

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البلدية  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيات  
Département d'Électrotechnique



## Mémoire de Master

Filière Électrotechnique-automatique  
Spécialité Machine Electrique

Présenté par

RAHAI RANIA

&

DAGHBEDJ TAREK ABDERRAOUF

# Détection des défauts dans la MAS à l'aide des composants symétriques

Proposé par : FERJOUNI ABDELAZIZ & EL MERAOUI KHADIDJA

Année Universitaire 2023-2024

## Remerciements

---

Tout d'abord on va remercier le bon Dieu de nous avoir données la santé la volonté et la force de terminé ce modeste travail, nous tenons exprimer nos profondes gratitudes et nos vifs remerciements à notre Promoteur Monsieur A. FERDJOUNI et notre Co-promotrice Madame K. EL MERAOUI. De nous avoir encadrés, orientés, aidés et conseillés durant notre préparation de ce mémoire.

Nous souhaiterons également remercier nos enseignants de la faculté des sciences Technologies Et toutes les équipes du département d'électrotechnique.

Nos remerciements s'adressent aussi aux membres de jury de nous avoir accordé leur temps pour assisté à notre soutenance.

A mon binôme, merci pour tous

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à nos parents qui nous ont soutenus, nos frères, nos oncles, et les amis de tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail.

## Dédicace

*Avec tous mes sentiments de respect, avec l'expérience de ma reconnaissance, je dédie ma remise de diplôme et ma joie Source inépuisable de tendresse, de patience et de sacrifices. Ta prière et ta bénédiction m'ont été d'un grand secours tout au long de ma vie. Quoique je puisse dire et écrire, je ne pourrais exprimer ma grande affection et ma profonde reconnaissance. J'espère ne jamais te décevoir, ni trahir ta confiance et tes sacrifices. Puisse Dieu tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et Bonheur*

### **A ma mère Salima**

*A celui qui m'a fait une femme, ma source de vie, d'amour et d'affection, à mon support qui était toujours à mes côtés pour me soutenir et m'encourager, de tous les pères, tu es le meilleur. Aucune dédicace ne saurait exprimer ma reconnaissance et mon profond amour. Puisse Dieu vous préserve et vous procurer santé et bonheur. Vous êtes et vous resterez pour moi ma référence, la lumière qui illumine mon chemin. Ce travail est le résultat de l'esprit de sacrifice dont vous avez fait preuve, de l'encouragement et le soutien que vous ne cessez de manifester, j'espère que vous y trouverez les fruits de votre semence et le témoignage de ma grande fierté de vous avoir comme père.*

### **A mon père Ossmane**

*A mes frères Mohammed, Ayoub, Yacine pour l'amour qu'ils me réservent.*

*A mes chères amies Samah, Khaoula, Maroua, Ikram, Maroua, Rofeida et mes cousines surtout ma chère cousine Wissam et pour ceux qui m'ont donné de l'aide un jour que dieu vous paye tous vos bienfaits.*

*A mes grands-mères, que dieu vous garde et vous accorde une longue vie.*

*A mes tantes, merci pour tous les bienfaits et particulièrement à Leila, je vous aime.*

*A mes oncles Hamza, Mohamed et mes cousins surtout Krimo, je dédie ce succès.*

*À mon promoteur et Co-promotrice et à tous mes professeurs, votre expertise, vos conseils et votre dévouement m'ont guidé à travers les défis académiques avec confiance et détermination.*

*Pour finir à tous ceux que j'aime et qui m'aiment je dédie ce travail.*

**RAHAI RANIA.**

# Dédicace

*Avec tous mes sentiments de respect, avec l'expérience de ma reconnaissance, je dédie ma remise de diplôme et ma joie*

*À toutes les personnes qui ont été présentes pour moi, m'ont encouragé et soutenu tout au long de mon parcours académique,*

*Je voudrais exprimer ma plus profonde gratitude. À mes chers parents, vos sacrifices et votre soutien indéfectible ont été le pilier sur lequel j'ai pu construire mon succès.*

*À mes frères Saber et abdel-kayoum , ainsi qu'à toute ma famille, votre présence et votre soutien ont été une source de réconfort constant.*

*À mon encadrant et Co-encadrant et à tous mes professeurs, votre expertise, vos conseils et votre dévouement m'ont guidé à travers les défis académiques avec confiance et détermination.*

*Enfin, à tous mes amis, vous avez été les compagnons de route les plus précieux, partageant mes joies et mes peines, apportant une lumière et une énergie qui ont illuminé chaque étape de ce voyage.*

*Je vous adresse à tous un immense merci, empreint de reconnaissance et de gratitude.*



---

**ملخص:** تقدم هذه الإشكالية طريقة لتشخيص أعطال الآلة غير المتزامنة ثلاثية الطور، تعتمد على تحليل مقاومات التسلسلين الموجب والسالب. تُستخدم نموذجان لمحاكاة آلة غير متزامنة ثلاثية الأطوار، في حالة عدم وجود عطل وحالة وجود عطل قصر بين اللفات في إحدى أطوار الجزء الثابت. النموذج الأول يفترض أن الآلة غير المتزامنة ثلاثية الطور مغذاه بنظام ثلاثي الأطوار من الفولتية غير المتوازنة، مع وجود فولتية منخفضة على إحدى الأطوار مقارنة بالأطوار الأخرى. لأخذ عطل القصر في الاعتبار، يفترض النموذج الثاني أن إحدى الأطوار تحتوي على ملفين متصلين على التوالي، حيث يوجد جزء سليم وجزء مقصور. تستند دراستنا على المكونات المتناظرة للتيارات والفولتية واستخداماتها لحساب مكونات المقاومة الموجبة والسالبة. يتم اكتشاف العطل من خلال تحليل مقاومات الربط بين التسلسلين الموجب والسالب (خارج القطر)؛ مما يتيح اكتشاف وجود العطل. ننهي عملنا بنتائج المحاكاة.

**كلمات المفاتيح:** محرك غير متزامن ; عطل ; مكونات متناظرة ; دائرة قصيرة.

---

**Résumé :** Ce travail de mémoire présente une méthode de diagnostic des défauts de la machine asynchrone triphasée, basée sur l'analyse des impédances de séquences positive et négative. Deux modèles pour la simulation d'une machine asynchrone triphasée, dans le cas sans défaut et avec un défaut de court-circuit entre spires dans une phase du stator sont utilisés. Le premier modèle suppose que la MAS est alimentée par un système triphasé de tensions déséquilibrées, avec une tension réduite sur une des phases par rapport aux deux autres. Pour la prise en compte du défaut de court-circuit, le deuxième modèle suppose qu'une phase possède deux bobinages en série, présentant une portion saine et une portion court-circuitée. Notre étude est basée sur les composantes symétriques des courants et des tensions et leurs utilisations pour le calcul des composantes positive et négative des impédances. La détection de défaut est effectuée par l'analyse des impédances de couplage entre les séquences positive et négative (hors diagonales) ; ce qui permet de détecter la présence de défaut. Nous terminons notre travail avec les résultats des simulations.

**Mots clés :** Machine asynchrone ; défaut ; composantes symétriques ; court-circuit.

---

**Abstract:** This presents a method for diagnosing faults in a three-phase asynchronous machine, based on the analysis of positive and negative sequence impedances. Two models are used to simulate a three-phase asynchronous machine, in the case without a fault and with an inter-turn short-circuit fault in one phase of the stator. The first model assumes that the asynchronous machine is powered by an unbalanced three-phase voltage system, with a reduced voltage on one of the phases compared to the other two. To account for the short-circuit fault, the second model assumes that one phase has two windings in series, comprising a healthy portion and a short-circuited portion. Our study is based on the symmetrical components of currents and voltages and their use in calculating the positive and negative sequence impedances. Fault detection is carried out by analyzing the coupling impedances between the positive and negative sequences (off-diagonal elements); this allows the detection of the presence of a fault. We conclude our work with the results of simulations.

**Keywords:** Asynchronous machine; fault; symmetrical components; short-circuit.

---

## Listes des acronymes et abréviations

Symboles	Désignation
$a_s, b_s, c_s$	Indices correspondants aux trois phases statoriques
$a_r, b_r, c_r$	Indices correspondants aux trois phases rotoriques
$d, q$	Axes longitudinal et transversal (transformation de Park)
$\alpha, \beta$	Axes correspondants au référentiel lié au stator
$V$	Tension [V]
$I$	Courant [A]
$\theta$	Angle de la transformation de Park entre le stator et le rotor
$\Omega$	Pulsation mécanique [rad/s]
$\omega_r$	Pulsation rotorique [rd/s]
$\omega_s$	Pulsation statorique [rd/s]
$\Phi$	Flux [Wb]
$f_s$	Fréquence du stator [Hz]
$C_e$	Couple électromagnétique [Nm]
$C_r$	Couple résistant (de charge) [Nm]
$I_f$	Courant de défaut de court-circuit [A]
$R_f$	Résistance de défaut [ $\Omega$ ]
MAS	Machine asynchrone

D'autres notations spécifiques vont être définies dans les chapitres, s'il y a lieu.

# Table des matières

Introduction Générale.....	xiii
Chapitre 01 .....	ii
1.1 Introduction .....	2
1.2 Constitution de la machine asynchrone .....	2
1.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	3
1.4 Hypothèses simplificatrices .....	4
1.5 Transformation de Park.....	5
1.6 Choix du repère d-q.....	6
1.6.1 Les équations électriques de la MAS (dans un référentiel lié au stator) .....	6
1.7 Couple électromagnétique .....	7
1.8 Modélisation d'une MAS saine .....	8
1.8.1 Equations électriques de la MAS.....	8
1.8.2 Equations magnétiques de la MAS : .....	9
1.8.3 Equation mécanique :.....	13
1.9 Modèle d'état de la machine : .....	13
1.10 Modélisation de la MAS avec défaut de court-circuit sur une phase statorique : .....	14
1.10.1 Equations électriques .....	14
1.10.2 Equation mécanique :.....	18
1.11 Conclusion.....	18
Chapitre 02 .....	19
2.1 Introduction .....	19
2.2 Système triphasé équilibré .....	19
2.3 Système triphasé déséquilibré.....	20
2.4 Opérateur de rotation .....	20
2.5 Composantes symétriques .....	20
2.6 Simulation de la MAS saine et avec déséquilibre de 5% dans la première phase .....	21
2.7 Simulation de la MAS avec un court-circuit de 1.13% et 5.68% spires dans la première phase .....	24
2.8 Résultats avec les composantes symétriques avec un déséquilibre dans la première phase .....	27
2.9 Résultats avec les composantes symétriques avec un court-circuit dans la première phase .....	28
2.10 Conclusion.....	30
Chapitre 03 .....	31



3.1 Introduction .....	31
3.2 Diagnostic en ligne des spires de stator en court-circuit .....	31
3.2.1 Diagnostic basé sur l'analyse de signature .....	31
3.2.2 Diagnostic basé sur l'asymétrie statorique .....	33
3.3 Détection de défaut de court-circuit de spire basée sur <b>Znp</b> .....	37
3.4 Simulation .....	38
3.5 Conclusion .....	48
Conclusion Général .....	50

## Liste des figures

FIGURE1.1: MACHINE ASYNCHRONE .....	3
FIGURE 1.2 : REPRESENTATION DES AXES DE LA MAS.....	5
FIGURE1.3 : COURT-CIRCUIT SUR LA PHASE <i>as</i> .....	14
FIGURE 2.1 : TENSIONS D'ALIMENTATION POUR (A) EQUILIBRE, ET (B) AVEC UN DESEQUILIBRE DE 5%.....	22
FIGURE 2.2 : COURANTS STATORIQUES DE PARK POUR (A) EQUILIBRE, ET (B) AVEC UN DESEQUILIBRE DE 5% .....	22
FIGURE 2.3 : FLUX ROTORIQUES DE PARK POUR (A) EQUILIBRE, ET (B) AVEC UN DESEQUILIBRE DE 5% .....	22
FIGURE 2.4 : VITESSE MECANIQUE POUR (A) EQUILIBRE, ET (B) AVEC UN DESEQUILIBRE DE 5% .....	23
FIGURE 2.5 : COUPLE ELECTROMAGNETIQUE POUR (A) EQUILIBRE, ET (B) AVEC UN DESEQUILIBRE DE 5% .....	23
FIGURE 2.6: COURANTS SEQUENCE POSITIVE .....	25
FIGURE 2.7 : COURANTS SEQUENCE NEGATIVE .....	25
FIGURE 2.8 : COURANTS SEQUENCE POSITIF .....	25
FIGURE 2.9 : COURANTS SEQUENCE NEGATIF .....	26
FIGURE2.10:COURANTS STATORIQUES DE PARK POUR(A) CCSS DE 1.13% SPIRES, ET (B) AVEC UN CCSS DE 5.68% SPIRES .....	28
FIGURE2.11:FLUX ROTORIQUES DE PARK POUR (A) CCSS DE 1.13% SPIRES, ET (B) AVEC UN CCSS DE 5.68% SPIRES .....	28
FIGURE2.12:VITESSE MECANIQUE POUR (A) CCSS DE 1.13% SPIRES, ET (B) AVEC UN CCSS DE 5.68% SPIRES.....	30
FIGURE2.13:COUPLE ELECTROMAGNETIQUE POUR (A) CCSS DE 1.13% SPIRES, ET (B) AVEC UN CCSS DE 5.68% SPIRES .....	30
FIGURE3.1: DIFFERENTES CAUSES DU COURANT INVERSE [9].....	34
FIGURE3.2: GRANDEURS QUI AFFECTENT LA MATRICE D'IMPEDANCE DE SEQUENCE .....	36
FIGURE3.3: (A) ÉTAPE D'APPRENTISSAGE ET (B) ÉTAPE DE PROTECTION .....	40
FIGURE3.4 : ZNP POUR DEFERENTS DE CHARGES .....	47
FIGURE3.5: GRAPHES DES $\Delta Z_{-Np}$ POUR DIFFERENTS DES SPIRES .....	48

## Liste des tableaux

TABLEAU 2.1 : LES TENSIONS ET LES COURANTS AVEC DIFFERENTS DESEQUILIBRES DES TENSIONS SANS CHARGE .... <b>ERROR! BOOKMARK NOT DEFINED.</b>	
TABLEAU 2.2 : LES TENSIONS ET LES COURANTS AVEC DIFFERENTS DESEQUILIBRES DES TENSIONS AVEC CHARGE NOMINALE .....	27
TABLEAU 2.3 : LES COURANTS DE LA SEQUENCE POSITIVES ET NEGATIVES SANS COUPLE DE CHARGE .....	29
TABLEAU 2.4 : LES COURANTS DE LA SEQUENCE POSITIVES ET NEGATIVES AVEC UN COUPLE DE CHARGE DE 3.8NM .....	29
TABLEAU 3.1: SANS DESEQUILIBRE DE TENSION .....	42
Tableau 3.2: DESEQUILIBRE DE 316 DE VS .....	42
Tableau 3.3: DESEQUILIBRE DE 326.55 DE VS .....	42
Tableau 3.4: CALCULE Z_NPO .....	43
<i>Tableau 3.5:court-circuit de 0.68% spire ave déséquilibre de 316V.....</i>	<i>43</i>
TABLEAU 3.6:COURT-CIRCUIT DE 0.68% SPIRE AVEC DESEQUILIBRE DE 326.55V .....	43
TABLEAU3.7:CALCULE DE Z_NP DE 0.68% SPIRE .....	43
TABLEAU3.8:COURT-CIRCUIT DE 0.56% SPIRE AVE DESEQUILIBRE DE 316V .....	43
TABLEAU 3.9:COURT-CIRCUIT DE 0.56% SPIRE AVEC DESEQUILIBRE DE 326.55V .....	44
TABLEAU 3.10:CALCULE DE Z_NP DE 0.56% SPIRE .....	44
TABLEAU 3.11:COURT-CIRCUIT DE 1.13% SPIRE AVE DESEQUILIBRE DE 316V.....	44
TABLEAU 3.12:COURT-CIRCUIT DE 1.13% SPIRE AVEC DESEQUILIBRE DE 326.55V .....	44
TABLEAU 3.13:CALCULE DE Z_NP DE 1.13% SPIRE .....	44
TABLEAU 3.14:COURT-CIRCUIT DE 4.54% SPIRE AVE DESEQUILIBRE DE 316V.....	44
TABLEAU 3.15COURT-CIRCUIT DE 4.54% SPIRE AVEC DESEQUILIBRE DE 326.55V .....	45
TABLEAU 3.16:CALCULE DE Z_NP DE 4.54% SPIRE .....	45
TABLEAU 3.17COURT-CIRCUIT DE 5.68% SPIRE AVE DESEQUILIBRE DE 316V.....	45
TABLEAU 3.18:COURT-CIRCUIT DE 5.68% SPIRE AVEC DESEQUILIBRE DE 326.55V .....	45
TABLEAU 3.19:CALCULE DE Z_NP DE 5.68% SPIRE .....	45
TABLEAU 3.20:COURT-CIRCUIT DE 25% SPIRE AVE DESEQUILIBRE DE 316V.....	46
TABLEAU3.21:COURT-CIRCUIT DE 25% SPIRE AVEC DESEQUILIBRE DE 326.55V.....	46
TABLEAU3.22:CALCULE DE Z_NP DE 25% SPIRE.....	46

# **Introduction Générale**

La machine asynchrone est très prisée dans l'industrie pour sa simplicité de conception et d'entretien. Elle a été découverte grâce aux champs magnétiques tournants créés par un système de courants polyphasés. Bien qu'elle soit simple, elle est physiquement complexe en raison des interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Elle est donc utilisée depuis longtemps pour les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est la machine électrique la plus couramment utilisée dans l'industrie en raison de sa structure simple, robuste et facile à construire, ainsi que de l'absence de bobinage rotorique (machine à cage). Elle peut produire de quelques watts à plusieurs mégawatts et elle est reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, tournant à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme (on parle alors de glissement).

Dans cette étude, nous nous concentrerons sur les défauts électriques qui peuvent survenir au stator des moteurs asynchrones. Ces défauts, connus pour leur criticité, exigent l'utilisation de méthodes de détection efficaces.

Le premier chapitre présente la modélisation d'une machine asynchrone saine dans le repère de Park lié au stator, et l'analyse du modèle d'une MAS avec défauts de court-circuit de spires statoriques. Le cas d'un défaut sur une seule phase est considéré.

Le deuxième chapitre, à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, nous analyserons les différents modèles de la MAS introduits au chapitre 1, et présentons les résultats obtenus en simulation.

Dans le troisième chapitre, nous étudierons la détection de court-circuit entre spire statorique. On a développé les principes de la méthode basée sur l'impédance de séquence négative, elle offre plusieurs avantages par rapport aux méthodes traditionnelles. Le principal atout de cette approche est la relative simplicité du schéma de détection et de la mise en œuvre qui ne nécessite pas de capteurs supplémentaires. Un autre avantage est lié à la facilité de réaliser le déséquilibre de la tension d'alimentation. Bien que de l'asymétrie inhérente du moteur influence les mesures effectuées, ainsi que les gains de la chaîne de mesure, cette approche présente une certaine immunité aux perturbations. Enfin, le quatrième chapitre est consacré à la détection de défaut de déséquilibre et de court-circuit entre-spire statorique en utilisant les composantes symétriques. La détection de défaut sera faite pour différents mesures expé et de simulations. Nous finissons par une conclusion générale sur l'ensemble des résultats obtenus.

# Chapitre 01

# Chapitre 1 Modélisation de la machine asynchrone

---

## 1.1 Introduction

La modélisation des systèmes est une étape essentielle pour effectuer l'analyse des processus. Dans ce chapitre, la machine asynchrone (MAS) est modélisée à l'aide d'équations basées sur le système triphasé qui fournit un modèle dont les coefficients sont variables au cours du temps. Afin de faciliter la résolution de ce modèle d'état, on utilise la transformation dite de Park, transformant le système triphasé en un système à deux axes orthogonaux. La réalisation de cette modélisation est indispensable à l'étude du contrôle du flux, du couple, de la régulation de la tension et de la vitesse ainsi qu'au diagnostic de la MAS.

Nous utilisons la modélisation de la MAS en cas de défaut de court-circuit sur une phase du stator pour analyser l'évolution des grandeurs électriques et magnétiques de la machine asynchrone.

## 1.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone également appelée moteur à induction se compose de deux parties principales : un stator et un rotor. Ces pièces sont en tôles d'acier au silicium et comprennent des encoches dans lesquelles on vient placer les enroulements. Le stator est indépendant et comporte les enroulements qui sont reliés à la source. Le rotor est situé à l'intérieur du stator, est fixé à un arbre de rotation. Il existe deux types de rotor à cage d'écureuil ou bobiné. Cette configuration permet de faire fonctionner la machine asynchrone de façon optimale et de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique [1].

Les deux éléments principaux de constitution de la machine asynchrone :

Un stator : est la partie fixe du moteur, qui est relié à l'alimentation électrique.

Un rotor : représente la partie tournante du moteur, qui est monté un axe de rotation.

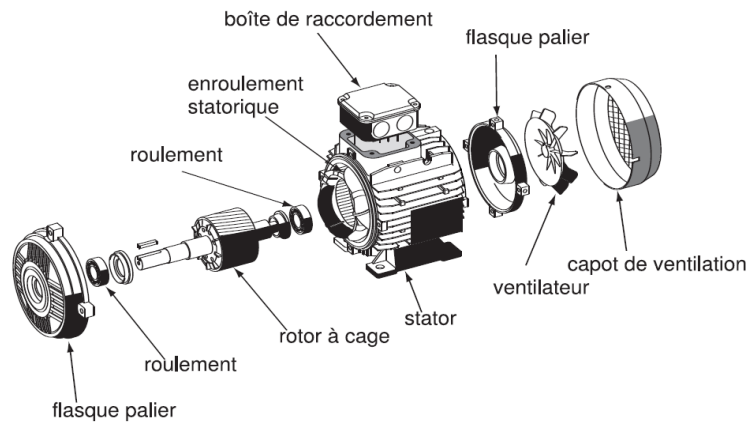


Figure 1.1: machine asynchrone

### 1.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator)  $f_s$ .

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone repose sur l'induction de courants dans l'enroulement du rotor par un champ tournant dans l'entrefer, provoqué par la circulation de courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant génère un couple moteur qui agit sur les conducteurs des courants induits, initiant et maintenant ainsi la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [2].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à une vitesse de  $\Omega_r$  exprimée en rad/s, et la force magnétomotrice produite par les courants du stator tourne à la vitesse synchrone  $\Omega_s$  exprimée en rad/s. Cependant, la vitesse  $\Omega$  est généralement inférieure à  $\Omega_s$  et nous avons :

Avec :

$$\Omega_s = \omega_s / p \quad \text{En rad/s} \quad (1.1)$$

$\omega_s$  : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

$p$  : nombre de pair de pôle de la machine asynchrone (MAS).



Le rotor est conçu pour avoir trois enroulements avec le même nombre de pôles que le stator. Les enroulements du rotor sont connectés en court-circuit, et la vitesse de rotation du rotor est inférieure à  $\Omega_s$ . Cette situation est désignée par le glissement [3] :

$g$  : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique ;

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad \text{Ou} \quad g = \frac{n_s - n}{n_s}$$

A l'arrêt :  $g = 1$  car  $\Omega = 0$

$$n_s = \frac{f_s}{p} \text{ en tr/s} \quad \text{ou} \quad n_s = \frac{60.f}{p} \text{ en tr/min.}$$

## 1.4 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [4], qui sont :

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.
- L'effet de l'encochage est négligeable.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer l'additivité du flux, la constance des inductances propres et la loi de variation des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques est sinusoïdale.

## 1.5 Transformation de Park

Il s'agit de transformer les enroulements des phases a, b et c de la machine d'origine en deux enroulements disposés selon deux axes appelés d et q ; qui sont équivalents au point de vue électrique et magnétique (figure (1.2)) [5].

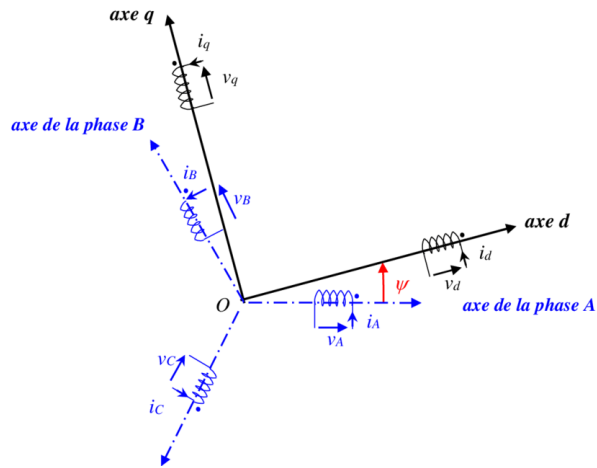


Figure 1.2 : représentation des axes de la MAS

La transformation de PARK correspond tout simplement au changement de base (triphasée-biphasé) qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ».

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

$$P(\Psi) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\Psi) & \cos(\Psi - 2\pi/3) & \cos(\Psi + 2\pi/3) \\ -\sin(\Psi) & -\sin(\Psi - 2\pi/3) & -\sin(\Psi + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

Le coefficient  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  est lié au changement de base et la puissance reste conservée lors de cette transformation.

La transformation des courants, des tensions et du flux dans le système biphasique est définie comme le changement des variables par rapport à la transformation directe de Park, comme suit :

$$\mathbf{X}_{dq0} = \mathbf{P}_a \mathbf{X}_{abc} \quad (1.3)$$

$$\mathbf{X}_{abc} = \mathbf{P}_a^{-1} \mathbf{X}_{dq0} \quad (1.4)$$

La matrice de transformation inverse  $\mathbf{P}_a^{-1}$  est donnée par :

$$\mathbf{P}_a^{-1} = \mathbf{P}_a^T \quad (1.5)$$

NB : «  $\mathbf{a}$  » peut-être une grandeur statorique «  $\mathbf{s}$  » ou rotorique «  $\mathbf{r}$  ». ( $T$ ): symbole de la transposée.

## 1.6 Choix du repère d-q

Ce qui rend la transformation de Park intéressante, c'est que l'orientation du repère de référence d, q peut être quelconque. Il existe trois options significatives : le repère d, q peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, en fonction de l'objectif de l'application.[4]

- Repère d, q lié au stator ou repère stationnaire ( $\Psi_s = \mathbf{0}$ ) les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique  $\omega_s$ .
- Repère d'axes d, q lié au rotor ( $\Psi_r = \mathbf{0}$ ). Les grandeurs transforment en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques  $\omega_r$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).
- Repère d'axes d, q lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique, les grandeurs du modèle sont continuées. Ce choix est souvent utilisé dans l'étude de la commande.

### 1.6.1 Les équations électriques de la MAS (dans un référentiel lié au stator)

Elle est obtenue en alignant les repères d, q et  $\alpha\beta$ , en fixant  $\Psi_s$  à 0. Cette transformation est couramment utilisée pour le diagnostic des machines électriques et pour le modèle simplifié obtenu de la MAS [4].

Les matrices de Park pour un référentiel lié au stator ( $\Psi_s = \mathbf{0}$ ) :

$$P_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

## 1.7 Couple électromagnétique

Pour déterminer le couple électromagnétique de la MAS, on utilise l'équation de la puissance (eq (1.7)) suivante.

$P_{in}$  : la puissance consommée par la machine asynchrone.

$$P_{in} = V_{as}I_{as} + V_{bs}I_{bs} + V_{cs}I_{cs} \quad (1.7)$$

$V_{abcs}$  : les tensions statoriques

$I_{abcs}$  : les courants statoriques.

Donc :

$$P_{in} = [V_{abcs}]^t [I_{abcs}] \quad (1.8)$$

$$P_{in} = ([K_s]^{-1} [V_{dqos}])^t [K_s]^{-1} [I_{dqos}] \quad (1.9)$$

Avec :

$$([K_s]^{-1})^t [K_s]^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

$$[V_{abcs}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad [I_{abcs}] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

$[V_{abcs}]$  : vecteur des tensions statoriques.

$[I_{abcs}]$  : vecteur des courants statoriques.

$[\Phi_{abcs}]$  : vecteur des flux statoriques.

$$[V_{dqos}] = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{os} \end{bmatrix} \quad [I_{dqos}] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{dqos}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \end{bmatrix}$$

$[V_{dqos}]$  : vecteur des tensions statoriques dans Park.

$[I_{dqos}]$  : vecteur des courants statoriques dans Park

$[\Phi_{dqos}]$  : vecteur des flux statoriques dans Park

Par ailleurs :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \emptyset_{ds} + \frac{d}{dt} \emptyset_{ds} \quad (1.11)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \emptyset_{qs} + \frac{d}{dt} \emptyset_{qs} \quad (1.12)$$

Alors :

$$P_{in} = (V_{ds} \quad V_{qs} \quad V_{os}) \begin{pmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \end{pmatrix} \quad (1.13)$$

Finalement :

$$P_{in} = \frac{3}{2} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) + 3 V_{os} I_{os} \quad (1.14)$$

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left( (R_s I_{ds} - \omega_s \emptyset_{qs}) I_{ds} + (R_s I_{qs} + \omega_s \emptyset_{ds}) I_{qs} \right) \quad (1.15)$$

$$P_{in} = \frac{3}{2} R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + \frac{3}{2} \omega_s (\emptyset_{ds} I_{qs} - \emptyset_{qs} I_{ds}) \quad (1.16)$$

Alors :

$$P_{in} = P_{js} + P_{em} \quad (1.17)$$

$P_{js}$  : perte joule statorique.

$P_{em}$  : puissance électromagnétique.

Et on a :

$$P_{em} = C_e \frac{\omega_s}{p} \quad (1.18)$$

Finalement :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\emptyset_{ds} I_{qs} - \emptyset_{qs} I_{ds}) \quad (1.19)$$

## 1.8 Modélisation d'une MAS saine

### 1.8.1 Equations électriques de la MAS

Les équations des tensions des trois phases statoriques s'écrivant (figure (1.2)) :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad (1.20)$$

Les équations des tensions des trois phases rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r I_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ V_{br} = R_r I_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ V_{cr} = R_r I_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad (1.21)$$

$$\begin{aligned} [V_{abcr}] &= \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} & [I_{abcr}] &= \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} & [\Phi_{abcr}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \\ [V_{dq0r}] &= \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{0r} \end{bmatrix} & [I_{dq0r}] &= \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{0r} \end{bmatrix} & [\Phi_{dq0r}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{0r} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$R_s$  Est la matrice des résistances dans un enroulement du stator tel que :

$$R_s = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix} \quad (1.22)$$

$r_s$  : la résistance dans la phase statorique.

$R_r$  Est la matrice des résistances d'un enroulement du rotor tel que :

$$R_r = \begin{pmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{pmatrix} \quad (1.23)$$

$r_r$  : la résistance dans la phase rotorique.

### 1.8.2 Equations magnétiques de la MAS :

Les flux de la MAS sont en relation avec le courant par l'intermédiaire des équations suivantes :

$$[\phi_{abcs}] = [L_s][I_{abcs}] + [L_{sr}][I_{abcr}] \quad (1.24)$$

$$[\phi_{abcr}] = [L_{sr}]^T [I_{abcs}] + [L_r][I_{abcr}] \quad (1.25)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_{ms} + L_{ls} & \frac{L_{ms}}{2} & \frac{L_{ms}}{2} \\ \frac{L_{ms}}{2} & L_{ms} + L_{ls} & \frac{L_{ms}}{2} \\ \frac{L_{ms}}{2} & \frac{L_{ms}}{2} & L_{ms} + L_{ls} \end{pmatrix} \quad (1.26)$$

$$[L_r] = \begin{pmatrix} L_{mr} + L_{lr} & \frac{L_{mr}}{2} & \frac{L_{mr}}{2} \\ \frac{L_{mr}}{2} & L_{mr} + L_{lr} & \frac{L_{mr}}{2} \\ \frac{L_{mr}}{2} & \frac{L_{mr}}{2} & L_{mr} + L_{lr} \end{pmatrix} \quad (1.27)$$

$$[L_{sr}] = L_m \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (1.28)$$

$L_m$  : l'inductance Max statorique et rotorique.

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T \quad (1.29)$$

$[L_s]$  : matrice des inductances statoriques

$[L_r]$  : matrice des inductances rotoriques.

$[L_{rs}]$  : Matrices des inductances mutuelles stator-rotor.

$L_{ms}$  : inductance de magnétisation statorique.

$L_{mr}$  : inductance de magnétisation rotorique.

$L_{ls}$  : inductance de fuite statorique.

$L_{lr}$  : inductance de fuite rotorique.

$L_{sr}$  : Inductance mutuelle maximale stator-rotor.

Transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques :

La transformation de Park définie par (eq (1.2)) des grandeurs électriques

La matrice de transformation inverse :

$$[P]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\Psi) & -\sin(\Psi) & 1 \\ \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\Psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad (1.30)$$

En appliquant sur l'équation de tension :

$$[V_{dqos}] = [R_s][I_{abcs}][K_s] + [K_s] \frac{d}{dt} [\emptyset_{abcs}] \quad (1.31)$$

$$[V_{dqos}] = [R_s][I_{dqos}] + [K_s] \left( \left( \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} \right) [\emptyset_{dqos}] + \left( \frac{d}{dt} \emptyset_{dqos} \right) [K_s]^{-1} \right) \quad (1.32)$$

On a :

$$[K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} = \omega_s \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Et} \quad [K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} = \omega_r \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.33)$$

$\omega_s$  : la pulsation statorique en rad/s.

$\omega_r$  : la pulsation rotorique en rad/s.

Après simplification, on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \emptyset_{ds} + \frac{d}{dt} \emptyset_{ds} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \emptyset_{qs} + \frac{d}{dt} \emptyset_{qs} \\ V_{os} = R_s I_{os} + \frac{d}{dt} \emptyset_{os} \end{cases} \quad (1.34)$$



$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} - \omega_r \Phi_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \omega_r \Phi_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{or} + \frac{d}{dt} \Phi_{or} \end{cases} \quad (1.35)$$

Application aux équations de flux :

$$[\Phi_{abc_s}] = [L_s][I_{abc_s}] + [L_{sr}][I_{abc_r}] \quad (1.36)$$

$$[\Phi_{dqos}] = [k_s][L_s][k_s]^{-1}[I_{dqos}] + [k_s][L_{sr}][k_r]^{-1}[I_{dqor}] \quad (1.37)$$

On a:

$$[k_s][L_s][k_s]^{-1} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix} \quad (1.38)$$

$$[k_r][L_r][k_r]^{-1} = \begin{pmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{pmatrix} \quad (1.39)$$

$$[k_s][L_{sr}][k_r]^{-1} = [k_r][L_{sr}]^T[k_s]^{-1} = \begin{pmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{pmatrix} \quad (1.40)$$

$L_s$  : l'inductance cyclique statorique.

$L_r$  : l'inductance cyclique rotorique.

$L_m$  : l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Finalement on obtient :

Au stator :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{os} = L_s I_{os} \end{cases} \quad (1.41)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \\ \Phi_{or} = L_r I_{or} \end{cases} \quad (1.42)$$

### 1.8.3 Equation mécanique :

L'équation mécanique est définie par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (1.43)$$

$J$  : Moment d'inertie du rotor.

$C_e$  : Le couple électromagnétique.

$C_r$  : Le couple résistant.

$f_v$  : Coefficient de frottement visqueux.

$\Omega$  : Vitesse de rotation.

$p$  : Nombre de paire de pole.

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

### 1.9 Modèle d'état de la machine :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{ds} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right) \emptyset_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) p\Omega \emptyset_{qr} + \frac{1}{\sigma T_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) p\Omega \emptyset_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right) p\Omega \emptyset_{dr} + \frac{1}{\sigma T_s} V_{qs} \\ \frac{d\emptyset_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \emptyset_{dr} - p\Omega \emptyset_{qr} \\ \frac{d\emptyset_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{L_r} I_{qs} + p\Omega \emptyset_{dr} - \frac{1}{T_r} \emptyset_{qr} \\ \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{J L_r} (\emptyset_{dr} I_{qs} - \emptyset_{qr} I_{dr}) - \frac{1}{J} C_e + \frac{f_v}{J} \Omega \end{array} \right. \quad (1.44)$$

$\sigma$  : coefficient de blondel (sigma).

$T_s$  : constant de temp statorique.

$T_r$  : constant de temp rotorique.

## 1.10 Modélisation de la MAS avec défaut de court-circuit sur une phase statorique :

Dans cette partie, nous considérons le défaut au niveau de la phase  $a_s$  qui est subdivisée en deux parties [5] :

- La partie saine  $a_{s1}$
- La partie en court-circuit  $a_{s2}$  .

Nous représentons une telle situation par un circuit supplémentaire liant une partie de la phase  $a_s$  en défaut vers le point neutre comme indiquant sur la figure (1.4) [5]. Le circuit comporte une résistance  $r_f$  de valeur variable pour appliquer un court-circuit désiré au niveau de la phase statorique.

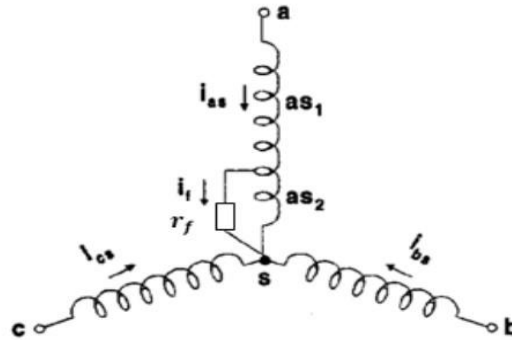


Figure1.3 : court-circuit sur la phase  $a_s$

### 1.10.1 Equations électriques

En utilisant les équations électriques et magnétiques de la MAS citées précédemment, on introduit le coefficient  $f_a$  relatif au défaut de court-circuit [6] [13].  $f_a$  Est le pourcentage de nombre de spire court-circuité d'une phase du stator avec :

$$f_a = \frac{n_a}{N_s}$$

$n_a$  : nombre de spires en CC dans la phase a.

$N_s$  : nombre de spires totale.

Les équations électriques du stator et du rotor sont données par :

$$\begin{cases} V_{abc}^{s'} = R_{abc}^{s'} i_{abc}^{s'} + \frac{d}{dt} \phi_{abc}^{s'} \\ 0 = R_{abc}^r i_{abc}^r + \frac{d}{dt} \phi_{abc}^r \end{cases} \quad (1.45)$$

**Avec :**

$$V_{abc}^{s'} = \begin{bmatrix} V_{a1}^s \\ V_{a2}^s \\ V_b^s \\ V_c^s \end{bmatrix} \quad i_{abc}^{s'} = \begin{bmatrix} i_a^s \\ (i_a^s - i_f) \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} \quad \phi_{abc}^{s'} = \begin{bmatrix} \phi_{a1}^s \\ \phi_{a2}^s \\ \phi_b^s \\ \phi_c^s \end{bmatrix}$$

$$i_{abc}^r = \begin{bmatrix} i_a^r \\ i_b^r \\ i_c^r \end{bmatrix} \quad \phi_{abc}^r = \begin{bmatrix} \phi_a^r \\ \phi_b^r \\ \phi_c^r \end{bmatrix}$$

$i_f$  : courant de court-circuit.

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

Matrice des résistances du stator

$$R_{abc}^{s'} = r_s \begin{bmatrix} (1-f_a) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

Matrice des résistances du rotor

$$R_{abc}^r = r_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

Les matrices des inductances

$$L_{abc}^{ss} = L_{ls} \begin{bmatrix} (1-f_a) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} (1-f_a)^2 & f_a(1-f_a) & -\frac{1-f_a}{2} & -\frac{1-f_a}{2} \\ f_a(1-f_a) & f_a^2 & -\frac{f_a}{2} & -\frac{f_a}{2} \\ -\frac{1-f_a}{2} & -\frac{f_a}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1-f_a}{2} & -\frac{f_a}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

Les inductances propres et mutuelles du rotor s'écrivent comme suit :

$$L_{abc}^{rr} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

$$L_{abc}^{'sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} (1-f_a) \cos \theta & (1-f_a) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & (1-f_a) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ f_a \cos \theta & f_a \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & f_a \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.50)$$

$L_{sr}$ : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

$$L_{sr} = \frac{2}{3} L_m \quad (1.51)$$

$$L_{abc}^{'rs} = L_{abc}^{'rsT} \quad (1.52)$$

Le modèle d'état de la machine asynchrone avec défaut est défini par le système d'équations suivant [6] [13] :

$$[\phi] = (w_r[A] - [R][L^{-1}])[\phi] + [B][V] \quad (1.53)$$

Avec :  $[I] = [L^{-1}] [\phi]$

Et :

$$[R] = \begin{bmatrix} (f_a R_s + r_f) & \sqrt{\frac{2}{3}} f_a R_s & 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{\frac{2}{3}} f_a R_s & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.54)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} -f_a(L_{ls} + f_a \frac{2}{3}L_m) & f_a \sqrt{\frac{2}{3}}(L_{ls} + L_m) & 0 & f_a \sqrt{\frac{2}{3}}L_m & 0 \\ -f_a \sqrt{\frac{2}{3}}(L_{ls} + L_m) & (L_{ls} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & (L_{ls} + L_m) & 0 & L_m \\ -f_a \sqrt{\frac{2}{3}}L_m & L_m & (L_{lr} + L_m) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_m & 0 & (L_{lr} + L_m) \end{bmatrix} \quad (1.55)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad [V] = \begin{bmatrix} 0 \\ V_d^s \\ V_q^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Pour que  $L$  soit inversible il faut que  $f_a \neq 0$

$$[L]^{-1} = [L^{-1}]$$

Avec :

$$V_{abc}^s = \begin{bmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \end{bmatrix} \quad i_{abc}^s = \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} \quad \phi_{abc}^s = \begin{bmatrix} \phi_a^s \\ \phi_b^s \\ \phi_c^s \end{bmatrix}$$

$$R_{abc}^s = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$L_{abc}^{ss}$  : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

$L_{abc}^{rr}$  : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

$L_{abc}^{sr}$  : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$L_{abc}^{rs}$  : Matrice des inductances mutuelles entre phases rotoriques et statoriques.

$L_{ls}$  : Inductance de fuite statorique.

$L_{lr}$  : Inductance de fuite rotorique.

$L_{ms}$  : Inductance de magnétisation statorique.

### 1.10.2 Equation mécanique :

Le couple électromagnétique représenté dans l'équation (1.55) [2].

$$C_e = P[i'_{abc}]^T \left[ \frac{d}{d\theta} L'_{abc} \right] [i^r_{abc}] \quad (1.56)$$

$$C_e = PL_m (i^r_d i^s_q - i^s_d i^r_q) - PL_m \sqrt{\frac{2}{3}} f_a i_f i^r_q \quad (1.57)$$

## 1.11 Conclusion

Dans ce chapitre, on modélise la MAS saine et la MAS avec défaut de court-circuit sur une phase du stator. Ces modèles d'état nous permettent d'analyser les performances de la machine saine et les conséquences d'un court-circuit statorique. Ils seront utilisés dans la simulation qui sera présentée au chapitre 2 et 3.

# Chapitre 02



# Chapitre 2 Simulation du MAS avec un déséquilibre de la tension et court-circuit de spires

---

## 2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous abordons la simulation d'une machine asynchrone dans des conditions de fonctionnement sain et déséquilibré à l'aide de Matlab/Simulink. La simulation permet de comprendre et d'analyser les effets du déséquilibre sur les performances de la machine asynchrone. Nous utilisons la transformation des composantes symétriques pour analyser les déséquilibres de l'alimentation et des courts-circuits de spires statoriques. Enfin, nous interpréterons les résultats de ces simulations.

## 2.2 Système triphasé équilibré

Un système triphasé équilibré est un ensemble de trois grandeurs sinusoïdales de même nature, de même fréquence, de même amplitude, et déphasées entre elles de  $\frac{2\pi}{3}$ . Les trois grandeurs d'un système équilibré sont données par l'expression (2.1) ci-dessous [7].

$$\begin{cases} x_1 = X\sqrt{2} \cos(\omega t) \\ x_2 = X\sqrt{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ x_3 = X\sqrt{2} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.1)$$

La somme des trois grandeurs sinusoïdales est nulle.

$$x_1 + x_2 + x_3 = 0 \quad (2.2)$$

## 2.3 Système triphasé déséquilibré

Un système triphasé déséquilibré est un ensemble de trois grandeurs de même nature, de même fréquence, mais qui ont des amplitudes quelconques et qui sont déphasées d'un angle quelconque [7].

## 2.4 Opérateur de rotation

L'opérateur rotation  $a$  est introduit pour faciliter les calculs sur les quantités complexes pour les systèmes équilibrés

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.3)$$

Ont multipliant une grandeur complexe par  $a$ , le module reste inchangé, l'argument sera augmenté de  $\frac{2\pi}{3}$  donc il fait tourner le vecteur représentatif de  $\frac{2\pi}{3}$  dans le sens trigonométrique [8].

## 2.5 Composantes symétriques

Le système triphasé déséquilibré est la superposition de trois systèmes

- Un système équilibré positif : c'est un système triphasé équilibré est suivant l'ordre de phase habituel.

$$X_p \ a^2 X_p \ a X_p$$

- Un système équilibré négatif : c'est un système triphasé équilibré est suivant l'ordre inverse de la séquence de phase.

$$X_n \ a X_n \ a^2 X_n$$

- Un système homopolaire : c'est un système où les trois grandeurs sont d'égales amplitude et phases.

$$X_0 \ X_0 \ X_0$$

$X_p X_n X_0$  Sont appelées les composantes symétriques de Fortescue du système triphasé  $x_1 x_2 x_3$  . Le passage du système triphasé déséquilibré à ces composantes est appelé la transformation de Fortescue et est donnée par l'expression (2.4) ci-dessous [7].

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} X_p \\ X_n \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

La matrice de transformation de Fortescue est donnée par :

$$[F] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Le passage des composantes symétriques au système triphasé déséquilibré est donné par :

$$\begin{bmatrix} X_p \\ X_n \\ X_0 \end{bmatrix} = [F]^{-1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

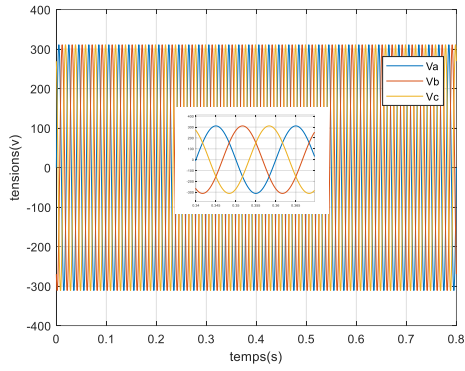
La matrice de transformation inverse de Fortescue est donnée par :

$$[F]^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

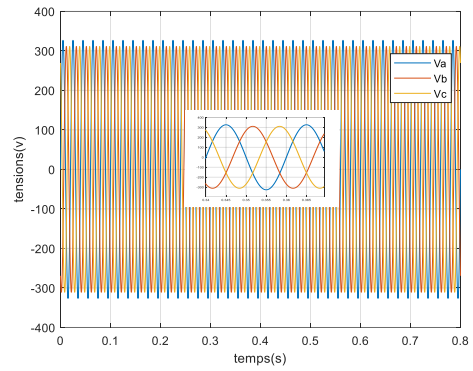
## 2.6 Simulation de la MAS saine et avec déséquilibre de 5% dans la première phase

Nous avons fait la simulation de la MAS saine (ses paramètres sont donnés en annexe 1) alimentée, dans un premier temps, par un réseau triphasé équilibré et ensuite, avec un déséquilibre de 5% dans la première phase. Le démarrage s'effectue à vide. A l'instant  $t=0.4s$ , un couple de charge de  $3.8Nm$  est appliqué.

Les résultats de simulation représentent les tensions d'alimentations, les courants statoriques, les flux rotoriques, la vitesse mécanique et le couple électromagnétique, sont présentés par les figures (2.1) à (2.5).

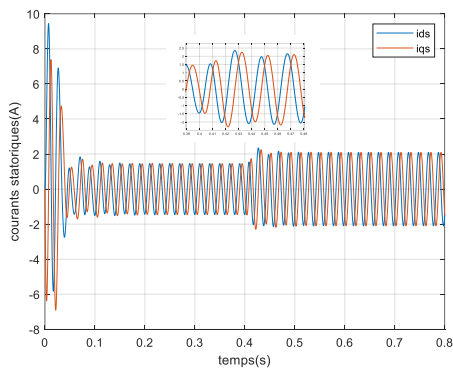


(a)

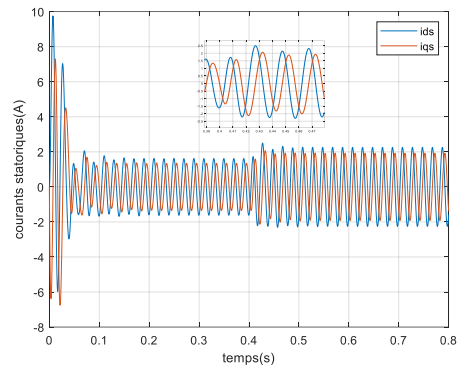


(b)

Figure 2.1 : Tensions d'alimentation pour (a) équilibré, et (b) avec un déséquilibre de 5%

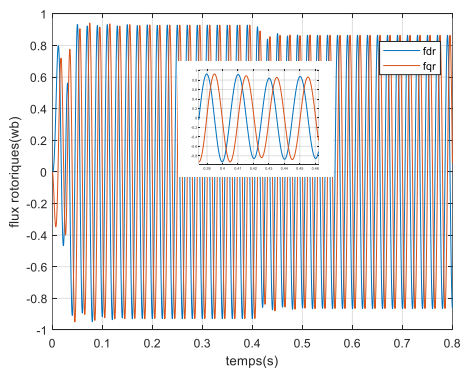


(a)

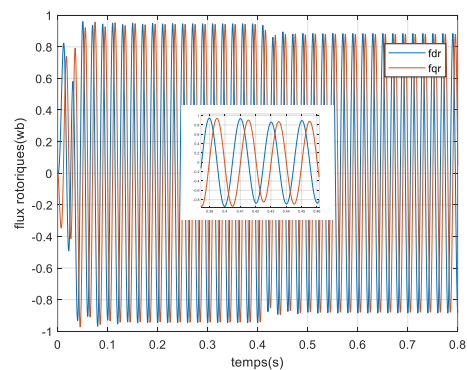


(b)

Figure 2.2 : Courants statoriques de Park pour (a) équilibré, et (b) avec un déséquilibre de 5%

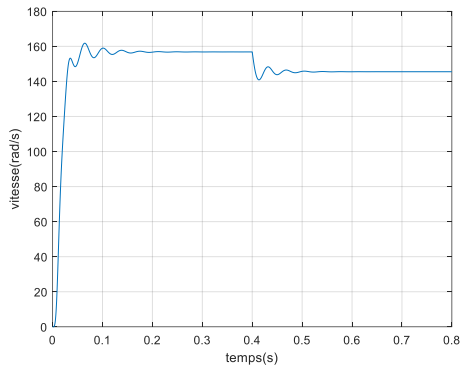


(a)

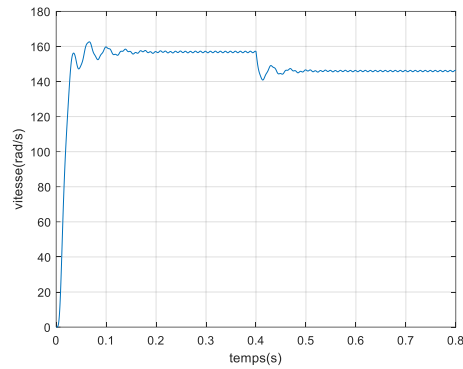


(b)

Figure 2.3 : Flux rotoriques de Park pour (a) équilibré, et (b) avec un déséquilibre de 5%

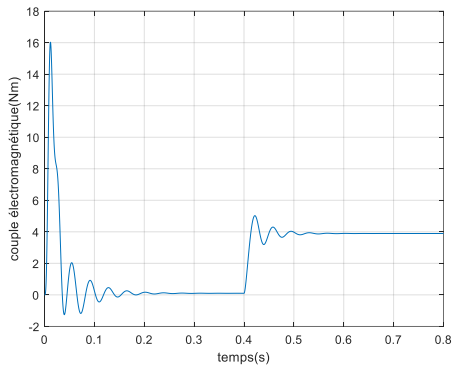


(a)

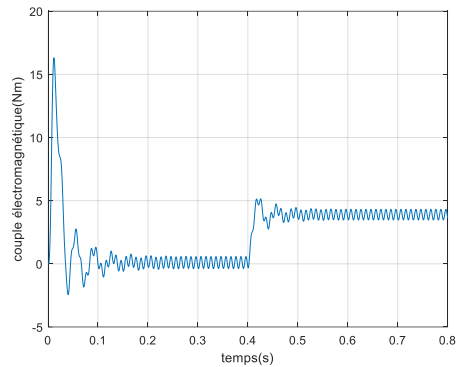


(b)

Figure 2.4 : Vitesse mécanique pour (a) équilibré, et (b) avec un déséquilibre de 5%



(a)



(b)

Figure 2.5 : Couple électromagnétique pour (a) équilibré, et (b) avec un déséquilibre de 5%

### 🔧 Interprétation des résultats

La figure (2.1.a) représente les tensions d'alimentation équilibrées composées de trois signaux sinusoïdaux d'une amplitude de (311v, -311v) et un déphasage de  $\frac{2\pi}{3}$ . La figure (2.1.b) représente les tensions d'alimentation déséquilibrées, un déséquilibre de 5% dans la première phase est considéré.

Les courants statoriques (*ids* et *iqs*) sont en quadrature. Au démarrage un fort appel du courant statorique est observé, puis ils se stabilisent à (1.5A, -1.5A) qui est nécessaire pour vaincre l'inertie de la MAS, après l'application du couple de charge les courants statoriques augmentent pour atteindre une valeur de (2.1A, -2.1A) tel que montré dans la figure (2.2.a) pour le cas équilibré. Pour le cas de déséquilibre, les résultats sont donnés par la figure (2.2

b), l'amplitude du courant  $i_{ds}$  est plus élevée que celle de  $i_{qs}$  ( $i_{ds}$  atteint une valeur de (1.6A, -1.6A) et à l'application de charge  $i_{ds}$  augmente à (2.5A, -2.5A) tandis  $i_{qs}$  atteint une valeur de (1.3A, -1.3A) et à l'application de charge  $i_{qs}$  augmente à (1.9A, -1.9A).

La figure (2.3.a) représente les flux rotoriques ( $\phi_{dr}$  et  $\phi_{qr}$ ) qui sont en quadrature. Pour le cas de l'alimentation équilibrée, ces flux stabilisent à (0.91wb, -0.9wb) après un régime transitoire. A l'application du couple de charge, les flux diminuent pour atteindre une valeur de (0.85wb, -0.85wb). Pour le cas du déséquilibre, les flux sont proches comme représentés dans la figure (2.3.b).

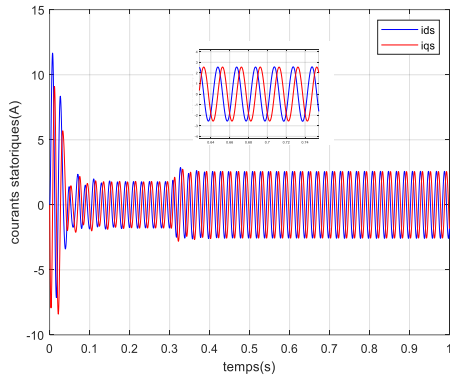
Pour le cas équilibré, la vitesse se stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme à 156rad/s après un régime transitoire. A l'application du couple de charge, elle diminue à 147rad/s représenté dans la figure (2.4.a). Pour le cas déséquilibré, on remarque des petites oscillations, dans le régime permanent, représentées dans la figure (2.4.b).

Pour le cas équilibré, au démarrage le couple électromagnétique présente des oscillations qui atteignent une valeur maximale de 16Nm cela est nécessaire pour vaincre l'inertie du moteur, après il stabilise à une valeur très faible tel que représente dans la figure (2.5.a). Lors de l'application du couple de charge le couple électromagnétique augmente pour atteindre la valeur de couple de charge imposé. Pour le cas déséquilibré, on remarque des oscillations dans le régime permanent, représenté dans la figure (2.5.b).

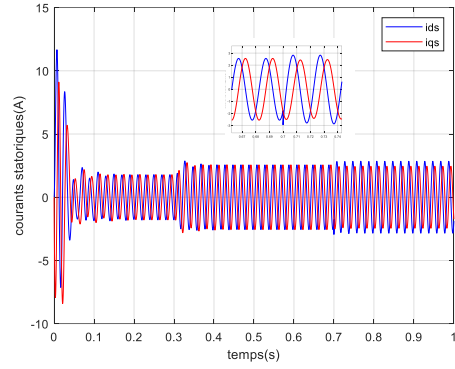
## **2.7 Simulation de la MAS avec un court-circuit de 1.13% et 5.68% spires dans la première phase**

Nous avons fait la simulation de la MAS avec un court-circuit de 1.13% et 5.68% spires statoriques (CCSS) alimenté par un réseau triphasé équilibré. La machine démarre saine et à vide. A l'instant  $t=0.3s$  un couple de charge de 3.8Nm est appliqué. Dans un premier temps, un court-circuit de 6 spires statoriques (1.13%) est appliqué à l'instant  $t=0.7s$ . Ensuite, un cas de CCSS de 30 spires (5.68%) est simulé .

Les résultats de simulation représentent les courants statoriques, les flux rotoriques, la vitesse mécanique et le couple électromagnétique, qui sont présentés par les figures (2.6) à (2.9).

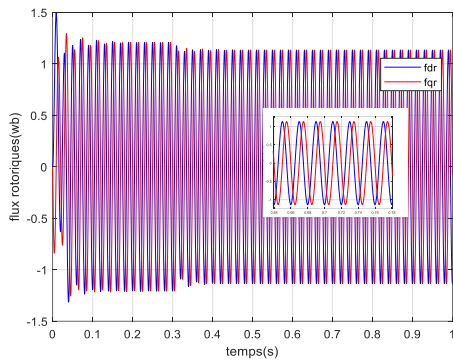


(a)

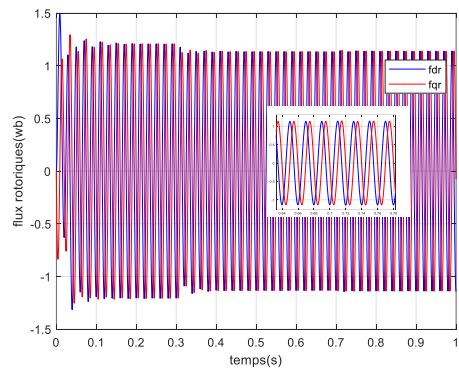


(b)

Figure 2.6 : Courants statoriques de Park pour (a) CCSS de 1.13% spires, et (b) avec un CCSS de 5.68% spires

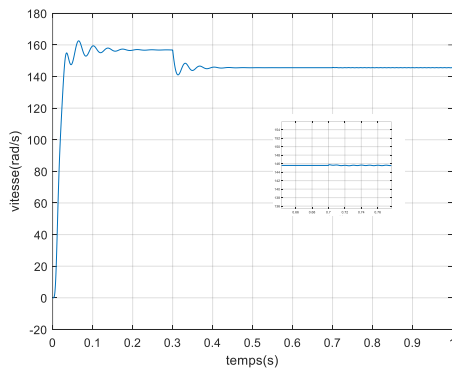


(a)

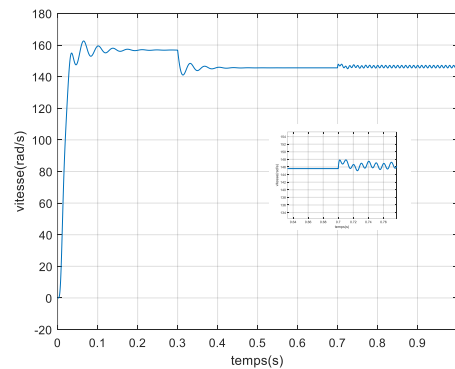


(b)

Figure 2.7 : Flux rotoriques de Park pour (a) CCSS de 1.13% spires, et (b) avec un CCSS de 5.68% spires



(a)



(b)

Figure 2.8: Vitesse mécanique pour (a) CCSS de 1.13% spires, et (b) avec un CCSS de 5.68% spires

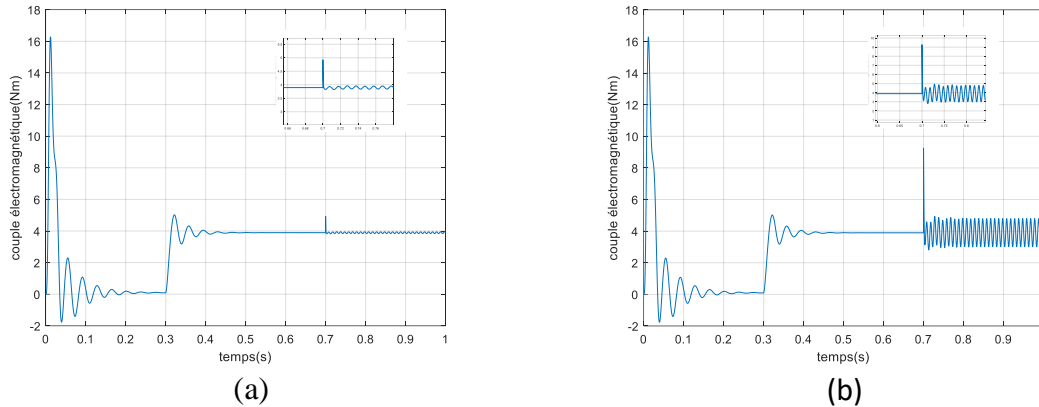


Figure 2.9 : Couple électromagnétique pour (a) CCSS de 1.13% spires, et (b) avec un CCSS de 5.68% spires

### 🔧 Interprétation des résultats

Pour le cas de CCSS de 1.13% spires, à l'application de défaut à l'instant  $t=0.7s$  les courants statoriques sont très similaires au cas sain tel que montré dans la figure (2.6.a). Pour le cas de CCSS de 5.68% spires les résultats sont donnés par la figure (2.6.b). L'amplitude du courant **ids** est plus élevée que celle du courant **iqs**. L'amplitude du courant **ids** atteint une valeur comprise entre (2.8A, -2.8A) et tandis que **iqs** atteint une valeur comprise entre (2.5A, -2.5A))

Les flux rotoriques pour les deux cas de CCSS sont représentés dans les figures (2.7.a) et (2.7.b) et sont similaires au cas sain.

L'effet des CCSS sur la vitesse rotorique est peu visible. Pour le cas de CCSS de 1.13% spires, à l'application de défaut à l'instant  $t=0.7s$ , on remarque des très petites oscillations représentées dans la figure (2.8.a) pour le cas de CCSS de 5.68% spires, représenté dans la figure (2.8.b), les oscillations sont plus importantes et sont comprises entre 145 rad/s et 147 rad/s.

Pour le cas de CCSS de 1.13% spires à l'application de défaut à l'instant  $t=0.7s$  le couple électromagnétique présente un pic de 4.9Nm suivi par des oscillations qui atteignent une valeur de (3.88Nm, 3.98Nm), représenté dans la figure (2.9.a). Pour le cas de CCSS de 5.68% spires, le pic va atteindre une valeur 10 Nm suivie par des oscillations qui atteignent une valeur de (3.02Nm, 5Nm), représenté dans la figure (2.9.b).



## 2.8 Résultats avec les composantes symétriques avec un déséquilibre dans la première phase

Nous avons analysé la machine saine et avec un déséquilibre de tension dans la première phase jusqu'à 20% avec un pas de 5% ; d'abord sans charge et ensuite avec un couple de charge de 3.8Nm. La relation (2.6) donnant les composantes symétriques sur les trois courants de phases est appliquée.

Les résultats de simulation représentent les courants de la séquence positives (module et phase) et négatives (module et phase), sont présentés par les tableaux (2.1) et (2.2), et les figures (2.10) et (2.11)

Déséquilibre	<b>Va(V)</b>	<b>Vb(V)</b>	<b>Vc(V)</b>	<b>Ip ( u )</b>	<b>Ip (degrés)</b>	In ( u )	<b>In (degrés)</b>
0%	311	311	311	1.455	-85	0	129.4
5%	326.55	311	311	1.48	-85.02	0.1695	-50.11
10%	342.1	311	311	1.504	-85	0.3393	-50.06
15%	357.65	311	311	1.529	-84.94	0.5094	-50
20%	373.2	311	311	1.554	-84.85	0.6797	-49.95

Tableau 2.1 : les tensions et les courants avec différents déséquilibres des tensions sans charge

Déséquilibre	<b>Va(V)</b>	<b>Vb(V)</b>	<b>Vc(V)</b>	<b>Ip ( u )</b>	<b>Ip (degrés)</b>	In ( u )	<b>In (degrés)</b>
0%	311	311	311	2.093	-44.1	0	156.3
5%	326.55	311	311	2.088	-44.93	0.1681	-50.02
10%	342.1	311	311	2.086	-45.74	0.3366	-49.98
15%	357.65	311	311	2.086	-46.52	0.5054	-49.93
20%	373.2	311	311	2.088	-47.27	0.6745	-49.89

Tableau 2.2 : les tensions et les courants avec différents déséquilibres des tensions avec charge nominale

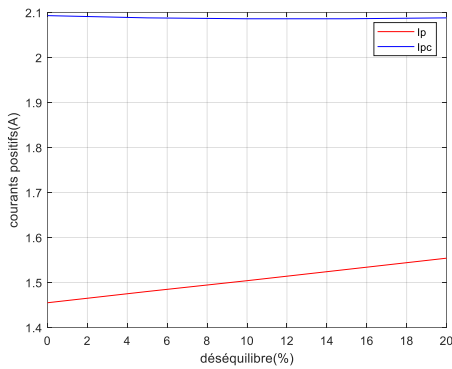


Figure 2.10 : Courants séquence positive

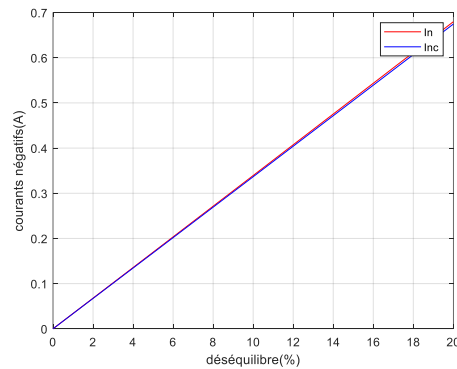


Figure 2.11 : Courants séquence négative

### 🔗 Interprétation des résultats :

Le courant de séquence positive représente le courant de fonctionnement de la machine en régime permanent sans couple de charge. Plus le déséquilibre est élevé, plus ce courant augmente, comme représenté dans la figure (2.10). (Les différentes valeurs sont indiquées dans le tableau (2.1)).

Le courant de séquence négative est un indicateur de déséquilibre. Pour les cas sans charge et avec charge, il est presque identique donc il n'est affecté par le couple de charge. Sans déséquilibre, le courant négatif est nul. Plus le déséquilibre augmente, plus le courant négatif augmente. Le courant négatif est proportionnel au déséquilibre, comme représenté dans la figure (2.11). (Les différentes valeurs sont indiquées dans le tableau (2.2)).

## 2.9 Résultats avec les composantes symétriques avec un court-circuit dans la première phase

Nous avons analysé le fonctionnement de la MAS, avec des courts circuits successifs de 0.18% à 25% spires, sur la première phase ; sans couple de charge et ensuite avec un couple de charge de 3.8Nm. Les composantes symétriques (équation (2.6)) sont calculées pour les courants statoriques.

Les résultats de simulation représentent les courants de la séquence positives (module et phase) et négatives (module et phase), sont présentés par les tableaux (2.3) et (2.4), et les figures (2.12) et (2.13)

Nombre de spires retranché	$I_p ( u )$	$I_p$ (degrés)	$I_n ( u )$	$I_n$ (degrés)
0.18%	1.441	-85.22	0.003784	-9.901
0.56%	1.442	-85.14	0.007047	-6.063
1.13%	1.444	-84.87	0.01068	-2.357
4.54%	1483	-81.45	0.1135	-15.7
5.68%	1.509	-79.99	0.159	18.18
25%	2.47	-59.91	1.341	-39.29

Tableau 2.3 : les courants de la séquence positives et négatives sans couple de charge

Nombre de spires retranché	$I_p ( u )$	$I_p$ (degrés)	$I_n ( u )$	$I_n$ (degrés)
0.18%	2.083	-43.8	0.005987	48.05
0.56%	2.084	-43.9	0.002809	-10.7
1.13%	2.088	-43.8	0.01721	-25.54
4.54%	2.133	-43.45	0.1213	-20.25
5.68%	2.15	-43.58	0.1675	-21.32
25%	2.806	-47.47	1.391	-32.35

Tableau 2.4 : les courants de la séquence positives et négatives avec un couple de charge de 3.8Nm

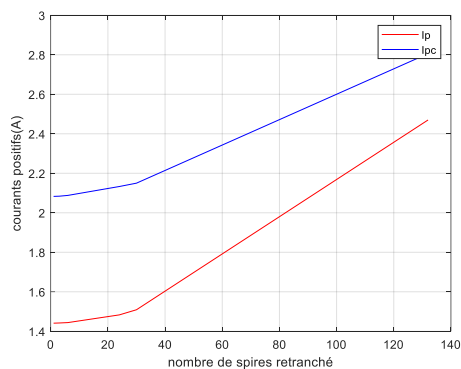


Figure 2.12 : Courants séquence positif

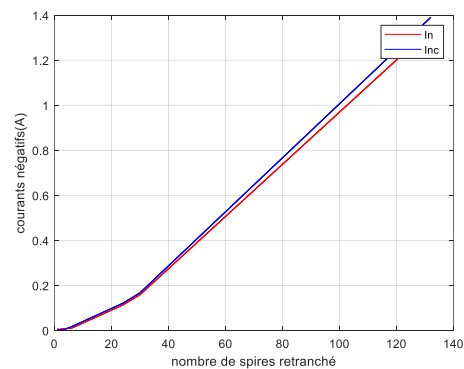


Figure 2.13 : Courants séquence négatif

### 🔧 Interprétation des résultats :

Le courant de séquence positive représente le courant de fonctionnement de la machine en régime permanent sans couple de charge. Plus le nombre de spires retranché est élevé, plus le

courant négatif augmente, de façon identique, pour le cas sans et avec couple de charge comme représenté dans la figure (2.12). (Les différentes valeurs sont indiquées dans le tableau (2.3)).

Le courant de séquence négative est un indicateur de déséquilibre. Pour les cas sans charge et avec charge, il est presque identique donc il n'est pas affecté par le couple de charge. Dans la machine saine, le courant négatif est nul. Plus le nombre de spires retranché augmente, plus le courant négatif augmente. Le courant négatif est proportionnel au nombre de spires retranchées, comme représenté dans la figure (2.13). (Les différentes valeurs sont indiquées dans le tableau (2.4)).

## **2.10 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons validé par simulation le fonctionnement de la machine asynchrone en conditions saines et déséquilibrées. Nous avons utilisé la transformation de Fortescue pour analyser les courants de séquence positive, négative et homopolaire de la machine avec un déséquilibre de l'alimentation et en court-circuit de spires du stator. Le courant de séquence négative est un indicateur de défauts ou de déséquilibre. En analysant les courants de séquence négative, nous pouvons détecter et quantifier les déséquilibres dans le système.

# Chapitre 03

# Chapitre 3 Détection des défauts de court-circuit de spires statoriques avec l'impédance de séquence

---

## 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, La détection des courts circuits dans les enroulements du stator du moteur à induction est essentielle pour éviter des pannes majeures et garantir la fiabilité opérationnelle. On explore les principes de la méthode basée sur l'impédance de séquence négative. En effet, en surveillant la variation de l'impédance de séquence négative, on peut détecter précocement de faibles niveaux de défauts de court-circuit sans connaître les paramètres du moteur.

Les résultats de simulation montreront son efficacité, ainsi que les défis et solutions pour son intégration dans les systèmes existants.

## 3.2 Diagnostic en ligne des spires de stator en court-circuit

Les techniques de diagnostic des courts circuits entre spires peuvent être divisées en deux catégories, celles basées sur l'analyse de signature des grandeurs électriques et magnétiques et celles basées sur l'asymétrie statorique [9].

### 3.2.1 Diagnostic basé sur l'analyse de signature

Un court-circuit entre spires produit aussi des changements dans les composantes harmoniques des courants statorique et rotorique, ainsi que dans le flux de fuite axial. C'est pourquoi certaines techniques en ligne se basent sur :

- L'analyse de signature du flux de fuite axial
- L'analyse de signature du courant de ligne

D'autres grandeurs comme le couple électromagnétique et les vibrations montrent aussi des changements dans le spectre fréquentiel [9].

### **A. L'analyse de signature du flux de fuite axial**

L'analyse de signature du flux de fuite axial est une technique de diagnostic des machines asynchrones qui consiste à :

- Placer une bobine exploratrice autour de l'arbre du moteur pour capter le flux de fuite axial [10].
- Analyser le spectre fréquentiel de ce flux de fuite axial pour y détecter des composantes caractéristiques de défauts [11].

En théorie, les courants statoriques et rotoriques équilibrés devraient annuler le flux de fuite axial. Mais en pratique, ce flux est toujours présent à cause des asymétries inhérentes dans les circuits électriques et magnétiques dues aux tolérances de fabrication et aux fluctuations du réseau [4].

L'analyse de signature du flux axial permet donc de détecter des défauts tels que :

- Les courts-circuits entre spires statoriques
- Les barres cassées au rotor
- Les excentricités

En effet, ces défauts vont modifier la répartition du champ magnétique et donc le flux de fuite axial, faisant apparaître des composantes spectrales caractéristiques [10].

Cette méthode de diagnostic est dite "externe" car elle ne nécessite pas d'accéder directement aux enroulements de la machine. Elle est complémentaire de l'analyse de signature du courant statorique.

Cependant, la mesure du flux axial nécessite l'installation d'une bobine exploratrice autour de l'arbre, ce qui peut être invasif. C'est pourquoi des techniques purement électriques basées sur l'analyse des courants sont souvent préférées pour le diagnostic en ligne des machines asynchrones.

### **B. Analyse de la signature du courant de ligne**

L'analyse de signature du courant de ligne (MCSA - Motor Current Signature Analysis) est une technique de diagnostic non invasive des machines asynchrones qui consiste à :

- Mesurer et analyser le spectre fréquentiel du courant statorique [7].
- Détecter la présence de composantes spectrales caractéristiques de défauts dans ce spectre [8].

En effet, tout défaut dans la machine (courts-circuits statoriques, barres rotoriques cassées, excentricités, défauts de roulements, etc.) va modifier la répartition des champs magnétiques et donc moduler le courant statorique [10].

Cela se traduit par l'apparition de raies caractéristiques dans le spectre du courant, à des fréquences dépendant du type de défaut et des paramètres de la machine [8]. Par exemple :

- Pour un court-circuit entre spires statoriques : raies à 2 fois la fréquence du réseau [7]
- Pour des barres rotoriques cassées : raies latérales autour des harmoniques statoriques [10]
- Pour une excentricité statique : raie à la fréquence d'alimentation [11]

L'analyse de ces signatures spectrales permet donc de détecter et de diagnostiquer les défauts de manière non invasive, en analysant simplement le courant statorique [10].

C'est une méthode très utilisée dans l'industrie car elle ne nécessite pas de capteurs supplémentaires et peut être mise en œuvre en ligne pendant le fonctionnement de la machine [11]. Cependant, elle nécessite une bonne connaissance des signatures spectrales caractéristiques des différents défauts.

### **3.2.2 Diagnostic basé sur l'asymétrie statorique**

Un court-circuit entre spires augmente l'asymétrie du bobinage statorique. Par conséquent, les composantes de séquence négative changent lorsqu'un défaut se produit. C'est pourquoi certaines techniques se basent sur [9] :

- La détection des changements dans le courant de séquence négative
- La surveillance des courants et tensions triphasés du moteur.

Les composantes de séquence de l'impédance sont aussi considérées à des fins de diagnostic. [10] Une technique basée sur la tension homopolaire est également proposée.



## A. Courant inverse

Un défaut entre-spires dans l'enroulement statorique entraîne une asymétrie entre les trois phases, modifiant la composante de séquence négative dans le courant de ligne. L'une des premières études de l'effet des courts circuits entre-spires sur le courant de séquence négative a été présentée par [7]. Les résultats analytiques et expérimentaux ont montré une augmentation du courant de séquence négative avec les courts circuits entre-spires [9].

La composante de séquence négative du courant, notée  $I_n$ , est calculée à partir des mesures des trois courants de ligne (Eq. (3.1)), On rappelle son expression :

$$I_n = \frac{1}{3} (I_a + a^2 I_b + a I_c) \quad (3.1)$$

Où  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Cependant, les asymétries inhérentes du moteur, les gains d'instrumentation non appariés et les tensions d'alimentation déséquilibrées produisent un effet similaire (Figure 3.1). Ces non-idéalités doivent être prises en compte dans la stratégie de détection des défauts. En fait, les résultats montrent qu'il y a un courant de séquence négative dans les moteurs sains en raison de ces facteurs. Cette asymétrie augmente lorsqu'un défaut entre-spires se produit [9].

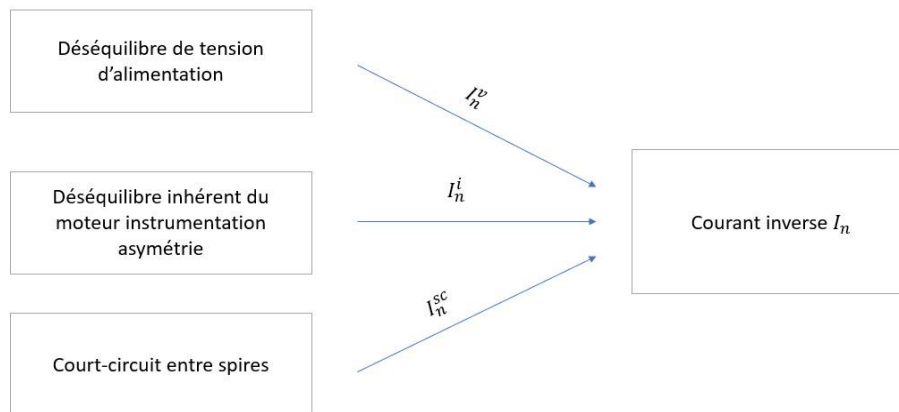


Figure3.1: différentes causes du courant inverse [9]

Lorsque le moteur n'est pas symétrique, les séquences positive et négative deviennent interdépendantes. Dans ce cas, il y aura un courant de séquence négative même si la tension d'alimentation est symétrique et n'a pas de composante de séquence négative. La relation entre les tensions, courants et impédances est donnée par l'équation (3.2) [12].

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ V_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{pp} & Z_{pn} & Z_{pz} \\ Z_{np} & Z_{nn} & Z_{nz} \\ Z_{zp} & Z_{zn} & Z_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ I_z \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

**p** : positif, **n** : négatif, **z** : nulle (zéro)

$Z_{ij}$  : l'impédance de la séquence  $i$  due à la séquence  $j$ .

Pour une machine idéale (parfaitement symétrique)  $Z_{pn}$ ,  $Z_{pz}$ ,  $Z_{np}$ ,  $Z_{nz}$ ,  $Z_{zp}$  et  $Z_{zn}$  sont nulles et les composants de la séquence sont indépendants (découplés).

Dans les machines réelles, les imperfections de la structure du moteur rendent les termes hors diagonale non nuls. Les composantes des séquences ne sont plus découplées.

Par conséquent, le courant de séquence négative mesuré,  $I_n$ , est la contribution de trois composantes (Eq. (3.1)). En soustrayant le courant dû au déséquilibre de tension  $I_n^v$  et le courant inhérent  $I_n^i$  du courant de séquence négative mesuré  $I_n$ , on obtient le courant dû au défaut  $I_n^{sc}$  (Eq. (3.3)). Une augmentation de sa valeur indique un court-circuit entre spires [9].

$$I_n = I_n^v + I_n^i + I_n^{sc} \quad (3.3)$$

$$I_n^{sc} = I_n - I_n^v - I_n^i \quad (3.4)$$

$I_n^{sc}$  : Le courant de séquence négative dû au défaut.

$I_n^i$  : Le courant de séquence négative dû aux asymétries inhérentes.

$I_n^v$  : courant inverse dû au déséquilibre de la tension d'alimentation.

Le courant  $I_n^v$  est calculé comme la relation entre la tension inverse et l'impédance inverse du moteur :

$$I_n^v = \frac{V_n}{Z_n} \quad (3.5)$$

$Z_n$  : impédance de séquence négative due au déséquilibre de la tension.

L'impédance  $Z_n$  est considérée comme une valeur constante indépendante de la charge. On suppose également que sa valeur ne change pas avec le court-circuit entre spires.

Par conséquent, le courant de séquence négative mesuré est donné par l'équation (3.6).

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} + I_n^i + I_n^{sc} \quad (3.6)$$

Le courant  $I_n^i$  est censé être fonction de la charge, de la tension et de la fréquence. Cependant, la fréquence n'a pas un effet important sur les moteurs connectés au réseau. L'influence de la fréquence n'est donc pas prise en compte. La valeur  $I_n^i$  est calculée et stockée dans une base de données en fonction de la tension et de la charge, représentées par les valeurs de séquence positive de la tension,  $V_p$ , et du courant  $I_p$ , respectivement [12].

### B. Impédances de Séquence Négative $Z_{pn}$

L'impédance de séquence négative est introduite comme un indicateur de défaut de court-circuit de spires statorique. Elle est définie par l'équation (3.7).

$$Z_{neff} = \frac{V_n}{I_n} \quad (3.7)$$

$Z_{neff}$  : Impédance de séquence négative effective.

Selon l'hypothèse que la somme des courants est nulle ( $I_z = 0$ ), la matrice des impédances de séquence, donnée par l'équation (3.2), devient :

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{pp} & Z_{pn} \\ Z_{np} & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Les paramètres  $Z_{xy}$  varient en fonction de la conception et de la fabrication du moteur, ainsi que de la vitesse de fonctionnement et de la présence d'un défaut d'enroulement. Ainsi, la modification causée par le défaut peut servir d'indicateur de ce dernier. Cependant, pour un diagnostic précis, il est important de prendre en compte les effets de la vitesse et des déséquilibres naturels du moteur (voir figure 3.2) [12].

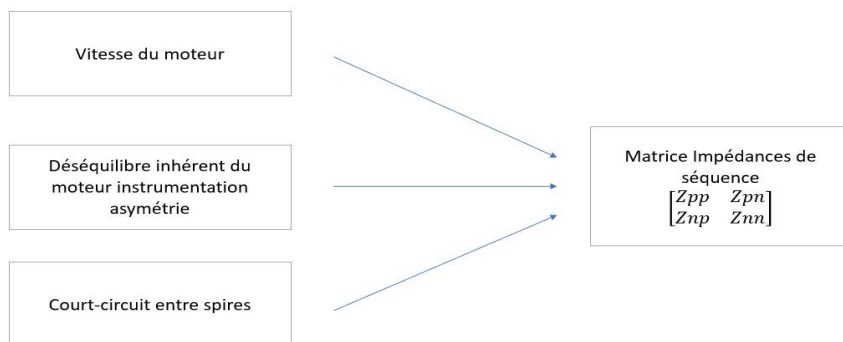


Figure3.2: Grandeurs qui affectent la matrice d'impédance de séquence

Une approche de détection de défaut de court-circuit de spire statorique (CCSS) est proposée où l'indicateur de défaut est la composante de séquence hors diagonale  $Z_{pn}$ .

Au cours de la première phase (constitution de base de données)  $Z_{pn}$  est calculée et stockée pour plusieurs valeurs de la vitesse. D'après l'équation (3.8), la valeur de  $Z_{pn}$  peut être calculée à partir de deux essais linéairement indépendants effectués à une certaine vitesse (équation (3.12)). Le déséquilibre d'alimentation doit être différent d'un essai à l'autre en veillant à ce que le glissement soit identique. Les composantes du premier essai sont  $I_p^1$ ,  $I_n^1$  et  $V_n^1$ , et les valeurs du second essai sont  $I_p^2$ ,  $I_n^2$  et  $V_n^2$  [9].

$$\begin{bmatrix} V_p^1 \\ V_n^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{pp} & Z_{pn} \\ Z_{np} & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p^1 \\ I_n^1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_p^2 \\ V_n^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{pp} & Z_{pn} \\ Z_{np} & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p^2 \\ I_n^2 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} Z_{np} \\ Z_{nn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{p1} & I_{n1} \\ I_{p2} & I_{n2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{n1} \\ V_{n2} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$Z_{np} = \frac{I_n^2 V_n^1 - I_n^1 V_n^2}{I_p^1 I_n^2 - I_p^2 I_n^1} \quad (3.12)$$

### 3.3 Détection de défaut de court-circuit de spire basée sur $Z_{np}$

Lorsqu'un défaut de CCSS se produit dans le moteur, la valeur de  $Z_{np}$  varie car le moteur devient asymétrique. Les défauts de CCSS peuvent être détectés en surveillant en permanence  $Z_{np}$  et en le comparant à la valeur de  $Z_{np}$  obtenue pour un moteur sain, notée  $Z_{np0}$ , dans les mêmes conditions de glissement.

La déviation de  $Z_{np}$  qui est utilisée comme indicateur de défaut de CCSS, est :

$$\Delta Z_{np} \equiv Z_{np} - Z_{np0} \quad (3.13)$$

On peut également prédire à partir de (3.11) et (3.13) que les erreurs de mesure de la tension et du courant entraînent une valeur non nulle de  $Z_{np}$  même si le moteur est parfaitement

symétrique, mais cela n'affecte pas cette méthode à condition que les erreurs de capteur soient fixes puisque c'est la variation de  $Z_{np}$  qui est utilisée comme indicateur de défaut [12].

L'utilisation de  $Z_{np}$  comme indicateur de défaut de CCSS ne nécessite pas la connaissance d'aucun paramètre du moteur. Comme on peut le voir dans (3.11),  $Z_{pn}$  peut être obtenu à partir des mesures de tension et de courant sans aucune information concernant les paramètres du moteur [12].

### 3.4 Simulation

Des simulations ont été réalisées pour tester la validité de l'utilisation de  $\Delta Z_{np}$  comme indicateur de défaut de CCSS. Comme indiqué précédemment, l'asymétrie inhérente est très difficile à modéliser et est différente pour chaque moteur [13]. Par conséquent, un modèle idéal de défaut de CCSS de machine à induction a été utilisé pour la simulation. Les équations de la matrice d'impédance en régime permanent sont décrites dans [13] comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{pp} & Z_{pn} \\ Z_{np} & Z_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{pp} & Y_{pn} \\ Y_{np} & Y_{nn} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$Y_{np} = Y_{pn} = \frac{\mu^2}{3(R_f + \mu(R_s + j\omega_e L_{ls}))} = \frac{\mu^2}{3(R_f + \mu Z_z)} \quad (3.15)$$

$$Y_{pp} = Y_p + Y_{pn} \quad , \quad Y_{nn} = Y_n + Y_{np} \quad (3.16)$$

$R_f$  : la résistance dans la boucle en défaut.

$\mu$  : la fraction de spires court-circuitées.

$R_s$  : la résistance du stator.

$L_{ls}$  : l'inductance de fuite.

$Z_z$  : l'impédance idéale de la séquence zéro.

$Y_p$  : l'admittance positive.

$Y_n$  : l'admittance négative.

$\omega_e$  : La fréquence électrique d'entrée.

Où  $Y_{ij}$  est l'admittance de la séquence  $i$  due à la séquence  $j$ ,  $Y_p$  et  $Y_n$  sont les admittances positives et négatives idéales, et  $Z_z$  est l'impédance idéale de la séquence zéro. La fréquence électrique d'entrée est notée  $\omega_e$ , tandis que  $R_s$ ,  $L_{ls}$  sont la résistance du stator et l'inductance de fuite,  $R_f$  est la résistance dans la boucle en défaut et  $\mu$  est la fraction de spires court-circuitées. Une expression pour  $Z_{np}$  peut être dérivée en utilisant (3.14) et (3.16) comme suit :

$$\begin{bmatrix} Y_{pp} & Y_{pn} \\ Y_{np} & Y_{nn} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{Y_{pp}Y_{nn} - Y_{np}Y_{pn}} \begin{pmatrix} Y_{nn} & -Y_{pn} \\ -Y_{np} & Y_{pp} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{pp} & Z_{pn} \\ Z_{np} & Z_{nn} \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

$$Z_{pp} = \frac{Y_{nn}}{\Delta_y}, \quad Z_{nn} = \frac{Y_{pp}}{\Delta_y}, \quad Z_{pn} = \frac{-Y_{pn}}{\Delta_y}, \quad Z_{np} = \frac{-Y_{np}}{\Delta_y}$$

$$\Delta_y = (Y_p + Y_{pn})(Y_n + Y_{np}) - (Y_{np}Y_{pn})$$

Avec :

$$\begin{cases} Y_n = \frac{1}{Z_n} \\ Y_p = \frac{1}{Z_p} \end{cases}$$

$$\Delta_y = Y_p Y_n + Y_p Y_{np} + Y_n Y_{pn} + Y_{pn} Y_{np} - Y_{np} Y_{pn}$$

$$\Delta_y = Y_p (Y_n + Y_{np}) + Y_n Y_{pn} \quad (Y_n + Y_{np}) = Y_{nn}$$

$$\begin{aligned} Z_{np} &= \frac{-Y_{np}}{\Delta_y} = \frac{-Y_{np}}{\frac{1}{Z_p} Y_{nn} + \frac{1}{Z_n} Y_{pn}} = \frac{-Y_{np}}{\frac{Z_n Y_{nn} + Z_p Y_{pn}}{Z_p Z_n}} = \frac{-Y_{np} Z_p Z_n}{Z_n Y_{nn} + Z_p Y_{pn}} \\ &= \frac{-Y_{np} Z_p Z_n}{(Y_n + Y_{np}) Z_n + Z_p Y_{pn}} = \frac{-Y_{np} Z_p Z_n}{Y_n Z_n + Y_{np} Z_n + Z_p Y_{pn}} \end{aligned}$$

$$Y_n Z_n = 1, \quad Y_{np} = Y_{pn}$$

$$Z_{np} = \frac{-Y_{np} Z_p Z_n}{1 + Y_{np} (Z_p + Z_n)} \quad (3.18)$$

Où  $Z_p$  et  $Z_n$  sont les impédances de séquences positives et négatives idéales. L'équation (3.18) peut être simplifiée en supposant un défaut de CCSS franc ( $R_f = 0$ ) et  $\mu(Z_p + Z_n)/3Z_z$  pour un petit nombre de défauts de CCSS  $\mu$  très petit comme suit :

$$Z_{np} \approx -\mu \frac{Z_p Z_n}{3Z_z} \quad (3.19)$$

### 3.4.1 Étape d'apprentissage

La tension d'alimentation du moteur est intentionnellement déséquilibrée pour obtenir deux ensembles de données, mesurés en fonction du glissement, et sont notés  $S_e$  et  $S_d$  :

$$S_e = \{I_{p,e}, V_{n,e}, I_{n,e}\}, \quad S_d = \{I_{p,d}, V_{n,d}, I_{n,d}\}$$

- 1) Le courant positif ( $I_p$ )
- 2) Le tension négative ( $V_n$ )
- 3) Le courant négatif ( $I_n$ )

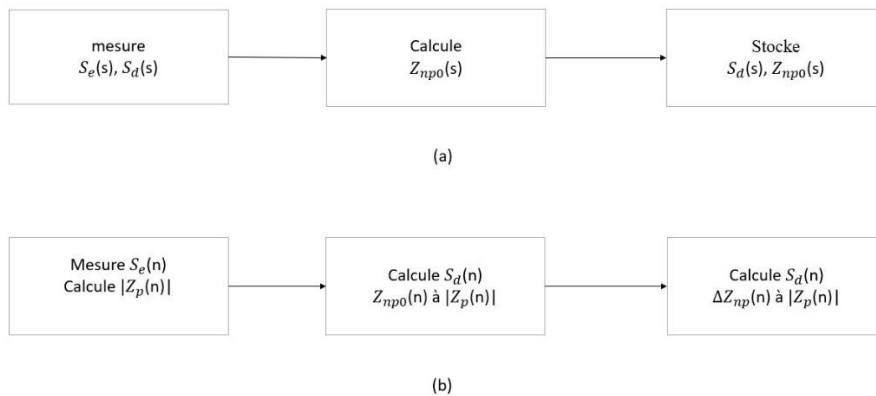


Figure 3.3 : (a) Étape d'apprentissage et (b) étape de protection

Les indices  $e$  et  $d$  représentent les données obtenues dans des conditions équilibrées (sans déséquilibre intentionnel) et déséquilibrées respectivement. Les deux ensembles de données linéairement indépendants sont utilisés pour calculer les valeurs de  $Z_{np0}$  pour diverses conditions de glissement, puis l'ensemble de données  $S_d$  et les valeurs de  $Z_{np0}$ , calculées en fonction du glissement, peuvent être stockées [9].

Ces grandeurs doivent être mesurées dans deux conditions différentes de déséquilibre de tension d'alimentation pour permettre le calcul en ligne de  $\Delta Z_{np}$  utilisé pour la détection de défaut de spire [9].

### A calcul de $Z_{np0}$

Cr	Vp	Vn	Ip	In	$\Omega_s$	g	$Z_p$
0	311	0.00024	1.458	$1.07 \cdot 10^{-5}$	156.8	$1.78 \cdot 10^{-3}$	213.306
25%	311	0.00024	1.492	$4.719 \cdot 10^{-5}$	154.3	0.01769	208.445
50%	311	0.00024	1.615	$6.656 \cdot 10^{-5}$	151.6	0.03488	192.57
80%	311	0.00024	1.868	$5.635 \cdot 10^{-5}$	148.1	0.05717	166.488
100%	311	0.00024	2.09	$3.99 \cdot 10^{-5}$	145.6	0.07308	148.804
120%	311	0.00024	2.349	$2.331 \cdot 10^{-5}$	142.8	0.09091	132.398

Tableau 3.1: Sans déséquilibre de tension

Cr	Vp	Vn	Ip	In	$\Omega_s$	g	$Z_p$
0%	312.7	1.748	1.466	0.05544	156.9	$1.1434 \cdot 10^{-3}$	213.3
25%	312.7	1.748	1.499	0.0552	154.4	0.01706	208.61
50%	312.7	1.748	1.62	0.05504	151.8	0.033611	193.02
80%	312.7	1.748	1.868	0.05495	148.3	0.055893	167.4
100%	312.7	1.748	2.087	0.05493	145.8	0.07181	149.83
120%	312.7	1.748	2.342	0.05492	143.1	0.088997	133.52

Tableau 3.2 : Avec Déséquilibre de 316 de Vs

Cr	Vp	Vn	Ip	In	$\Omega_s$	g	$Z_p$
0%	316.2	5.377	1.482	0.1725	157.1	$1.299 \cdot 10^{-4}$	213.36
25%	316.2	5.377	1.514	0.1721	154.7	0.015149	208.85
50%	316.2	5.377	1.631	0.1718	152.1	0.031701	193.87
80%	316.2	5.377	1.871	0.1714	148.7	0.053346	169
100%	316.2	5.377	2.084	0.1711	146.3	0.068625	151.73
120%	316.2	5.377	2.332	0.1709	143.7	0.08518	135.59

Tableau 3.3 : Avec Déséquilibre de 326.55 de tension



En utilise l'équation (3.18) pour calculer  $Z_{np0}$  entre les déséquilibres :

Cr	0%	25%	50%	80%	100%	120%
Znp0	0.0201	0.0231	0.0231	0. 0191	0.0154	0.0126

Tableau 3.4 : calcule  $Z_{np0}$

### **Interprétation**

On remarque quand on a un déséquilibre de surtension (tension supérieure à la tension nominale) les tensions  $V_p$ ,  $V_n$  augmentent. Quand on a un déséquilibre de sous tension (tension inférieure à la tension nominale) les tension  $V_p$ ,  $V_n$  diminuent. Les tension  $V_p$ ,  $V_n$  ne sont pas influencées par le couple de charge.

Le courant positif  $I_p$  augmente toujours dans les cas équilibré ou déséquilibré, donc le courant augmente à cause de l'augmentation de couple de charge.

Le courant  $I_n$  est proche de zéro dans le cas équilibré. Dans les cas de déséquilibre, il a une valeur constante.

La vitesse statorique  $\Omega_s$  est toujours diminué, donc le glissement  $g$  est toujours augment.

La valeur de  $Z_p$  est diminué à chaque fois la valeur de courant  $I_p$  augment.

L'impédance  $Z_{np0}$  est presque nulle. Elle diminue quand la valeur du couple de charge augmente.

### **3.4.2 Étape de protection**

Une fois toutes les données stockées lors de la phase d'apprentissage, la valeur de  $Z_{np}$  peut être calculée en continu et en ligne à partir de l'ensemble de données mesurées.  $S_e$  sont des données stockées  $S_d$  qui sont obtenus dans la même condition de glissement que  $S_e$ . Lors de l'obtention des valeurs stockées de l'ensemble de données  $S_d$  (la Fig. 4), une interpolation linéaire peut être utilisée. À partir de  $S_e$  et  $S_d$ ,  $Z_{np}$ , qui est la valeur actuelle de  $Z_{np}$ , peut être calculée à l'aide d'équation (5). L'écart de  $Z_{np}$  peut être calculé en utilisant  $Z_{np}$  et la valeur stockée de  $Z_{np0}$  avec la même condition de glissement que  $S_e$ . Cette étape est résumée dans le schéma bloc montré dans (la Fig. 2(b)). Pour toutes les méthodes présentées ci-dessus, la tension d'alimentation du moteur doit être intentionnellement déséquilibrée afin d'obtenir les données nécessaires. Cela

entraîne une injection de courant de séquence inverse, qui provoque des pulsations de couple au double de la fréquence d'entrée. Cependant, le déséquilibre ne doit être effectué qu'une seule fois pour chaque condition de glissement pendant une très courte période (suffisamment de temps pour obtenir des données permettant de calculer les composantes de séquence) [9].

### B calcul de $Z_{np}$

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	312.7	1.748	1.458	0.05649	157	0.0004
25%	312.7	1.748	1.497	0.05796	154.4	0.017
50%	312.7	1.748	1.619	0.05692	151.8	0.033
80%	312.7	1.748	1.868	0.05615	148.3	0.055
100%	312.7	1.748	2.008	0.05625	146.7	0.066
120%	312.7	1.748	2.343	0.05505	143.1	0.088

Tableau 3.5:court-circuit de 0.18% spire ave déséquilibre de 316V

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	316.2	5.377	1.485	0.1727	157	0.0004
25%	316.2	5.377	1.502	0.1753	154.8	0.014
50%	316.2	5.377	1.63	0.1714	152.2	0.031
80%	316.2	5.377	1.864	0.1756	148.8	0.52
100%	316.2	5.377	2.082	0.1778	146.4	0.067
120%	316.2	5.377	2.327	0.1756	143.6	0.085

Tableau 3.6:court-circuit de 0.18% spire avec déséquilibre de 326.55V

Cr	0%	25%	50%	80%	100%	120%
$Z_{np}$	-0.0111	-0.0298	-0.0349	0.0225	0.0348	0.0386

Tableau3.7:calcul de  $Z_{np}$  de 0.18% spire

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	312.7	1.748	1.496	0.05658	156.9	0.001
25%	312.7	1.748	1.493	0.05702	154.5	0.016
50%	312.7	1.748	1.62	0.06	151.7	0.034
80%	312.7	1.748	1.865	0.06134	148.3	0.055
100%	312.7	1.748	2.086	0.06404	145.8	0.071
120%	312.7	1.748	2.345	0.05906	143.1	0.088

Tableau3.8:court-circuit de 0.56% spire ave déséquilibre de 316V

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	316.2	5.377	1.474	0.1749	157.2	-0.0008
25%	316.2	5.377	1.502	0.1767	154.9	0.013
50%	316.2	5.377	1.631	0.1743	152.1	0.031
80%	316.2	5.377	1.873	0.1768	148.7	0.053
100%	316.2	5.377	2.086	0.1757	146.4	0.067
120%	316.2	5.377	2.33	0.1769	143.7	0.085

Tableau 3.9:court-circuit de 0.56% spire avec déséquilibre de 326.55V

Cr	0%	25%	50%	80%	100%	120%
Znp	0.0084	0.0128	-0.0972	-0.0967	-0.1598	-0.0301

Tableau 3.10:calcul de Z\_np de 0.56% spire

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	312.7	1.748	1.469	0.00213	156.9	0.001
25%	312.7	1.748	1.494	0.06241	154.4	0.017
50%	312.7	1.748	1.624	0.06491	151.8	0.033
80%	312.7	1.748	1.874	0.06622	148.3	0.055
100%	312.7	1.748	2.094	0.06303	145.8	0.071
120%	312.7	1.748	2.35	0.06344	143.1	0.088

Tableau 3.11:court-circuit de 1.13% spire ave déséquilibre de 316V

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	316.2	5.377	1.474	0.1824	157.2	-0.0008
25%	316.2	5.377	1.515	0.1795	154.7	0.015
50%	316.2	5.377	1.634	0.1825	152.1	0.031
80%	316.2	5.377	1.88	0.1798	148.9	0.052
100%	316.2	5.377	2.087	0.179	146.4	0.067
120%	316.2	5.377	2.335	0.1844	143.8	0.084

Tableau 3.12:court-circuit de 1.13% spire avec déséquilibre de 326.55V

Cr	0%	25%	50%	80%	100%	120%
Znp	1.1608	-0.1256	-0.1577	-0.1966	-0.1070	-0.0659

Tableau 3.13:calcul de Z\_np de 1.13% spire

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	312.7	1.748	1.511	0.1619	156.9	0.001
25%	312.7	1.748	1.556	0.1616	154.6	0.015
50%	312.7	1.748	1.681	0.1638	152.2	0.031
80%	312.7	1.748	1.92	0.1706	149.2	0.05
100%	312.7	1.748	2.135	0.1627	146.8	0.065
120%	312.7	1.748	2.382	0.1746	144.3	0.081

Tableau 3.14:court-circuit de 4.54% spire ave déséquilibre de 316V

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	316.2	5.377	1.513	0.2748	157.4	-0.02
25%	316.2	5.377	1.568	0.2743	155	0.013
50%	316.2	5.377	1.689	0.2751	152.7	0.027
80%	316.2	5.377	1.921	0.2845	149.6	0.047
100%	316.2	5.377	2.128	0.2798	147.4	0.061
120%	316.2	5.377	2.366	0.2803	145	0.076

Tableau 3.15:court-circuit de 4.54% spire avec déséquilibre de 326.55V

Cr	0%	25%	50%	80%	100%	120%
Znp	-2.2916	-2.2457	-2.1524	-1.9221	-1.5359	-1.7632

Tableau 3.16:calcul de Z\_np de 4.54% spire

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	312.7	1.748	1.532	0.2071	157	0.0004
25%	312.7	1.748	1.585	0.208	154.7	0.015
50%	312.7	1.748	1.71	0.2132	152.5	0.029
80%	312.7	1.748	1.948	0.2163	149.5	0.048
100%	312.7	1.748	2.152	0.211	147.2	0.062
120%	312.7	1.748	2.396	0.2182	144.8	0.078

Tableau 3.17:court-circuit de 5.68% spire ave déséquilibre de 316V

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	316.2	5.377	1.543	0.3232	157.2	-0.0008
25%	316.2	5.377	1.596	0.3243	155.2	0.011
50%	316.2	5.377	1.718	0.3243	153	0.025
80%	316.2	5.377	1.945	0.3261	149.9	0.045
100%	316.2	5.377	2.137	0.3326	148	0.057
120%	316.2	5.377	2.378	0.3347	145.5	0.074

Tableau 3.18:court-circuit de 5.68% spire avec déséquilibre de 326.55V

Cr	0%	25%	50%	80%	100%	120%
Znp	-3.1245	-3.0296	-3.0779	-2.7642	-2.0886	-2.0780

Tableau 3.19:calcul de Z\_np de 5.68% spire

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	312.7	1.748	2.502	1.404	157.5	-0.002
25%	312.7	1.748	2.551	1.412	155.9	0.007
50%	312.7	1.748	2.634	1.424	155.2	0.011
80%	312.7	1.748	2.741	1.44	154.7	0.015
100%	312.7	1.748	2.822	1.454	154.4	0.017
120%	312.7	1.748	2.915	1.462	153.2	0.024

Tableau 3.20:court-circuit de 25% spire ave déséquilibre de 316V

Cr	Vp	Vn	Ip	In	Vitesse	Glissement
0%	316.2	5.377	2.533	1.549	157.7	-0.004
25%	316.2	5.377	2.602	1.56	155.8	0.008
50%	316.2	5.377	2.668	1.571	155.6	0.009
80%	316.2	5.377	2.763	1.584	154.1	0.018
100%	316.2	5.377	2.85	1.596	153.5	0.022
120%	316.2	5.377	2.924	1.599	153.3	0.024

Tableau3.21:court-circuit de 25% spire avec déséquilibre de 326.55V

Cr	0%	25%	50%	80%	100%	120%
Znp	-15.1650	-15.9243	-14.4953	-13.7017	-13.9672	-13.1180

Tableau3.22:calcul de Z<sub>np</sub> de 25% spire

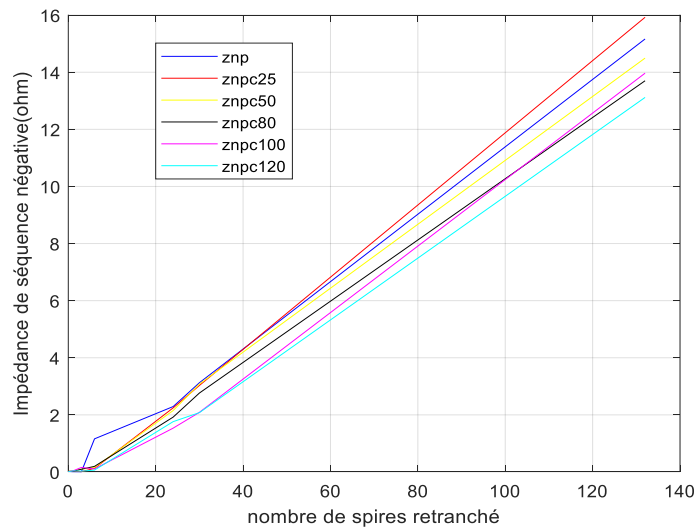


Figure3.4 : Z<sub>np</sub> pour différents couples de charges

### 🚦 Interprétation

La vitesse diminue avec l'augmentation de couple de charge. Le glissement augmente avec l'augmentation de couple de charge car le moteur doit compenser la charge supplémentaire comme elle est indiquée dans les tableaux.

Plus le couple de charge élevé les courant  $I_p$  (courant de fonctionnement de la machine), In (l'indicateur de défaut) augment dans tous les cas de nombre de spires retranché comme elle est indiquée dans les tableaux.

Le  $Z_{np}$  est un indicateur de défaut base sur une mesure de l'asymétrie utilisé pour détecter les défauts précoces, plus la charge augmente le  $Z_{np}$  diminue, pour certains cas de nombre de spires retranché comme elle est indiquée dans les tableaux.

### C calcul de $\Delta Z_{np}$

On utilise l'équation (3.13) pour calculer le  $\Delta Z_{np}$

Cr	0%	25%	50%	80%	100%	120%
$\Delta Z_{np1}$	0.0090	0.0068	0.0118	0.0035	0.0194	0.0260
$\Delta Z_{np3}$	0.0117	0.0103	0.0741	0.0777	0.1444	0.0175
$\Delta Z_{np6}$	1.1407	0.1026	0.1346	0.1776	0.0916	0.0533
$\Delta Z_{np24}$	2.2715	2.2226	2.1293	1.9030	1.5206	1.7506
$\Delta Z_{np30}$	3.1044	3.0066	3.0548	2.7451	2.0733	2.0654
$\Delta Z_{np132}$	15.1449	15.9012	14.4722	13.6827	13.9518	13.9518

Tableau 3.23:calcul de  $\Delta Z_{np}$

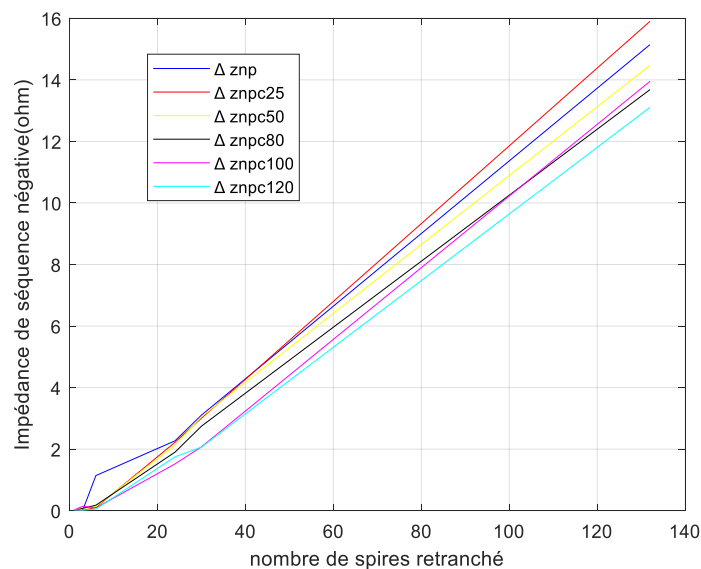


Figure3.5: graphes des  $\Delta Z_{np}$  pour différents CC de spires.

### ✚ Interprétation

On remarque que la valeur de  $\Delta Z_{np}$  est la même que celle de  $Z_{np}$ , car le  $Z_{np0}$  est presque nulle. Cela a peu d'effet, parce que les données utilisées proviennent de la simulation.

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné les méthodes de diagnostic des courts-circuits de spires du stator pour le moteur à induction. La méthode de détection de ces défauts, basée sur l'analyse de l'impédance  $Z_{np}$ , est utilisée. Les courts circuits dans le stator peuvent causer des pannes graves, ce qui rend cruciales l'application de techniques de diagnostic précises et apidés. Les méthodes modernes en ligne offrent une meilleure précision que les techniques traditionnelles.

En surveillant les variations d'impédance, l'analyse de  $Z_{np}$  et  $\Delta Z_{np}$  permet de détecter les défauts de CCSS de manière non invasive. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de cette méthode.

# **Conclusion Général**



# Conclusion générale

---

Dans ce projet de fin d'études intitulé "Détection de défauts de court-circuit de spires et de déséquilibre de la tension d'alimentation du moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil", nous avons développé deux modèles et deux analyses de détection pour cette machine, permettant une compréhension approfondie et une gestion efficace des défauts.

Nous avons commencé par détailler la constitution et le fonctionnement de la machine asynchrone triphasée (MAS). Ensuite, nous avons modélisé la MAS dans des conditions normales et en présence de défauts, tels que les courts-circuits de spires statoriques. L'intérêt majeur de cette modélisation réside dans la possibilité de modifier les caractéristiques physiques de la machine afin de simuler rapidement son comportement sain ou en présence d'une asymétrie triphasée. Cette capacité de simulation rapide est cruciale pour analyser divers scénarios de fonctionnement et de défaillance.

Dans ce chapitre, nous avons validé notre modélisation à travers des simulations sous Matlab/Simulink. Nous avons testé la machine dans différents états : saine, en déséquilibre, et avec un court-circuit de spires statoriques. L'utilisation de la transformation de Fortescue pour analyser le courant de séquence négative s'est avérée particulièrement efficace pour détecter les déséquilibres. Cette analyse a permis d'identifier les déséquilibres de manière précise, fournissant une base solide pour le diagnostic des défauts.

Nous avons développé une méthode innovante basée sur l'analyse des impédances inverses pour diagnostiquer les défauts de court-circuit des spires statoriques. Cette méthode permet un diagnostic rapide et fiable des défauts. Les résultats obtenus par simulations sous Matlab/Simulink ont confirmé la validité et la robustesse de cette approche. Cette méthode s'est montrée capable de détecter les défauts de manière précoce et précise, contribuant à une meilleure gestion et maintenance des MAS.

## Les paramètres de la machine

Tension maximale :  $220\sqrt{2}V$

Courant nominal : 1.6A

Nombre de spires par phase : 528

Nombre de paires de pole : 2

Moment d'inertie : 0.00177007

Coefficient visqueux : 0.0006437777

Résistance statorique : 13.6324  $\Omega$

Résistance rotorique : 13.3072  $\Omega$

Résistance de défaut : 1.3  $\Omega$

Fréquence : 50Hz

Inductance mutuelle : 0.6380 H

Inductance de fuit statorique : 0.0388 H

Inductance de fuit rotorique : 0.0388 H

## Bibliographie

---

[1] TEMA AG ATTAYOUB & SYLLA WALLY MODIBO, « modélisation de la MAS déséquilibrée et en présence des défauts statoriques », mémoire de master machine électrique, département d'électronique, Université de Blida 1, 2018

[2] A.A. PUJOL, « Improvisent in Direct Torque Control of Induction Motors », Thèse de doctorat de l'Université Polytechnique de Catalogne, Espagne, 2000.

[3] H. TAMRABET, « Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », thèse de magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.

[4] Rezgui Salah Eddine "Commande de la machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel". Mémoire magister, université Mentouri, Constantine, page ,2009.

[5] G. Habetler, Rangarajan M. Tallam, "Transient Model for Induction Machines With Stator Winding Turn Faults", page 632 - 637, IEEE Transaction on industry application, Vol.38, No.3, MAY/June, 2002.

[6] SAID WATIK, LAMRI CHAHINEZ, « Modélisation de la machine asynchrone asymétrique et en présence de défauts », page 20-28, Mémoire de Master Filière Électronique Spécialité Machine Electrique, Année Universitaire 2018-2019

[7] PIERRE MAYE, « Aide-mémoire électrotechnique », Alain et Ursula Bouteville dunod, paris,2006

[8] GUY SÉGUIER & FRANCIS NOTELET, « électrotechnique industrielle » technique et documentaire Lavoisier, paris, 3eme édition, 2006

[9] I. ALBIZU, I. ZAMORA, A. J. MAZON & A. TAPIA (2006) Techniques for Online Diagnosis of Stator Shorted Turns in Induction Motors, Electric Power Components and Systems, 34:1, 97-114, DOI

[10] H. TAYEB, A. SAOUSEN, "modélisation et diagnostic de la machine asynchrone fonctionnant en régime déséquilibré", mémoire master filière électrotechnique, année universitaire 2020-2021.

[11] COULOMB JEAN-LOUIS, " diagnostic des machines électrique par l'analyse du champ magnétique du fuite application à l'identification de défauts rotorique d'un alternateur à vide", l'école doctorale ' électronique, électrotechnique, automatique, télécommunication et signale', octobre 2007.

[12] S. B. LEE, R. M. TALLAM, AND T. G. HABETLER, "A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 865–872, 2003.

[13] RANGARAJAN M. TALLAM, MEMBER, IEEE, THOMAS G. HABETLER, SENIOR MEMBER, IEEE, AND RONALD G. HARLEY, FELLOW, IEEE," Transient Model for Induction Machines with Stator Winding Turn Faults" IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 38, NO. 3, MAY/JUNE 2002.