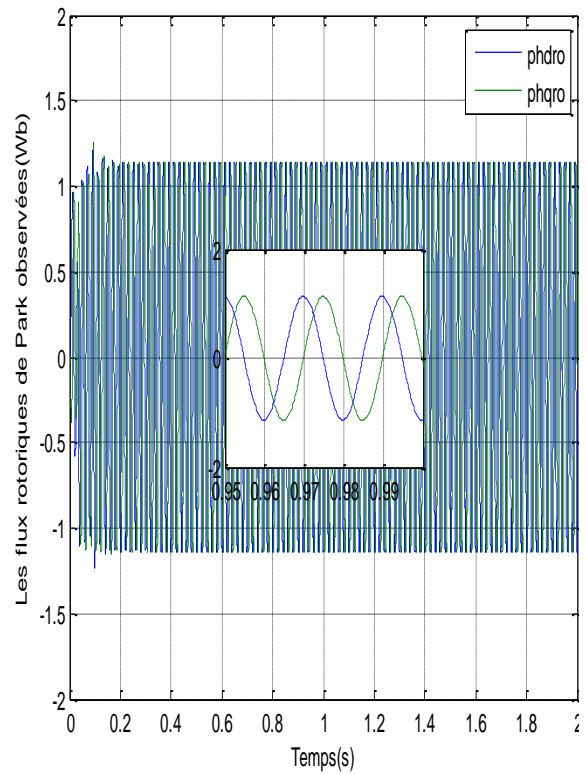
Les valeurs des gains sont :

$$\lambda_m = 3, \lambda_M = 9$$

La figure (4.2) représente les courants statoriques de Park ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ) qui sont estimés par l'observateur. Nous avons remarqué qu'ils sont en quadrature et ont la même amplitude en régime permanent qui est égale 1.78A à vide. Il en est de même pour les flux rotoriques observés figure (4.3). Leurs valeur crête est 1.14wb à vide.

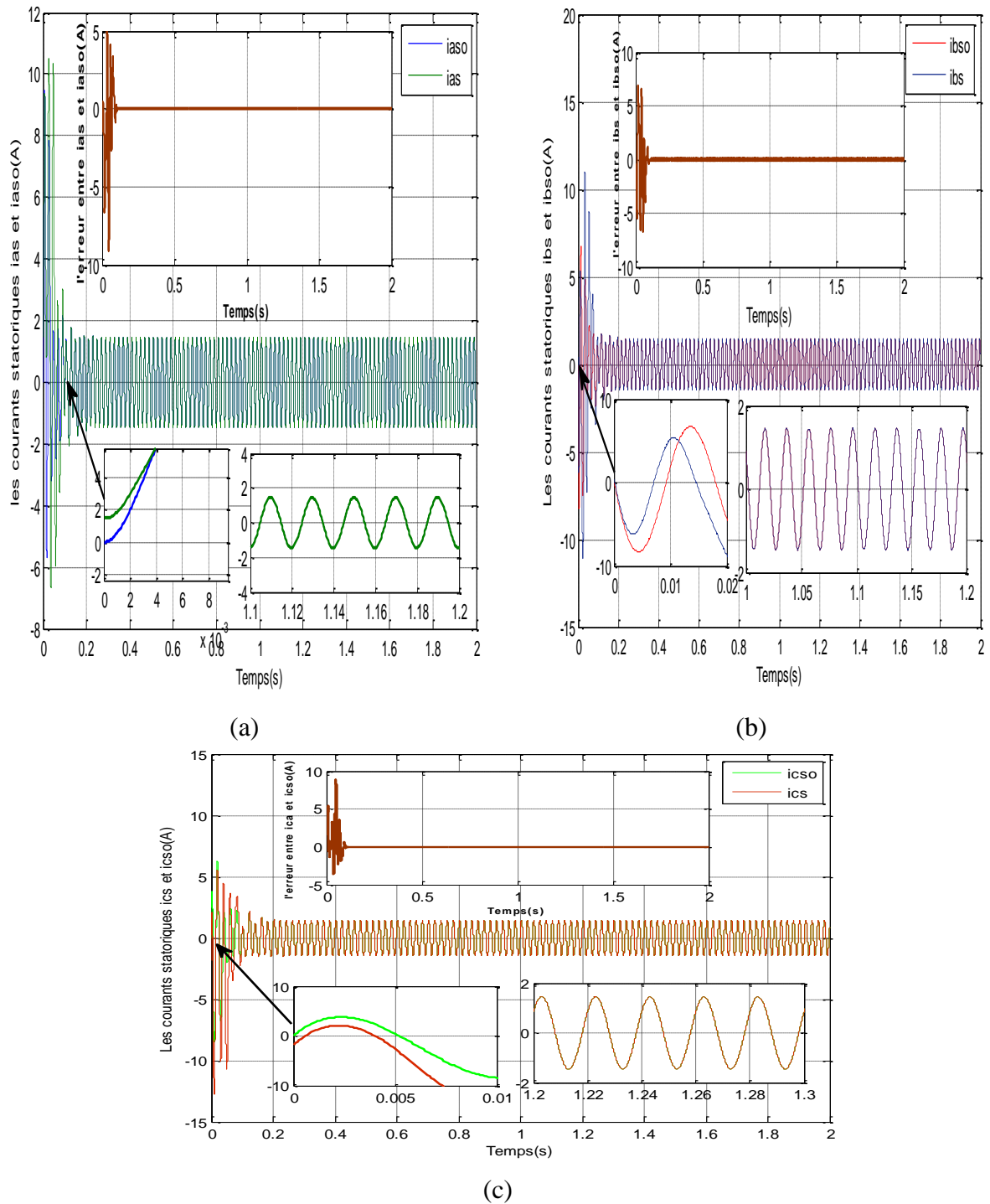


**Figure 4.2.** Les courants statoriques de Park observés.



**Figure 4.3.** Les flux rotoriques de Park observés.

La figure (4.4) montre l'évolution des courants statoriques triphasés qui est fournies par la MAS saine et celle observé. D'après un régime transitoire du 0,21s, Nous avons remarqué qu'il y a une superposition entre les courbes réelles et les courbes observées à vide. Grâce à cette superposition les erreurs entre les courants statoriques triphasés réels et observés sont pratiquement négligeables en régime permanent.

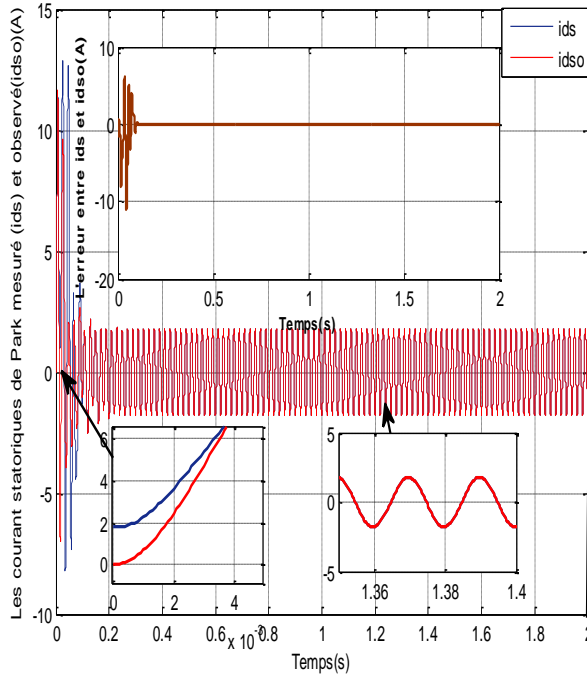


**Figure 4.4.** Les courants statoriques triphasés mesurés et observés.

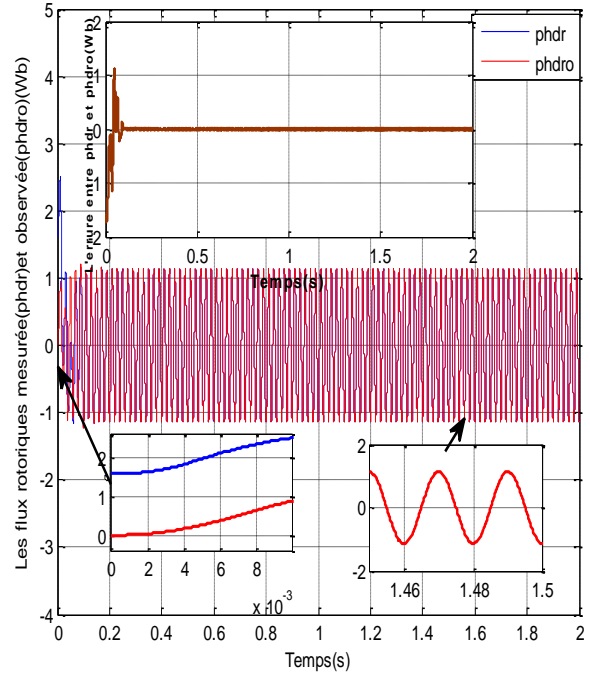
Les résultats de la simulation exposés sur les figures (4.5 ; 4.6), représentent respectivement les allures des courants statoriques et flux rotoriques réels et estimés dans le repère  $(d-q)$ . Nous avons remarqué que ces deux grandeurs convergent vers les valeurs nominales ( $i_{dqs} = 1.78A$ ,  $\Phi_{dqr} = 1.14Wb$ ).

Les erreurs entre les grandeurs fournies par le modèle et celles reconstruites à l'aide de l'observateur sont exposées dans les figures mentionnées précédemment. Nous avons

remarqué que ces erreurs sont très faibles en régime permanent, donc l'observateur reconstruit toutes les variables d'états (courants, flux) de la machine à vide après un temps fini.



**Figure 4.5.** Les courants statoriques de Park mesurés et observés avec l'erreur entre les variables mesurées et observées ( $\hat{i}_{ds}$ ,  $i_{ds}$ ).



**Figure 4.6.** Les flux rotoriques du Park mesurés et observés avec l'erreur entre les variables mesurées et observées ( $\hat{\Phi}_{dr}$ ,  $\Phi_{dr}$ ).

Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique mesurées et observées sont représentés respectivement par les figures (4.7, 4.8). Nous avons noté que le couple et la vitesse qui sont observées suit bien le couple et la vitesse de la MAS avec des erreurs d'estimation très faibles qui montre la superposition entre les courbes observées à l'aide d'un OMG d'ordre deux et celles mesurées.



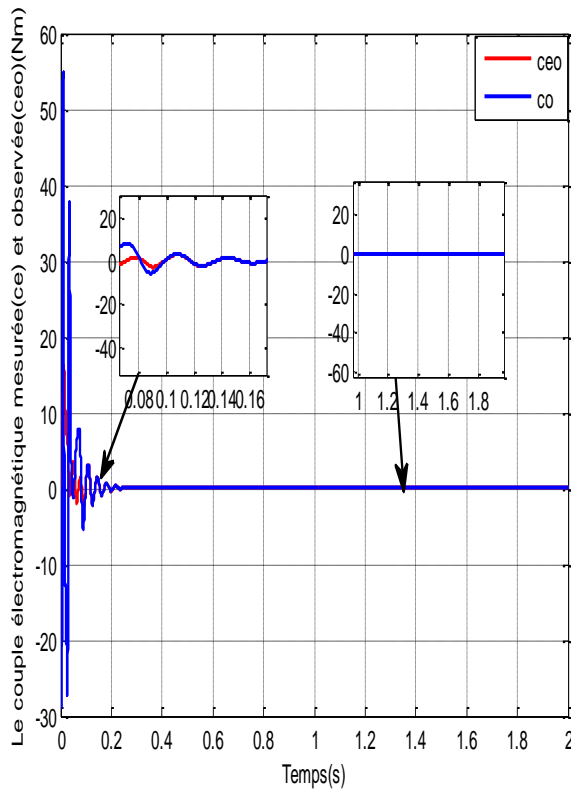


Figure 4.7. Le couple électromagnétique mesuré ( $c_e$ ) et observé ( $\hat{c}_e$ ).

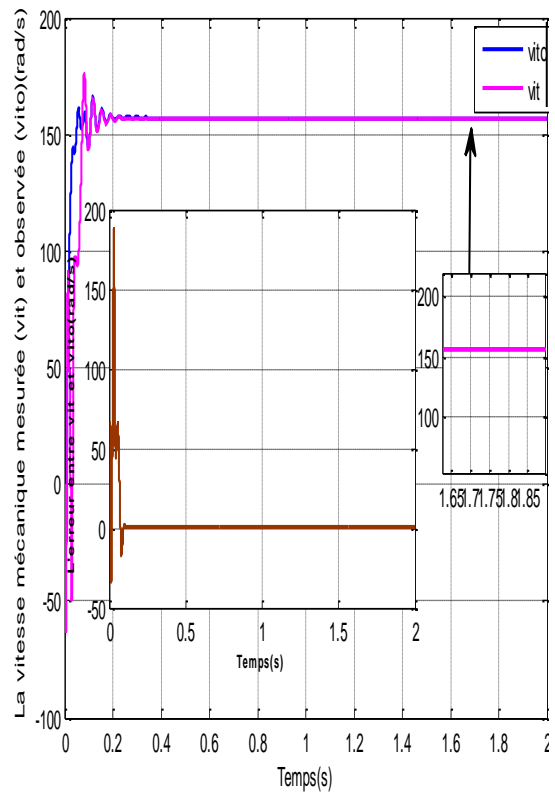


Figure 4.8. La vitesse mécanique mesurée et observée avec l'erreur entre la vitesse mesurée ( $\Omega$ ) et observée ( $\hat{\Omega}$ ).

### 4.3 Résultats et interprétation de la détection de défaut statorique par l'OMG d'ordre deux

Dans cette partie, nous considérons la détection de défaut à l'aide de l'observateur mode glissant d'ordre deux. Le modèle de la MAS en défaut est relié avec l'observateur proposé développé à base du modèle sain de la MAS. Voir la figure (4.9)

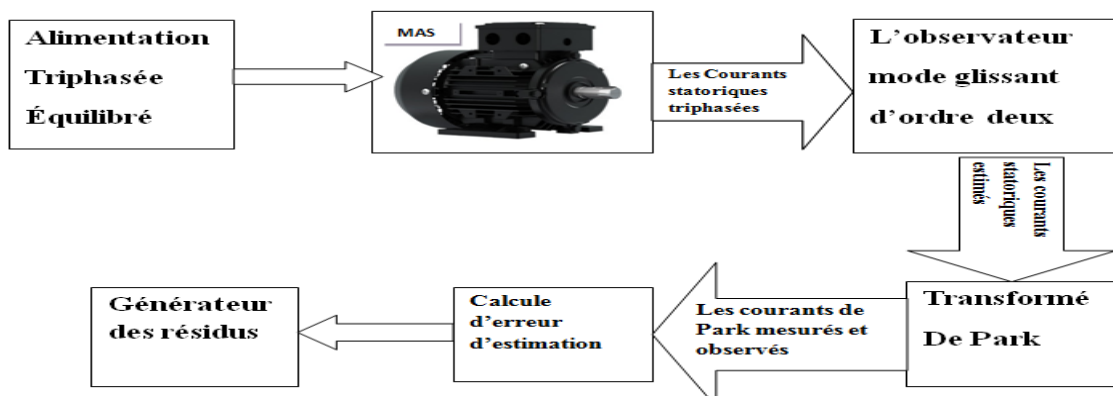
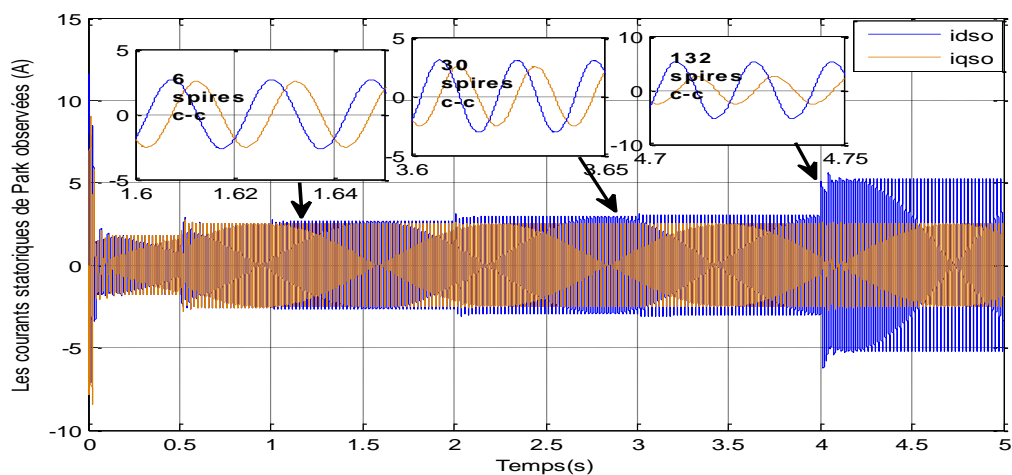


Figure 4.9. Principe de la méthode de détection de court-circuit statorique.

La synthèse de l'observateur réalisée sur la base du modèle sans défaut (MAS saine), celui-ci ne reçoit aucune information concernant le défaut de façon direct. Le résidu destiné à la détection de défauts statoriques qui est généré par l'observateur mode glissant est élaborée à partir des signaux issus de ce système et ceux reconstruits par l'observateur. Ce-dernier est testé par une simulation qui a été réalisée avec le changement de couple de charge, ensuite dans le cas du déséquilibre dans la tension d'alimentation (test de robustesse). On applique un couple de charge à  $t=0.5s$ , de  $Cr=3.8 Nm$ .

Nous considérons le cas où la MAS est en défaut et alimentée par une tension triphasée équilibrée donnée par l'équation (4.1). Les défauts sont introduits sous forme d'échelons qui apparaissent à des instants donnés au niveau de la phase  $a_s$  (à  $t=1s$ , 1.15% (6 spires c-c) puis à  $t=2s$ , 4.56% (24 spires c-c), à  $t=3s$ , 5.68% (30 spires c-c) et à  $t=4s$ , 25% (132 spires c-c)).

La figure (4.10) représente les courants statoriques observés dans Park. En absence de défaut, à  $t \in [0.2s \ 1s]$ , l'observateur converge et toutes les grandeurs (courant statorique, flux rotorique, couple et la vitesse) de la MAS évoluent vers les valeurs réelles. A partir du moment où le défaut a été provoqué (à  $t=1s$ ), le pourcentage de court-circuit entre les spires statoriques a une influence sur la quadrature entre les courants statoriques de Park (les amplitudes ne sont plus égaux) dans les deux cas a vide et en charge.



**Figure 4.10.** Les courants statoriques de Park observés avec défaut c-c.

La figure (4.11) montre l'influence du court-circuit sur la superposition entre les courants triphasés réels et observés. les erreurs entre les courants réels ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ )

et celles correspondantes reconstruites par l'observateur ( $\hat{i}_{as}, \hat{i}_{bs}, \hat{i}_{cs}$ ) sont nulle en absence de défaut. A partir de  $t=1s$  où le défaut est introduit ces erreurs sont différentes de zéro, voir figure (4.11).

On note aussi une augmentation importante de l'erreur au niveau du courant de la phase où se produisent le défaut et une augmentation moins importante dans les deux autres phases. Son amplitude est indiquée dans le tableau (4.2).

À  $t=4s$  nous avons provoqué 25% de spires c-c, nous observons une augmentation brusque des amplitudes de ces erreurs. Voir tableau (4.2)

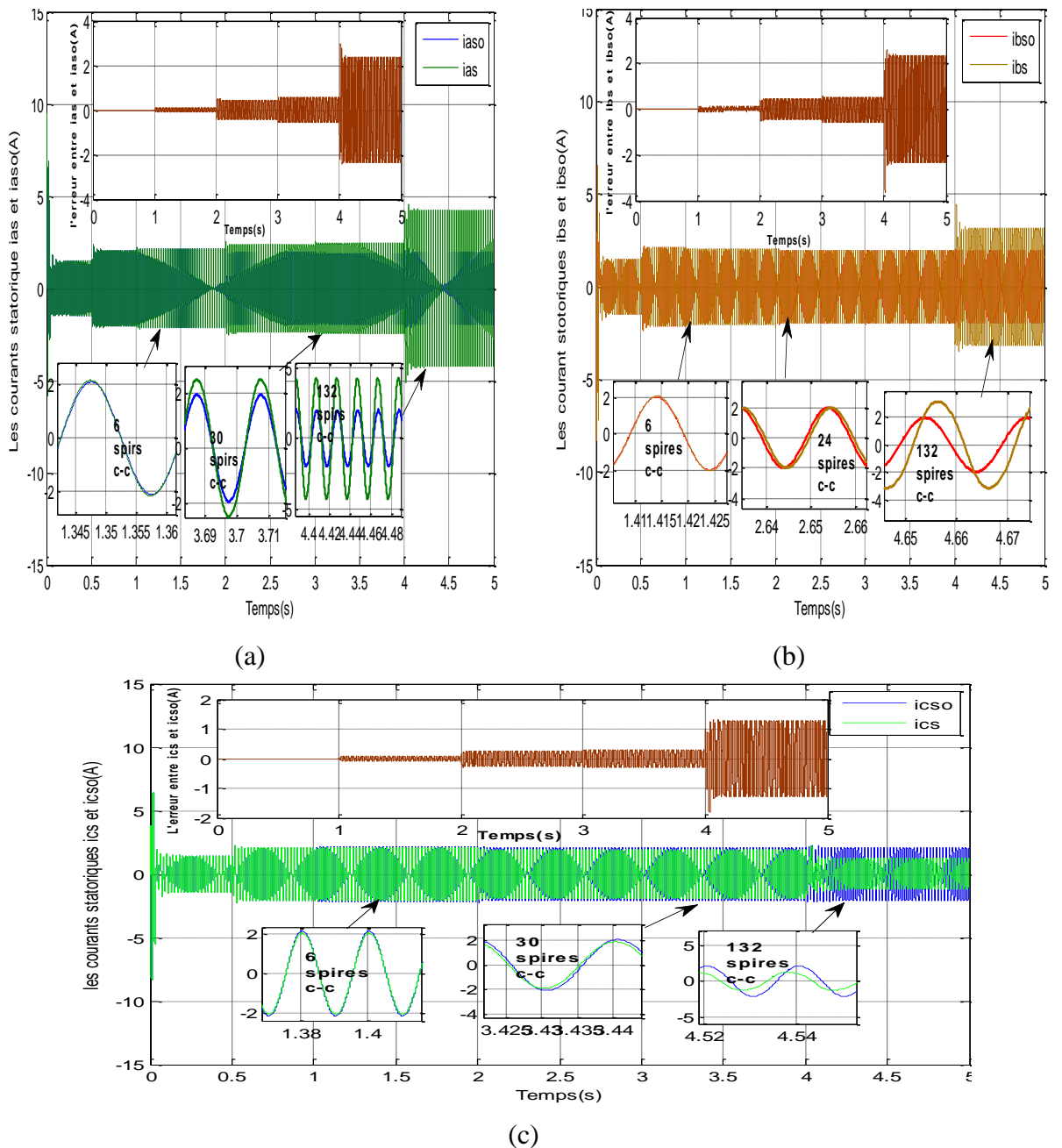
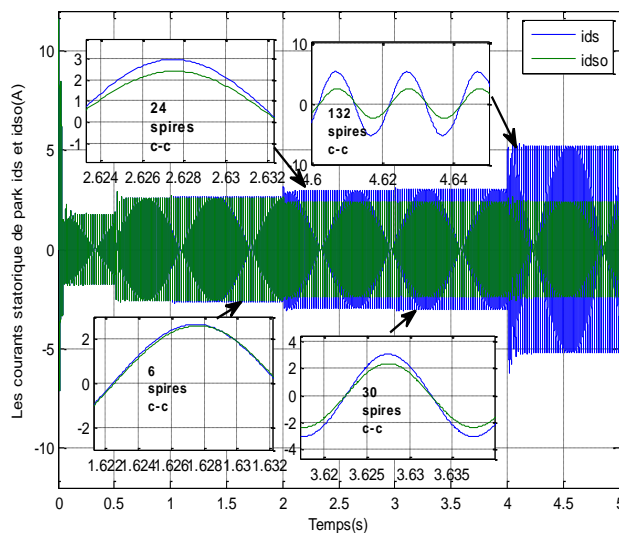


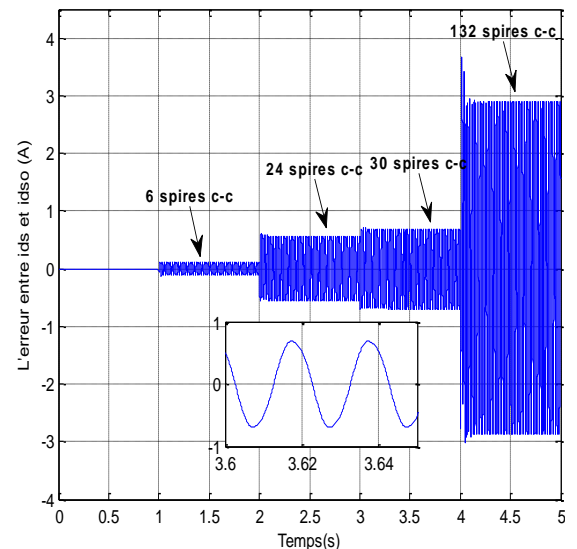
Figure 4.11. Les courants statoriques triphasés mesurés et observés avec défaut c-c.

Les figure (4.12, 4.14, 4.16, 4.18) indique l'évolution des grandeurs (courants statoriques de Park, flux rotoriques, couple et la vitesse mécanique) qui sont fournies par le modèle et celles observées. Nous avons remarqué que toutes ces variables sont divergées de celle reconstruites par l'OMG d'ordre deux. Plus le pourcentage de défaut est élevé plus les courbes sont divergées. L'observateur ne suit plus la MAS en présence de défaut.

Les erreurs d'estimation des variable d'état (courants statoriques et flux rotoriques dans le repère (d-q) et la vitesse mécanique) sont montrées sur les figures (4.13 ; 4.15 ; 4.17). Lorsqu'on applique le défaut, il est clair que le pourcentage de court-circuit entre spires a une influence sur ces erreurs, de sorte que plus le pourcentage augment plus les erreurs sont grand. (Voir tableau 4.2).



**Figure 4.12.** Les courants statoriques du Park mesurés ( $\hat{i}_{ds}$ ) et observés ( $i_{ds}$ ) avec défaut c-c.



**Figure 4.13.** L'erreur entre le courant mesurée ( $\hat{i}_{ds}$ ) et observée ( $i_{ds}$ ).

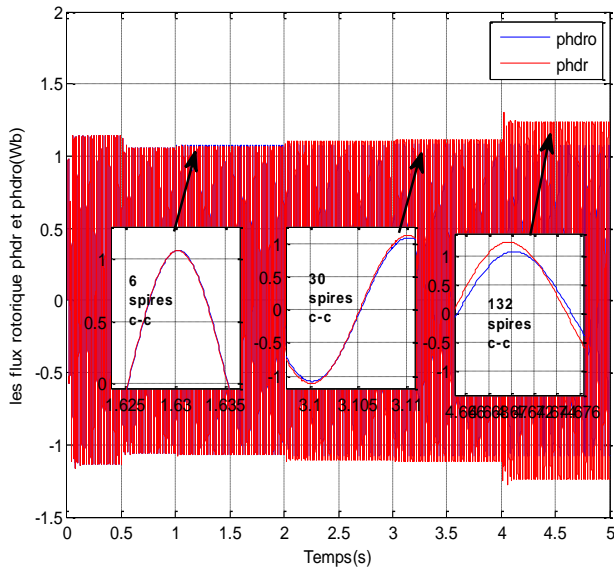


Figure 4.14. Les flux rotoriques du Park mesurés ( $\Phi_{dr}$ ) et observés ( $\hat{\Phi}_{dr}$ ) avec défaut c-c à vide.

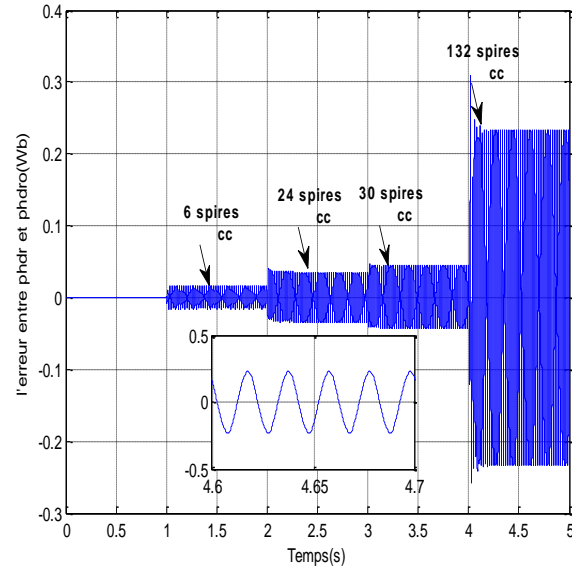


Figure 4.15. L'erreur entre le flux rotorique mesuré ( $\Phi_{dr}$ ) et observé ( $\hat{\Phi}_{dr}$ ).

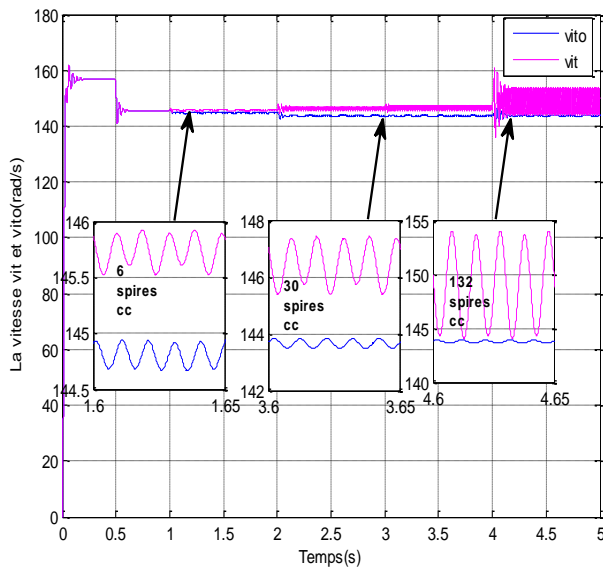


Figure 4.16. La vitesse mécanique mesurée ( $\Omega$ ) et observée ( $\hat{\Omega}$ ) avec défaut c-c à vide.

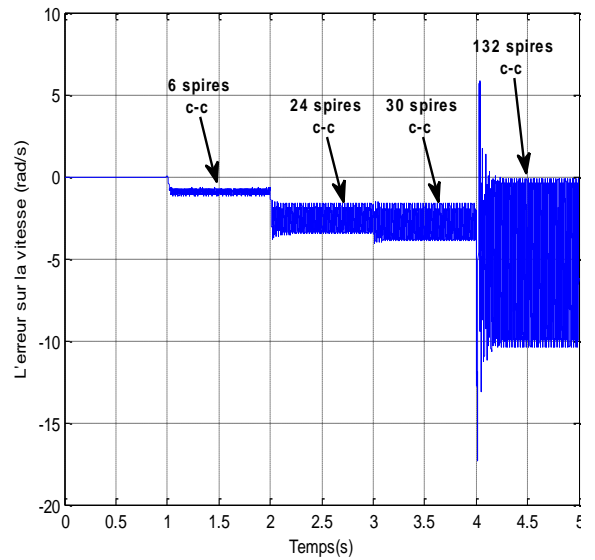
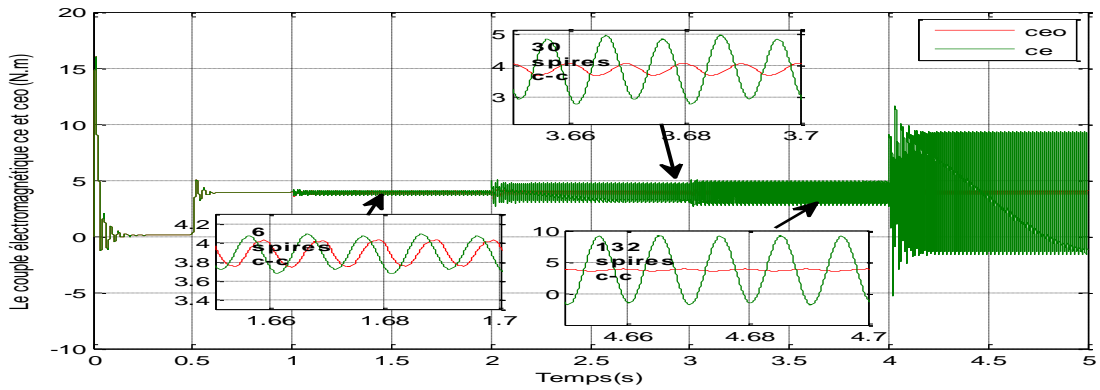


Figure 4.17. L'erreur entre la vitesse mécanique mesurée ( $\Omega$ ) et observée ( $\hat{\Omega}$ ).



**Figure 4.18.** Le couple électromagnétique mesuré ( $c_e$ ) et observé ( $\hat{c}_e$ ) avec défaut c-c.

Ce tableau suivant montre les résultats de la simulation des erreurs d'estimation :

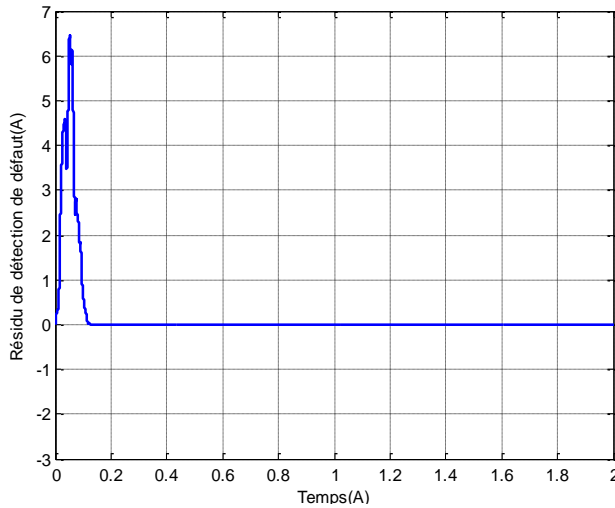
L'erreur	Le pourcentage du défaut			
	1.15%	4.56%	5.68%	25%
$\varepsilon_{ias}(A)$	0.11	0.46	0.57	2.36
$\varepsilon_{ibs}(A)$	0.09	0.45	0.55	2.34
$\varepsilon_{ics}(A)$	0.1	0.25	0.29	1.28
$\varepsilon_{ids}(A)$	0.01	0.44	0.56	3.08
$\varepsilon_{\phi dr}(Wb)$	0.01	0.04	0.05	0.20
$\varepsilon_{i\Omega}(\text{rad/s})$	1.15	3.42	3.86	10.36

**Tableau 4.2.** Amplitude des erreurs des courants statoriques de Park, les flux rotoriques de Park et de vitesse mécanique pour différents pourcentage du défaut à vide.

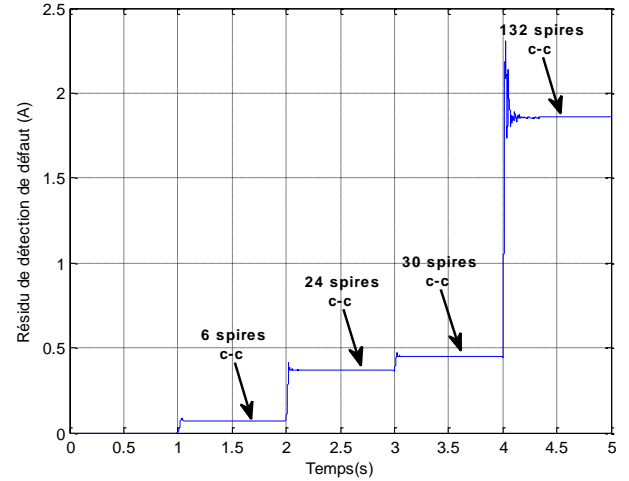
### 4.3.1 Détection de défauts par la génération du résidu

Le résidu de détection  $r$  est construit à partir de la valeur moyenne absolue de la variable  $\varepsilon_{ids}$ . Les figures ci-dessous représentent l'allure des résidus de détection de défaut statorique ( $r$ ) dans le cas sain est représenté par la figure (4.19) et avec défaut par la figure (4.20). Ces signaux résiduels sont utilisés comme indicateur de défaut.

La figure (4.19) montre que le résidu est proche de zéro ce qui indique l'absence de défaut. D'après la figure (4.20) nous avons remarqué que l'amplitude des résidus augmente ce qui signifie la présence de défaut statorique. Lors que le pourcentage du défaut qui se produit sur la phase  $a_s$  augmente, la valeur du résidu augmente. Voir le tableau (4.3).



**Figure 4.19.** Résidu de détection de défaut dans le cas sain à vide.



**Figure 4.20.** Résidu de détection pour différent pourcentage de défaut à vide.

Le tableau suivant représente les amplitudes de résidu pour différent pourcentage de défaut.

		Le pourcentage du défaut			
Le résidu (A)		1.15%	4.56%	5.68%	25%
$r_{ids}$		0.07	0.37	0.45	1.86

**Tableau 4.3.** Amplitude de résidu pour différent pourcentage du défaut à vide.

### 4.3.2 Analyse de robustesse de la méthode de détection de défaut

Pour vérifier la robustesse de l'observateur proposé, nous avons effectué deux tests de robustesse :

- Le test de changement du couple de charge.
- Le test de déséquilibre de la tension d'alimentation.

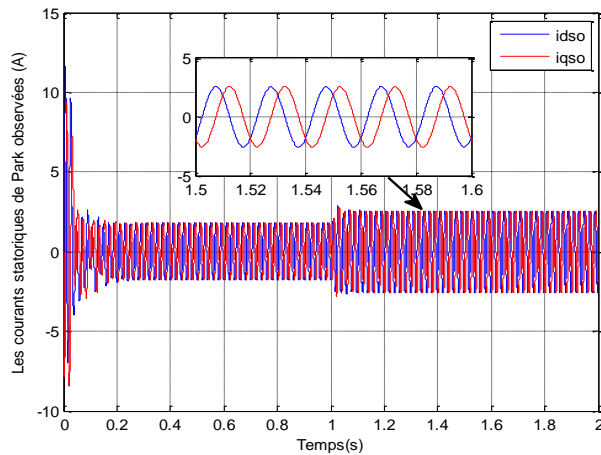
#### a) Le test de changement de couple de charge

La simulation a été effectuée avec un démarrage à vide. Puis à l'instant  $t=1s$ , le couple de charge passe à  $3.8N.m$  dans le cas sain de la MAS. Une autre simulation de la MAS avec un défaut de 30 spires (à  $t=1s$ ) et un couple de charge (à  $t=1.5s$ ) est réalisée.

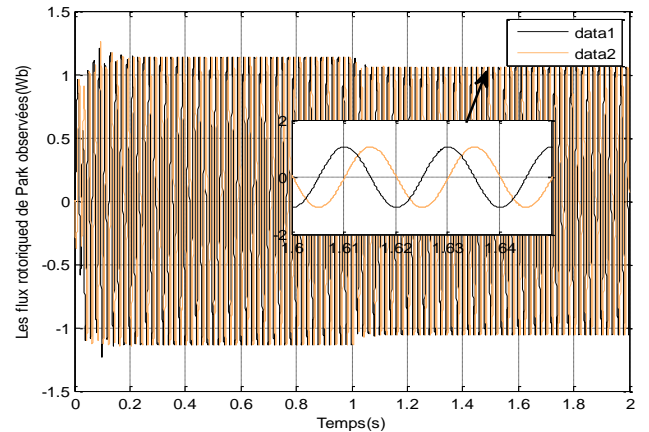
Les résultats de la simulation sont donnés par les figures (4.21 à 4.28). Les figures (4.21, 4.22) montrent que l'application de la charge n'influence pas sur la quadrature entre les courants statoriques et entre les flux rotoriques de Park observés en régime permanent. Nous avons remarqué aussi que les grandeurs estimées suivent les grandeurs de la MAS, voir figures (4.23, 4.24).

Les évolutions de couple électromagnétique et la vitesse mécanique illustrées par les figures (4.25, 4.26). Nous avons constaté que ces deux grandeurs réelles et observées suivent la variation de la charge.

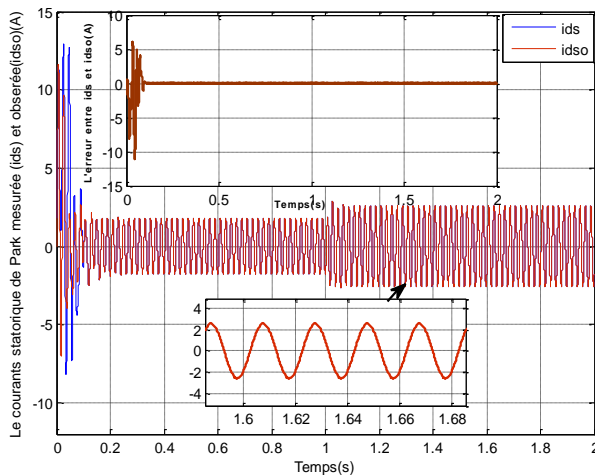
Si on applique le couple de charge pendant l'intervalle  $t \in [1s ; 2s]$ , on remarque que le résidu de la détection ne change pas de valeur et reste proche de zéro dans le cas sain (figure 4.27).



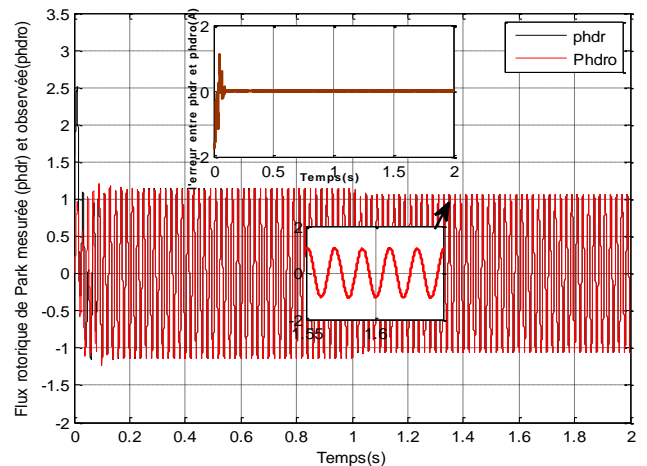
**Figure 4.21.** Les courants statoriques de Park observés (cas sain,  $Cr=3.8$  à  $t=1$ ).



**Figure 4.22.** Les flux rotoriques de Park observés (cas sain,  $Cr=3.8$  à  $t=1$ ).

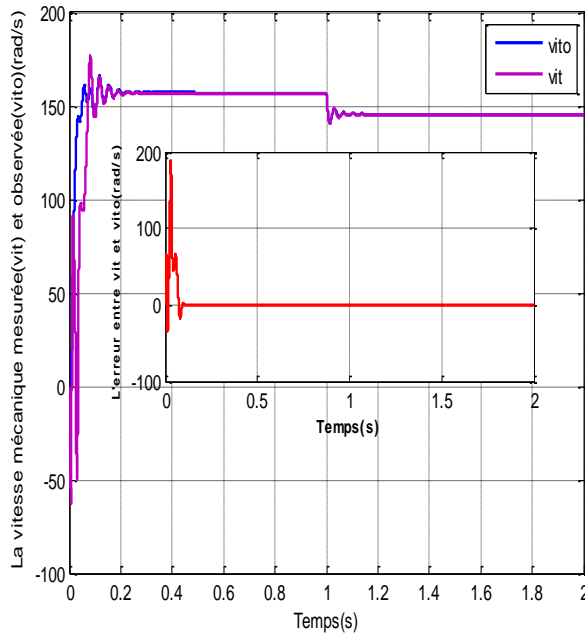


**Figure 4.23.** Les courants statoriques de Park réelles et observés (cas sain,  $Cr=3.8$  à  $t=1$ ).

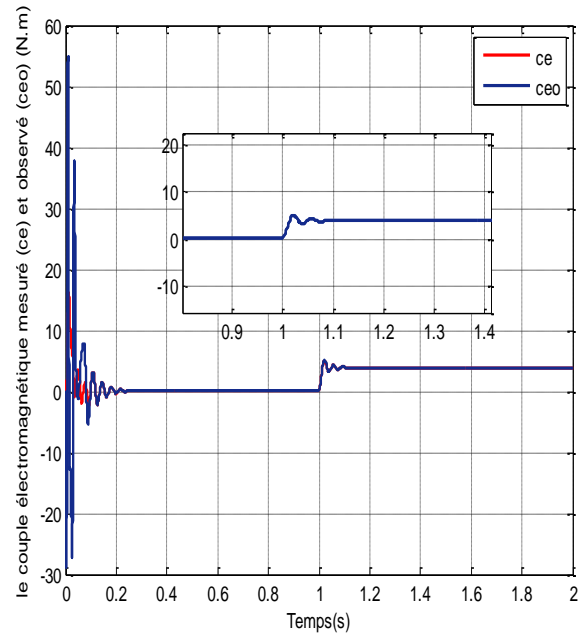


**Figure 4.24.** Les flux rotoriques de Park réelles et observés (cas sain,  $Cr=3.8$  à  $t=1$ ).

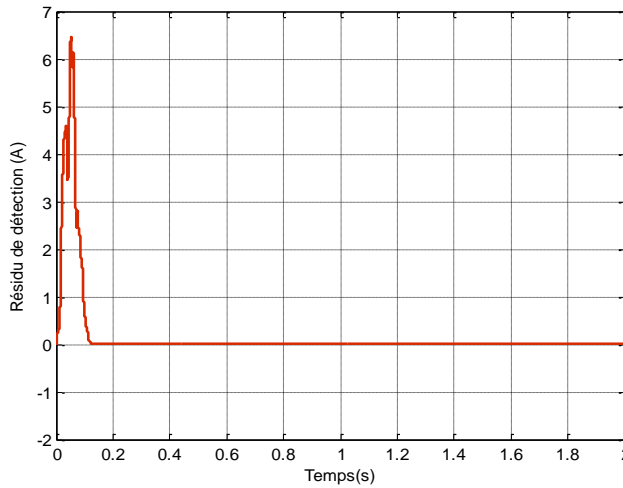




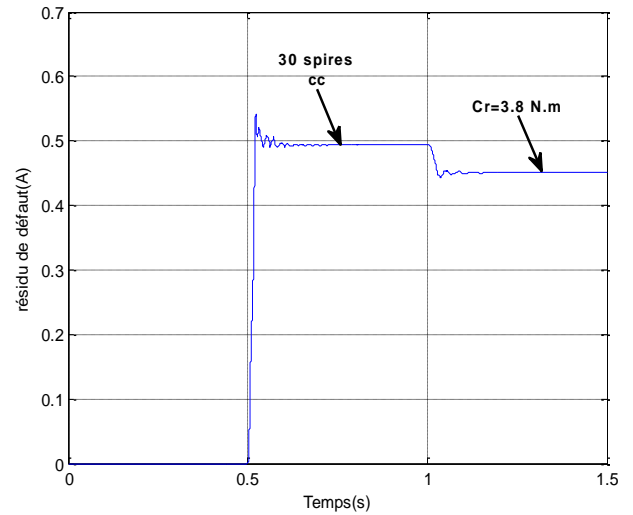
**Figure 4.25.** La vitesse mesurée ( $\Omega$ ) et observée ( $\hat{\Omega}$ ) dans le cas sain.



**Figure 4.26.** Le couple électromagnétique mesuré ( $C_e$ ) et observé ( $\hat{C}_e$ ).



**Figure 4.27.** Résidu de détection de défaut avec couple de charge égal 3.8N.m.



**Figure 4.28.** Résidu de détection avec défaut de 30 spires c-c et couple de charge égal 3.8N.m.

La figure (4.28) indique l'évolution de résidu de détection avec défaut de 30 spires court-circuité provoqué à  $t=0.5s$ , avec une application d'un couple de charge à  $t=1s$ . On remarque que le résidu diminue en présence du couple de charge. Vu que le défaut de court-circuit engendre une augmentation de résidu, comme analyser au

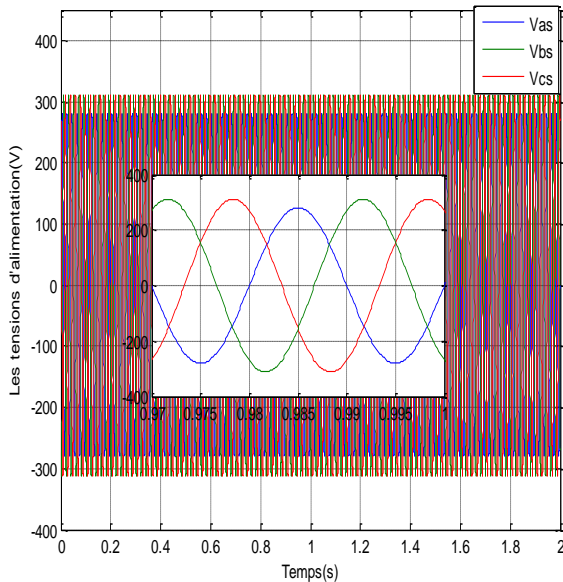
paravent, sa diminution dans ce cas ne peut pas être considérée comme une détection de défaut. Ces résultats (figure 4.27, 4.28), montrent la robustesse de l'approche de détection de défaut proposée vis-à-vis du changement de la consigne de couple de charge.

**b) Le test de déséquilibre de l'alimentation sur la phase  $a_s$**

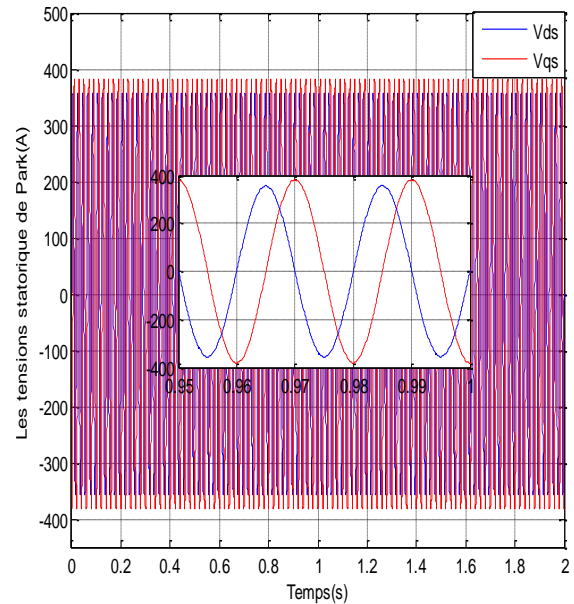
Dans cette partie, nous avons simulé une variation de la tension de la phase  $a_s$  appliquée à l'instant  $t=0$  à vide. La tension de l'alimentation est donnée par l'équation (4.2) est représentée par la figure (2.29) ce qui montre le déséquilibre entre les trois phases ( $a, b, c$ ) qui influence sur les tensions statoriques de Park (figure 2.30). Le déséquilibre se manifeste sous forme d'une série d'ondulation plus forte au niveau du couple électromagnétique (figure 4.31) et la vitesse mécanique (figure 4.32).

D'après la figure (4.34), nous avons constaté que le résidu de détection n'est pas affecté par ce déséquilibre. Ceci montre que le détecteur de défaut proposé qui est basé sur un observateur à mode glissant est robuste vis-à-vis du déséquilibre de la tension d'alimentation.

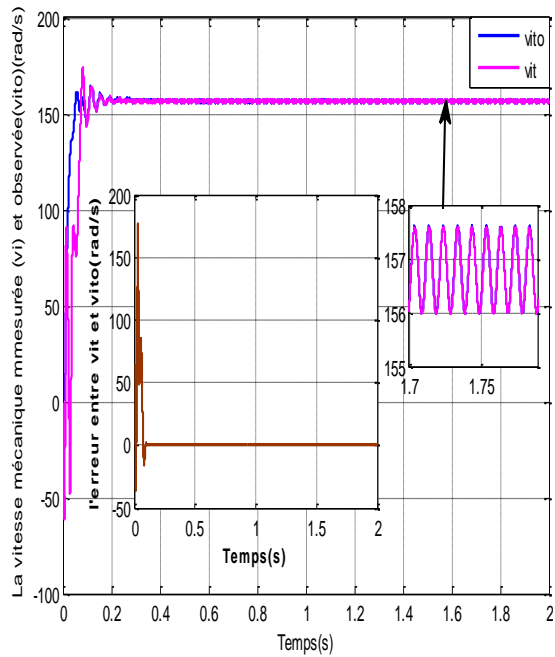
$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 198\sqrt{2}\sin(2\pi ft) \\ 220\sqrt{2}\sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ 220\sqrt{2}\sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$



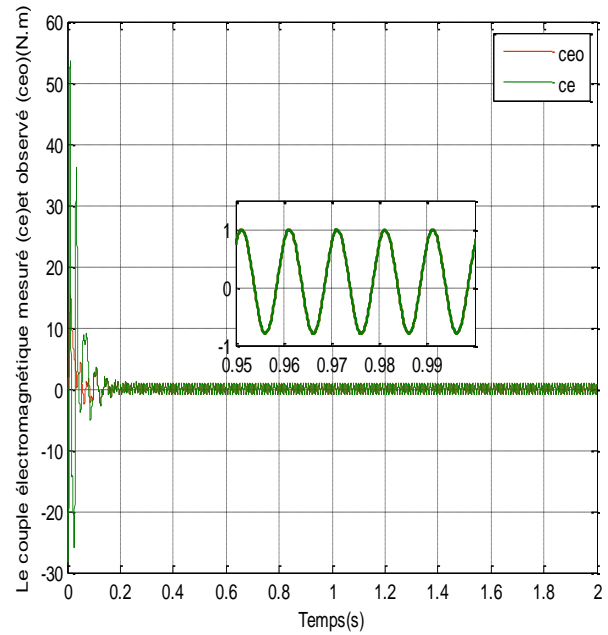
**Figure 4.29.** Les tensions statoriques triphasées.



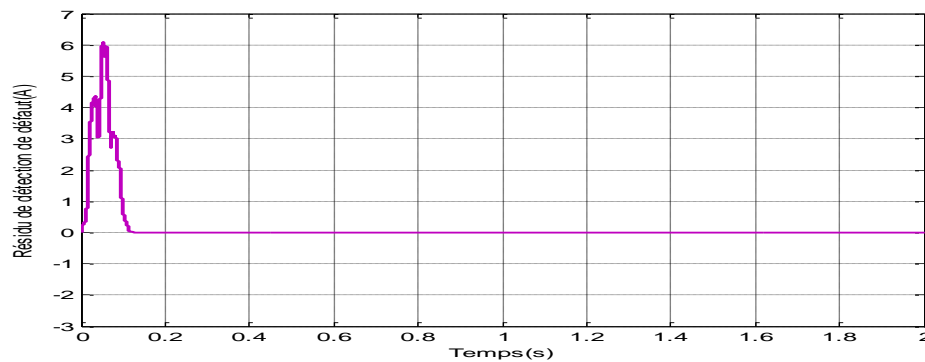
**Figure 4.30.** Les tensions statoriques de Park.



**Figure 4.31.** La vitesse mécanique réelle et observée.



**Figure 4.32.** Le couple électromagnétique réel et observé.



**Figure 4.33.** Résidu de détection de défaut avec déséquilibre de la tension sur la phase as.

## 4.4 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la résolution du problème de la détection de défauts de la machine asynchrone triphasée à l'aide d'un observateur mode glissant d'ordre deux.

La solution proposée montre une capacité de détection et permet la génération d'un résidu de détection de défauts robustes aux variations de la tension d'alimentation et au couple de charge.

Les résultats de la simulation confirment la bonne performance de l'observateur de sorte qu'il y a une convergence en temps fini.

# Conclusion générale

---

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la détection de défauts appliqué à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Les courts-circuits entre les spires statoriques et le défaut considéré. Une approche à base de modèle analytique et d'observateur a été choisie. Un générateur de résidus est élaboré sur la base des signaux issus de ce système et ceux reconstruits par l'observateur. Il permet la détection des défauts.

L'étude est focalisée sur la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil en raison de ses caractéristiques intéressantes : robustesse, faible coût et facilité de construction.

Le début de ce travail, a été consacré à une vue globale sur le diagnostic. Nous avons aussi rappelé les principaux éléments de constitution de la MAS et les défauts qui peuvent l'affecter, leurs origines et leurs effets sur les grandeurs physiques issues de cette dernière. Plusieurs méthodes de diagnostic rencontrées dans la littérature ont été présentées. Par la suite nous avons traité les signatures spectrales spécifiques de chaque défaut.

La deuxième partie de ce travail a été sur la modélisation et la simulation de la MAS saine et en défaut. Afin de représenter le comportement de la machine lors d'un fonctionnement normal (sans défaut) et dégradé (avec défaut) alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrice. Une simulation des performances de la machine a été effectuée (la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant statorique) à l'état sain puis avec défaut au niveau d'une seule phase dans l'environnement MATLAB/SIMULINK.

Les résultats obtenus ont montrés l'influence des défauts sur la vitesse de rotation, couple électromagnétique et le courant statorique, qui se traduit par des ondulations et l'augmentation dans les amplitudes des grandeurs électromagnétique et mécanique. La

validité de notre modèle mathématique est effectuée par l'analyse spectrale du courant statorique et du vecteur de Park.

Parmi les différentes méthodes de synthèse d'observateur pour les systèmes non linéaire, la technique de mode glissant d'ordre deux a été utilisée dans la troisième partie de ce travail.

L'objectif est de réduire le broutement et assurer la convergence en temps fini de la surface de glissement vers zéro. Un modèle pour l'observateur à mode glissant d'ordre deux à base du modèle de la MAS saine a été élaboré. Un générateur de résidu est proposé sur la base des signaux fournis par les mesures et les grandeurs équivalentes estimées.

La quatrième partie est consacrée à la résolution du problème de la détection de défaut de la MAS triphasée à l'aide de l'observateur proposé.

La solution proposée montre une capacité de détection et permet la génération d'un résidu de détection de défauts robustes aux variations de la tension d'alimentation et au couple de charge.

Les résultats de la simulation confirment la bonne performance de l'observateur de sorte qu'il y a une convergence en temps fini.

Comme perspective à ce travail, nous proposons la réalisation expérimentale de détecteur de défaut. Ceci permettra de valider les résultats obtenus en simulation.

## Annexes(A)

---

➤ Détermination les équations des tensions statorique et rotorique dans le repère de Park :

- **Pour les grandeurs statorique**

L'équation de tension statorique dans le repère triphasé est :

$$[v_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] \quad (A.1)$$

L'équation (A.1) est représentée dans le repère lié au stator avec la transformée inverse de Park comme suit:

$$[P(0)]^{-1}[v_{dqos}] = [R_s][P(0)]^{-1}[i_{dqos}] + \frac{d}{dt} ([P(0)]^{-1}[\phi_{dqos}]) \quad (A.2)$$

Avec :

$$[P(0)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad [P(0)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

En multipliant par  $[P(0)]$  et on trouve :

$$[v_{dqos}] = [R_s][i_{dqos}] + \frac{d}{dt} ([\phi_{dqos}]) \quad (A.3)$$

:

- **Pour les grandeurs rotorique**

L'équation de tension rotorique dans le repère triphasé est :

$$[v_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] \quad (A.4)$$

On appliqué la transformation inverse de Park sur l'équation (A.4) :

$$P(\theta_r)]^{-1}[v_{dq0r}] = [R_r][P(\theta_r)]^{-1}[i_{dq0r}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_r)]^{-1}[\phi_{dq0r}]) \quad (\text{A.5})$$

En multipliant à gauche par  $[P(\theta_r)]$ , il vient :

$$[v_{dq0r}] = [R_r][i_{dq0r}] + \frac{d}{dt}[\phi_{dq0r}] + [P(\theta_r)]\left(\frac{d}{dt}[P(\theta_r)]^{-1}\right)[\phi_{dq0r}] \quad (\text{A.6})$$

Le produit de la transformée de Park avec sa dérivée se développe comme suit :

$$[P(\theta_r)]\left(\frac{d}{dt}[P(\theta_r)]^{-1}\right) = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = -\omega$$

Finalement, on déduit :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega\phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega\phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

Les bobines du rotor de la MAS à cage étant court-circuitées, on prend  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  égales à zéro.

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega\phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

➤ Détermination des équations magnétique statorique et rotorique dans le repère de Park :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{abcs}] \\ [\phi_{abcr}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{abcs}] \\ [i_{abcr}] \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

On appliqué la transformation inverse de Park, comme suit :

$$\begin{bmatrix} [P(0)]^{-1}[\phi_{dq0s}] \\ [P(\theta_r)]^{-1}[\phi_{dq0r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [P(0)]^{-1}[i_{dq0s}] \\ [P(\theta_r)]^{-1}[i_{dq0r}] \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

En multipliant à gauche par la transformée de Park, on obtient :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{dq0s}] \\ [\phi_{dq0r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(0)][L_s][P(0)]^{-1} & [P(0)][L_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} \\ [P(\theta_r)][L_{sr}]^T[P(0)]^{-1} & [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{dq0s}] \\ [i_{dq0r}] \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

On démontre que :

$$[L_{ps}] = [P(0)][L_s][P(0)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{so} \end{bmatrix}$$

$$[L_{pr}] = [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{ro} \end{bmatrix}$$

$$[L_{psr}] = [P(0)][L_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} = \frac{3}{2}L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les flux dans le repère de Park sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

➤ Détermination des équations mécanique dans le repère de Park :

$$C_e = P[i_{abcs}]^T \frac{d}{d\theta} [L_{sr}][i_{abcr}] \quad (\text{A.13})$$

$$C_e = P \left[ [P(0)]^{-1}[i_{dq0s}] \right]^T \frac{d}{d\theta} [L_{sr}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{dq0r}] \quad (\text{A.14})$$



On trouve :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{A.15})$$

➤ Les équations électriques, magnétiques et mécaniques de la MAS en présence de défaut s'expriment comme suit :

- Equations électriques

Pour le stator :

$$[v_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] + \mu A_1 i_f \quad (\text{A.16})$$

Les équations des tensions au niveau du stator dans un repère ( $dq$ ) lié au stator sont obtenues comme suit :

$$[P(0)]^{-1}[V_{dq0s}] = [R_s][P(0)]^{-1}[I_{dq0s}] + \frac{d}{dt} ([P(0)]^{-1}[\Phi_{dq0s}]) + \mu A_1 i_f \quad (\text{A.17})$$

En multipliant à gauche par la transformée de Park, il devient :

$$[V_{dq0s}] = [R_s][I_{dq0s}] + \frac{d}{dt} ([\Phi_{dq0s}]) + [P(0)] \mu A_1 i_f \quad (\text{A.18})$$

On peut écrire :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \sqrt{\frac{2}{3}} \mu R_s i_f \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{0s} = R_s I_{0s} + \frac{d\Phi_{0s}}{dt} - \sqrt{\frac{1}{3}} \mu R_s i_f \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

$$v_{as2} = \mu R_s (i_{as} - i_f) + \frac{d\Phi_{as2}}{dt} = R_f i_f \quad (\text{A.20})$$

$$v_{as2} = \mu R_s \left( \sqrt{\frac{2}{3}} i_{ds} + \sqrt{\frac{1}{3}} i_{os} - i_f \right) + \frac{d\phi_{as2}}{dt} = R_f i_f \quad (\text{A.21})$$

$$\begin{cases} [\phi_{abcs}] = [L_s][i_{abcs}] + [L_{sr}][i_{abcr}] + \mu A_2 i_f \\ [\phi_{abcr}] = [L_{sr}]^T [i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}] + \mu A_3 i_f \end{cases} \quad (\text{A.22})$$

➤ **Les équations magnétiques**

$$\begin{cases} [\phi_{abcs}] = [L_s][i_{abcs}] + [L_{sr}][i_{abcr}] + \mu A_2 i_f \\ [\phi_{abcr}] = [L_{sr}]^T [i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}] + \mu A_3 i_f \end{cases} \quad (\text{A.23})$$

$$\phi_{as2} = -\mu A_2^T [i_{abcs}] - \mu A_3^T [i_{abcr}] - \mu (L_{ls} + \mu L_{ms}) i_f \quad (\text{A.24})$$

Les flux de Park statoriques, rotoriques et de défaut sont obtenus par l'application de la transformée inverse de Park dans le même repère à l'équation (2.41) et (2.42) comme suit :

$$\begin{cases} [P(0)]^{-1} [\phi_{dqos}] = [L_s][P(0)]^{-1} [i_{dqos}] + [L_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} [i_{dqor}] + \mu A_2 i_f \\ [P(\theta_r)]^{-1} [\phi_{dqor}] = [L_{sr}]^T [P(0)]^{-1} [i_{dqos}] + [L_r][P(\theta_r)]^{-1} [i_{dqor}] + \mu A_3 i_f \end{cases} \quad (\text{A.25})$$

$$\phi_{as2} = -\mu A_2^T [P(0)]^{-1} [i_{dqos}] - \mu A_3^T [P(\theta_r)]^{-1} [i_{dqor}] - \mu (L_{ls} + \mu L_{ms}) i_f \quad (\text{A.26})$$

En multipliant (2.43) à gauche par la transformée de Park, il vient:

$$\begin{cases} [\phi_{dqos}] = [P(0)][L_s][P(0)]^{-1} [i_{dqos}] + [P(0)][L_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} [i_{dqor}] + \mu [P(0)] A_2 i_f \\ [\phi_{dqor}] = [P(\theta_r)][L_{sr}]^T [P(0)]^{-1} [i_{dqos}] + [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1} [i_{dqor}] + \mu [P(\theta_r)] A_3 \end{cases} \quad (\text{A.27})$$

Le développement des expressions précédentes conduit à exprimer des sous-matrices définies dans l'annexe (A). Les flux statoriques, rotoriques et de défaut dans le repère de Park sont :

$$\begin{cases} [\phi_{dqos}] = [L_{ps}][i_{dqos}] + [L_{psr}][i_{dqor}] + \mu [L_{pfs}] i_f \\ [\phi_{dqor}] = [L_{psr}]^T [i_{dqos}] + [L_{pr}][i_{dqor}] + \mu [L_{pfr}] i_f \end{cases} \quad (\text{A.28})$$

$$\Phi_{ds2} = -\mu[L_{pfs}]^T [i_{dqos}] - \mu[L_{pfr}]^T [i_{dqor}] - \mu(L_{ls} + \mu L_{ms})i_f \quad (\text{A.29})$$

Avec :

$$[L_{ps}] = [P(0)][L_s][P(0)]^{-1}, [L_{psr}] = [P(0)][L_{sr}][P(\theta_r)]^{-1};$$

$$[L_{pr}] = [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1}$$

$$[L_{psr}]^T = [P(\theta_r)][L_{sr}]^T [P(0)]^{-1}; [L_{pfs}] = [P(0)]A_2; [L_{pfr}] = [P(\theta_r)]A_3$$

$$[L_{pfs}]^T = A_2^T [P(0)]^{-1}; [L_{pfr}]^T = A_3^T [P(\theta_r)]^{-1}$$

$$L_m = \frac{3}{2}L_{sr}; L_s = L_{ls} + (3 * L_{ms})/2; L_{os} = L_{ls}; L_r = L_{lr} + (3 * L_{mr})/2,$$

$$L_r = L_{lr} + (3 * L_{mr})/2; L_{or} = L_{lr}$$

$$[L_{ps}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{os} \end{bmatrix}; [L_{psr}] = \frac{3}{2}L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [L_{psr}] = \frac{3}{2}L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[L_{pfs}] = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{2}{3}}L_s \\ 0 \\ -\sqrt{\frac{2}{3}}L_{ls} \end{bmatrix}, [L_{pfr}] = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{2}{3}}L_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

➤ **L'équation mécanique :**

$$C_e = P[i_{abcs}]^T \frac{d}{d\theta} ([L_{sr}]) [i_{abcr}] - P\mu L_{sr} \frac{d}{d\theta} ([A_3^T]) [i_{abcr}] i_f \quad (\text{A.30})$$

Par l'application de la transformée inverse de Park à l'équation (A.30). Nous exprimons l'équation de couple électromagnétique en fonction des courants statoriques et les flux rotoriques dans un repère (d-q) lié au stator :

$$C_e = P[[i_{dqos}][P(0)]^{-1}]^T \frac{d}{d\theta} ([L_{sr}]) [P(\theta_r)]^{-1} [i_{dqor}] - P\mu L_{sr} \frac{d}{d\theta} ([A_3^T]) [P(\theta_r)]^{-1} [i_{dqor}] i_f \quad (\text{A.31})$$

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - P \frac{L_m}{L_r} \sqrt{\frac{2}{3}} \mu (\Phi_{qr} - L_m i_{qs}) \quad (\text{A.32})$$

### ➤ Paramètres de la machine asynchrone triphasée à cage :

#### B.1 Paramètres électriques

$R_s = 13.6324 \ \Omega$  Résistance du stator

$R_r = 13.3072 \ \Omega$  Résistance du rotor

$L_s = 0.678 \ \text{H}$  Inductance du stator

$L_r = 0.678 \ \text{H}$  Inductance du rotor

$L_m = 0.638 \ \text{H}$  Inductance mutuelle

$l_s = 0.0388 \ \text{H}$  Inductance propre du stator

$l_r = 0.0388 \ \text{H}$  Inductance propre du rotor

$N_{st} = 528$  spires.

$p = 2$  Nombre de paire de pôles

#### B.2 Paramètres mécaniques

$J = 0.00177007 \ \text{Kgm}^2$  Moment d'inertie

$f_v = 0.0006437777 \ \text{SI}$  Coefficient de frottement

$\Omega = 157 \ \text{rad/s}$  La vitesse mécanique.

### B.3 La plaque signalétique



*Figure B.1. La plaque signalétique.*

➤ **Analyse l'observabilité de système :**

Soit le système(C.1) décrit par l'équation suivante est linéaire (la vitesse mécanique c'est une variable lente par rapport aux courants et aux flux):

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

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega \\ 0 & a_1 & -a_3\omega & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -\omega \\ 0 & a_4 & \omega & -a_5 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) \quad ; \quad a_2 = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right)$$

$$a_3 = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) \quad ; \quad a_4 = \frac{L_m}{T_r} \quad ; \quad a_5 = \frac{1}{T_r}$$

L'ordre de système (C.1),  $n$  égal 4.

Matrice d'observabilité d'après le paragraphe §3.4 est :

$$[O] = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix}$$

Les détails des calculs sont fait sur le logiciel MatlabR2008. On a trouvée :

$$\text{rang}(O) = 4$$

Par conséquent le système linéaire (C.1) est observable ( $\text{rang}(O) = n$ )

# Bibliographie

---

- [1] Abla Bouguerne : “Diagnostic automatique des défauts des moteurs asynchrones”, mémoire magister, Université Constantine 2009.
- [2] N.S boukhalfa : “Synthèse d’observateur non linéaire application au diagnosyc de défaut”, mémoire magister, Université Tizi-Ouzou.
- [3] Benaidja Nouri : “Identification et commande de la machine asynchrone par les techniques du softcomputing”, Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas –setif, 11 Septembre 2007.
- [4] R. Abdelli : “ Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ”, Mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [5] Boubacar Housseini : “ Prototypage rapide a base de fpga d'un algorithme de contrôle avance pour le moteur a induction”, mémoire de magister, l'université du Québec à Trois-Rivières, décembre 2010.
- [6] Théodore Wildi : “électrotechnique”, Liver, bibliothèque national du Canada,2000.
- [7] G. Zwingelstein : “Diagnostic des Défaillances ”, Paris, Hermes, 1995.
- [8] M.A. Abed : “Contribution à L'étude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone”, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, mars 2002.
- [9] G.K. Singh, S. AlKazzaz: “Induction machine drive condition monitoring and diagnostic Research-a survey”, Electric Power Systems Research, 64; 2003, p145-158.
- [10] P. Vas: “Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines”, Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [11] B. Raison : “Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique”, Thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Grenoble, 19 Septembre 2000.
- [12] J. Penman, C. M. Yin: “The applications of artificial NN in identify faults in induction machines,” in Proc. ICEM’92, Manchester, U.K., Sept. 1992, pp. 1256–1260.

- [13] F. Filippetti, G. Franceschini, and C. Tassoni: “Neural network aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults”, Conference proceedings of the IEEE Industry Application Society Annual Meeting, pp. 316–323, 1993.
- [14] S. HAYASHI, T. ASAKURA, S. ZHANG: “Study of Machine Fault Diagnosis System Using Neural Networks”, IEEE, IJCNN, pp. 956-961-WCCI 2002.
- [15] R. Casimir : “Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des Formes”, Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [16] O. Ondel : “Diagnostic par Reconnaissance des Formes: Application a un Ensemble Convertisseur - Machine ”, Thèse de Doctorat, L'Ecole Centrale de Lyon, Octobre 2006.
- [17] A. Lebaroud : “ Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables” Thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, 2006.
- [18] A. Leopoldo, all: “Wavelet Network-Based Detection and Classification of Transients”, IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 50, no. 5, October, 2001.
- [19] S. Petropol : “Ondelettes et Diagnostic : Application aux Défauts Diélectriques et Électriques des Machines Tournantes” thèse de doctorat, université de Grenoble, septembre,2001.
- [20] E. Oran Brigham: “Fast fourier transform and its applications” Prentice Hall.
- [21] Mohamed El Kamel Oumaamar: “Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques et mécaniques de la machine asynchrone avec alimentation équilibrée ou déséquilibrée”, thèse Docteur, Université de Lorraine,2012.
- [22] Hakima Cherif: “Détection des défauts statorique et rotorique dans la machine asynchrone en utilisant l’analyse par FFT et ondelettes”, mémoire de magister, Université Mohamed khaidar, Biskra, 2014.
- [23] Rafik Merad: “outils de diagnostic appliques a la machine asynchrone triphasée a cage d’écureuil”, Mémoire de magister, Université de Constantine.2006.
- [24] Mutrel: “Le moteur asynchrone régime statique et dynamique”, livre, Ellipses, 1999 Paris.
- [25] Benoît Robyns, Bruno François, Philippe Degobert, Jean-Paul Hautier: “Commande vectorielle de la machine asynchrone”, Technip, Paris, 2007.



- [26] Akkouchi Kamel : “Commande directe du couple (dte) d’une machine asynchrone”, Mémoire de magister, Université badji mokhtar- annaba, 2007.
- [27] Ferdjouni Abdelaziz : “Diagnostic des défauts a l’aide d’observateurs application a la machine asynchrone”, Thèse de doctorat, Université saad dahlab de blida, 2007.
- [28]
- [29] El merraoui khadidja, “Diagnostic de défauts a l’aide d’observateurs”, Mémoire de magister, Mémoire de magister, Université saad dahlab de blida, 2008.
- [30] M. Hirsh majid : “Contribution à l’estimation et à la commande des systèmes de transport intelligents”, These de doctorat, l’universite d’artois,2014.
- [31] Hadda Benderradji : “Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction”, These de doctorat, Université de Batna, 2013.
- [32] Saoudi Mohammed : “Contrôle par mode glissant d’ordre deux de la machine asynchrone”, Mémoire de magister, Université Mohamed Khider – Biskra, 2014.
- [33] S. Solvar: V. Le and M. Ghanes, et al : “Sensorless second order sliding mode observer for induction motor,” *Proc. IEEE CCA*, Yokohama, Japan, 2010, pp. 1933–1938.
- [34] A. Levant: “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control,” *International Journal of Control*, vol. 58, no. 6, pp. 1247–1263, 1993
- [35] Rebah Maamouri : “ Diagnostic et commande tolérante aux défauts appliqués à un système de conversion électromécanique à base d’une machine asynchrone triphasée”,thèse de doctorat, École Doctorale ED184 – Université de Sousse,2017.
- [36] Adil Yahdou : “Commande et observation par modes glissants d’une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique”, Mémoire de magister, Université Hassiba Benbouali –chlef,2011.

[37] Amel Guezmil : “Detecting Inter-Turn Short-circuit Fault in Induction Machine Using High-Order Sliding Mode Observer :simulation and Experimental Verification ”,Article de doctorate,2017.