

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 البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

Boudjemaa Ali

&

Mssaoudi Omar

pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique spécialité Machines électriques

Thème

Etude et simulation de la machine asynchrone double étoile en
présence de défaut de court-circuit statorique

Proposé par : **Mr. Redouane Hachlef.**

Co-promoteur **D. Kouchih**

Année Universitaire 2013-2014

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à

*Mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour
terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une
longue vie et que **الله** les gardes.*

- ❖ A mes chers frères.*
- ❖ A mes parents et que dieu les gardes.*
- ❖ A mes tantes et mes oncles.*
- ❖ A mon promoteur **Mr. RACHLEF** et mon binôme
MASSAOUDI OMAR.*
- ❖ A toute la promotion 2013-2014 électrotechnique sans
exception.*

****BOUDJEMAA ALI****

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à

*Mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour
terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une
longue vie et que **الله** les gardes.*

- ❖ *A mon cher frère.*
- ❖ *A mes sœurs.*
- ❖ *A mes tantes et mes oncles.*
- ❖ *A mes chers amis de mon quartier.*
- ❖ *A mes chers amis de l'université.*
- ❖ *A mon promoteur **Mr.- HACHLEF** et mon binôme
BOUDJEMAA ALI.*

MESSAOUDI OMAR

Remerciements

*Au terme de ce travail, nous tenons à remercier en premier lieu **الله** Miséricordieux de nous avoir donné la santé et le courage afin d'accomplir ce modeste travail et de nous avoir permis d'atteindre la fin de notre formation.*

*Nos remerciements et notre reconnaissance vont à notre promoteur **Mr. R. HACHLEF** qui a accepté de nous encadrer et qui nous a guidés pendant l'élaboration de ce mémoire, pour sa disponibilité et ses conseils précieux.*

Nous adressons nos sincères salutations et nos vifs remerciements à tous ceux qui nous encouragés et donnés les mains d'aides, de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail afin qu'il soit présentable.

Nos vifs remerciements vont à Monsieur le Président de jury, pour l'honneur qu'il nous fait et aux membres du jury pour avoir accepté de corriger et d'évaluer ce travail.

Enfin nous exprimons notre reconnaissance à tous les Enseignants du département d'Electronique qui ont contribués à notre formation

Universitaire de BLIDA.

Résumé

ملخص: في هذا العمل يتم عرض نهج دقيق وبسيط لنمذجة ومحاكاة السلوك الديناميكي للآلة الغير متزامنة الثنائية النجمة ذات الدوار قفص السنجاب. ويستند هذا النموذج على طريقة ربط الدارة الداخلية للآلة و لف وشاتها الداخلية كما يتم استخدام متتاليات توصيف وقياس تذبذب والهدف هو فورييه لاستخراج و تمثيل جميع الذبذبات الكهربائية زمانية و مكاتيا و تأثيرها في هذا النموذج عزم الدوران

الثنائية النجمة تمكنا من استقراءها سواء في وضعها المثالي او مع وجود دائرة قصيرة بين لفاتها للآلة ان النمذجة الرياضية فتسمح لنا هذه النمذجة الرياضية بتحديد سلوك جميع المقياسات الكهرومغناطيسية

كلمات المفاتيح: الآلة غير متزامنة ثنائية النجمة, ذبذبات زمانية, ذبذبات مكاتية

Résumé : Une approche précise et plus simple pour modeler et simuler le comportement dynamique de machine asynchrone double étoile avec un rotor a cage d'écureuil sont présentées dans ce travail. Le modèle est basé sur la méthode des circuits couplés et tient compte de la disposition d'enroulement et de la machine. Toutes les inductances sont dérivées au moyen de l'approche de fonction d'enroulement et sont intégrées avec la décomposition en série de Fourier. Par conséquent, ce modèle peut tenir compte de l'effet des harmoniques temps et d'espace. Le but est de caractériser et de quantifier les ondulations de couple. La modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) en mode sain et avec défaut de court-circuit nous permet de déterminer le comportement des grandeurs électromagnétiques de cette machine pour un objectif principal de notre travail.

Mots clés : MASDE: Machine asynchrone double étoile, harmoniques d'espace, harmoniques de temps.

Abstract: An accurate and simpler approach for modeling and simulating the dynamic behavior of double star asynchronous machine with squirrel cage are presented in this work. The model is based on multiple coupled circuits and takes in to account and winding layout of the machine. All inductances are derived by means of the winding function approach and are integrated with the decomposition in to their Fourier series. Therefore, this model can take into account the effect of the field harmonics both in time and in space. The goal is to compute the electromagnetic torque with its whole harmonic spectrum. The modeling of short-circuit defect between turns in the induction machines double star (DSIM), the main aim of this work is to determine the fields electromagnetic behavior of the electric machines in healthy mode and with defect of short circuit.

Keywords: Dual stator induction machines (DSIM), time harmonics and space harmonics.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	
DEDICACE	
RESUME	
LISTE DES ACRONYMES ET ABREVENTIONS	
LISTE DES FIGURES	
LISTE DES TABLEAUX	
INTRODUCTION GENERALE	

Chapitre 1 :

Les machines multiphasées

1.1.Introduction	05
1.2.Caractéristiques des machines multiphasés	06
1.2.1. Machines multiphasées « Type 1 »	06
1.2.2. Machines multiphasées « Type 2 »	07
1.3.Le principe de fonctionnement	09
1.4.Applications des machines multiphasées	09
1.5.Avantages des machines mutiphasées	11
1.6.Inconvénients des machines mutiphasées	12
1.7.Défaillances des machines électriques	12
1.7.1. Défaillances des roulements mécaniques	13
1.7.2Défauts rotoriques.....	13
1.7.3. Les défauts extérieurs (d'environnement).....	13
1.7.4. Défaillances au stator	14
1.7.4. a. Défaut d'isolant dans un enroulement	15
1.7.4. b.Court-circuit entre spires	15
1.7.4.c.Court-circuit entre phase	16
1.8.Surveillances des machines électriques	18
1.8.1. Des grandeurs mesurables et des signaux de défauts.....	18
1.8.2.Approche signal	19
1.8.2. Analyse spectrale	19
1.9.Déférentes Méthodes de la modélisation des défauts.....	19
1.9.1Méthode des éléments finis	20
1.9.2.Méthodes des réseaux de perméance	20
1.9.3.Méthode des circuits électriques	21
1.10. Les harmoniques	21
1.10.1. Les harmoniques d'espace	21
1.11. CONCLUSION	22

CHAPITRE 2 :
MODELISATION ET SIMULATION DE LA MASDE

2-1 Introduction	24
2.2 Hypothèses simplificatrices	24
2.3 Description de la MASDE	25
2-3.1 Structure du stator	26
2-3.2 Structure du rotor à cage	26
2.4 Modèle mathématique de la MASDE	28
2.4.1 Equations électriques	28
2.4.2 Equations magnétiques	29
2.4.2.a Les matrices des inductances.....	29
2.4.3 Equations mécaniques	31
2.5. Calculs des inductances	31
2.5.1 Les inductances statoriques	31
2.5.2 Les inductances rotoriques.....	33
2.6 La simulation de la MASDE	35
2.7 Modélisation de l'alimentation de la MASDE	39
2.7.1 Introduction	39
2.7.2 Modélisation de l'onduleur à commande de MLI	39
2.7.2.a Stratégie de la commande	41
2.7.2.b.Equation de la porteuse triangulaire est exprimée	41
2.7.3. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension	42
2.7.4 Résultat de la simulation et MASDE alimenté par onduleur	42
2.8 Conclusion	46

CHAPITRE 03
MODELISATION DE LA MASDE EN TENANT COMPTE DES
HARMONIQUES D'ESPACE ET DE TEMPS

3-1 Introduction	48
3-1 L'origine des harmoniques spatiaux dans les machines électriques tournantes ...	48
3.2.1 Les harmoniques d'espace	48
3.2.1.a Calcul des inductances avec prise en compte les harmoniques d'espace (notion de la fonction d'enroulement)	49
3.2.1.a.1 Inductances statoriques	49
3.2.1.a-1.1 Inductances de magnétisation statorique	51
3.2.1.a-1-2 Inductances mutuelles entre phases statorique	52
3.2.1.a-2 Inductances rotoriques	52
3.2.1.a-2-1 Inductance mutuelle entre maille du rotor.....	52
3.2.1.b Inductance mutuelle entre la phase 'q' et une maille 'k'	53
3-3 Résultats de La simulation de la MASDE en tenant compte des harmoniques d'espace..	53
3-4 Mise en place du modèle avec introduction des harmoniques d'alimentation	61
3.4.1 Introduction	61
3.4.2 Etude de la MASDE avec la prise en compte des harmoniques d'alimentation	61
3.5 Résultat da la Simulation de la MASDE en tenant compte les harmoniques d'espace et de temps d'harmoniques de temps	66
3.6 Conclusion	67

CHAPITRE 04
MODELISATION DE LA MASDE AVEC DEFAUT ENTRE LES
SPIRES STATORIQUES

4.1 introduction	69
4.2 modèle circuit électrique avec défaut statorique	69
4.3 Les équations mathématiques	70
4.4 Résultats de la simulation de la MASDE avec défaut.....	72
4.5 Résultats de la simulation de la MASDE alimenté par onduleur avec défaut.....	76
4.6 Résultats de la simulation de la MASDE en tenant compte les harmoniques d'espaces avec défaut	80
4.7 Résultats de la simulation de la MASDE en tenant compte les harmoniques d'espaces et de temps avec défaut	88
4.8 conclusion	92

CONCLUSION GENERAL

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

Conclusion générale

Le travail de recherche exposé dans ce mémoire a permis de réaliser une étude théorique sur défaut de court-circuit entre spires constatés dans les machines asynchrones double étoile.

A partir des paramètres de la MASDE, nous avons appliqué un modèle analytique permettant de décrire le comportement des différentes variables de machines électrique en présence d'un défaut de court-circuit entre spires. En effet, le défaut a modifié les allures des variables tracées. Le modèle a permis également de distinguer les cas de défauts pouvant conduire à un endommagement rapide de la machine.

Les simulations réalisées ont concerné le cas de machine MASDE en absence et en présence de défaut de court-circuit inter spires et en absence et en présence les harmoniques d'espaces et pour les deux types d'alimentations (deux réseaux ou deux onduleurs décalé d'angle α).

Au premier chapitre nous sommes intéressés au MASDE et nous avons fait un petit rappel sur les principaux défauts qui peuvent apparaître dans les machines à courant alternatif, et leurs origines. Puis, nous présenterons les différentes techniques de surveillance des machines.

Deuxième chapitre a été consacré à l'établissement des modèles mathématiques de la MASDE tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices. Ce modèle d'ordre élevé ne simplifie pas la simulation En conséquence. Et ce modèle est basé à calcul des inductances à nouveau, et les résultats simulations alimentent par réseaux ensuite par deux onduleurs des tensions.

Au troisième chapitre, le modèle élaboré a permis la simulation de l'ensemble machine, onduleur sans difficulté particulière avec les harmoniques d'espaces. Cette partie nous a permis d'étudier l'effet des harmoniques de l'alimentation sur la qualité du couple et la possibilité d'interaction avec celle d'espaces, pour. Le modèle nous permettons de voir l'effet de ces harmoniques sur les grandeurs de la machine et surtout le couple électromagnétique. Nous avons vu que le fait de multiplier le nombre de phases statoriques conduit à éliminer des couples harmoniques qui est un avantage certain.

Conclusion générale

Dans le quatrième chapitre nous avons modélisé le défaut de court-circuit entre spires dans les deux modèles différents (sans tenir compte des harmoniques d'espaces et en considérant les harmoniques d'espaces).

Chaque modèle alimenté par un réseau équilibré, ensuite par deux onduleurs de tension

On a analysé l'impact du défaut de court-circuit entre spires sur le comportement des machines asynchrones double étoile dans l'objectif de ce défaut. Nous avons présenté les résultats de simulation de la (MASDE), dans les différentes conditions de fonctionnement, (avec défaut) et pour différentes alimentations et pour les modèles. Nous avons montré l'effet du court-circuit entre spires sur les différentes grandeurs électriques et électromagnétiques de la machine. On a appliqué la transformation de Fourier rapide (FFT) pour l'analyse spectrale des courants statoriques et le couple électromagnétique pour le régime sain et pour un court-circuit entre les spires.

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : Equivalence entre des machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1).....07

Tableau 1-2 : Equivalence entre des machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (machines multiphasées de Type 2).....08

1.1 Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps, on s'intéresse déjà aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées".

Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raisons :

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance avec des composants de calibre réduit.
- Améliorer les performances des machines alimentées par des tensions ou courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en MLI).
- Assurer la continuité de fonctionnement et améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner en régime dégradé (perte d'une ou de plusieurs phases).
- Diminuer les ondulations de couple électromagnétique et les pertes rotoriques[1].
- Diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs.

Ce chapitre permettra d'une part de présenter les caractéristiques intrinsèques de ces machines, leurs avantages et les inconvénients, et d'autre part d'introduire la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Nous nous présentons la description des différents défauts avec les méthodes de surveillance des défauts de la machine électrique pour objet de prévoir leur gravité sur le fonctionnement de la machines à travers la mise au point de modèles permettant le diagnostics et le fonctionnement en régime dégradé. Ensuite présentés les différentes harmoniques d'espaces et de temps.

1.2 Caractéristiques des machines multiphasées

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est/ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera "machines multiphasées de Type 1" et "machines multiphasées de Type 2". De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois.

1.2.1 Machines multiphasées « Type 1 »

Les machines multiphasées de "Type 1" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en étoiles triphasées.

$$q = 3n \in \{1,2,3 \dots\}$$

Ces machines sont aussi appelées "machines multi-étoiles".

Remarquons qu'il est en général préférable, en fonctionnement normal, d'avoir autant de neutres que d'étoiles, c'est-à-dire neutres isolés.

Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire γ entre deux phases adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles). En effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\pi/3$. Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un "nombre équivalent de phases", noté q_γ , dont la définition est la suivante :

$$q_\gamma = \pi/\gamma$$

Une machine ayant six phases régulièrement décalées de $\pi/3$ a en effet les mêmes caractéristiques de fonctionnement (en ce qui concerne les harmoniques) qu'une machine triphasée (pour laquelle $q = q_\gamma = 3$).

1.2.2 Machines multiphasées « Type 2 »

Les machines multiphasées de « Type 2 » sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si γ désigne le décalage angulaire entre deux phases adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\gamma$. Et : $q = \pi/\gamma$

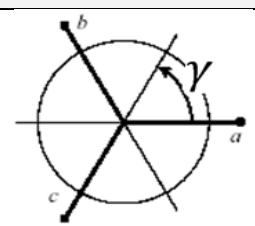
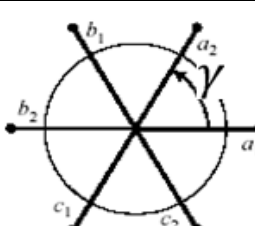
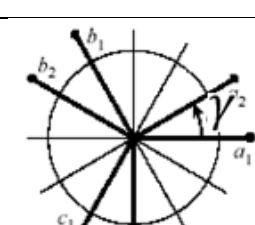
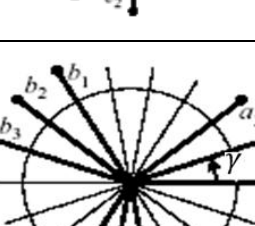
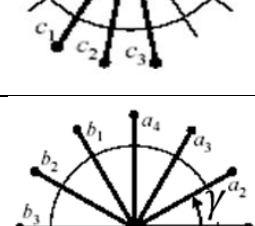
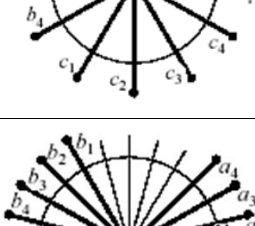
Nombre de Phase (q)	Nombre Equivalent de phase (q_γ)	Décalage angulaire (γ)	Représentation schématique, position des bobines.
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

Tableau 1-1: Equivalence entre des machines multiphasées dont le nombre de phases statorique est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1).

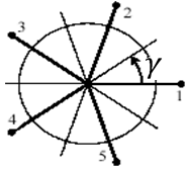
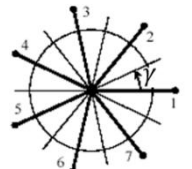
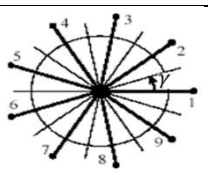
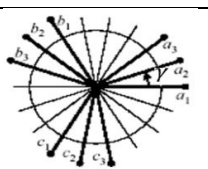
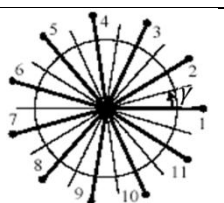
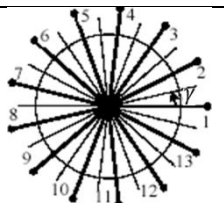
Nombre de Phase (q)	Nombre Equivalent de phase (q_γ)	Décalage angulaire (γ)	Représentation schématique, position des bobines.
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	
13	13	$\pi/13$	

Tableau 2-2 Equivalence entre des machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (machines multiphasées de Type 2).

1.3 Le principe de fonctionnement

Les courants statoriques créent deux champs magnétiques tournant dans les deux circuits statoriques qui sont couplée en étoile et décalés d'un angle γ . La vitesse de rotation de ces champs magnétiques imposée par la fréquence d'alimentation (onduleur). Cette vitesse est appelée la vitesse de synchronisme " Ω_s " défini par :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} [\text{rad/s}] \text{ Et } \omega_s = 2 * f_s * \pi$$

p : Le nombre de paires de pôles ;

f_s : La fréquence statorique ;

ω_s : La pulsation statorique ;

Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse « Ω », ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se développent un couple électromagnétique qui va tourner le rotor de la machine à vitesse " Ω ".

Ω : C'est la vitesse mécanique,

$$\Omega_r = \Omega_s - \Omega$$

Ω_r : La vitesse rotorique (la vitesse des grandeurs rotoriques); Tell que : $\Omega < \Omega_s$,

Le rapport entre la vitesse rotorique et la vitesse de synchronisme dit le glissement

$$g = \frac{\Omega_r}{\Omega_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

1.4 Applications des machines multiphasées

Les machines asynchrones a grand nombre de phase sont de plus en plus utilisées dans le domaine des entrainements a vitesse variable de forte puissances à cause des leurs avantages.

Les machines asynchrones double étoile sont utilisées dans la propulsion des systèmes embarqués comme la propulsion navale, traction électrique et dans l'énergie éolienne (la machine fonction en mode génératrice).

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions du réseau.

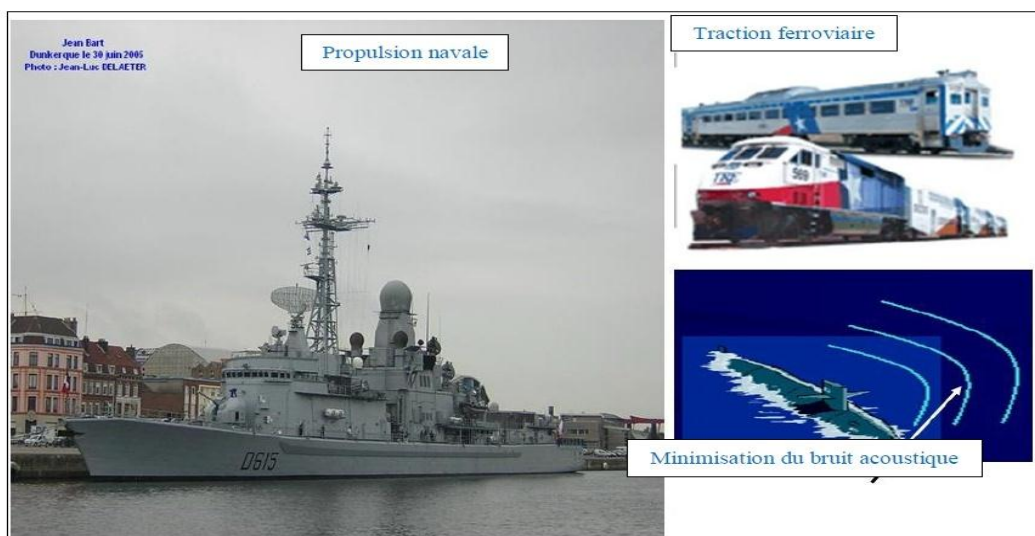


Figure 1-1 Exemples d'applications des machines multiphasées.

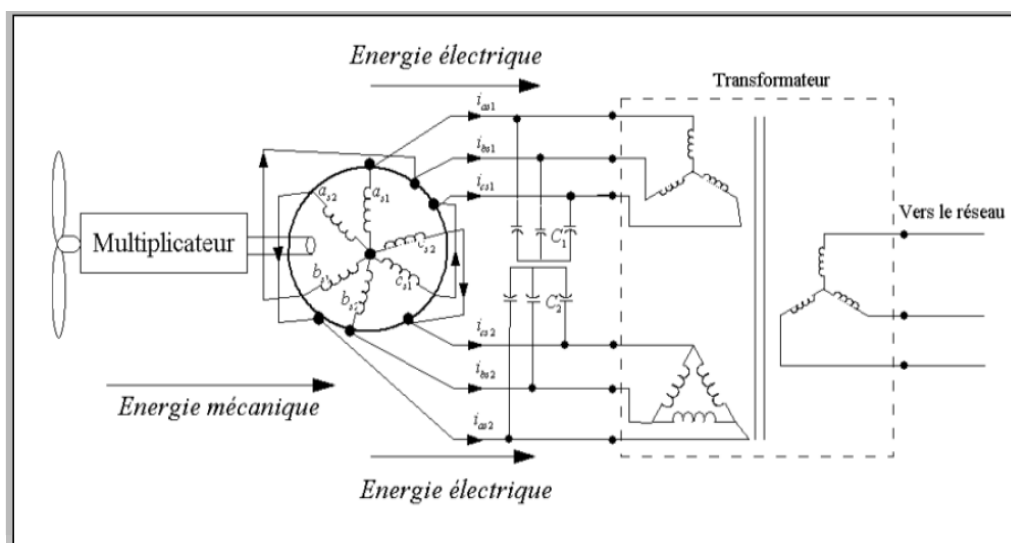


Figure 1 -2 Exemple d'application d'une MASDE en chaîne éolienne.

1.5 Avantages des machines mutiphasées

Les machines mutiphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines mutiphasées. En effet, les variateurs mutiphasées présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées.

- **Segmentation de puissance**

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines mutiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.

- **Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :**

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique, on considère deux machines l'une conventionnelle et l'autre double étoile alimentées par des tensions non sinusoïdales. L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés. Donc l'ondulation du couple électromagnétique de la machine double étoile est plus faible que celle de la machine triphasée. Pratiquement, une machine multiphasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée.

- **Réduction des courants harmoniques.**
- **Amélioration du facteur de puissance.**

1.6 Inconvénients des machines mutiphasées

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine. La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptées, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées (surtout pour les machines de Type 2)

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine.

- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

1.7 Défaillances des machines électriques

On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes :

- les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations,
- Les amplificateurs des défauts : Surcharge fréquente, vibrations mécaniques, Environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, ...
- Les vices de fabrication et les erreurs humaines: défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, ...

1.7.1 Défaillances des roulements mécaniques

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Dans l'article, l'auteur présente la plupart des défauts survenant dans les roulements des moteurs à induction ainsi que les raisons de leur vieillissement. Ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du rotor.

1.7.2 Défauts rotoriques

Les défauts rotoriques se situent au niveau de la cage ou au niveau de l'entrefer. Au niveau de la cage les défauts se résument à la rupture de barres de la cage ou à la rupture d'anneaux de court-circuit. Au niveau de l'entrefer les défauts se manifestent par une excentricité statique, dynamique ou mixte.

a - Ruptures de barres.

b - Ruptures d'anneaux.

c - Excentricité statique, dynamique et mixte.

d – Ruptures du Roulement à billes.

1.7.3 Les défauts extérieurs (d'environnement)

Ces effets sont principalement dus à un problème de nature [2]:

- Electriques : Régime transitoire et déséquilibré d'alimentation,
- Thermiques : la température ambiante élevée, points chauds, surcharge...
- Mécaniques : agression, choc en service, jeux.
- Dynamiques : arbre de transmission de rotor et le bobinage pour le stator.
- Chimiques : corrosion, humidité ...

1.7.4 Défaillances au stator

L'armature statorique, munie de son bobinage est une partie de la machine qui subit beaucoup de contraintes et dont les effets sont plus importants à cause de la complexité de la structure et la fragilité de certaines parties telles que les isolants. Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème [3]:

- Thermique : L'isolation est conçue pour avoir une certaine durée de vie à la température nominale. Toutefois, si la température augmente au-dessus de cette température de fonctionnement, la durée de vie raccourcit rapidement. Cette augmentation de la température peut être due à une variation de tension ou de déséquilibre, à la répétition des démarrages dans un court laps de temps, à des surcharges, à une mauvaise ventilation ou alors à une haute température ambiante.

- Electrique : Une tension supérieure à la valeur nominale ou de hautes valeurs de dV/dt du à l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du convertisseur statique, vont conduire à la dégradation du diélectrique assurant l'isolation des bobines. La présence d'un fort champ électrique interne conduira à des décharges partielles dans les cavités de l'isolant.

Il en résulte des spots carbonisés dans l'isolation. Ces spots causent des déformations du champ électrique (augmentation dans la région du défaut).

- Mécanique : Les démarrages répétitifs de machine ont pour conséquence d'augmenter la température dans le cuivre (bobinage statorique et cage). Cet effet cyclique provoque des dilatations et contractions répétitives de l'isolant. Cela pourrait entraîner des fissures dans l'isolant qui peuvent se propager et provoquer un début de court-circuit interne. Les efforts mécaniques sur les tôles et les conducteurs ont des composantes alternatives qui provoquent des vibrations de la structure [3][4]. Ces vibrations provoquent l'érosion et l'abrasion de l'isolant entraînant leur détérioration. Une modélisation assez fine de ces phénomènes est présentée dans.

- Environnemental : La présence d'humidité ou de produits chimiques dans l'air ambiant peut détériorer la qualité de l'isolation et conduire à défaut d'enroulement. Le début de la dégradation entraîne des courants de fuites qui accélèrent la détérioration de l'isolant jusqu'au court-circuit franc. Une autre conséquence est la création de l'ozone et les oxydes d'azote qui peuvent se combiner avec l'humidité pour former de l'acide nitrique, qui détruit l'isolant.

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis

comme suit: Défaut d'isolant, court-circuit entre spires, court-circuit entre phases, court-circuit entre phase et bâti, déséquilibre d'alimentation, défaut de circuit magnétique.

a Défaut d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné [3]. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- Dégradation de l'isolant à la fabrication.
- Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- Courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge.
- Vibrations mécaniques.
- Vieillesse naturelle des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation normale, l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- Fonctionnement dans un environnement sévère.

Lorsque le défaut de l'isolant se crée sur une spire, le courant de défaut circule entre le cuivre de cette spire et la tôle du stator (défaut phase - masse). Il peut aussi circuler entre deux spires d'une même phase si l'isolant qui les sépare est détérioré (défaut entre-spires). Dans le cas des bobinages à deux couches, une même encoche peut contenir des conducteurs de deux phases différentes. La détérioration simultanée et dans une même zone, des isolants de ces deux bobines provoque un contact électrique entre deux spires de deux phases différentes (défaut phase-phase). Ce type de défaut peut aussi exister dans les bobinages à une couche au niveau des têtes des bobines où les conducteurs de deux phases différentes peuvent entrer en contact. La topologie du circuit électrique est ainsi influencée par ces défauts.

b Court-circuit entre spire

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

augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2^{ème} court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations de couple liées au déséquilibre des courants de phases engendré par le défaut.

c Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases à de moins graves conséquences, il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants des phases.



Ouverture dans une phase de l'alimentation



Court-circuit entre phase



Masse dans l'encoche



Dégradation causée par une surtension



Déséquilibre de l'alimentation



Endommagement dû à la surcharge

Figure 1-3 Différent défaut statoriques de la machine asynchrone.

1.8 Surveillances des machines électriques

1.8.1 Des grandeurs mesurables et des signaux de défauts

A ce jour, c'est l'analyse des grandeurs mesurables et les signaux de défaut qui est la démarche la plus souvent utilisée pour le diagnostics de défauts sur les machines électriques. La figure 1.4 montre une représentation des mesures sur une machine électrique. Les grandeurs et signaux de défauts les plus fréquemment utilisés sont :

- Les courants statoriques.
- Le flux rayonnant de dispersion.
- La tension d'alimentation.
- La tension de neutre.
- Le couple électromagnétique ;
- La vitesse de rotation ;
- La puissance instantanée ;

Ces signaux donnent des informations qui peuvent être ou non redondantes. Cependant, l'équipement nécessaire pour l'acquisition des signaux reste encore coûteux. Le traitement des informations mesurées est un travail d'identification de la panne à travers sa signature [5].

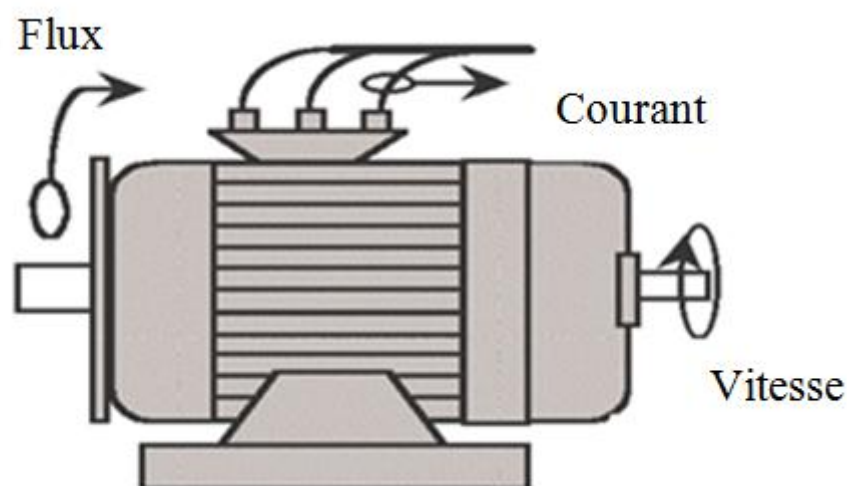


Figure 1-4 Représentation de quelques grandeurs mesurables sur une machine.

1.8.2 Approche signal

Le principe des méthodes d'analyse de signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. La première étape dans cette approche concerne la modélisation des signaux en les caractérisant dans le domaine fréquentiel, en déterminant leur contenu spectral, leur variance, etc. [6]. Avec le développement des applications à vitesse variable, ces méthodes se trouvent inexploitable, principalement à cause de la non stationnarité des signaux et de l'effet de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui parasite le traitement fréquentiel des données, rendant ainsi difficile la détection des fréquences de défaut.

1.8.3 Analyse spectrale

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation. La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine.

1.9 Déférentes Méthodes de la modélisation des défauts

La modélisation et l'identification des paramètres de la machine électrique avec défaut entre spires du bobinage stator sont des étapes importantes pour la détection de ce type de défaut et son diagnostiques. Les modèles doivent présenter un compromis entre simplicité et précision. L'utilisation des modèles externes simplifiés de défaut peut s'avérer limitée, car il est difficile, même théoriquement, d'inclure toutes les imperfections qui existent dans la machine en présence d'un défaut. Toutefois, les modèles sont nécessaires pour étudier le comportement des différentes variables de la machine et d'en déduire des signatures caractéristiques d'un défaut quelconque. Nous introduisons alors une description rapide de ces différents types de modélisation pour permettre une compréhension adéquate des problèmes propres à chacun d'entre eux. Les modèles de circuits magnétiques ou circuits électriques sont

plutôt mis en œuvre avec des méthodes de résolution d'équation différentielles ordinaires. Nous présentons un bref rappel des trois types de méthodes souvent utilisées :

1.9.1 Méthode des éléments finis

La modélisation des dispositifs électromagnétiques basée sur le calcul de la répartition du champ est la méthode dite « locale » de représentation des phénomènes. Elle peut être mise en œuvre avec un calcul analytique ou alors en utilisant les méthodes numériques bien développées de nos jours. La méthode des éléments finis (FEM) est la méthode la plus adéquate et la plus répandue pour le calcul de champs magnétiques statiques ou quasi-statiques, elle permet de décrire fidèlement des géométries complexes et de tenir compte des non linéarités des propriétés physiques telles que la loi i b (h) dans les matériaux magnétiques. L'avantage qu'apporte une méthode basée sur le calcul de champ réside dans le fait qu'elle décrit les phénomènes localement, en particulier un défaut, elle en donne ensuite une représentation globale vu du circuit électrique équivalent. La méthode d'éléments finis a été utilisée pour l'identification des paramètres des modèles circuits équivalents de machines électriques avec défaut.[7] pour le cas des machines asynchrones et [8] pour les machines à réluctance variable.

1.9.2 Méthodes des réseaux de perméance

La méthode des réseaux de perméance est basée sur la décomposition du circuit magnétique de la machine électrique en tubes de flux élémentaires. Chaque tube ainsi obtenu, est caractérisé par sa perméance suivant qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, on construit un réseau dit de perméance [9]. Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine. En effet, le calcul des différentes perméances ne peut se faire qu'en fixant une valeur précise pour la perméabilité relative du fer (μ_r). Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméance d'entrefer qui varie en fonction de la position du rotor de la machine [10] [11].

1.9.3 Méthode des circuits électriques

Tout circuit magnétique, qu'il soit statique (transformateur) ou dynamique (machine tournante) peut être modélisé par un circuit électrique équivalent. Ce circuit fait intervenir des résistances, des inductances et des mutuelles dont les valeurs peuvent être déterminées de différentes manières. Dans les modèles circuits, la première étape consiste à représenter le dispositif par autant de circuits couplés qu'il en existe physiquement. Ces modèles circuits électriques nécessitent une bonne représentativité des phénomènes physiques par un circuit électrique simplifié et une bonne identification des paramètres de ce circuit équivalent avec une méthode quelconque.

1.10 Les harmoniques

Le but est consacré à l'élaboration d'un modèle qui tient compte des causes principales qui engendrent les ondulations du couple électromagnétique dues à la distribution discrète des bobinages, et à la présence d'encoches responsables de la perturbation locale du champ magnétique d'entrefer.

Les harmoniques sont diverses, dans la littérature on distingue:

- ❖ Les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice, dus à la Distribution non sinusoïdale des conducteurs.
- ❖ Les harmoniques temporelles dus à l'alimentation et l'utilisation des convertisseurs.

1.10.1 Les harmoniques d'espace

La présence des harmoniques d'espace se traduit par une répartition spatiale non sinusoïdale des forces magnétomotrices présentes dans les machines. En effet, le fait de disposer d'un nombre limité de phases et l'obligation d'utiliser des conducteurs (spires ou barres) cantonnés dans des encoches, sont à l'origine d'une distribution non uniforme de la densité de courant sur les pourtours des armatures (stator et rotor). La technique de Toliyat et Lipo qui introduit la notion de la fonction d'enroulement, permet de décrire la distribution de force magnétomotrice dans une machine et par la suite, on déduit les valeurs des inductances associées (point abordé dans le prochain paragraphe).

1.11 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines multiphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées. Plus le nombre équivalent de phase augment. La machine double étoile est la machine multiphasées la plus utilisée, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre une segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué. L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleurs de tension, ce qui impliquent des pertes statoriques supplémentaires et un sur - dimensionnement des semi-conducteurs.

Nous avons ensuite présenté les différentes méthodes de surveillance des défauts qui reposent souvent sur l'analyse des grandeurs mesurables et l'identification d'une signature d'un défaut déjà connu et répertorié. Le défaut type court-circuit entre spires est souvent le plus rencontré.

Listes des acronymes et abréviations

Listes des acronymes et abréviations

MASDE : Machine asynchrone double étoile.

MAS : Machine asynchrone.

q : Nombre de phases statoriques.

q_v : Nombre équivalent de phases statoriques.

α : Angle entre les tensions des deux enroulements statoriques.

p : Nombre de paire de pôles.

f_s : Fréquence des courants statoriques= Fréquence d'alimentation.

$\omega_{syn} = \omega_s$: Vitesse de synchronisme.

Ω : Vitesse mécanique du rotor.

N_s : Nombre d'encoches statoriques.

n_b : Nombre de barres rotoriques.

S_{a1}, S_{b1}, S_{c1} : Les interrupteurs de l'onduleur de l'étoile1.

S_{a2}, S_{b2}, S_{c2} : Les interrupteurs de l'onduleur de l'étoile2.

N_e : Nombre d'encoches statoriques par pôle et par phase.

N_t : Nombre de spires en série par phase.

N_c : Nombre de conducteurs par encoche statorique.

Q : Le nombre de dents par pas d'enroulement.

r_f : Résistance du défaut.

L_f : Inductance de fuite statorique.

R_b : Résistance d'une barre rotorique.

Listes des acronymes et abréviations

α_s : L'ouverture d'une spire statorique

θ_0 : Angle initial entre le stator et le rotor.

R_e : Résistance total de l'anneau de court circuit.

L_{rjj} : Inductance mutuelle entre mailles rotoriques.

K_{bh} : Le coefficient de bobinage.

K_{dh} : Le coefficient de distribution.

K_{rh} : Le coefficient de raccourcissement.

h : Rang d'harmonique.

g : Le glissement.

$V_{s,abc1}$: Tensions des trois phases du premier enroulement statorique.

$V_{s,abc2}$: Tensions des trois phases du deuxième enroulement statorique.

$i_{s,abc1}$: Courants des trois phases du premier enroulement statorique.

$i_{s,abc2}$: Courants des trois phases du deuxième enroulement statorique.

$i_{r,abc}$: Courants des trois phases rotoriques.

$\emptyset_{s,abc1}$: Flux des trois phases du premier enroulement statorique.

$\emptyset_{s,abc2}$: Flux des trois phases du deuxième enroulement statorique.

$\emptyset_{r,abc}$: Flux des trois phases rotoriques.

L_f, L_r : Inductance de fuite statorique et rotorique.

L_{sr} : Inductance mutuelle stator rotor .

C_{em} : Couple électromagnétique.

P_{em} : Puissance électromagnétique.

K_f : Coefficient de frottement.

Listes des acronymes et abréviations

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

ω_s : Pulsation des courants statoriques.

ω : Pulsation mécanique.

r_{s1}, r_{s2}, r_{s3} : Résistances des deux enroulements statoriques et du rotor respectivement.

N_s : Nombre de spires statoriques..

ω_r : Pulsation des courants rotoriques.

δ : La conductivité électrique du milieu.

μ_0 : La permittivité électrique.

Liste des figures

Chapitre 1 :

Figure 1-1 : Exemples d'applications des machines multiphasées.....	11
Figure 1-2 : Exemple d'application d'une MASDE en chaine éolien.....	11
Figure 1-3 : Différents défauts statoriques de la machine asynchrone.....	18
Figure 1-4 : Représentation de quelques grandeurs mesurables sur une machine.....	19

Chapitre 2 :

Figure 2-01 Représentation des enroulements de la MASDE.....	25
Figure 2-02 Rotor de la machine asynchrone triphasée à cage.....	27
Figure 2-03 Circuits électriques adoptés pour la modélisation de la cage rotorique.....	28
Figure 2-04 Champ crée par une maille rotorique.....	33
Figure 2-05 Les inductances mutuelles entre le stator 1 et la première maille rotorique.....	35
Figure 2-06 Les inductances mutuelles entre le stator 2 et la première maille rotorique	36
Figure 2-07 Les six courants statoriques	36
Figure 2-08 Les courants rotoriques	37
Figure 2-09 La vitesse de la machine.....	37
Figure 2-10 Le couple électromagnétique	38
Figure 2-11 Schéma de principe de l'onduleur triphasé.....	39
Figure 2-12 Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.....	42
Figure 2-13 les tensions statoriques.....	43
Figure 2-14 Les courants statoriques	44
Figure 2-15 Les courants rotoriques.....	44
Figure 2-16 La vitesse de la machine	45
Figure 2-17 le couple électromagnétique.....	45

Liste des figures

Chapitre 3 :

Figure 3-01 La fonction de distribution d'une bobine élémentaire.....	50
Figure 3-02 La fonction d'enroulement et distribution pour les phases A1et A2.....	54
Figure 3-03 La fonction d'enroulement et distribution pour les phases B1et B2.....	54
Figure 3-04 La fonction d'enroulement et distribution pour les phases C1et C2.....	55
Figure 3-05 Les inductances mutuelles entre le stator 1 et la première maille rotorique.....	55
Figure 3-06 Les inductances mutuelles entre le stator 2 et la première maille rotorique.....	56
Figure 3-07 Les tensions statoriques.....	56
Figure 3-08 Les courants statoriques.....	57
Figure 3-09 Les courants rotoriques.....	57
Figure 3-10 La vitesse de la machine	58
Figure 3-11 Le couple électromagnétique.....	58
Figure 3-12 Les spectres du courant statoriques.....	59
Figure 3-13 Les spectres du couple électromagnétique.....	59
Figure 3-14 Les tensions statoriques.....	62
Figure 3-15 Les courants statoriques.....	63
Figure 3-16 Les courants rotoriques.....	63
Figure 3-17 La vitesse de la machine.....	64
Figure 3-18 Le couple électromagnétique.....	64
Figure 3-19 Les spectres de la tension.....	65
Figure 3-20 Les spectres du courant.....	65
Figure 3-21 Les spectres du couple.....	66

Chapitre 4 :

Figure 4-1 Schéma de principe d'un défaut entre spires sur une phase statoriques as1.....	70
Figure 4-2 Les tensions statoriques.....	72

Liste des figures

Figure 4-3 Les six courants statoriques et les courants rotoriques.....	73
Figure 4-04 La vitesse avec 05% de spire en court-circuit.....	73
Figure 4-05 Le couple avec 05% de spire en court-circuit.....	74
Figure 4-06 Les spectres du courant statorique pour le régime sain et défaut entre spire de $u=0.05$	75
Figure 4-07 Les spectres du couple pour le régime sain et défaut entre spire de $u=0.05$	75
Figure 4-08 Les tensions statoriques.....	77
Figure 4-09 Les courants statoriques	77
Figure 4-10 Les courants rotoriques.....	78
Figure 4-11 La vitesse et le couple électromagnétique	78
Figure 4-12 Les spectres du courant statorique pour le régime sain et défaut entre spire de $u=0.05$	79
Figure 4-13 Les spectres du couple pour le régime sain et défaut entre spire de $u=0.05$	79
Figure 4-14 Les tensions statoriques.....	81
Figure 4-15 Les inductances mutuelles entre le stator 1 et la première maille rotorique en régime sain	81
Figure 4-16 Les inductances mutuelles entre le stator 1 et la première maille rotorique pour $u=0.05$	82
Figure 4-17 Les inductances mutuelles entre le stator 1 et la première maille rotorique pour $u=0.1$...	82
Figure 4-18 Les courants statoriques.....	83
Figure 4-19 Les courants rotoriques.....	83
Figure 4-20 La vitesse et le couple.....	84
Figure 4-21 Les spectres du courant de la machine pour le régime sain.....	84
Figure 4-22 Les spectres du courant pour $\mu = 0.05$	85
Figure 4-23 Les spectres du courant pour $\mu=0.1$	85
Figure 4-24 Les spectres du couple électromagnétique pour le régime sain	86

Liste des figures

Figure 4-25 Les spectres du couple électromagnétique pour $\mu = 0.05$	86
Figure 4-26 Les spectres du couple électromagnétique pour $\mu = 0.1$	87
Figure 4-27 Les courants statoriques.....	88
Figure 4-28 Les courants rotoriques.....	89
Figure 4-29 La vitesse et le couple.....	89
Figure 4-30 Les spectres du courant en régime sain.....	90
Figure 4-31 Les spectres du courant statorique pour $u=0.05$	90
Figure 4-32 Les spectres du couple électromagnétique en régime sain.....	91
Figure 4-33 Les spectres du couple électromagnétique pour $u=0.05$	91

2-1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) est une étape essentielle pour son étude, son identification et sa commande. Un modèle mathématique de la machine doit être structuré de manière à ce qu'il dérive de la nature et des propriétés de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile (MASDE) est un système à des équations différentielles, qui définit ses variables internes : électriques, magnétiques et mécaniques. Les coefficients de ces équations différentielles sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

Pour simplifier l'étude d'une n'importe quelle machine il faut supposer quelques hypothèses simplificatrices

2-2 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple, qui sont:

- La machine est de constitution symétrique.
- La fmm d'entrefer produit par chaque enroulement est supposée à répartition sinusoïdale [12].
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Les pertes fer sont négligées (Hystérésis et courant de Foucault).

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

2-3 Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile, dont nous allons étudier la mise en équation, correspond à la structure de principe représentée par la figure (2-1)

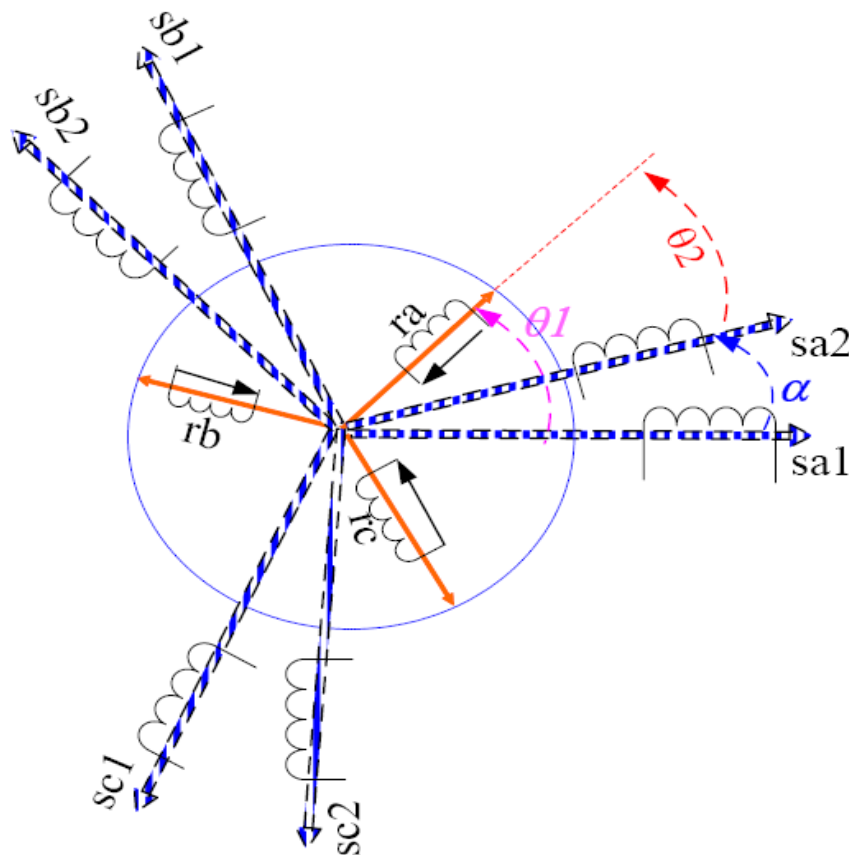


Figure 2-1 : Représentation des enroulements de la MASDE.

La MASDE est composée de deux bobinages statoriques, montés en étoile décalés entre eux d'un angle électrique égal à $\alpha = \frac{\pi}{6}$, dont les enroulements sont logés dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator et leurs axes magnétiques sont décalés de $2\pi/3$.

Les deux étoiles statoriques identiques constituent le primaire de la machine, fixe et à p paire de pôles, repéré par s_{a1}, s_{b1}, s_{c1} et s_{a2}, s_{b2}, s_{c2} .

Le rotor est une armature cylindrique mobile séparée du stator par un entrefer de faible épaisseur, et dont le bobinage comporte trois enroulements identiques décalés de $2\pi/3$. Les phases des enroulements rotoriques sont repérés par : r_a, r_b, r_c .

Les enroulements rotoriques représentent le secondaire de la MASDE. La structure de ce rotor est supposée dans notre cas être un rotor à cage (barres conductrices en aluminium intégrées aux tôles ferromagnétiques).

Les courants triphasés de fréquence « f_s » alimentant « l'étoile 1 » du stator de la machine donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme « Ω_s ».

Avec :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} [\text{rad/s}]$$

p : Le nombre de paires de pôles.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α alimentant « l'étoile 2 », du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme « Ω_s ».

2-3.1 Structure du stator

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un angle électrique $\alpha=30^\circ$. La **figure (2.1)** représente schématiquement les enroulements de la MASDE. On notera d'un indice 1 les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1), et d'un indice 2 celles relatives à la deuxième étoile (stator 2). [\[13\]\[14\]\[15\]\[16\]](#).

2-3.2 Structure du rotor à cage

La cage d'écureuil de la machine compose de n_b encoches rotoriques qui peuvent être soit ouvertes soit fermées sur l'entrefer. La cage rotorique présentée sur la figure (2.3) peut se décomposer en $(n_b + 1)$ circuits électriques rotoriques indépendants. En effet, si nous

considérons deux barres rotoriques adjacentes ainsi que les deux portions d'anneau de court-circuit qui les relie, nous obtenons une maille rotorique fermée qui peut être étudiée sous forme de circuit électrique. Un des anneaux de court-circuit crée par conséquent une boucle supplémentaire ce qui porte le nombre de boucles totale à $(nb + 1)$. Nous associons à chacune de ces boucles un courant, ce qui nous amène à calculer $(nb + 1)$ courants rotoriques. Chaque barre rotorique est modélisée par une inductance en série avec une résistance, tout comme chaque portion d'anneau de court-circuit. La **figure (2.3)** représente la forme des circuits électriques adoptée pour la modélisation de la cage d'écureuil rotorique.

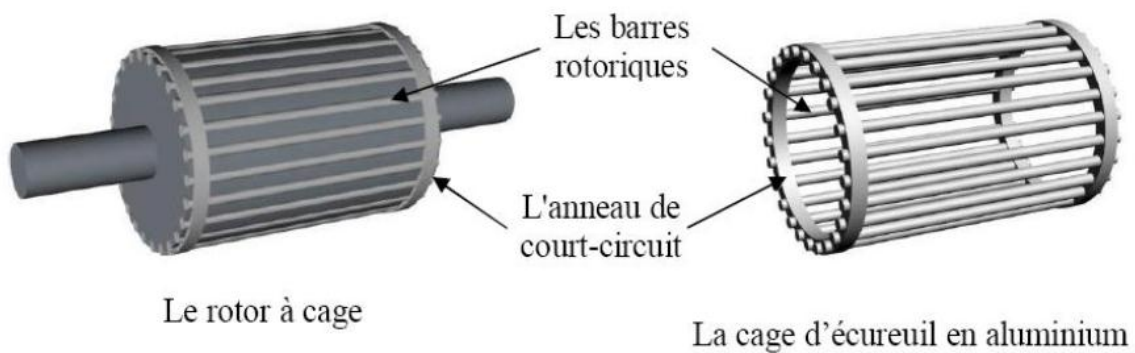


Figure. 2. 2 Rotor de la machine asynchrone triphasée à cage.

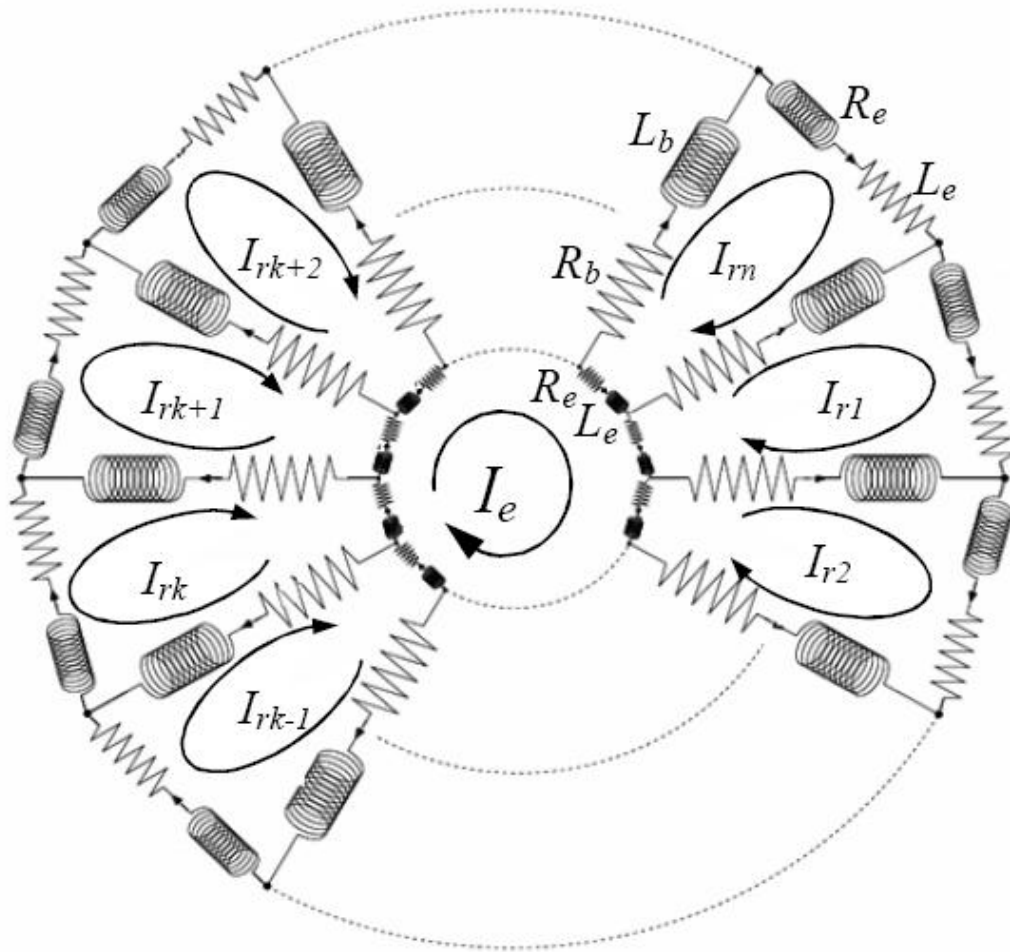


Figure 2.3 Circuits électriques adoptés pour la modélisation de la cage rotorique.

2-4 Modèle mathématique de la MASDE

2-4.1 Equations électriques

Les équations électriques de l'étoile 1, de l'étoile 2 du stator sont respectivement exprimées par :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d[\phi_{s1}]}{dt} \quad (2-1)$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d[\phi_{s2}]}{dt} \quad (2-2)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (2-3)$$

Avec

$$[Vs1] = [Vsa1 \quad Vsb1 \quad Vsc1]', [Vs2] = [Vsa2 \quad Vsb2 \quad Vsc2]'$$

$$[Vr] = [Vr1 \quad Vr2 \quad Vr3 \dots Vr(n-1) \quad Vrn \quad Ve]'$$

$$[Is1] = [Isa1 \quad Isb1 \quad Isc1]', [Is2] = [Isa2 \quad Isb2 \quad Isc2]'$$

$$[Ir] = [Ir1 \quad Ir2 \quad Ir3 \dots Ir(n-1) \quad Irn \quad Ire]'$$

$$[\emptyset s1] = [\emptyset sa1 \quad \emptyset sb1 \quad \emptyset sc1]', [\emptyset s2] = [\emptyset sa2 \quad \emptyset sb2 \quad \emptyset sc2]'$$

$$[\emptyset r] = [\emptyset r1 \quad \emptyset r2 \quad \emptyset r3 \dots \emptyset r(n-2) \quad \emptyset r(n-1) \quad \emptyset rn]'$$

$$[Rs1] = \text{diag}[rsa1 \quad rsb1 \quad rsc1] [Rs2] = \text{diag}[rsa2 \quad rsb2 \quad rsc2]$$

$$\text{Ou : } r_{sa1} = r_{sb1} = r_{sc1} = r_{sa2} = r_{sb2} = r_{sc2} = r_s$$

La matrice des résistances rotoriques $[R_r]$ est :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ 0 & -R_b & 2(R_b + R_e) & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 2(R_b + R_e) & -R_e & -R_e \\ -R_b & 0 & 0 & \dots & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \dots & -R_e & -R_e & nR_e \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

2-4.2 Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques (étoiles 1 et 2) et rotorique en fonction des courants sous forme matricielle sont données par :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{s1} \\ \emptyset_{s2} \\ \emptyset_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss1}] & [L_{ss12}] & [L_{sr1}] \\ [L_{ss21}] & [L_{ss2}] & [L_{sr2}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

2-4.2.1 Les matrices des inductances

Les équations des flux statoriques (étoiles 1 et 2) et rotorique en fonction des courants sous forme matricielle sont données par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss1}] & [L_{ss12}] & [L_{sr1}] \\ [L_{ss21}] & [L_{ss2}] & [L_{sr2}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

Les matrices des inductances sont :

$$[L_{ss1}] = \begin{bmatrix} (L_{ma1} + L_{fa1}) & L_{mb1} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mc1} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mc1} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{mb1} + L_{fb1}) & L_{ma1} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ma1} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mc1} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{mc1} + L_{fc1}) \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

$$[L_{ss2}] = \begin{bmatrix} (L_{ma2} + L_{fa2}) & L_{mb2} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mc2} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mc2} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{mb2} + L_{fb2}) & L_{ma2} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ma2} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mc2} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{mc2} + L_{fc2}) \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

$$[L_{s1s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

Ou :

$$L_{ms}=L_{ma1}=L_{ma2} \quad , L_{ma1}=L_{mb1}=L_{mc1} \quad , L_{ma2}=L_{mb2}=L_{mc2} \quad , \alpha = \frac{\pi}{6} = 30^\circ.$$

La matrice des inductances rotoriques, Elle est donnée par :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{nr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & \dots & L_{r1r(n_b-1)} & L_{r1rnb} - L_b & -L_e \\ L_{r2r1} - L_b & L_{nr} + 2(L_b + L_e) & L_{r2r3} - L_b & \dots & L_{r2r(n_b-1)} & L_{r2rnb} & -L_e \\ L_{r3r1} & L_{r3r2} - L_b & L_{nr} + 2(L_b + L_e) & \dots & L_{r3r(n_b-1)} & L_{r3rnb} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{r(n_b-1)r1} & L_{r(n_b-1)r2} & L_{r(n_b-1)r3} & \dots & L_{nr} + 2(L_b + L_e) & L_{nr(n_b-1)nb} - L_b & -L_e \\ L_{rnbr12} - L_b & L_{rnrb2} & L_{rnrb3} & \dots & L_{nr(n_b-1)} - L_b & L_{nr} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \dots & -L_e & -L_e & n_b L_e \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

Les matrices $[L_{sr1}]$ et $[L_{sr2}]$ sont données par :

$$[L_{sr1}] = \begin{bmatrix} L_{a1r1} & L_{a1r2} & L_{a1r3} & L_{a1r(nb-1)} & L_{a1rnb} & L_{a1e} \\ L_{b1r1} & L_{b2r2} & L_{b2r3} & \dots & L_{b1r(nb-1)} & L_{b1rnb} & L_{b1e} \\ L_{c1r1} & L_{c1r1} & L_{c1r3} & L_{c1r(nb-1)} & L_{c1rnb} & L_{c1e} \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

$$[L_{sr2}] = \begin{bmatrix} L_{a2r1} & L_{a2r2} & L_{a2r3} & L_{a2r(nb-1)} & L_{a2rnb} & L_{a2e} \\ L_{b2r1} & L_{b2r2} & L_{b2r3} & \dots & L_{b2r(nb-1)} & L_{b2rnb} & L_{b2e} \\ L_{c2r1} & L_{c2r2} & L_{c2r3} & L_{c2r(nb-1)} & L_{c2rnb} & L_{c2e} \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

Les sous matrices $[L_{ss21}] = [L_{ss12}]'$, $[L_{rs1}] = [L_{sr1}]'$ et $[L_{rs2}] = [L_{sr2}]'$

2-4.3 Equations mécaniques

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante:

$$Cem = p \frac{1}{2} [I]^T \left[\frac{d}{d\theta} [L] \right] [I] \quad (2-13)$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} [I] = \begin{bmatrix} I_{s,abc1} \\ I_{s,abc2} \\ I_{r,abc} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit:

$$J \left[\frac{d\Omega}{dt} \right] = Cem - C_r - f_v \Omega \quad (2-15)$$

2-5 Calculs des inductances

2-5.1 Les inductances statoriques

Dans ce modèle on suppose que l'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale autour de périphérique de l'entrefer. Par conséquent, le champ résultant a une forme sinusoïdale. Le déphasage entre les phases statoriques est de $\left[\frac{2\pi}{3} \right]$.

L'expression de Fmm de la phase 'a' est donnée par la relation suivante [17] [18]

$$F_a(\theta) = \frac{2N_t}{\pi p} I_{sa} \cos(p\theta) \quad (2-16)$$

Avec : N_t le nombre de tours de l'enroulement d'une phase statorique, p le nombre de paire de pôles et θ un angle décrivant une position dans l'entrefer.

La densité du champ magnétique de la phase "a".

$$B_a(\varphi) = \frac{2\mu_0 N_t}{\pi p g} I_{sa} \cos(p\varphi) \quad (2-17)$$

Ou μ_0 est la perméabilité du vide.

g : l'épaisseur de l'entrefer.

Le flux magnétique dans l'entrefer est obtenu à l'aide de l'intégration de l'équation précédente :

$$\Phi = BS = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_a(\varphi) r d\varphi. \quad (2-18)$$

Après le calcul, on aura :

$$\Phi = \frac{4\mu_0 N_t r l}{\pi g p^2} I_{sa} \quad (2-19)$$

Le flux totale du courant i_{sa} de la phase "a" de l'enroulement statorique est :

$$\Phi_{sa} = N_s \Phi = \frac{4\mu_0 N_t^2 r l}{\pi g p^2} I_{sa} \quad (2-20)$$

L'inductance totale de la phase "a" est égale à la somme de l'inductance de magnétisation et l'inductance de fuite correspond au flux de fuite :

$$L_{sa} = L_{fa} + L_{ma} \quad (2-21)$$

Les phases statoriques sont séparées dans l'espace de $\frac{2\pi}{3}$, par conséquent les inductances mutuelles entre phases statoriques sont exprimées par :

$$m_{ab} = m_{ba} = L_{ma} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{ma}}{2}$$

$$m_{ac} = m_{ca} = L_{ma} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{ma}}{2} \quad (2-22)$$

$$m_{bc} = m_{cb} = L_{ma} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{ma}}{2}$$

2-5.2 Les inductances rotoriques

Nous supposons que les barres rotorique sont identique et régulièrement décalées, séparées l'une de l'autre par un angle $\alpha_r = \frac{2\pi}{nb}$, la figure (2-5) représente le champ crée par une maille parcourue par le courant i_{rj} .

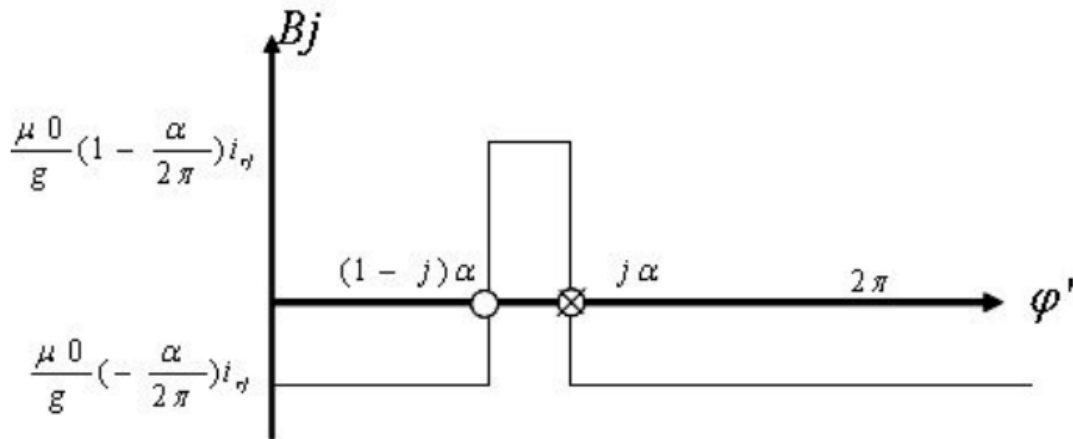


Figure 2-4 champ crée par une maille rotorique.

Chaque maille rotorique est considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par le courant i_{rj} . elle est siège d'un flux propre exprimé par la relation :

$$\Phi_{rj-j} = \int_0^l dz \int_{(1-j)\alpha}^{j\alpha} \frac{\mu_0 r}{g} \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) i_{rj} d(\varphi') \quad (2-23)$$

D'où :

$$\Phi_{rj-j} = \frac{\mu_0 r l}{g} \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \alpha_r i_{rj} \quad (2-24)$$

Le flux traversant la $K^{ième}$ maille, produit par le courant i_{rj} circulant dans la maille j est donnée par :

$$\Phi_{rkj-j} = \int_0^l dz \int_{(k-j)\alpha}^{ka} \frac{\mu_0 r}{g} \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) i_{rj} d(\varphi') \quad (2-25)$$

Avec $K \neq j$ d'où :

$$\Phi_{rkj-j} = \frac{\mu_0 r l}{g} \left(-\frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \alpha_r i_{rj} \quad (2-26)$$

L'inductance de magnétisation de la maille j , est exprimée par la relation :

$$L_{mrj} = \frac{\phi_{rj-j}}{i_{rj}} = \frac{2\pi\mu_0(nb-1)rl}{gnb^2} \quad (2-27)$$

L'inductance totale de la $j^{\text{ième}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance de magnétisation, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux segments d'anneaux de court-circuit fermant la maille et dont l'expression est donnée par :

$$L_{rj-j} = L_{mrj} + L_{bj} + L_{b(j+1)} + 2L_e. \quad (2-28)$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux d'entrefer. Les inductances mutuelles entre la $j^{\text{ième}}$ maille et les mailles adjacentes et non adjacentes sont exprimées par les relations suivantes :

$$L_{r(j+1)-j} = \frac{\phi_{r(j+1)-j}}{i_{rj}} = L_{b(j+1)} = \frac{2\pi\mu_0rl}{gn_b^2} L_{b(j+1)} \quad (2-29)$$

$$L_{r(j-1)-j} = \frac{\phi_{r(j-1)-j}}{i_{rj}} = L_{b(j-1)} = \frac{2\pi\mu_0rl}{gn_b^2} L_{bj} \quad (2-30)$$

2-5.3 Les inductances mutuelles stator rotor

De la transformation dans le repère lié au rotor de l'équation (2-16), il en résultat :

$$B_a(\varphi) = \frac{2\mu_0 N_t}{\pi p g} i_{sa} \cos(p(\varphi' + \omega_r t)) \quad (2-31)$$

Avec : $\varphi = \varphi' + \omega_r t$

D'où le flux traversant la maille j est :

$$\phi_{rj-a} = \int_0^l dz \int_{(j-1)\alpha}^{j\alpha} B_a(\varphi') r d\varphi' \quad (2-32)$$

L'intégration de l'équation ci-dessus conduit à :

$$\phi_{rj-a} = M_{isa} \cos\left(p\left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t\right)\right) \quad (2-33)$$

L'inductance mutuelle entre la maille rotorique j et la phase "a" donnée par la relation :

$$L_{rj-a} = \frac{\phi_{rj-a}}{i_{sa}} = M \cos \left(P \left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) \right) \quad (2-34)$$

De même, les inductances mutuelles entre la $j^{\text{ième}}$ maille et les phases statoriques "b" et "c" sont exprimées par :

$$L_{rj-b} = \frac{\phi_{rj-b}}{i_{sa}} = M \cos \left(P \left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2-35)$$

$$L_{rj-c} = \frac{\phi_{rj-c}}{i_{sa}} = M \cos \left(P \left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2-36)$$

$$\text{avec } M = \frac{4\mu_0 N_t r l}{\pi g p^2} \sin \left(\frac{p\pi}{n_b} \right) \quad (2-37)$$

Pour la machine double étoile, on introduit le décalage angulaire de 30°degré dans les expressions: (2-35), (2-36), (2-37).

2-6 Résultat de la simulation de la MASDE

On a alimenté la MASDE par réseaux équilibré (voir l'annexe A), la machine démarre en vide, à l'instant $t=1.2s$ on a appliqué un couple résistant de valeur ($c_r=15N.m$).

Les Résultats de la simulation de la MASDE alimentée par réseaux équilibré sont donnés par les figures suivantes :

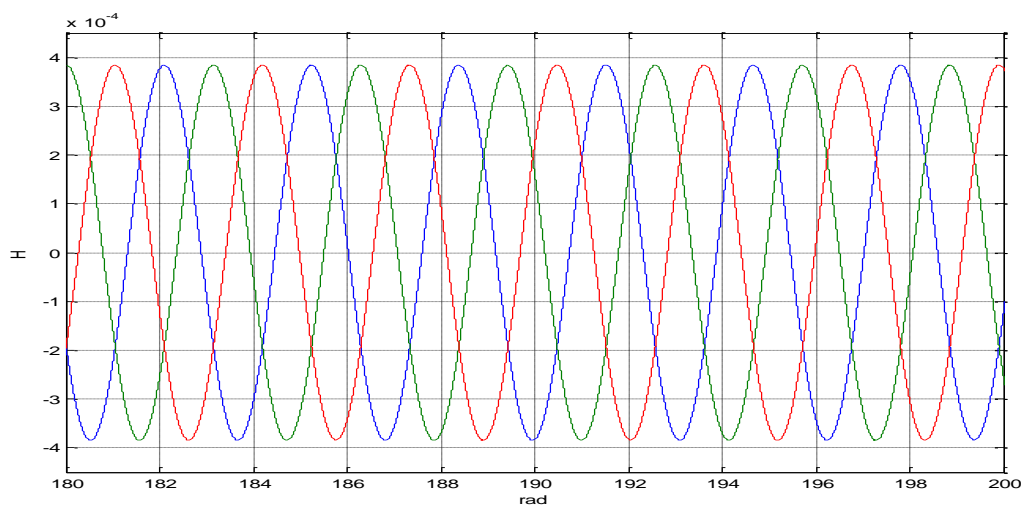


Figure 2-05 Les inductances mutuelles entre le stator 1 et la première maille rotorique.

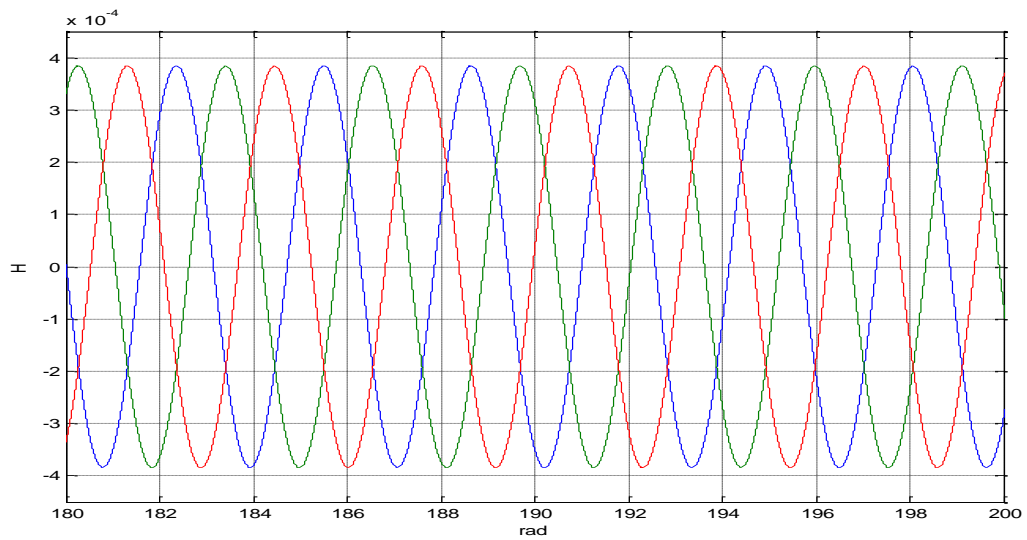


Figure 2-06 Les inductances mutuelles entre le stator 2 et la première maille rotorique.

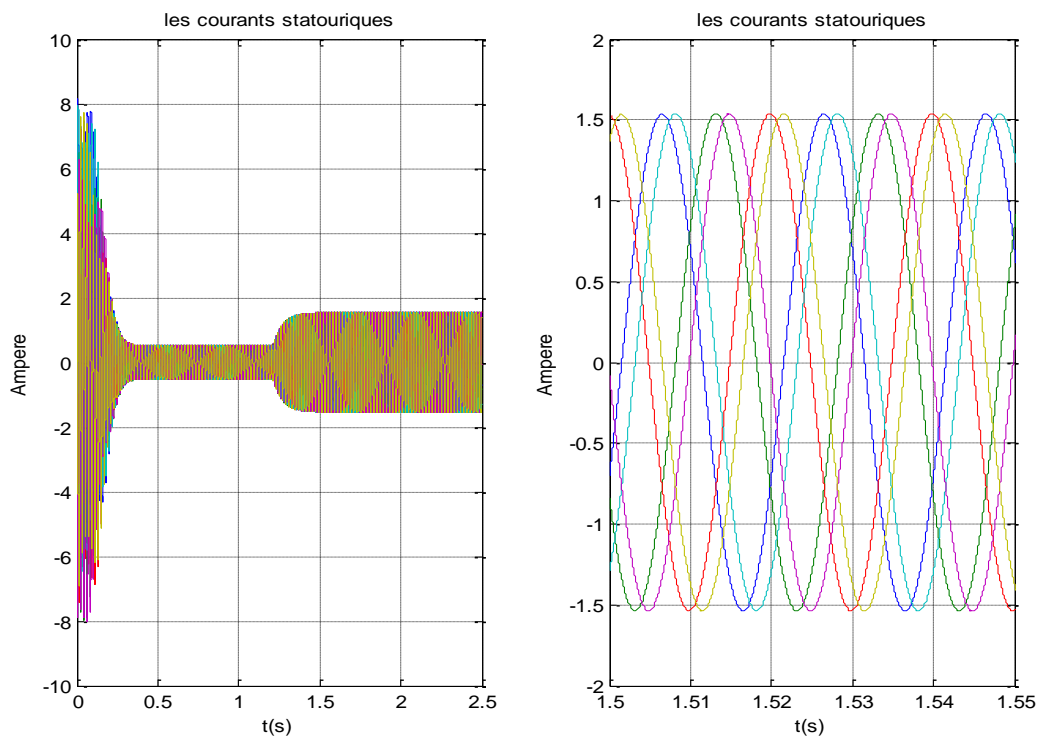


Figure 2-07 Les six courants statouriques.

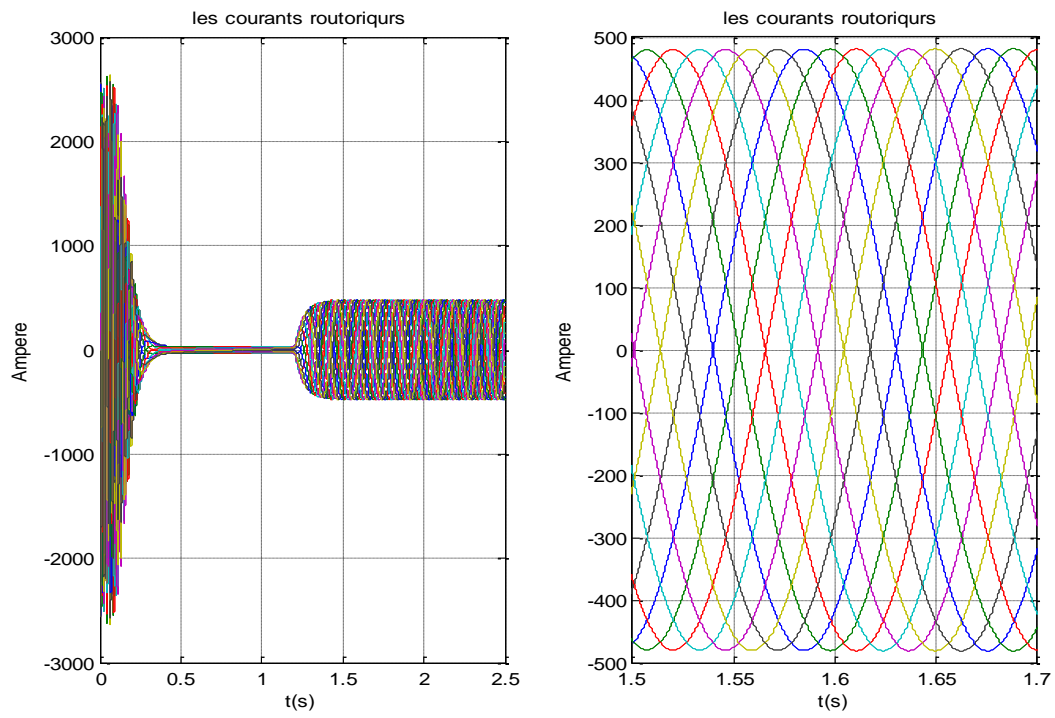


Figure 2-08 Les courants rotoriques.

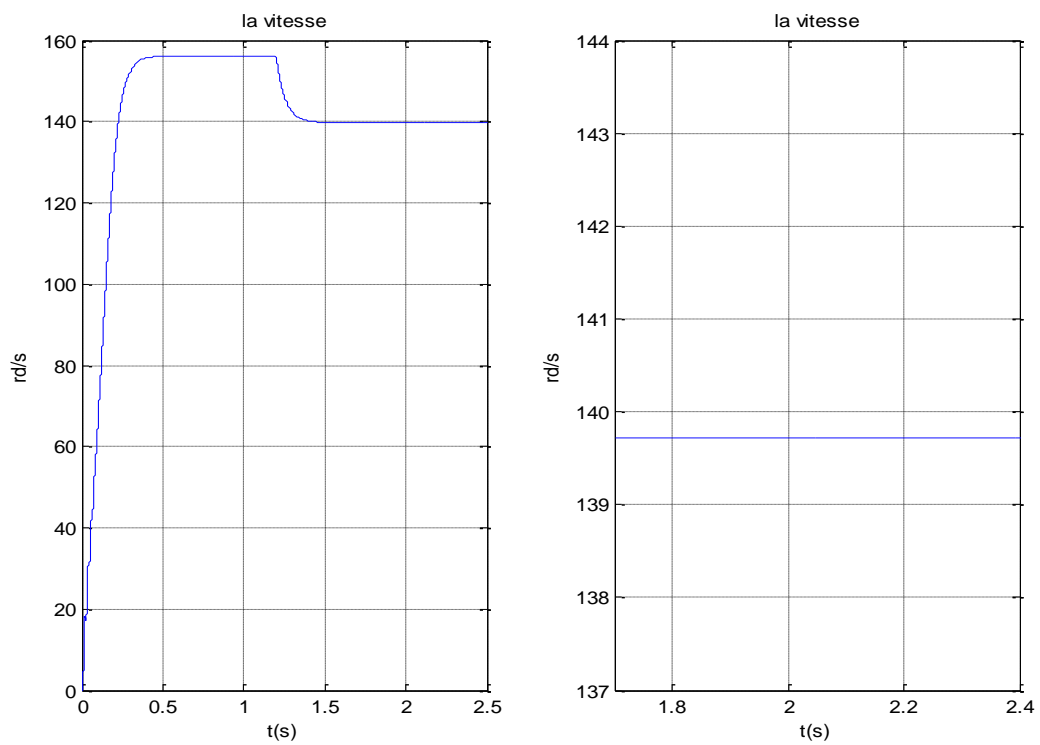


Figure 2-09 La vitesse de la machine.

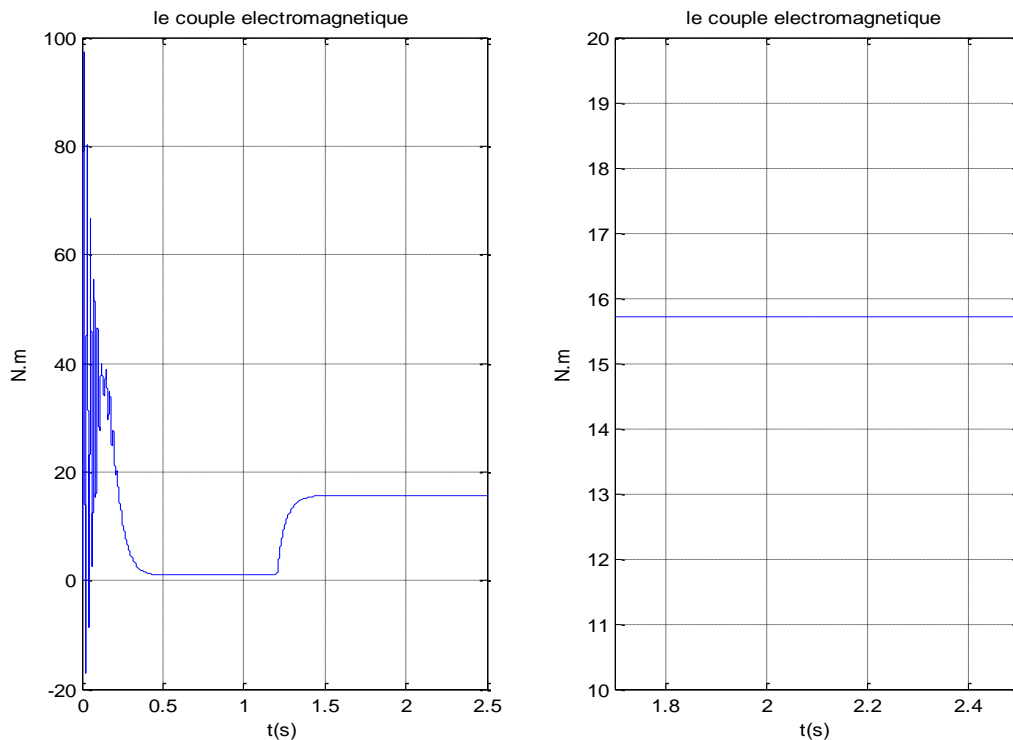


Figure 2-10 Le couple électromagnétique.

Interprétations des résultats

- ❖ **A vide** : Lors du démarrage à vide, on constate un fort appel de courant statorique et du courant de barre. L'oscillation du couple est l'élément marquant pendant le régime transitoire (le régime transitoire jusqu'à 0.3 sec). Les oscillations du couple se font ressentir sur l'évolution de vitesse qui oscille légèrement en régime transitoire avant de se stabiliser à environ 157 rd/s (1500 tr/min) en régime permanent.
- ❖ **En charge** : Avec une application d'une charge de valeur (15N.m) à $t=1.2$ s, le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant en régime permanent. On remarque une diminution de la vitesse de la rotation et une augmentation du courant statorique et du courant de barre à l'instant d'application du couple résistant.

Les courants statoriques $isa1$ et $isa2$ des deux étoiles sont déphasés de 30° et leurs amplitudes maximales sont égales. La forme des courants statoriques en régime permanent est parfaitement sinusoïdale.

2-7 Modélisation de l'alimentation de la MASDE

2-7.1 Introduction

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

2-7.2 Modélisation de l'onduleur à commande de MLI

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance, les entraînements électrique à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées.

Pour alimenter la MASDE, on utilise, deux onduleurs triphasés décalés de l'angle α

Pour modéliser l'onduleur (**Figure 2-11**) on doit distinguer d'une part les tensions des branches v_{10}, v_{20}, v_{30} mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue E , la tension d'entrée de l'onduleur. D'autre part, il y a tensions des phases v_a, v_b et v_c mesurées par rapport au neutre N . ces dernières sont formées par une charge triphasées symétriques, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple)

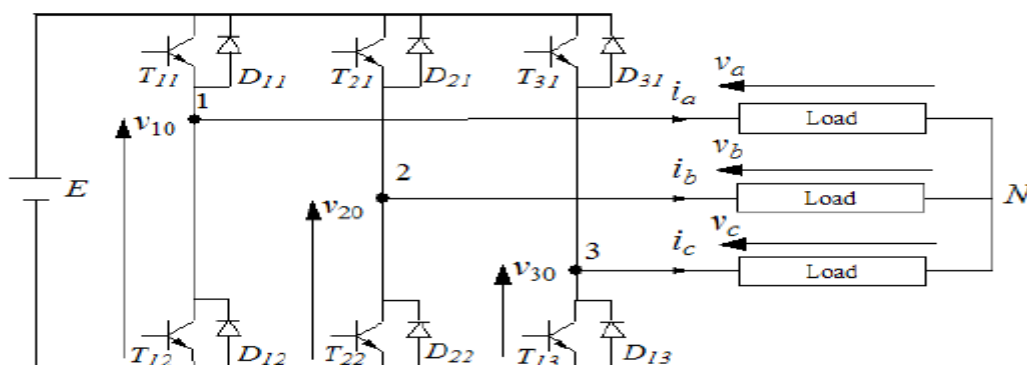


Figure 2-11: Schéma de principe de l'onduleur triphasé.

Chaque interrupteur (transistors + diodes) **Figure (2-11)** $K_{ij} i = 1, 2$ ou 3 $j = 1$ ou 2)

Supposé idéalisée. On peut établir les relations :

$$v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0. \quad (2-38)$$

$$v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0. \quad (2-39)$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0. \quad (2-40)$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre la somme des courant i_a , i_b et i_c doit être nulle, même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (2-41)$$

Dans (2-41), on peut remplacer $v_b + v_c$ par $-v_a$ et on tire.

$$v_a = \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} - v_{30}).$$

$$v_b = \frac{1}{3}(-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}). \quad (2-42)$$

$$v_c = \frac{1}{3}(-v_{10} - v_{20} + 2v_{30}).$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K_{ij} les tensions de branche v_{j0} peuvent être égale à E ou à 0. On introduit d'autres variables f_{11} , f_{21} et f_{31} qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteurs K_{i1} respectivement. L'équation (2-43) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix}. \quad (2-43)$$

2.7.2.a Stratégie de la commande

Pour déterminer les instants de fermetures et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire.

Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes:

$$v_{ks1ref} = r \frac{E}{2} \sin[2\pi f_s t - 2(j-1)\pi/3] \quad \text{Pour l'onduleur 1} \quad (2-44)$$

$$v_{ks2ref} = r \frac{E}{2} \sin[2\pi f_s t - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] \quad \text{Pour l'onduleur 2} \quad (2-45)$$

Avec : $k = a, bouc, j = 1, 2 \text{ ou } 3$.

2.7.2.b Equation de la porteuse triangulaire est exprimée

$$v_p(t) = \begin{cases} \frac{E}{2} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1 - 4k \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ \frac{E}{2} \left[4 \frac{t}{T_p} + 3 + 4k \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2-46)$$

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants :

L'indice de modulation "m" est égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$).

Le coefficient de réglage en tension "r" est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{v_m}{v_{pm}}$).

La technique MLI est basée sur comparaison des signaux de références avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

pour onduleur n = 1

$$\text{si } v_{as1ref} \geq v_p(t) f_{11} = 1 \quad \text{sinon } f_{11} = 0$$

$$siv_{bs1ref} \geq v_p(t)f_{21} = 1 \quad \text{sinon } f_{21} = 0 \quad (2-47)$$

$$siv_{cs1ref} \geq v_p(t)f_{31} = 1 \quad \text{sinon } f_{31} = 0$$

pour $onduleurn = 2$

$$siv_{as2ref} \geq v_p(t)f_{12} = 1 \quad \text{sinon } f_{12} = 0$$

$$siv_{bs2ref} \geq v_p(t)f_{22} = 1 \quad \text{sinon } f_{22} = 0 \quad (2-48)$$

$$siv_{cs2ref} \geq v_p(t)f_{32} = 1 \quad \text{sinon } f_{32} = 0$$

2-7.3 Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension

La **Figure (2-12)** représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdale :

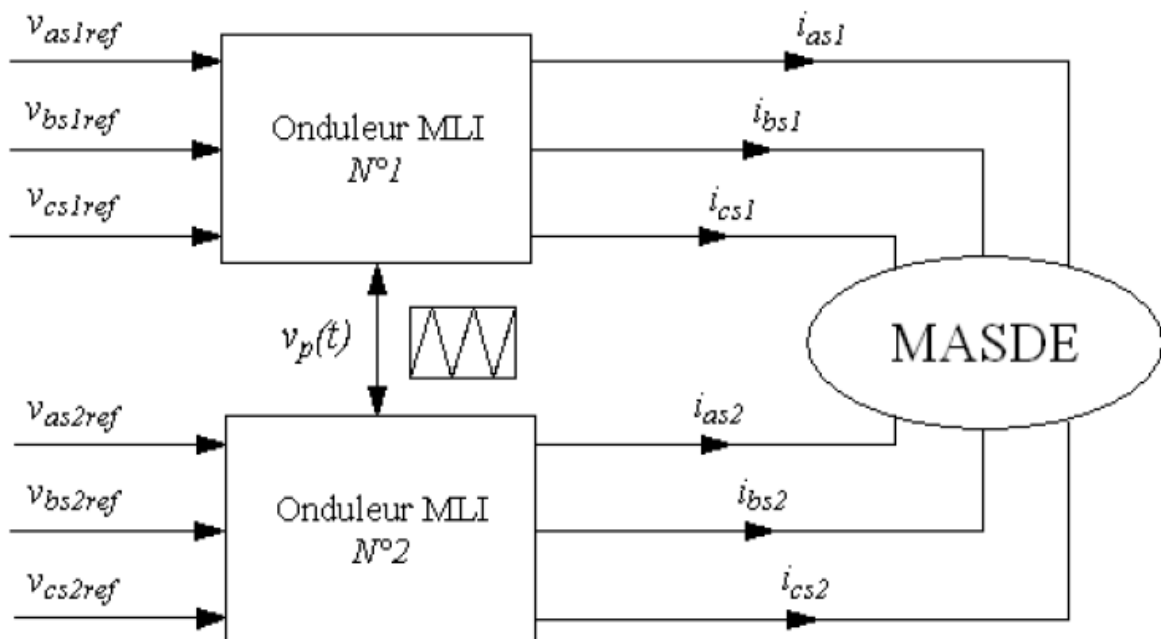


Figure 2-12: Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

2-7.4 Résultat de La simulation et MASDE alimentée par onduleur

La MASDE démarre en vide à l'instant $t=1.2$ on applique un couple de charge $c_r=15N.m$

Les Résultats de la simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs sont donnés par les figures suivantes :

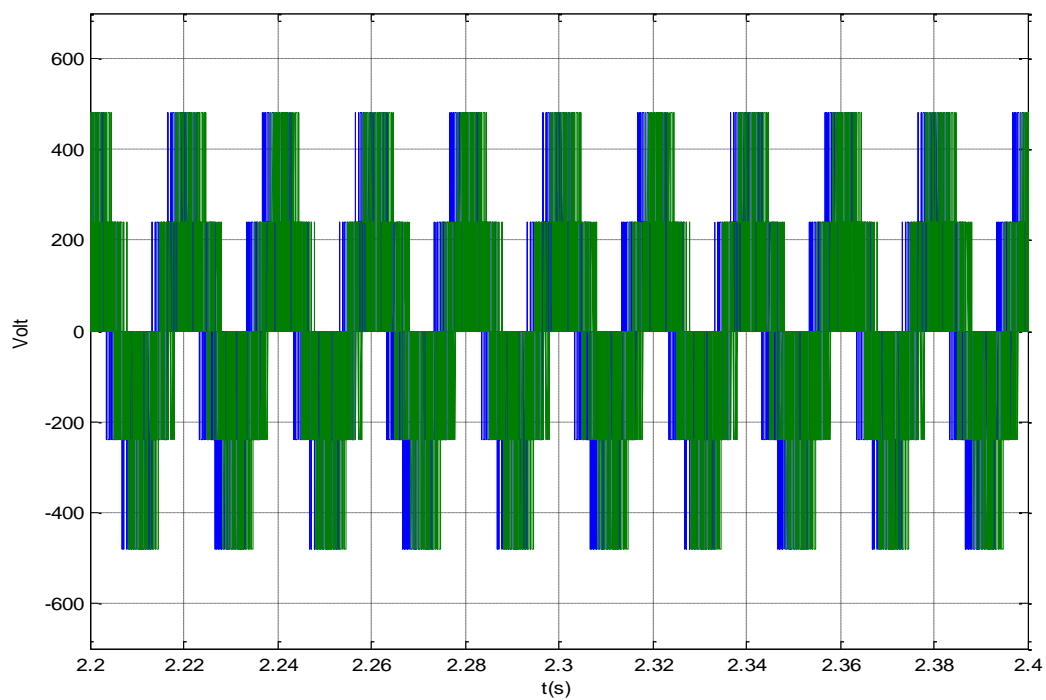


Figure 2-13 Les tensions vas1 et vas2.

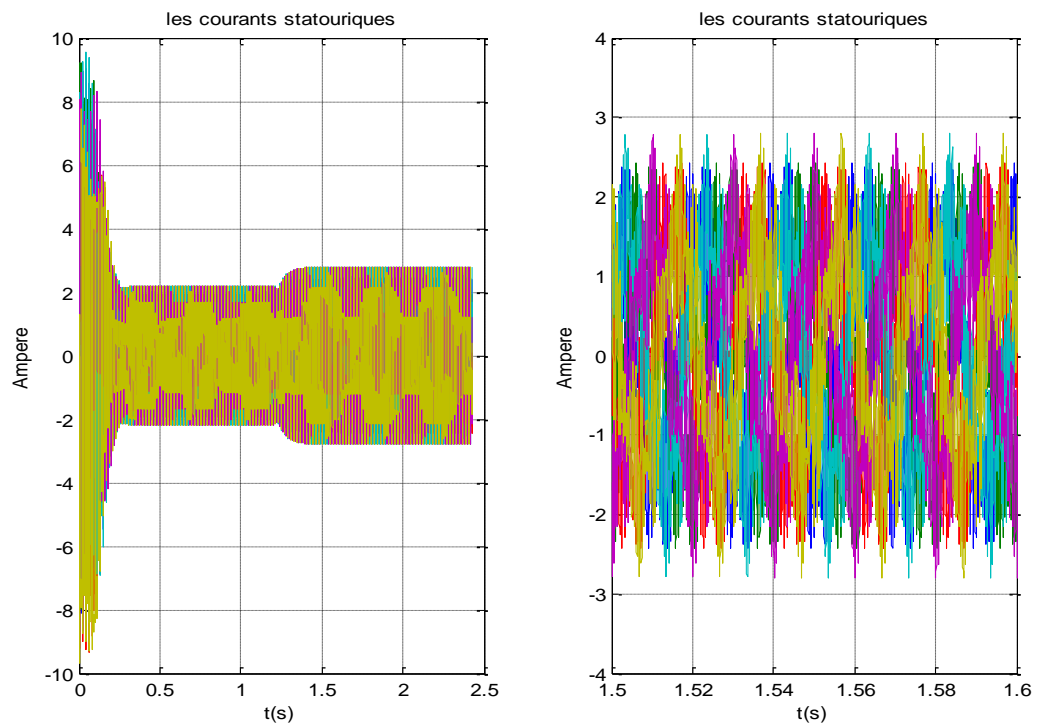


Figure 2-14 Les courants statoriques

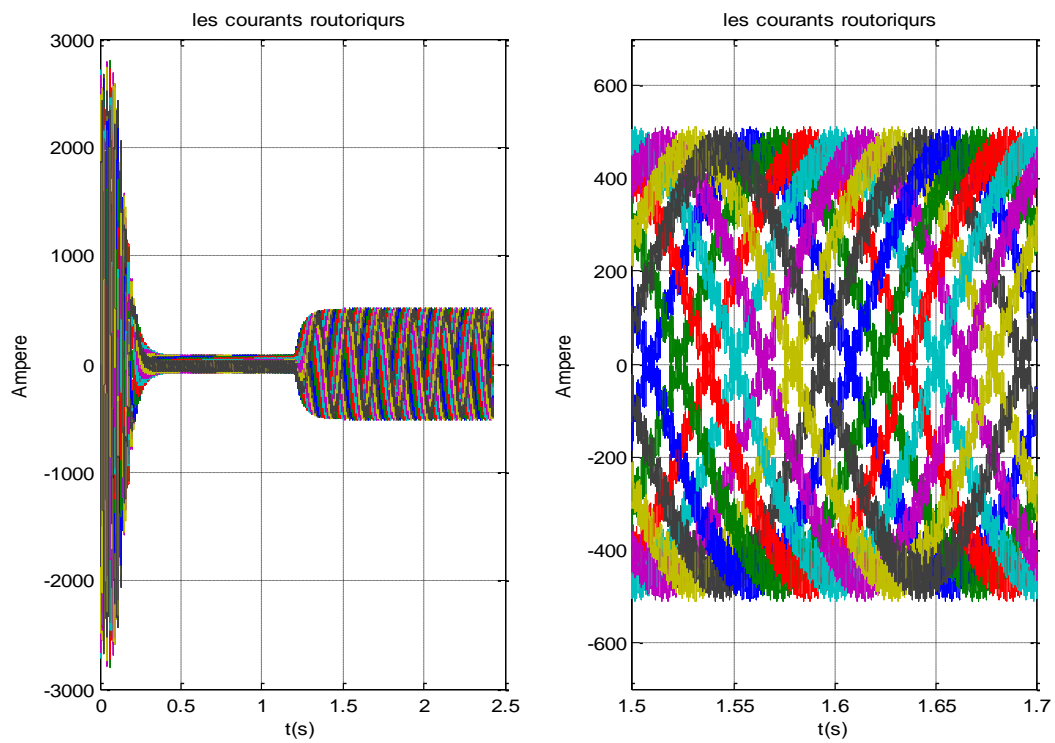


Figure 2-15 les courants rotoriques.

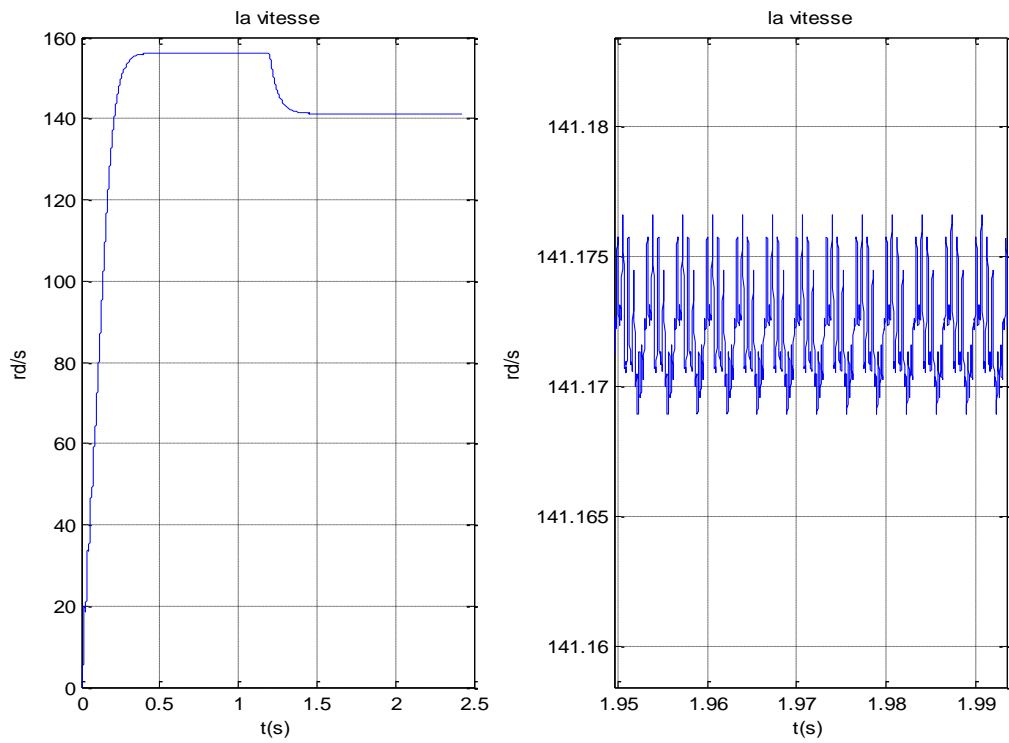


Figure 2-16 La vitesse de rotation

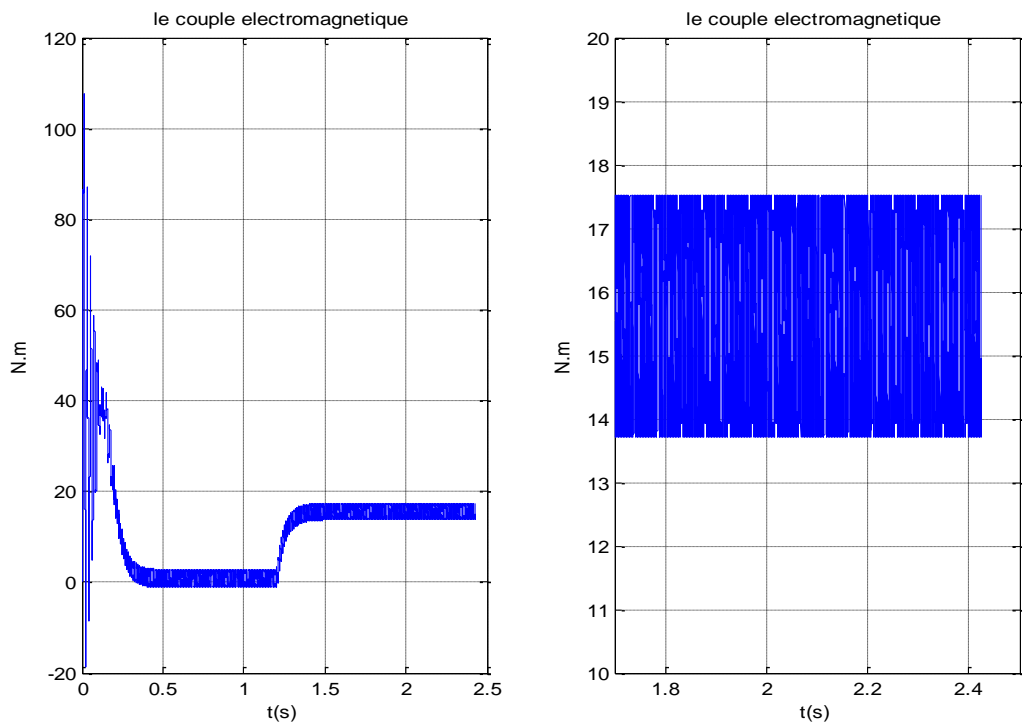


Figure 2-17 le couple électromagnétique.

Interprétations *des résultats*

- ❖ **A vide** : Alors du démarrage à vide, on constate un fort appel de courant statorique et du courant de barre. L'oscillation du couple est l'élément marquant pendant le régime transitoire (le régime transitoire jusqu'à 0.3 sec). Les oscillations du couple se font ressentir sur l'évolution de vitesse qui oscille légèrement en régime transitoire avant de se stabiliser à environ 157 rd/s (1500 tr/min) en régime permanent.
- ❖ **En charge** : Avec une application d'une charge de valeur (15N.m) à $t=1.2$ s, le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant en régime permanent. On remarque une diminution de la vitesse de rotation et une augmentation du courant statorique et du courant de barre à l'instant d'application du couple résistant.

On remarque des ondulations sur le couple électromagnétique à cause de l'alimentation par onduleur.

On peut diminuer les ondulations de couple délivré par la machine à partir de l'indice de modulation m

L'augmentation de m permet de réduire les oscillations de couple électromagnétique mais à certain limite, cette dernière dépendante à la technique de fabrication de semi-conducteur (transistor)

2-8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'établissement des modèles mathématiques de la MASDE basés sur la théorie unifiée des machines électriques, tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices. Ce modèle d'ordre élevé ne simplifie pas la simulation. En conséquence, le modèle obtenu est d'ordre réduit permettant ainsi son introduction dans un programme de simulation numérique. Ce modèle est basé sur le calcul des inductances. Les résultats de simulation de la MASDE la première partie alimentée par le réseau électrique sinusoïdal et la deuxième partie avec onduleur MLI.

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédant on a modélisé la MASDE en supposition que la F.m.m est sinusoïdale ce modèle ne soit pas appropriés pour analyser le comportement réel de la machine. Le besoin réel exige d'obtenir un modèle précis qui tient compte la disposition physique des enroulements et l'effet de cette dernière sur les performances de la machine

Le but de notre travail c'est l'analyse l'effet de bobinage sur les courants statoriques, les courants rotoriques et le couple électromagnétiques

Premièrement on va calculer les inductances de la machine et obtenir le modèle en suit on va alimenter la MASDE par réseau équilibré en suite par deux onduleurs MLI et analyser l'interaction entre les harmoniques d'espaces et de temps

3.2 L'origine des harmoniques spatiaux dans les machines électriques tournantes

Les harmoniques sont diverses, dans la littérature on distingue [19] [20]:

- ❖ Les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice, dus à la distribution non sinusoïdale des conducteurs.
- ❖ Les harmoniques de géométrie dus particulièrement à la présence d'encoches.

3.2.1 Les harmoniques d'espace

La présence des harmoniques d'espace se traduit par une répartition spatiale non sinusoïdale des forces magnétomotrices présentes dans les machines. En effet, le fait de disposer d'un nombre limité de phases et l'obligation d'utiliser des conducteurs (spires ou barres) cantonnés dans des encoches, sont à l'origine d'une distribution non uniforme de la densité de courant sur les pourtours des armatures (stator et rotor). La technique de Toliyat et Lipo qui introduit la notion de la fonction d'enroulement, permet de décrire la distribution de force magnétomotrice dans une machine et par la suite, on déduit les valeurs des inductances associées (point abordé dans le prochain paragraphe)[22].

a Calcul des inductances avec prise en compte les harmoniques d'espace (notion de la fonction d'enroulement)

L'approche de la fonction d'enroulement a été en premier lieu appliquée pour considérer les harmoniques d'espace de l'induction magnétique, donc pour un modèle à distribution non sinusoïdale. Cette approche prend en considération la géométrie réelle de la machine ainsi que la distribution de l'enroulement, ce qui permet donc le calcul des inductances en tenant compte de tous les harmoniques d'espaces. L'inductance entre deux enroulements quelconques "i" et "j", dans n'importe quelle machine électrique est donnée par l'expression suivante [23][24][25][26] :

$$L_{i,j} = \mu_0 \cdot r \cdot l \int_0^{2\pi} \frac{n_i(\varphi, \theta) \cdot N_i(\varphi, \theta)}{g(\varphi, \theta)} d\theta \quad (3-1)$$

Ou : μ_0 , r , l , $n_i(\varphi, \theta)$, $N_i(\varphi, \theta)$, $g(\varphi, \theta)$: représentent respectivement la perméabilité à vide de l'air, le rayon moyenne de l'entrefer, la longueur active du circuit magnétique, la fonction de distribution, la fonction d'enroulement et l'entrefer. A l'aide de cet approche présentée ci-dessus, nous pouvons calculer les inductances de magnétisation ou les inductances mutuelles entre les enroulements qu'ils soient fixes comme le cas des enroulements des phases statoriques, tournants comme dans le cas des enroulements rotoriques (entre mailles s'il est à cage d'écurie). Ou tournant l'un par rapport à l'autre comme dans le cas des enroulements des phases statoriques et des mailles rotoriques.

a-1 Inductances statoriques

La figure (3-1) représente une bobine élémentaire "b" formée de N_c conducteurs (faisceau) "aller" et de N_c conducteurs "retour" constituant ainsi N_c spires en série dans une partie d'une encoche statorique.

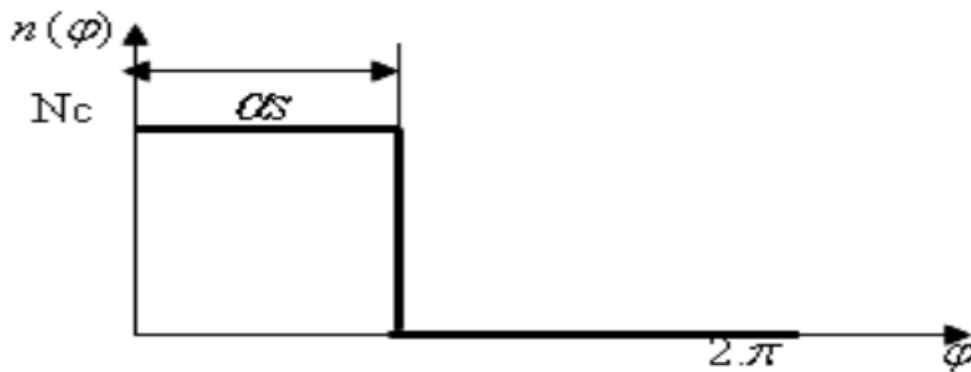


Figure 3-1 La fonction de distribution d'une bobine élémentaire.

La figure (3-1) se répète :

- " N_e " Fois, avec un déphasage de $\frac{2\pi}{N_s}$.
- " p " Fois, avec un déphasage de $\frac{2\pi}{p}$.

$$nq(\varphi) = \sum_{k=0}^{p-1} \sum_{i=0}^{N_e} n\left(\varphi + i \frac{2\pi}{N_s} + k \frac{2\pi}{p} - q \frac{2\pi}{3p}\right). \quad (3-2)$$

P : Le nombre de paires de pôles.

N_e : Le nombre d'encoches par pôle et par phase.

N_s : Le nombre d'encoches statoriques.

N_c : Le nombre de conducteurs par encoche du stator.

N_t : Le nombre de dents par pas d'enroulement.

nb : Le nombre de barres du rotor.

$$\alpha_s = Q \frac{2\pi}{N_s} : \text{l'ouverture d'une spire statorique.} \quad (3-3)$$

$q=0$: pour la phase 'a'.

$q=1$: pour la phase 'b'.

$q=2$: pour la phase 'c'.

Après développement en série de Fourier, on trouve :

$$nq(\varphi) = C_0 + \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}^2}{h} \cos\left(hp\left(\varphi - \theta_0 - q\frac{2\pi}{3p}\right)\right). \quad (3-4)$$

$$N_t = N_c N_e p. \quad (3-5)$$

$$K_{bh} = K_{rh} K_{dh}. \quad (3-6)$$

$$K_{dh} = \frac{\sin\left(hp\pi\frac{N_e}{N_s}\right)}{N_e \sin\left(hp\frac{\pi}{N_s}\right)}, \quad (3-7)$$

$$K_{rh} = \sin\left(hp\pi\frac{Q}{N_s}\right), \quad (3-8)$$

$$C_0 = \frac{N_t Q}{N_s} = \langle nq(\theta) \rangle > 0. \quad (3-9)$$

K_{bh} : Le coefficient de bobinage.

K_{dh} : Le coefficient de distribution.

K_{rh} : Le coefficient de raccourcissement.

On a la fonction d'enroulement égale :

$$N(\varphi, \theta) = n(\varphi, \theta) - \langle n \rangle ; N(\varphi, \theta) = n(\varphi, \theta) - C_0.$$

Donc la fonction d'enroulement de la bobine "b" de la phase "q" :

$$nq(\varphi) = \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}^2}{h} \cos\left(hp\left(\varphi - \theta_0 - q\frac{2\pi}{3p}\right)\right). \quad (3-10)$$

α-1-1 Inductances de magnétisation statorique

L'inductance de magnétisation d'une phase 'q' du stator et calculée d'après

L'équation (3-01) par l'intégrale ci-dessous :

$$L_{mq} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_q(\varphi) N_q(\varphi) d\varphi. \quad (3-11)$$

Quelques soit la phase 'q' l'inductance de magnétisation est donnée comme

Suit :

$$L_{mq} = \frac{4\mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{p^2 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_b^2 h}{h^2}. \quad (3-12)$$

a-1-2 Inductances mutuelles entre phases statorique

L'induction mutuelle entre l'enroulement de la phase 'a' et l'enroulement de

La phase 'b' s'obtient à partir de :

$$L_{ab} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_a(\varphi) N_b(\varphi) d\varphi.$$

On trouve après calcul ;

$$m_s = L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} = \frac{4\mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{p^2} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_b h^2}{h^2} \cos\left(h \frac{2\pi}{3}\right). \quad (3-13)$$

a-2 Inductances rotoriques

L'inductance magnétisante d'une boucle rotorique déduire par l'expression suivant

$$L_{mrj} = \frac{\Phi_{rj-j}}{i_{rj}} = \frac{2\pi\mu_0(nb-1)rl}{gnb^2} \quad (3-14)$$

L'inductance de la $j^{\text{ième}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance de magnétisation, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite deux segments d'anneaux de court-circuit fermant la maille est dont l'expression et donnée par :

$$L_{rjj} = L_{mrj} + L_{bj} + L_{b(j+1)} + 2L_e \quad (3-15)$$

a-2-1 Inductance mutuelle entre maille du rotor

Les inductances mutuelles entre la $j^{\text{ième}}$ maille et les mailles adjacentes est non adjacentes sont exprimées par les relations suivantes :

$$L_{r(j+1)-j} = \frac{\Phi_{r(j+1)-j}}{i_{rj}} = L_{b(j+1)} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{gn_b^2} L_{b(j+1)} \quad (3-16)$$

$$L_{r(j-1)-j} = \frac{\Phi_{r(j-1)-j}}{i_{rj}} = L_{b(j-1)} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{gn_b^2} L_{bj} \quad (3-17)$$

b Inductance mutuelle entre la phase 'q' et une maille 'k'

L'inductance de la $q^{\text{ème}}$ maille est obtenue à l'aide de l'intégrale suivante

$$L_{sq.rk} = L_{sr} = \int_0^{2\pi} n_{sq}(\varphi, \theta_r) \cdot N_{rk}(\varphi) d\varphi \quad (3-18)$$

On trouve après calcul

$$L_{sq.rk} = L_{s1r} = \sum_{h=1}^{\infty} M_h \cdot \cos \left[hp \left(\theta_r + \left(j - \frac{1}{2} \right) ar - q \frac{2\pi}{3p} \right) \right] \quad (3-19)$$

$$L_{s2r} = \sum_{h=1}^{\infty} M_h \cdot \cos \left[hp \left(\theta_r + \left(j - \frac{1}{2} \right) ar - q \frac{2\pi}{3p} - \frac{\alpha}{p} \right) \right] \quad (3-20)$$

$$M_h = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot l}{g_0} \frac{N_t k_b h}{p^2 \pi h^2} \sin \left(\frac{h \cdot p \cdot ar}{2} \right) \quad (3-21)$$

3.3 Résultats des Simulations de la MASDE en tenant compte les harmoniques d'espaces

On a alimenté la MASDE par deux réseaux triphasés équilibrés et décalés de l'angle α . La machine démarre en vide, à l'instant $t=1.2s$ on applique un couple résistant de valeur $c_r=15N.m$. Les résultats de la simulation de la MASDE avec la prise en compte des harmoniques d'espaces sont représentés dans les figures suivantes :

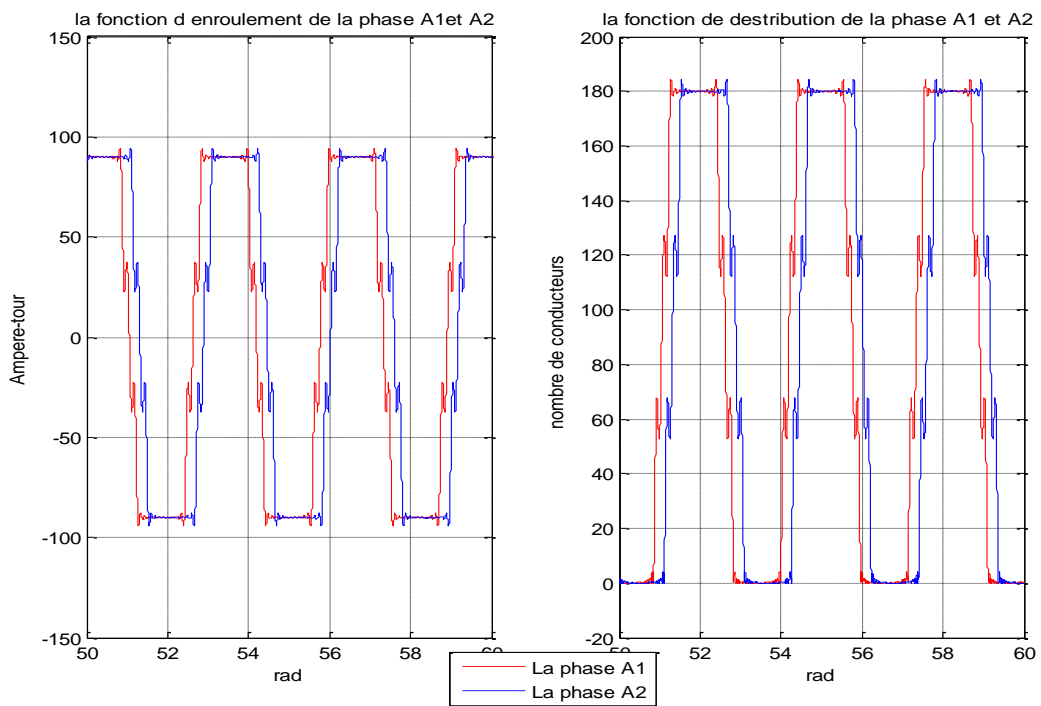


Figure 3-02 La fonction d'enroulement et distribution pour les phases A1et A2

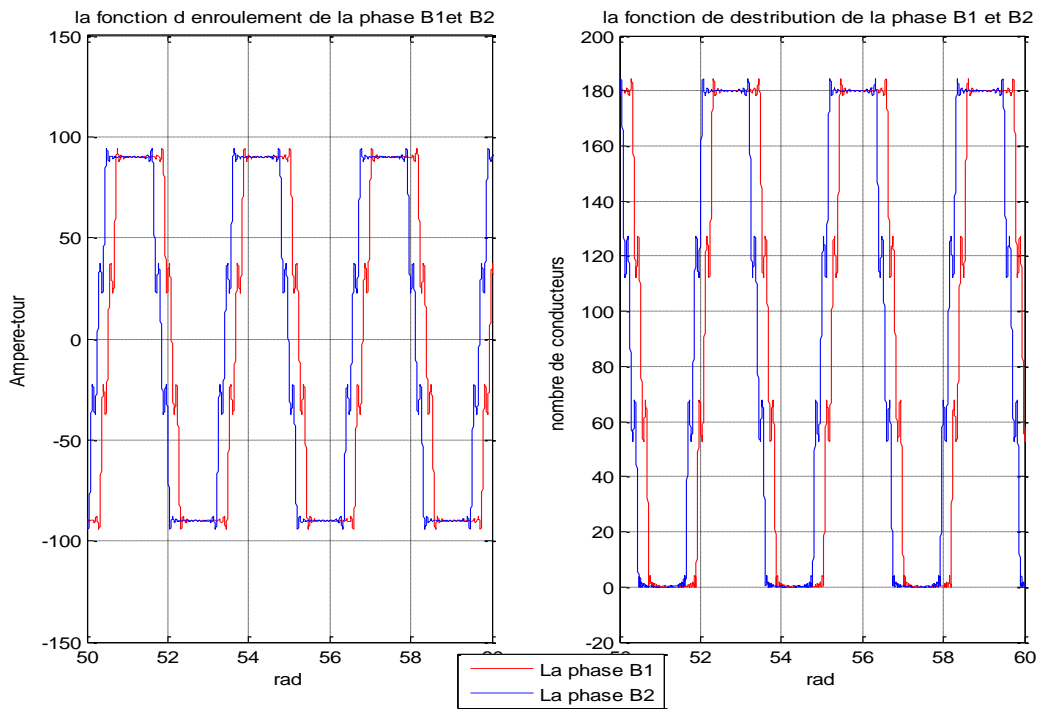


Figure 3-03 La fonction d'enroulement et distribution pour les phases B1et B2

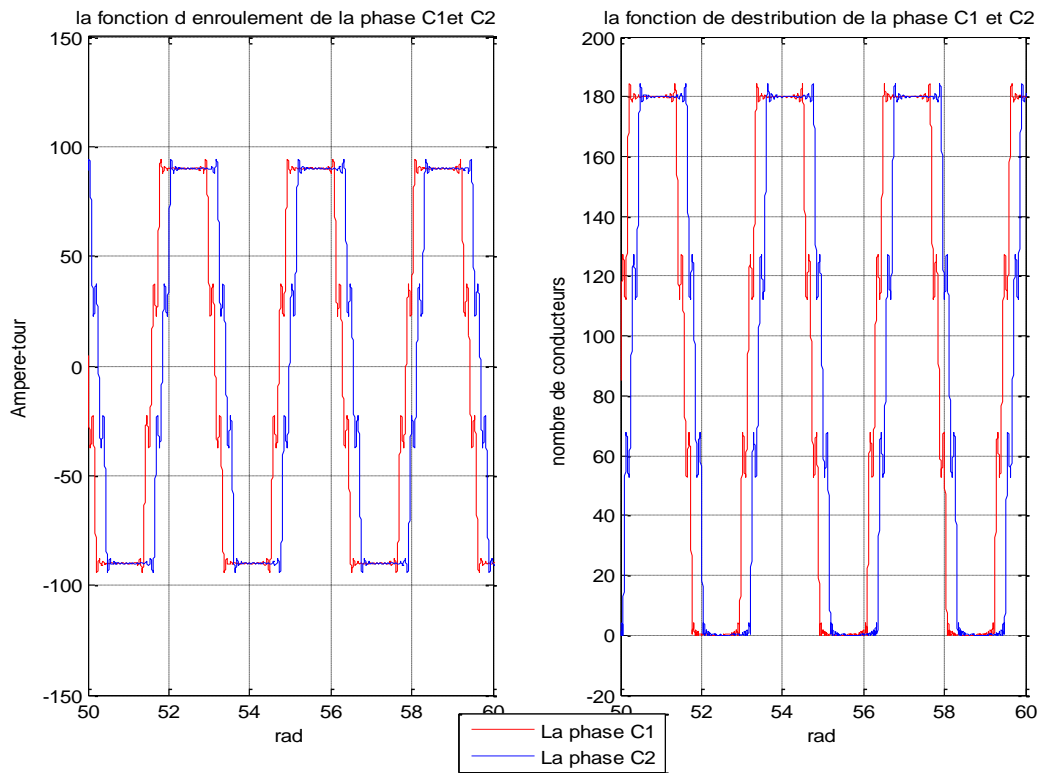


Figure 3-04 La fonction d'enroulement et distribution pour les phases C1et C2

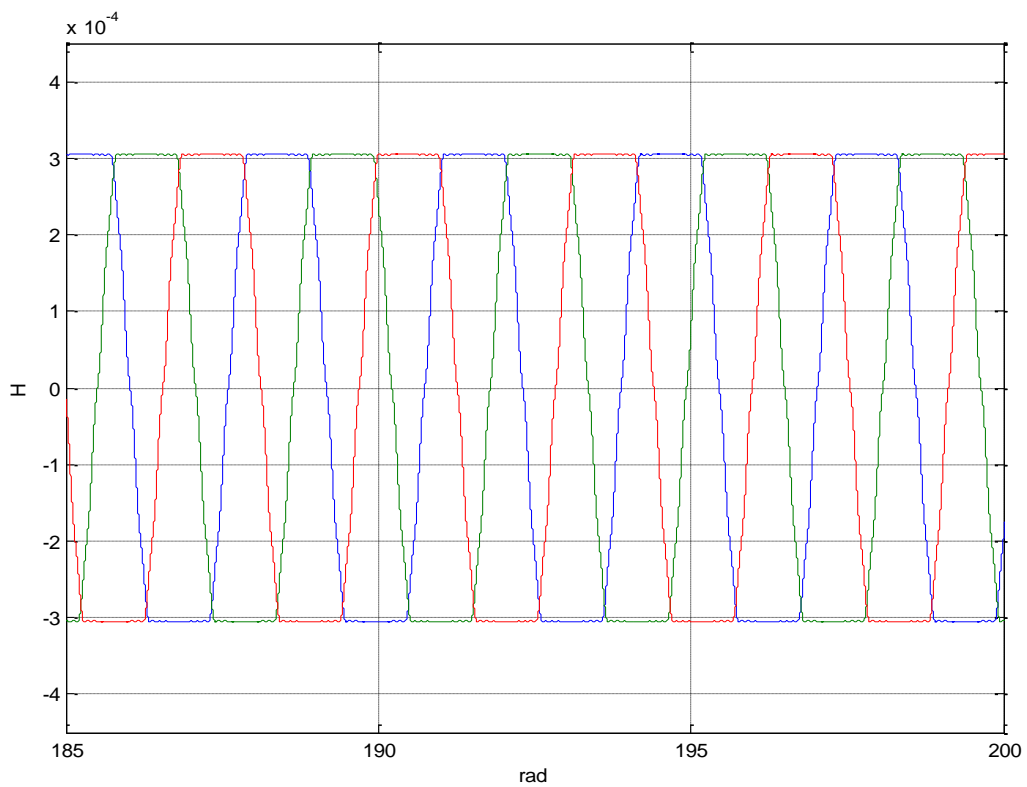


Figure 3-05 Les inductances mutuelles entre le stator 1 et la première maille rotorique.

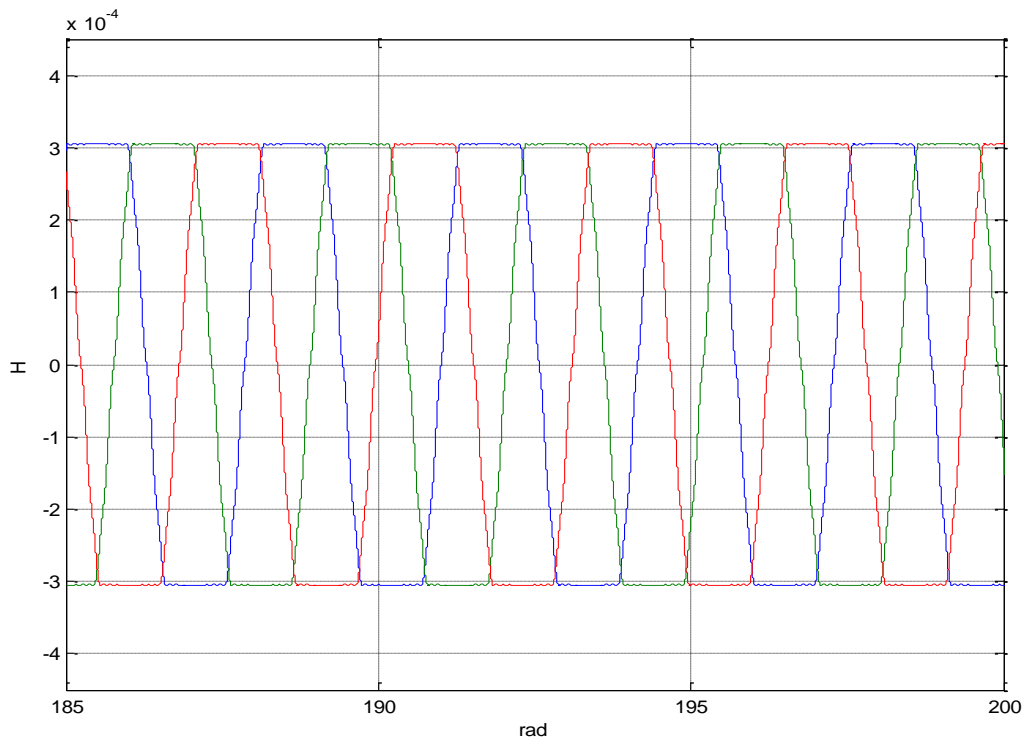


Figure 3-06 Les inductances mutuelles entre le stator 2 et la première maille rotorique.

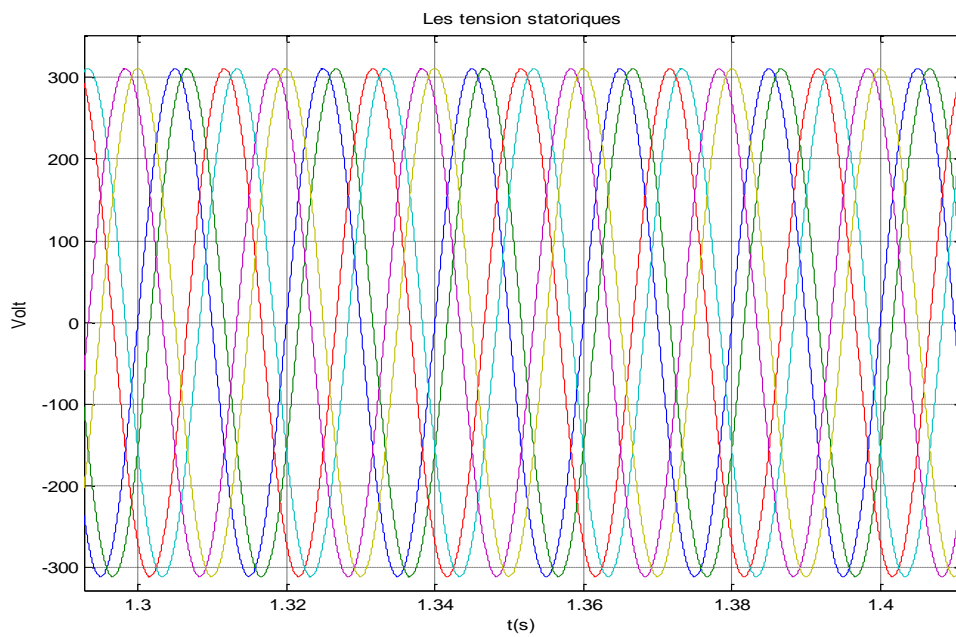


Figure 3-07 Les tensions statoriques.

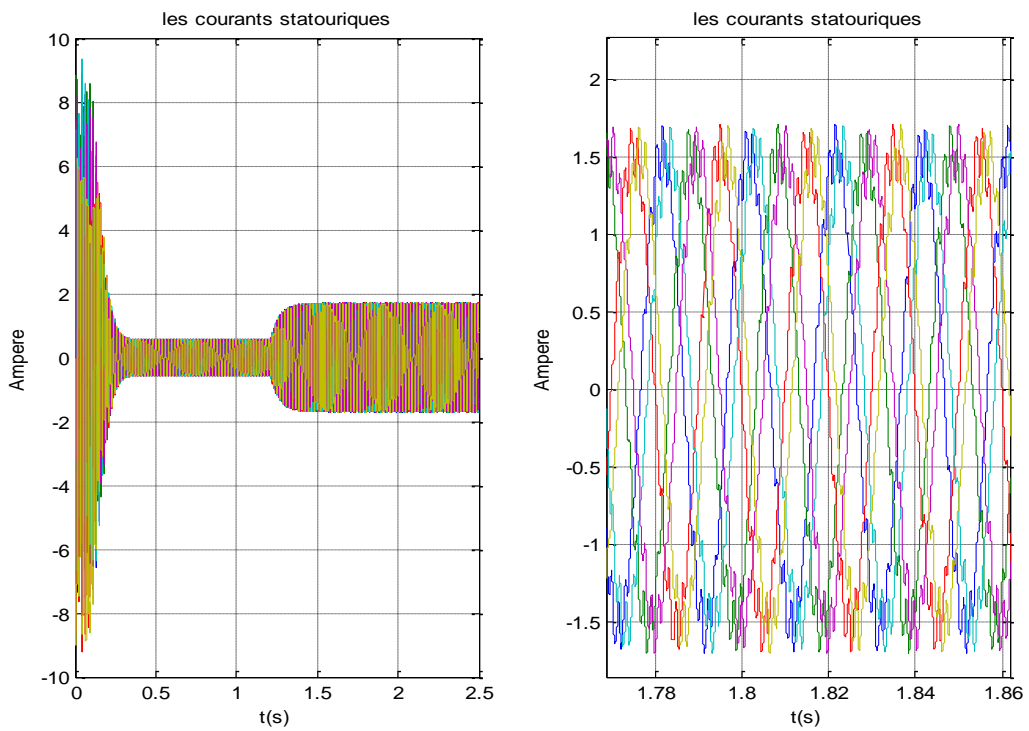


Figure 3-08 Les courants statouriques.

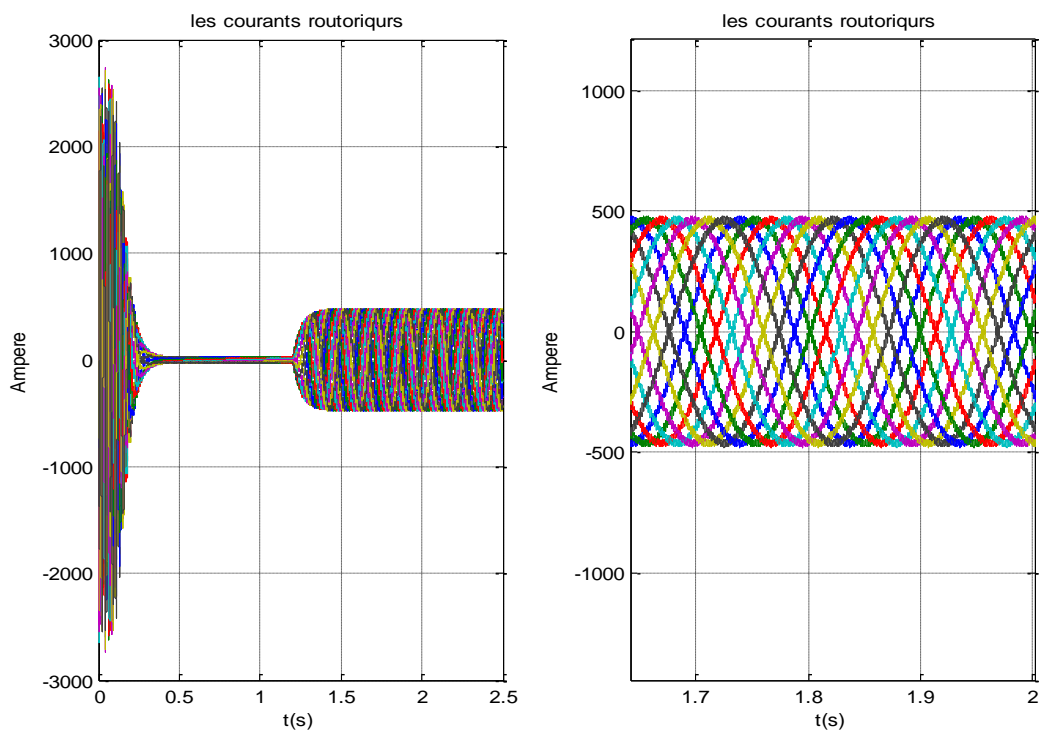


Figure 3-09 les courants rotoriques.

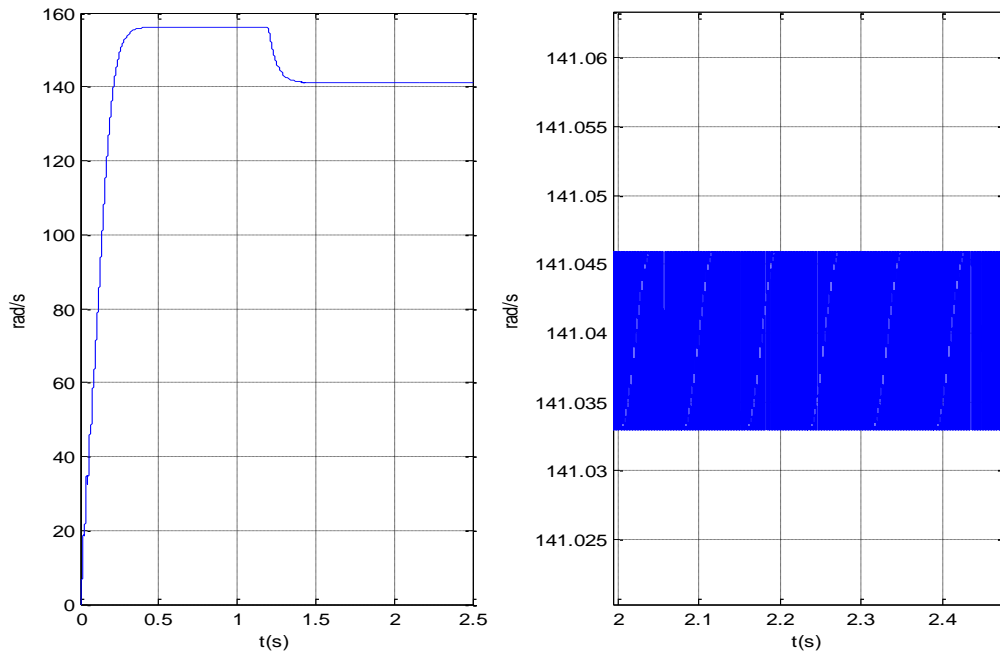


Figure 3-10 La vitesse de la machine.

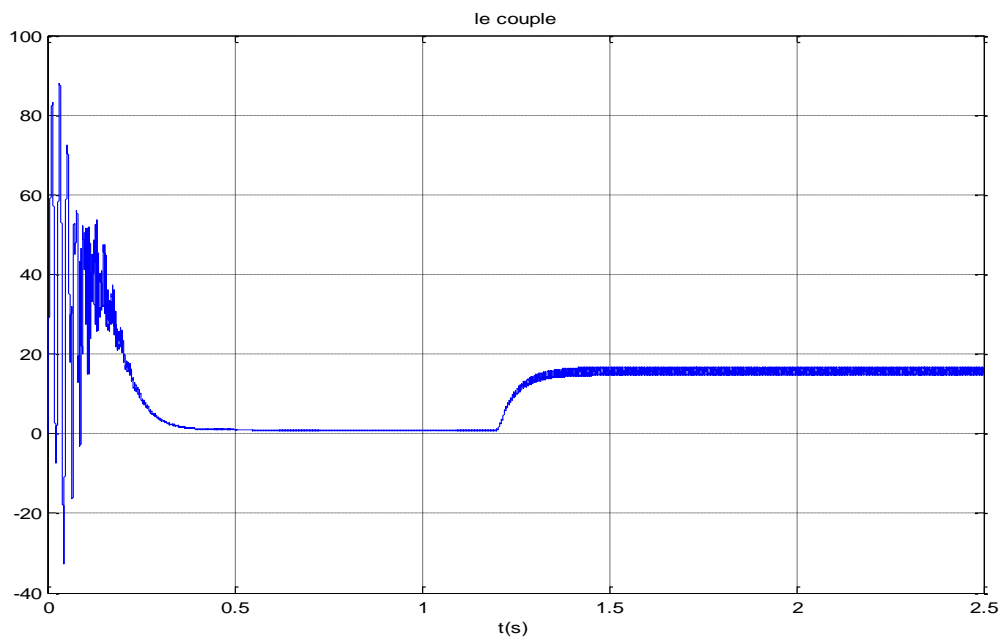


Figure 3-11 Le couple électromagnétique.

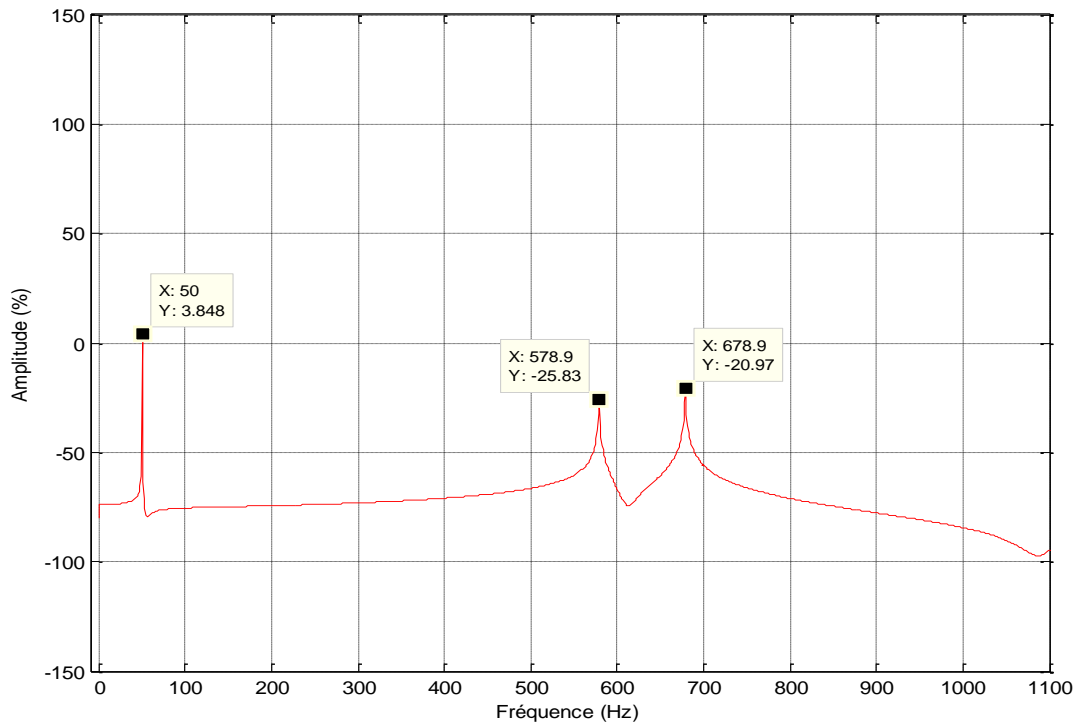


Figure 3-12 Les spectres du courant statoriques.

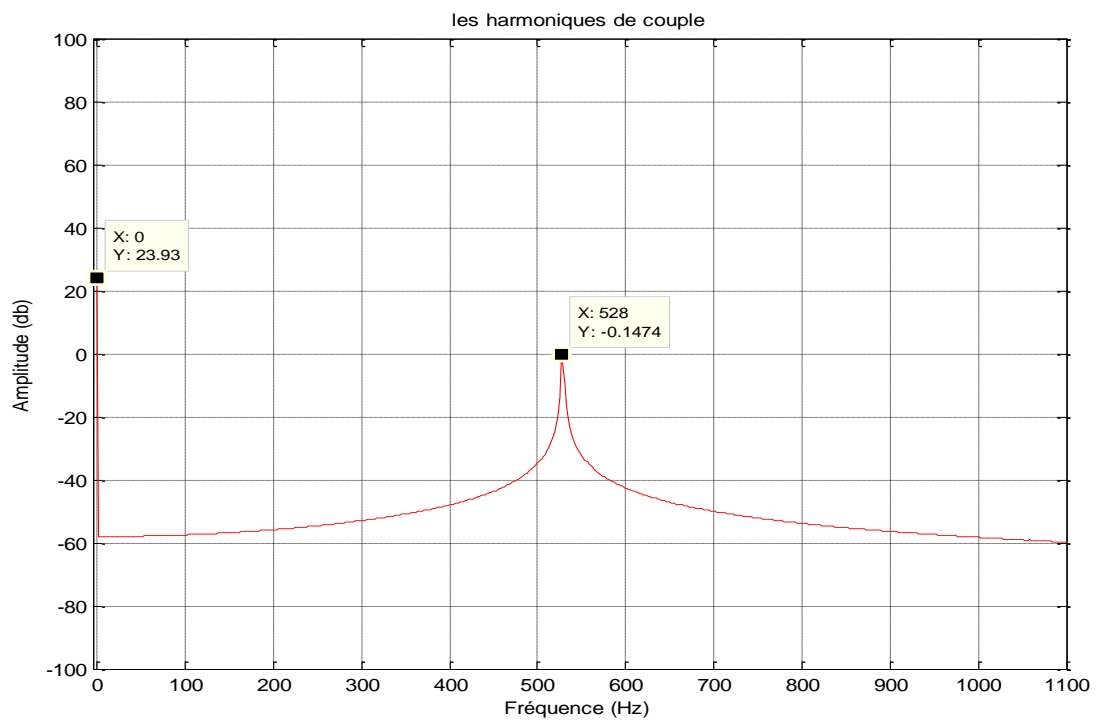


Figure 3-13 Le spectre du couple électromagnétique

Interprétation des résultats

- ❖ **A vide** : Alors du démarrage à vide, on constate un fort appel de courant statorique et du courant de barre. L'oscillation du couple est l'élément marquant pendant le régime transitoire (le régime transitoire jusqu'à 0.3 sec). Les oscillations du couple se font ressentir sur l'évolution de vitesse qui oscille légèrement en régime transitoire avant de se stabiliser à environ 157 rd/s (1500 tr/min) en régime permanent.
- ❖ **En charge** : Avec une application d'une charge de valeur (15N.m) à $t=1.2$ s, le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant en régime permanent. On remarque une diminution de la vitesse de rotation et une augmentation du courant statorique et du courant de barre à l'instant d'application du couple résistant. Les courants statoriques i_{s1} et i_{s2} des deux étoiles sont déphasés de 30° et leurs amplitudes maximales sont égales.

On remarque aussi que la forme des courants statoriques et les courant rotoriques n'est pas sinusoïdale.

L'ondulation du couple électromagnétique dépend de ces courants et les inductances mutuelle stator rotor

L'analyse spectrale du courant statorique (**Figure 3-12**) montre la présence des harmoniques d'espace définis par la formule suivante [29]

$$f_h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1 - g) \pm 1 \right) f_s.$$

$$\lambda = 1, 2, 3 \dots \dots$$

Par exemple la fréquence $f_{s1} = 578.9 \text{ Hz}$, la présente dans (**Figure 3-11**)

Pour :

$$g=0.1019, p=2, \lambda=1.$$

$$f_{s1} = \left(\frac{1.28}{2} (1 - 0.1019) - 1 \right) 50 = 578.6624 \text{ Hz}$$

Par exemple la fréquence $f_{s2} = 678.9 \text{ Hz}$, la présente dans (**Figure 3-11**)

$$f_{s2} = \left(\frac{1.28}{2} (1 - 0.1019) + 1 \right) 50 = 678.6624 \text{ Hz}$$

Les harmoniques d'espaces se manifestent par des ondulations, dans la forme temporelle du courant, du couple électromagnétique et la vitesse.

3.4 Mise en place du modèle avec introduction des harmoniques d'alimentation

3.4.1 Introduction

L'essor considérable que connaissent aujourd'hui les entraînements électriques, est dû au progrès de moyens de calcul puissants, et au développement de l'électronique de puissance. Dans la variation de vitesse des machines à courant alternatif, la machine asynchrone est devenue le cheval de bataille des entraînements à vitesse variable et c'est probablement la machine qui présente le meilleur compromis coût, robustesse, performances. Si l'alimentation de machines électriques triphasées par des convertisseurs reste une solution simple et robuste, elle engendre néanmoins des perturbations sur le réseau ainsi que de fortes ondulations du couple moteur particulièrement à faible vitesse. La recherche de machines dont la disposition et le nombre des enroulements réduit ces ondulations de couple a amené à l'utilisation de la machine multiphasée.

Après avoir étudié l'influence des harmoniques d'espace sur le couple électromagnétique de la machine, on va étudier la fluctuation du couple due aux harmoniques d'alimentation et analyser les interactions entre les harmoniques d'espace et de temps.

3.4.2 Etude de la MASDE avec la prise en compte des harmoniques d'alimentation

La machine double étoile est la machine multiphasée la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre une segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué. Le but de notre étude dans cette partie est de savoir l'effet des harmoniques de temps et d'espaces et l'interaction entre les deux sur les performances de la machine [26] [27].

3.5 Résultats des Simulations de la MASDE en tenant compte les harmoniques d'espaces et de temps

On a alimenté la MASDE par deux onduleurs triphasé décalé d'angle α . La machine démarre en vide, à l'instant $t=1.4s$ on applique un couple résistif de valeur $c_r=15N.m$. Les résultats de la simulation de la MASDE avec la prise en compte les harmoniques d'espaces et de temps sont représentées dans les figures suivantes :

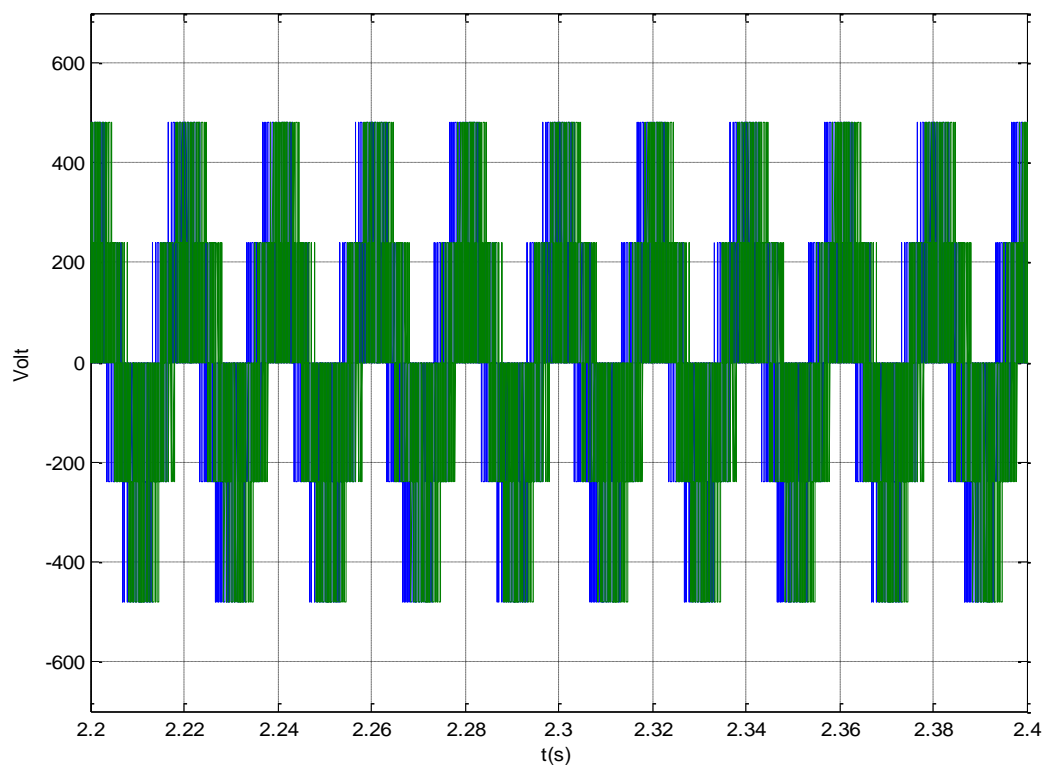


Figure 3-14 Les tensions statoriques.

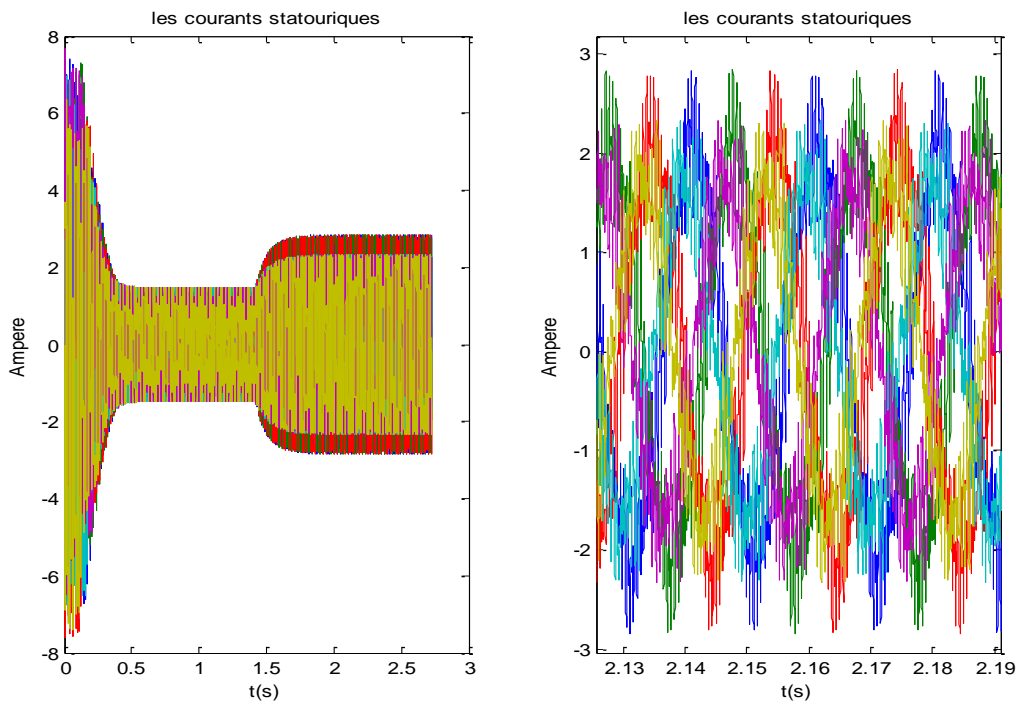


Figure 3-15 Les courants statoriques.

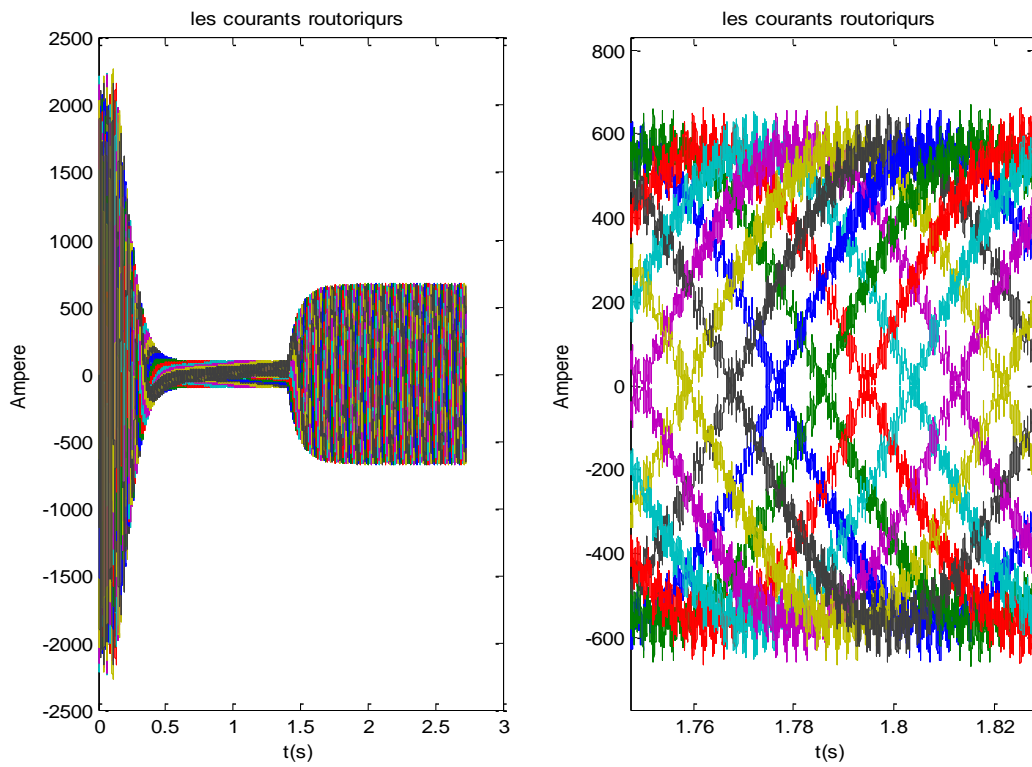


Figure 3-16 Les courants rotoriques.

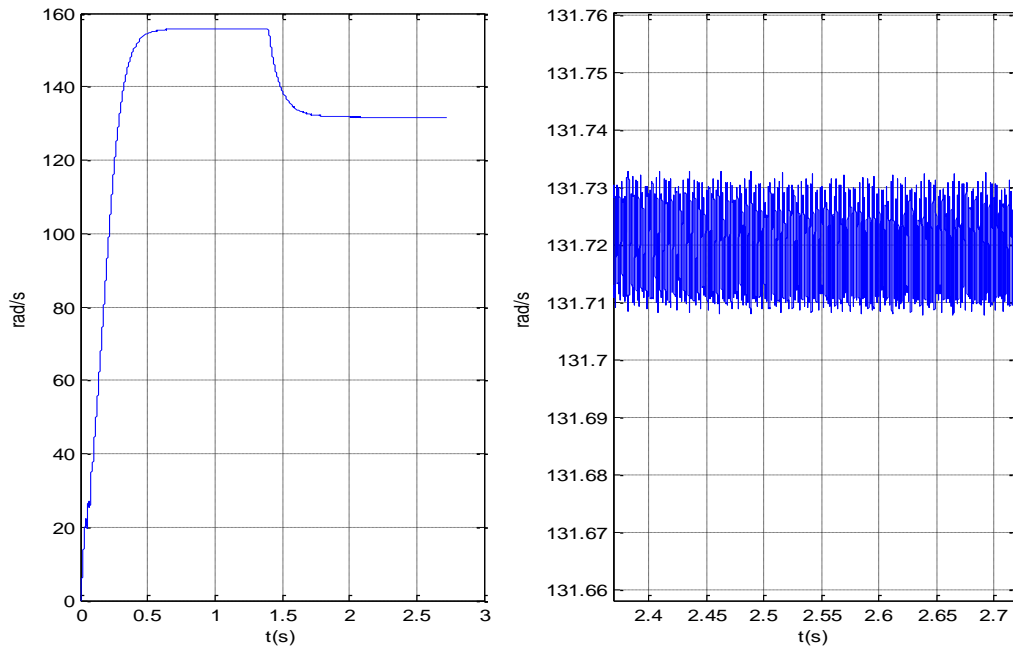


Figure 3-17 La vitesse de la machine.

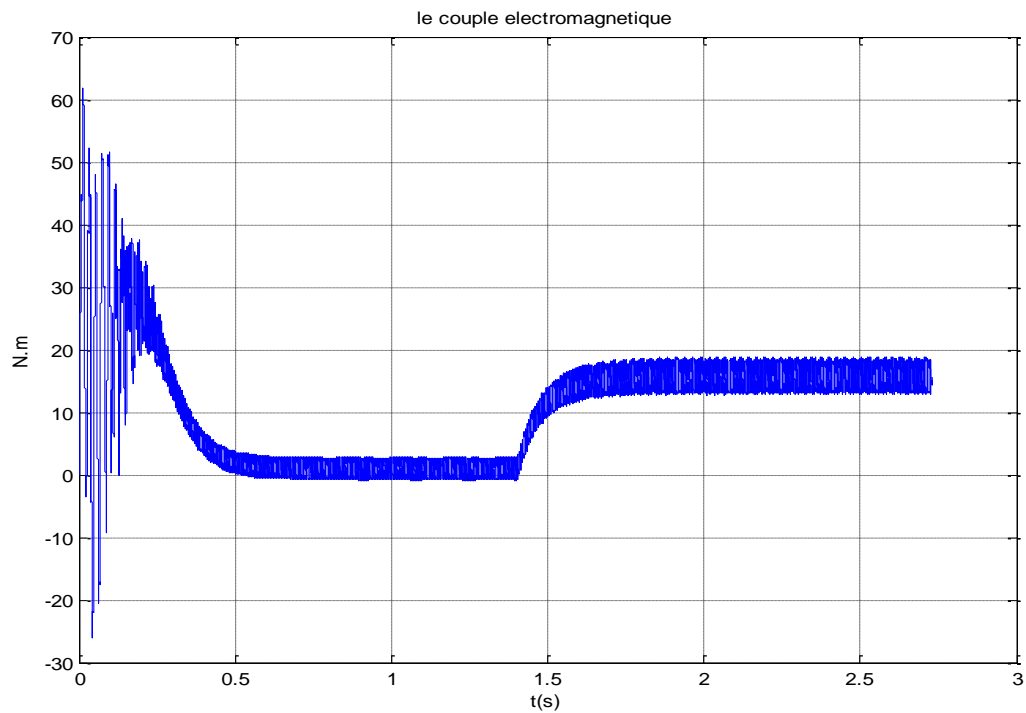


Figure 3-18 Le couple électromagnétique.

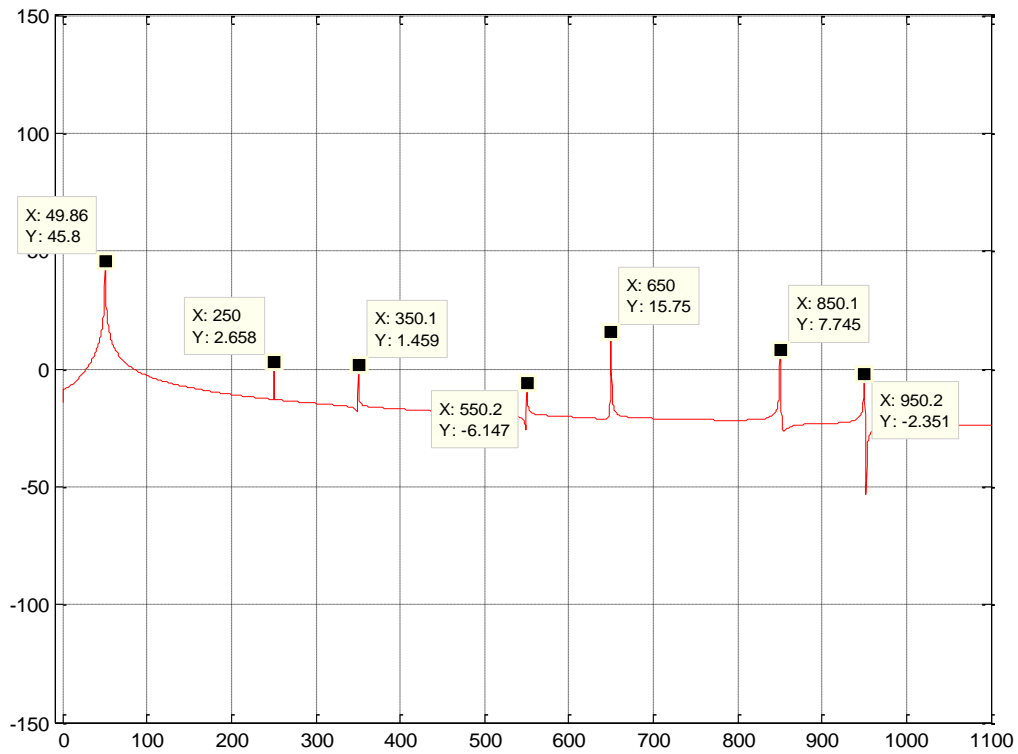


Figure 3-19 Les spectres de la tension.

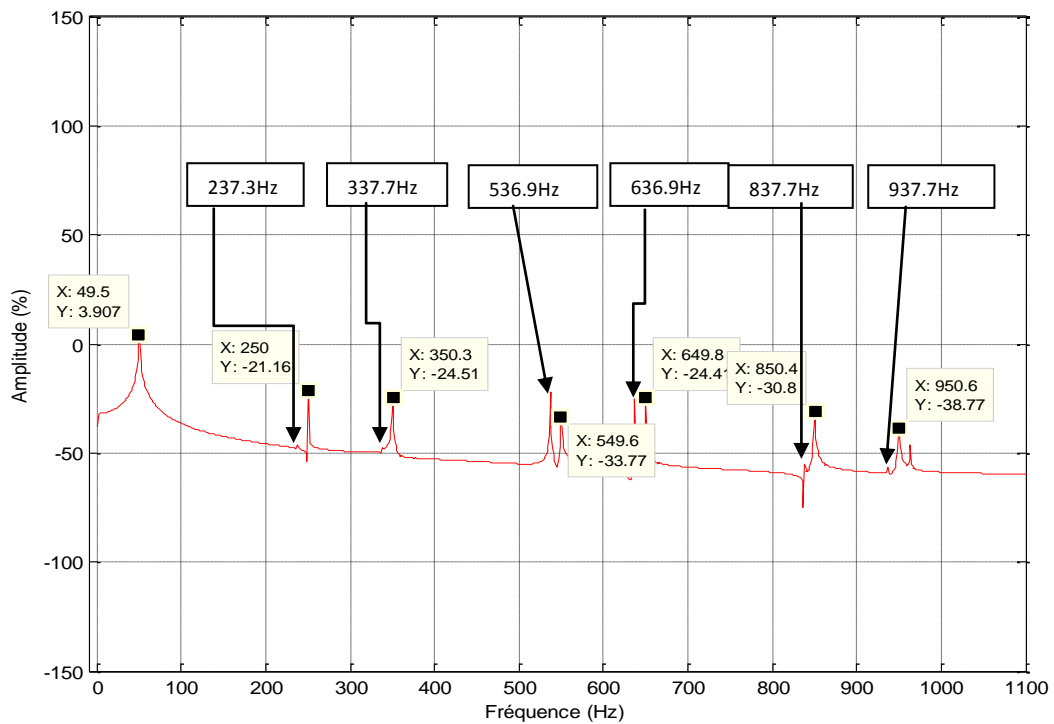


Figure 3-20 Le spectre du courant.

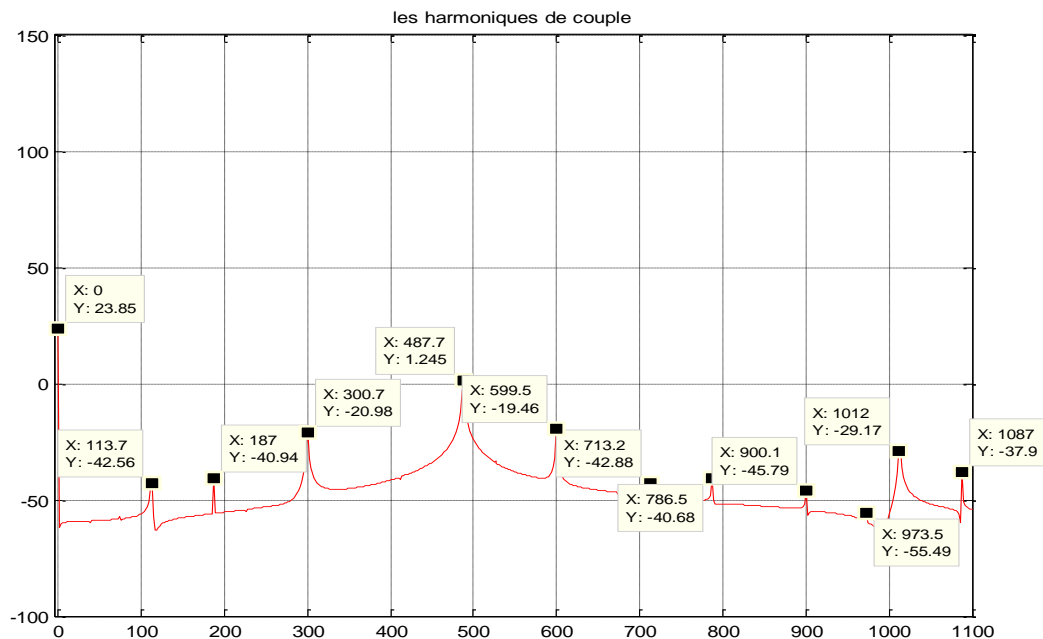


Figure 3-21 Le spectre du couple.

Interprétation des résultats

Quand on tient compte des harmoniques d'espaces et de temps on remarque une augmentation au niveau des ondulations de couple et de courants si l'on compare avec le cas où on prend en considération les harmoniques de temps ou l'espaces.

L'analyse spectrale de courants montre l'apparition des autres harmoniques, ces harmoniques sont dus à l'interaction entre les harmoniques d'espaces et les harmoniques de temps.

A l'aide de la figure (3-20) on peut définir les deux types d'harmoniques :

Les harmoniques d'espaces définissent par les fréquences 536.9Hz et 636.9Hz

Les harmoniques de temps définissent par les fréquences 250Hz ,350Hz ,550Hz ,650Hz, 850Hz, 950Hz

L'harmonique définie par la fréquence 337.3Hz est à l'interaction entre les harmoniques d'espaces et de temps

La formule suivante utilisée pour identifier les harmoniques d'interaction [30].

$$f_{sh} = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1 - g) \pm N_{rh} \right) f_s \quad (3-23)$$

$$N_{rh} = \pm 1, 5, 7, 11 \dots \dots \dots$$

$$\lambda = 1, 2, 3, \dots \dots \dots$$

Par exemple la fréquence $f_{sh} = 337.7\text{Hz}$ présente dans la **figure (3-19)** vérifier l'équation (3-23) pour un glissement $g = 0.1611$ on trouve :

$$f_{sh} = \left(\frac{1.28}{2} (1 - 0.1611) - 5 \right) 50 = 337.19\text{Hz}$$

De même façon pour $f_{sh} = 837.19\text{Hz}$ et pour les autres harmoniques d'interactions

$$f_{sh} = \left(\frac{1.28}{2} (1 - 0.1611) + 5 \right) 50 = 837.7\text{Hz}$$

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude de l'influence de bobinage sur les performances de la machine asynchrone double étoile, les inductances sont calculer en tenant compte les harmoniques d'espace en utilisant l'approche de la fonction d'enroulement et le calcul de champ magnétique.

On a alimenté la machine par alimentation sinusoïdale, en suite par onduleur, donc on a considéré premièrement les harmoniques d'espaces seulement et deuxièmement la présence des harmoniques de temps et d'espaces et analyser l'interaction entre les deux.

4.1 Introduction

La modélisation et l'identification des paramètres de la machine électrique avec défaut entre spires du bobinage stator sont des étapes importantes pour la détection de ce type de défaut et son diagnostics. Les modèles doivent présenter un compromis entre simplicité et précision. L'utilisation des modèles externes simplifiés de défaut peut s'avérer limitée, car il est difficile, même théoriquement, d'inclure toutes les imperfections qui existent dans la machine en présence d'un défaut. Toutefois, les modèles sont nécessaires pour étudier le comportement des différentes variables de la machine et d'en déduire des signatures caractéristiques d'un défaut quelconque. L'étude du comportement des machines électriques avec défaut grâce à ces modèles permet la prédiction des grandeurs externes qui peuvent être mesurées et exploitée par des techniques de diagnostics.

Dans ce chapitre nous nous présentent les différents défauts :

- ❖ Résultats des simulations de la MASDE avec défaut.
- ❖ Résultats des simulations de la MASDE alimenté par onduleur (les harmoniques de temps) avec défaut.
- ❖ Résultats des simulations de la MASDE et harmoniques d'espaces avec défaut.
- ❖ Résultats des simulations de la MASDE alimenté par onduleur (les harmoniques de temps) et harmoniques d'espace avec défaut.

4.2 Modèle circuit électrique avec défaut

Comme dans le cas de la machine asynchrone, nous définissons un défaut entre-spires comme étant un court-circuit entre les spires d'une même phase via une résistance dont la valeur définit la sévérité du défaut. En pratique, ce défaut peut être dû à une altération des isolants (vernis ou émail) sur les fils du cuivre. Nous représentons une telle situation par un circuit supplémentaire liant une partie de la phase en défaut vers le point neutre comme indiqué sur la (Figure 4-1). Dans cette figure le bobinage de la phase as est subdivisé en deux parties: La partie saine (as_1) et la partie court-circuitée (as_1'). La résistance de défaut (r_f) dont la valeur varie entre l'infini pour une machine saine et zéro pour un court-circuit

franc, n'est qu'une représentation globale de phénomènes locaux qui peuvent être dispersés tout le long des bobines.

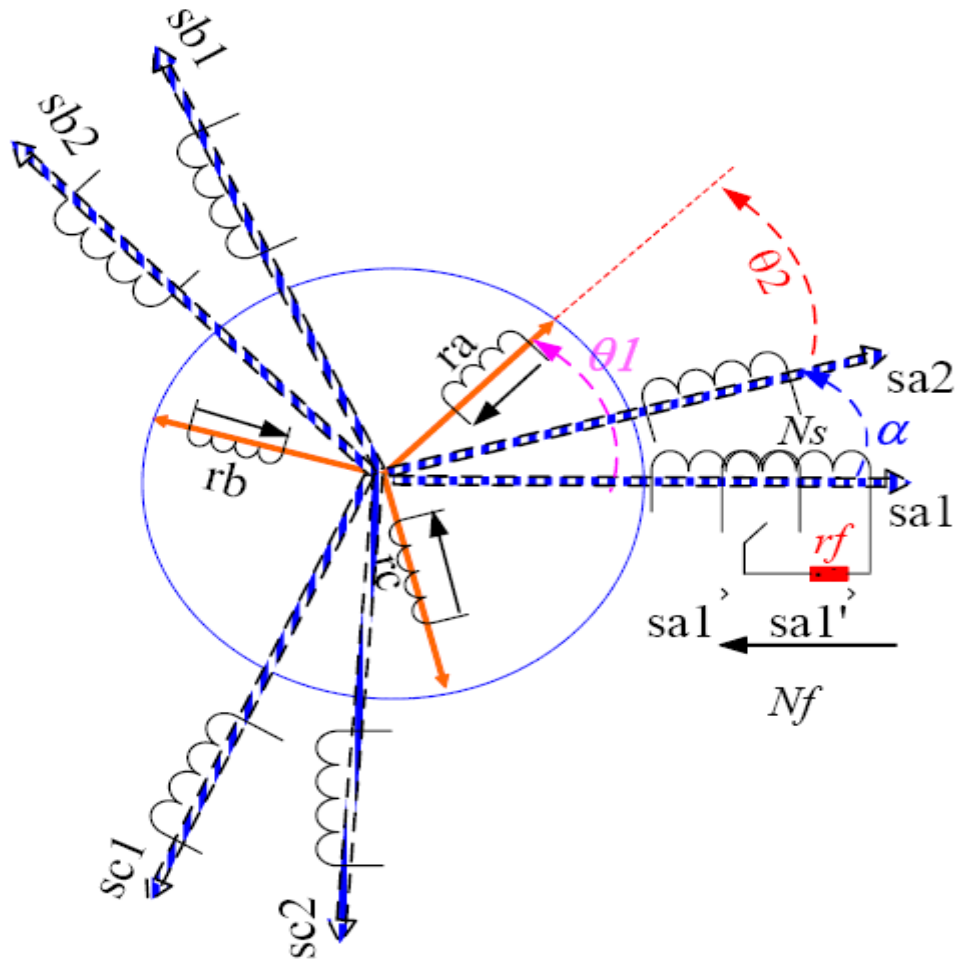


Figure 4-1-Schéma de principe d'un défaut entre spires sur une phase statorique as1.

4.3 Les équations mathématiques

Dans le référentiel (a, b, c) les équations de tensions et flux s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} [V_{s1}] \\ [V_{s2}] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{s1}] & 0 & 0 \\ 0 & [R_{s2}] & 0 \\ 0 & 0 & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (4-01)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss1}] & [L_{s1s2}] & [M_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{ss2}] & [M_{s2r}] \\ [M_{rs1}] & [M_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (4-02)$$

$$[R_{s1}] = \text{diag}(r_s[(1-\mu)\mu \ 1 \ 1]) \quad (4-03)$$

$$[R_{s1}] = \text{diag}(r_s[1 \ 1 \ 1]) \quad (4-04)$$

$$[L_{ss1}] = L_{ls}[(1-\mu)^2\mu^2 \ 1 \ 1] + \dots L_{ms} \begin{bmatrix} (1-\mu)^2 & \mu(1-\mu) & -\frac{1-\mu}{2} & -\frac{1-\mu}{2} \\ \mu(1-\mu) & \mu^2 & \frac{-\mu}{2} & \frac{-\mu}{2} \\ -\frac{1-\mu}{2} & \frac{-\mu}{2} & 1 & \frac{-1}{2} \\ -\frac{1-\mu}{2} & \frac{-\mu}{2} & \frac{-1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (4-05)$$

$$[L_{ss2}] = L_{ls}[1 \ 1 \ 1] + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ \frac{-1}{2} & 1 & \frac{-1}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (4-06)$$

$$[L_{s1s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} (1-\mu)C_1 & (1-\mu)C_2 & (1-\mu)C_3 \\ \mu C_1 & \mu C_2 & \mu C_2 \\ C_3 & C_1 & C_2 \\ C_2 & C_3 & C_1 \end{bmatrix} \quad (4-07)$$

$$[L_{s2s1}] = [L_{s1s2}]' \quad (4-08)$$

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} (1-\mu)L_{ar1} & (1-\mu)L_{ar2} & (1-\mu)L_{ar3} & \dots & (1-\mu)L_{ar(nb-1)} & (1-\mu)L_{ar_{nb}} & (1-\mu)L_{ae} \\ \mu L_{ar1} & \mu L_{ar2} & \mu L_{ar3} & \dots & \mu L_{ar(nb-1)} & \mu L_{ar_{nb}} & \mu L_{ae} \\ L_{br1} & L_{br2} & L_{br3} & \dots & L_{br(nb-1)} & L_{br_{nb}} & L_{be} \\ L_{cr1} & L_{cr2} & L_{cr3} & \dots & L_{cr(nb-1)} & L_{cr_{nb}} & L_{ce} \end{bmatrix} \quad (4-09)$$

$$[L_{s2r}] = \begin{bmatrix} L_{a2r1} & L_{a2r2} & L_{a2r3} & L_{a2r(nb-1)} & L_{a2r_{nb}} & L_{a2e} \\ L_{b2r1} & L_{b2r2} & L_{b2r3} & \dots L_{b2r(nb-1)} & L_{b2r_{nb}} & L_{b2e} \\ L_{c2r1} & L_{c2r2} & L_{c2r3} & L_{c2r(nb-1)} & L_{c2r_{nb}} & L_{c2e} \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

Les constantes de ces matrices sont :

$$C1 = \cos(\alpha), C2 = \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right), C3 = \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right).$$

Les vecteurs des tensions et courants statoriques :

$$[V_{s,abc1}] = [V_{sa1} V'_{sa1} V_{sb1} V_{sc1} V_{sa2} V_{sb2} V_{sc3}]' \quad (4-11)$$

$$[I_{s,abc1}] = [I_{sa1} I'_{sa1} I_{sb1} I_{sc1} I_{sa2} I_{sb2} I_{sc2}]' \quad (4-12)$$

$$[I_r] = [I_{r1} I_{r2} \dots \dots \dots I_{r(n_b-1)} I_{r(n_b)} I_{re}]' \quad (4-13)$$

4.4 Résultats des simulations de la MASDE avec défaut

Cette simulation décrit un modèle simplifié de défaut entre les spires statoriques qui nécessite uniquement les paramètres électriques de la machine, ce modèle est basé sur des hypothèses simplificatrices que les enroulements de la machine sont à distribution sinusoïdale.

On a alimenté la machine par un réseau équilibré, à l'instant $t=1s$ on a appliqué un couple de charge ($c_r=15N.m$), à $t=2s$ on a un défaut de court-circuit de valeur $u=0.05$.

Les résultats de la simulation de la MASDE avec présence de défaut entre spires sont représentés dans les figures suivantes :

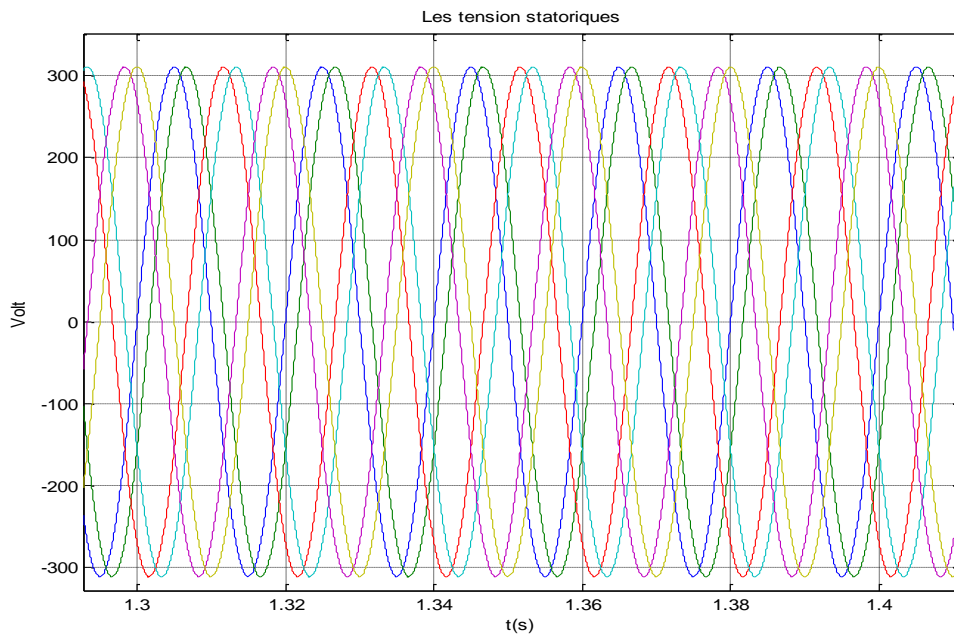


Figure 4-02 Les tensions statoriques.

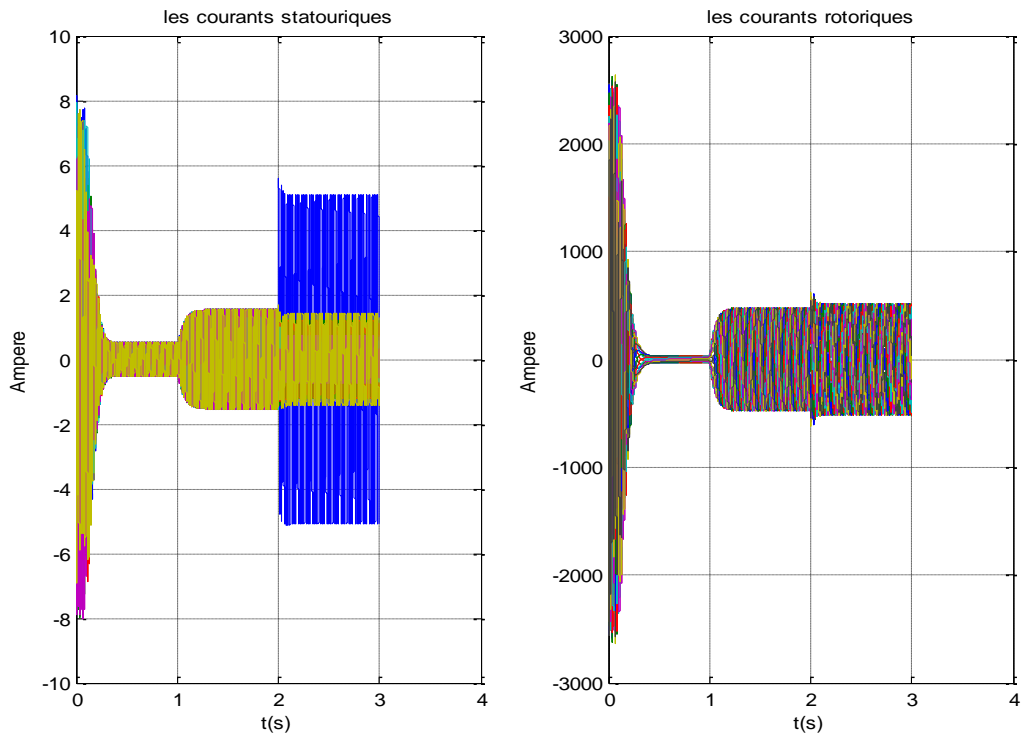


Figure 4-03 Les six courants statoriques et les courants rotoriques.

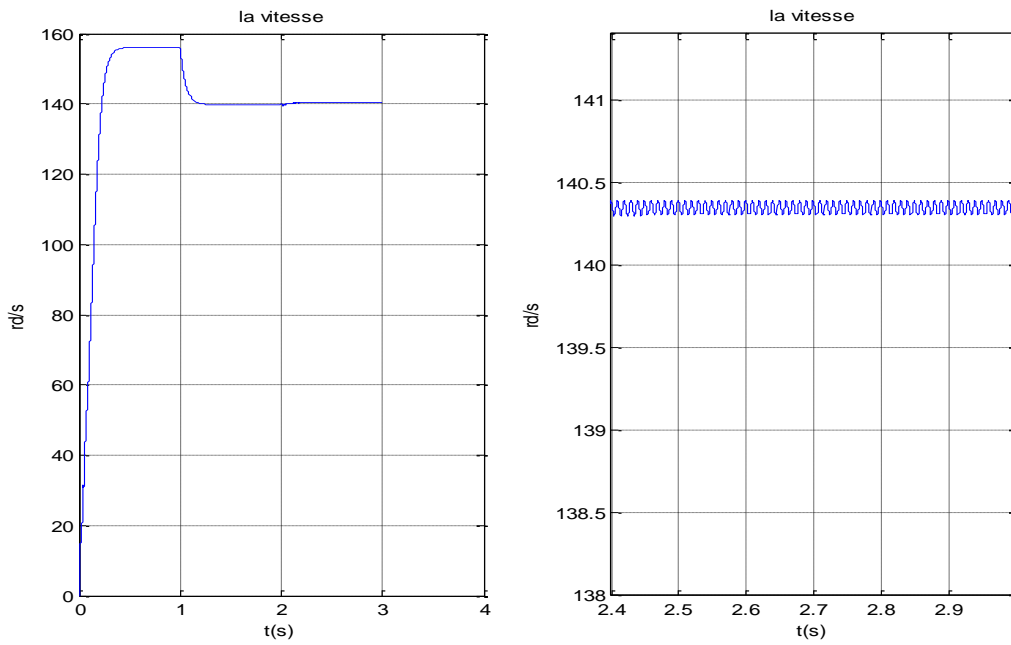


Figure 4-04 La vitesse avec 05% de spire en court-circuit.

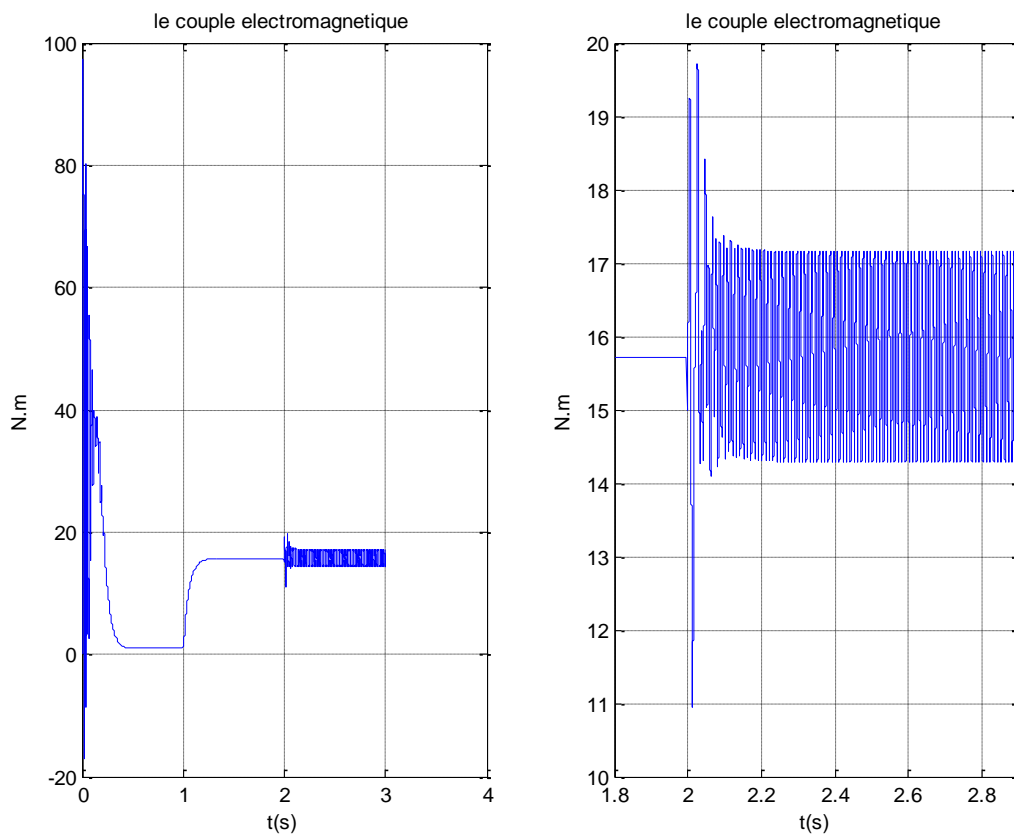


Figure 4-05 Le couple avec 05% de spire en court-circuit.

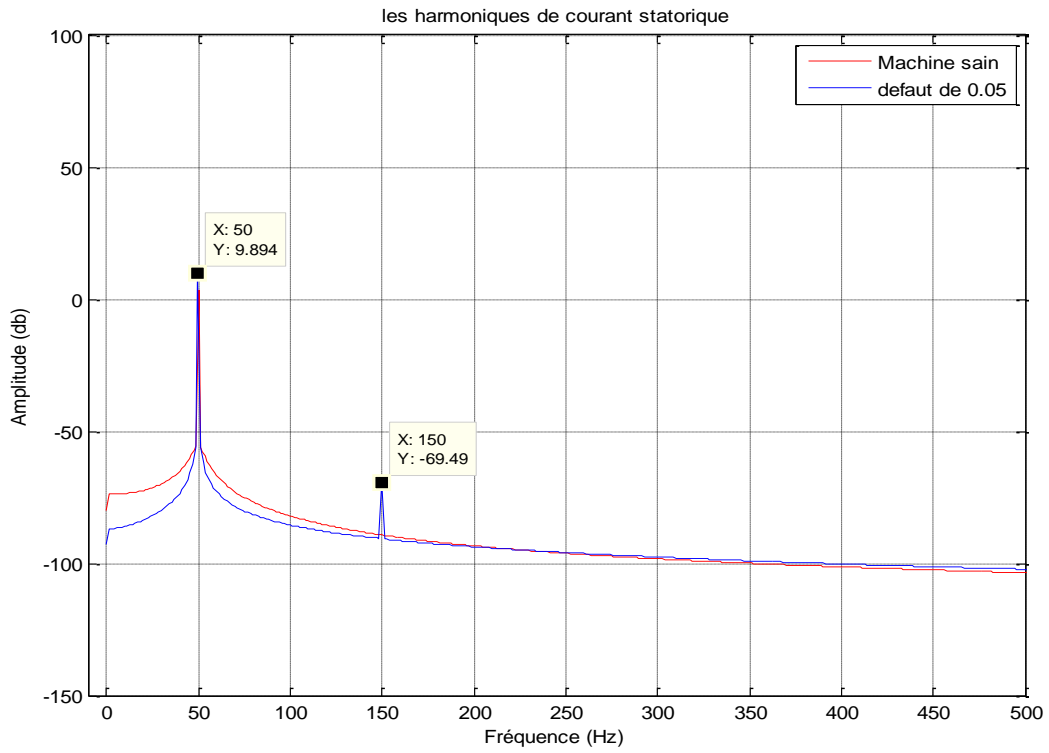


Figure 4-06 Les spectres du courant statorique pour le régime sain et défaut entre spire de $u=0.05$.

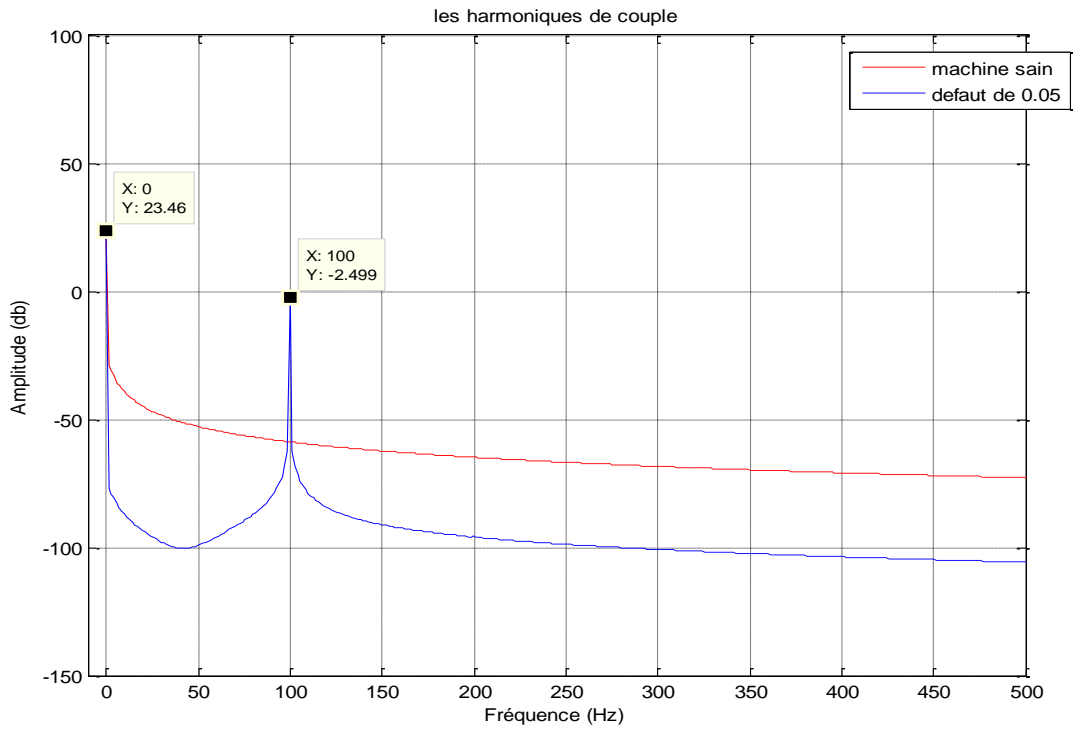


Figure 4-07 Les spectres du couple pour le régime sain et défaut entre spire de $u=0.05$.

Interprétation des résultats

Nous constatons que l'amplitude du courant dans la phase présentent un court-circuit est supérieur aux courants des autres phases. Les courants rotoriques augmentent par rapport au cas de la machine saine.

Cette variation des courants provoque des ondulations sur le couple électromagnétique et sur la vitesse de la machine

L'analyse spectrale de courant montre l'apparition d'harmonique de fréquence 150Hz, et 100 Hz pour le couple électromagnétique. Ces harmoniques définissent le déséquilibre dans la machine.

Donc on peut constater à court-circuit dans la machine par ces fréquences, Ce modèle ne donne pas l'information réelle de la machine en court-circuit.

4.5 Résultat de La simulation de La MASDE alimentée par onduleur avec défaut

On change l'alimentation, cette fois on alimente la MASDE par deux onduleurs

La machine démarre en charge, à l'instant $t=1.3s$ on a un défaut de court-circuit de valeur $u=0.05$

Les résultats de la simulation de la MASDE alimentée par les deux onduleurs avec présence de défaut entre spires représentées dans les figures suivantes :

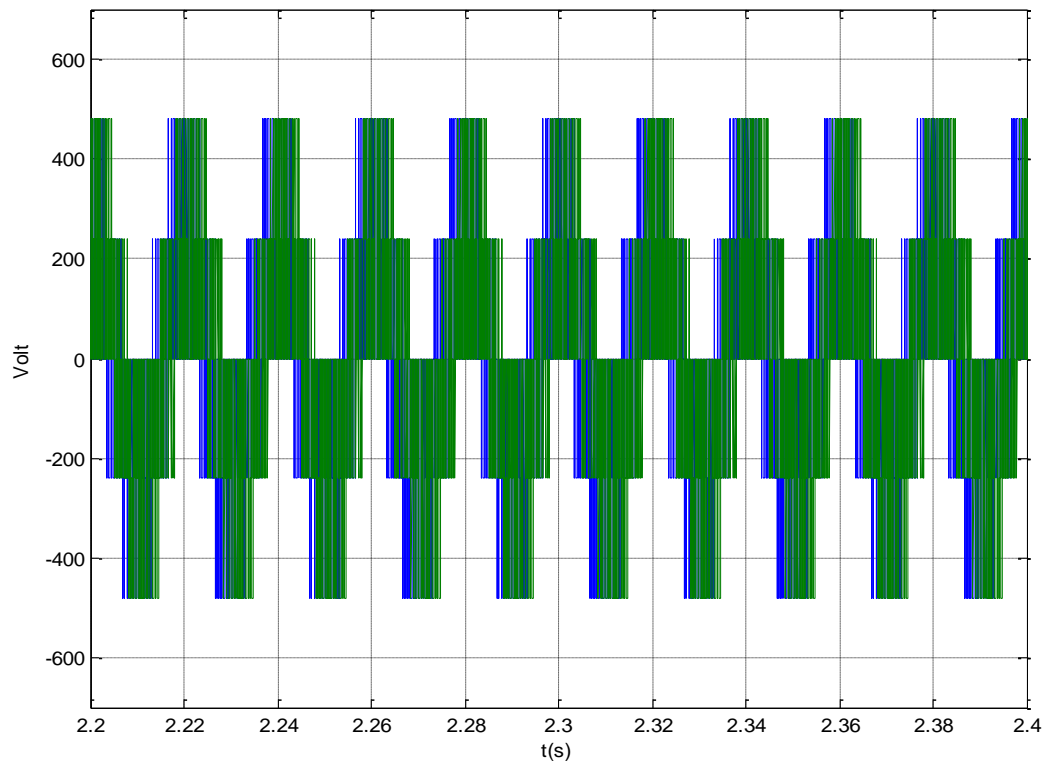


Figure 4-08 Les tension Vas1 et Vas2.

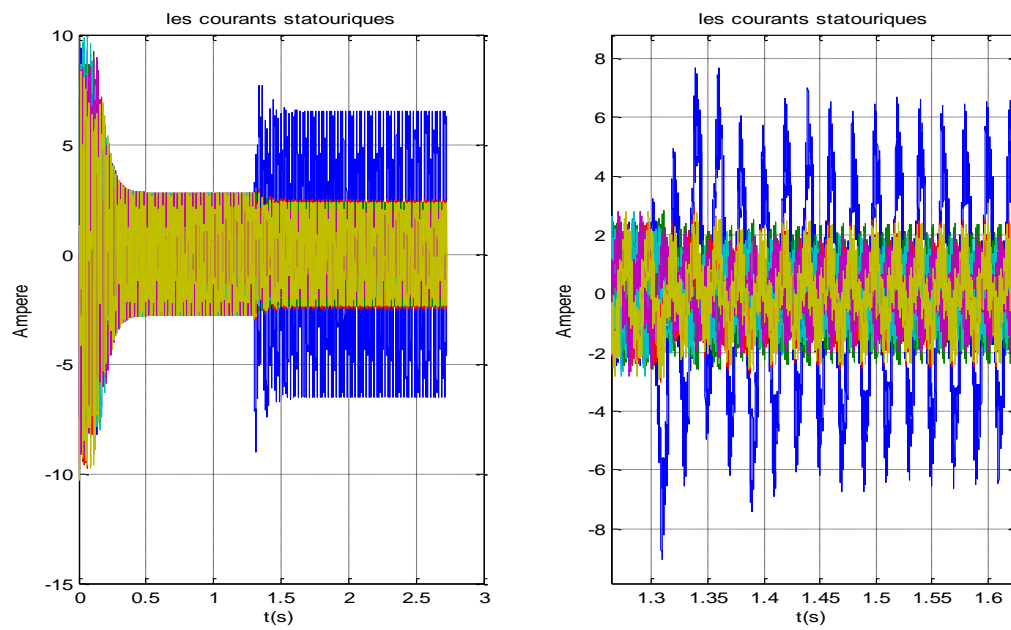


Figure 4-09 Les courants statoriques

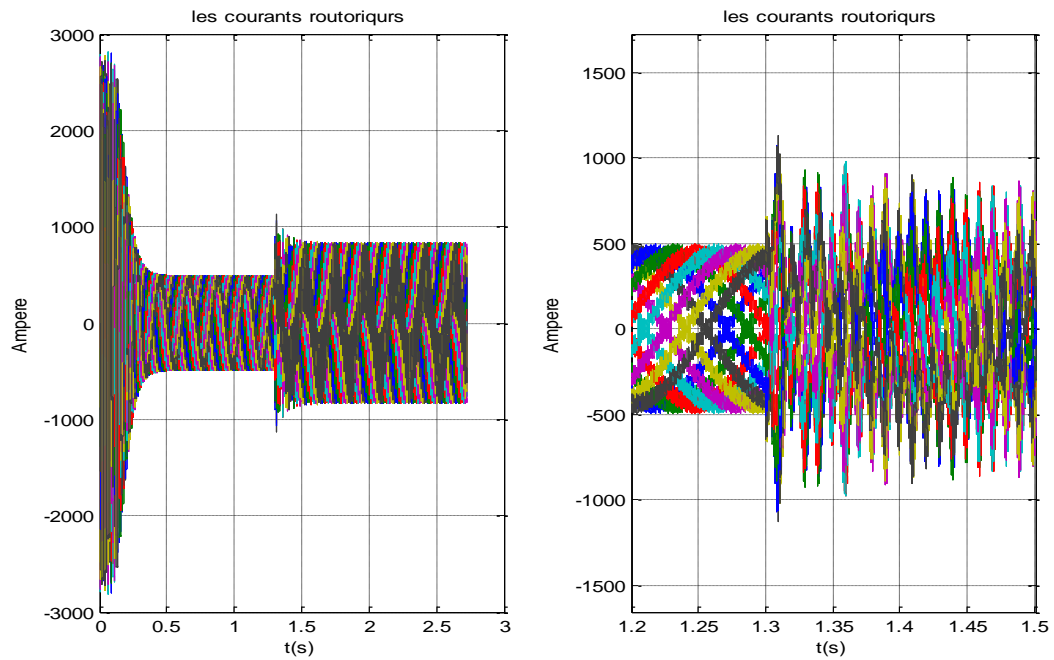


Figure 4-10 Les courants rotoriques

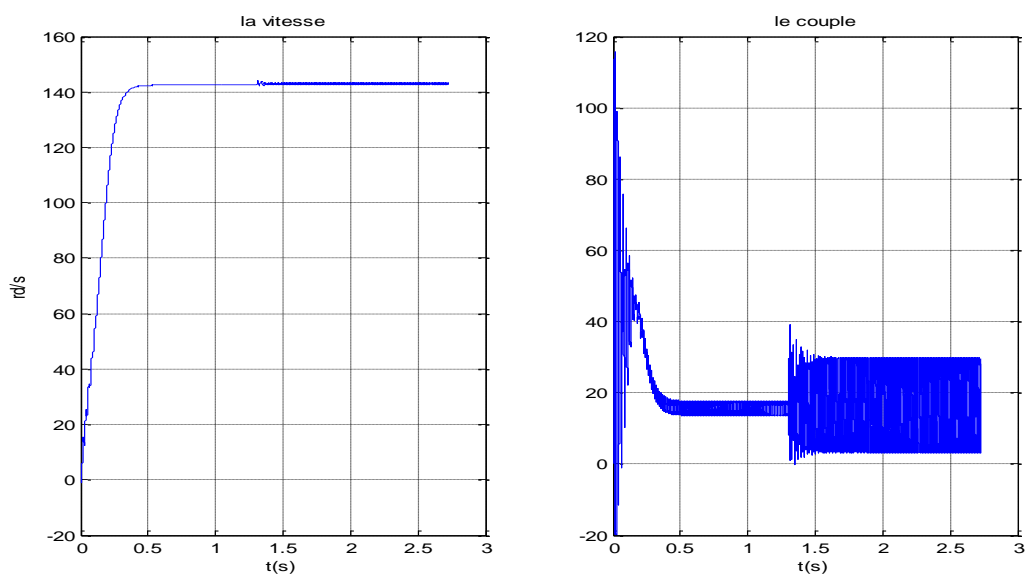


Figure 4-11 La vitesse et le couple électromagnétique

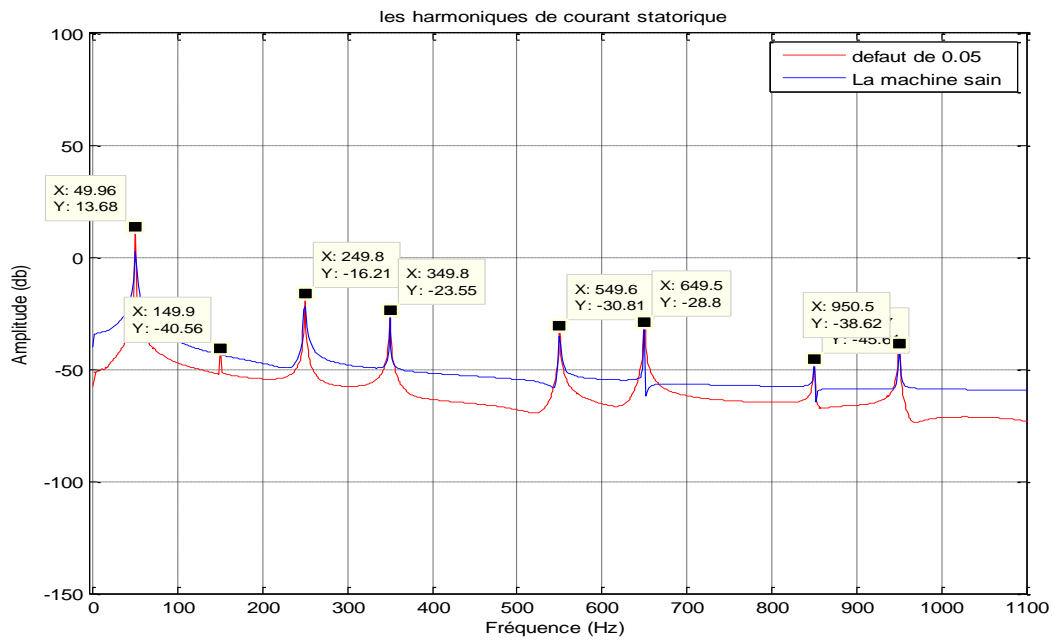


Figure 4-12 Les spectres du courant statorique pour le régime sain et défaut entre spire de $u=0.05$

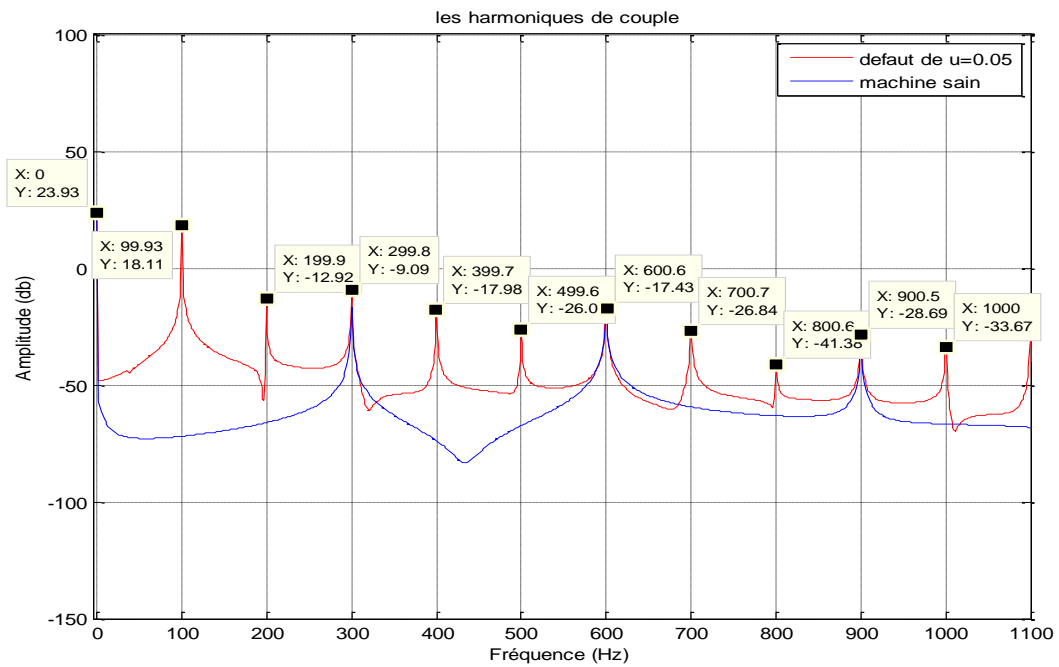


Figure 4-13 Les spectres du couple pour le régime sain et défaut entre spire de $u=0.05$

Interprétations des résultats

Le courant de défaut à une valeur grande par rapport le courant de régime sain.

On remarque des grandes oscillations sur le couple électromagnétique délivrée par la machine

L'analyse spectrale du courants statorique montre l'apparition d'harmonique 150Hz

On remarque d'augmentation d'amplitude de fondamentale et les harmoniques de temps par rapport au régime sain

L'analyse spectrale du couple montre l'apparition des harmoniques pour chaque 100HZ.

4.6 Résultat de La simulation de La MASDE en tenant compte les harmoniques d'espaces avec défaut

On a alimenté la machine par réseaux équilibré, la machine démarre en charge ($c_r=15\text{N.m}$). A l'instant $t=1\text{s}$ on a un défaut de court-circuit de valeur $u=0.05$, a l'instant $t=2\text{s}$ on a un défaut de court-circuit de valeur $u=0.1$

Les resultats de la sumilation de la MASDE avec la prise en compte les harmoniques d'espaces et la presence de court-circuit entre spire sont représentées dans les figures suivantes :

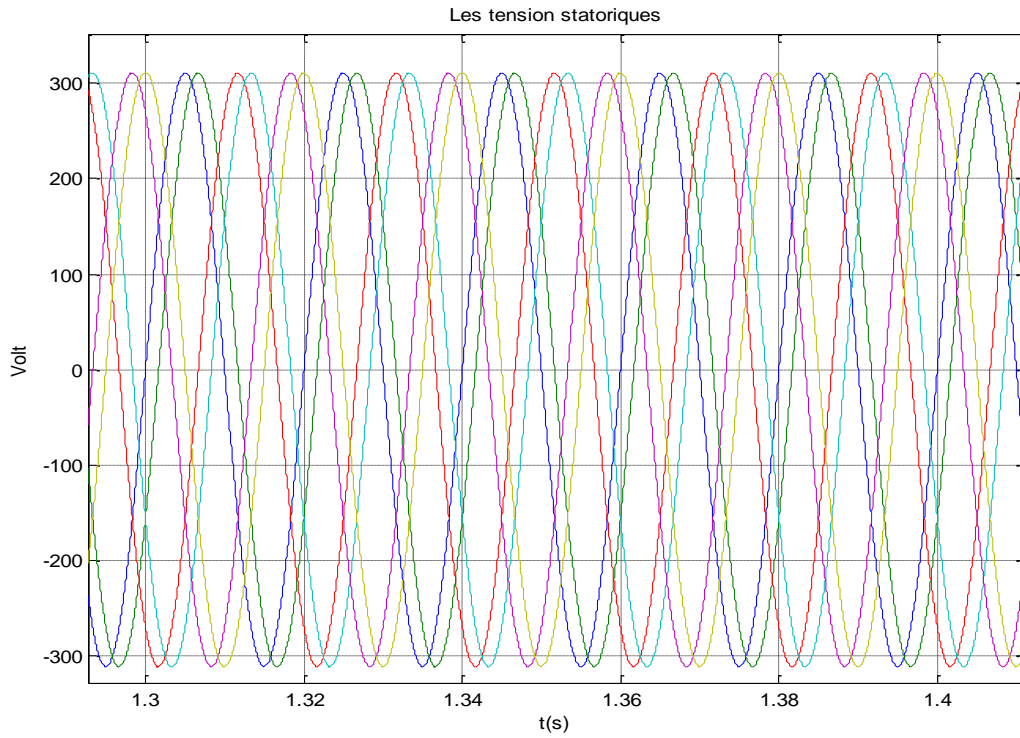


Figure4-14 Les tensions statoriques.

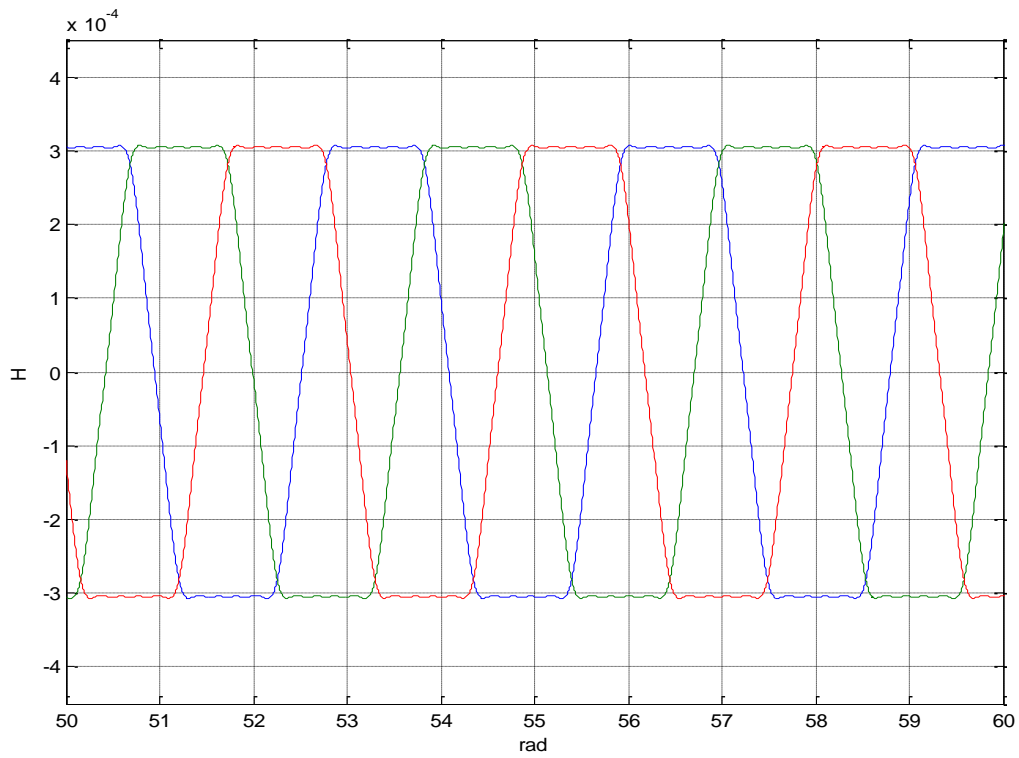


Figure 4-15 Les inductances mutuelles entre le stator 1 et la première maille rotorique en régime sain

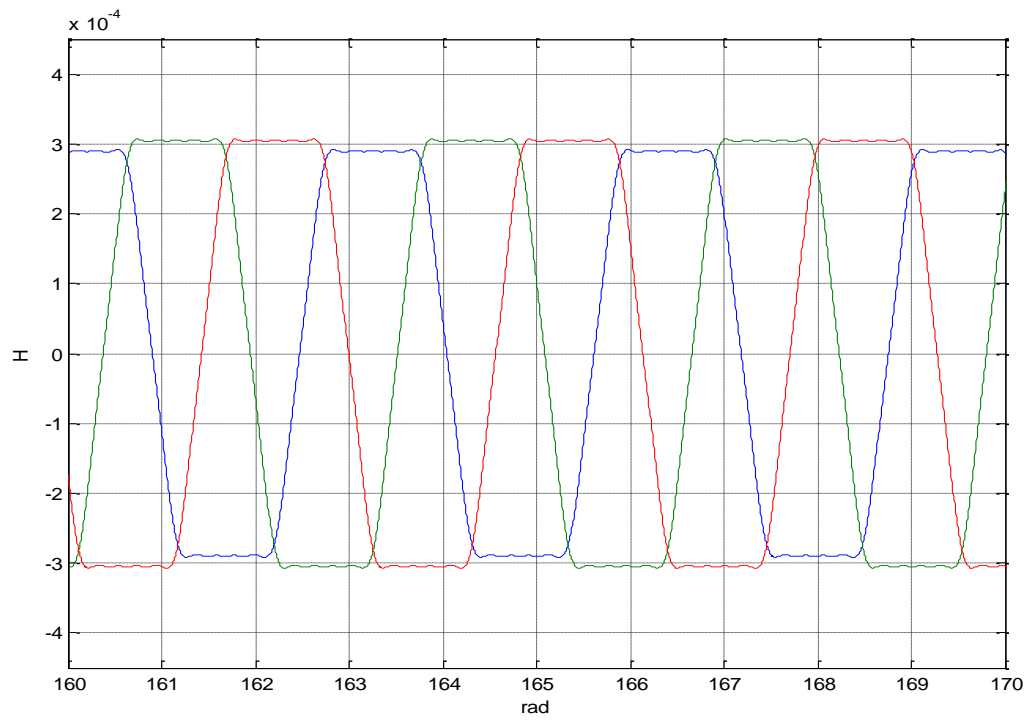


Figure 4-16 Les inductances mutuelles entre le stator 1 et la première maille rotorique pou $u=0.05$

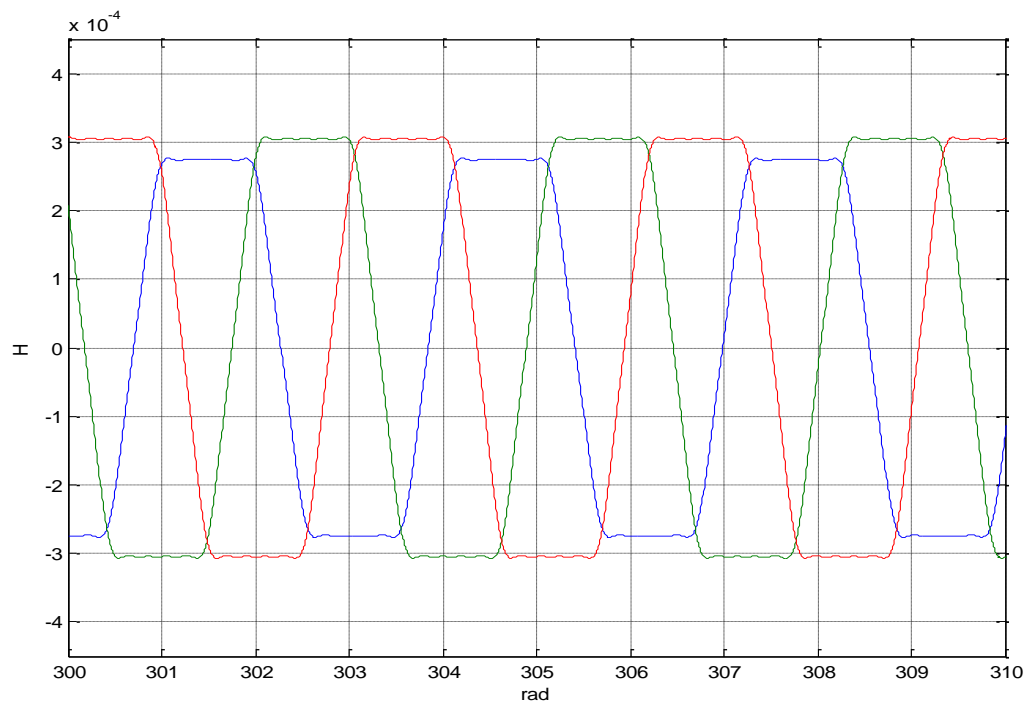


Figure 4-17 Les inductances mutuelles entre le stator 1 et la première maille rotorique pou $u=0.1$

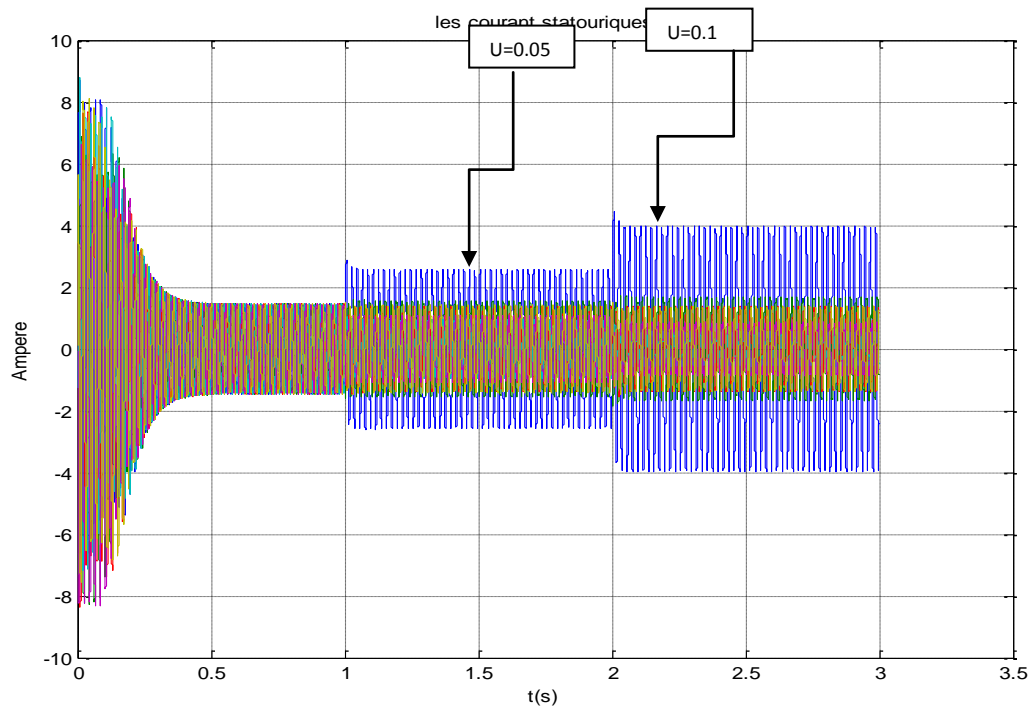


Figure 4-18 Les courants statoriques.

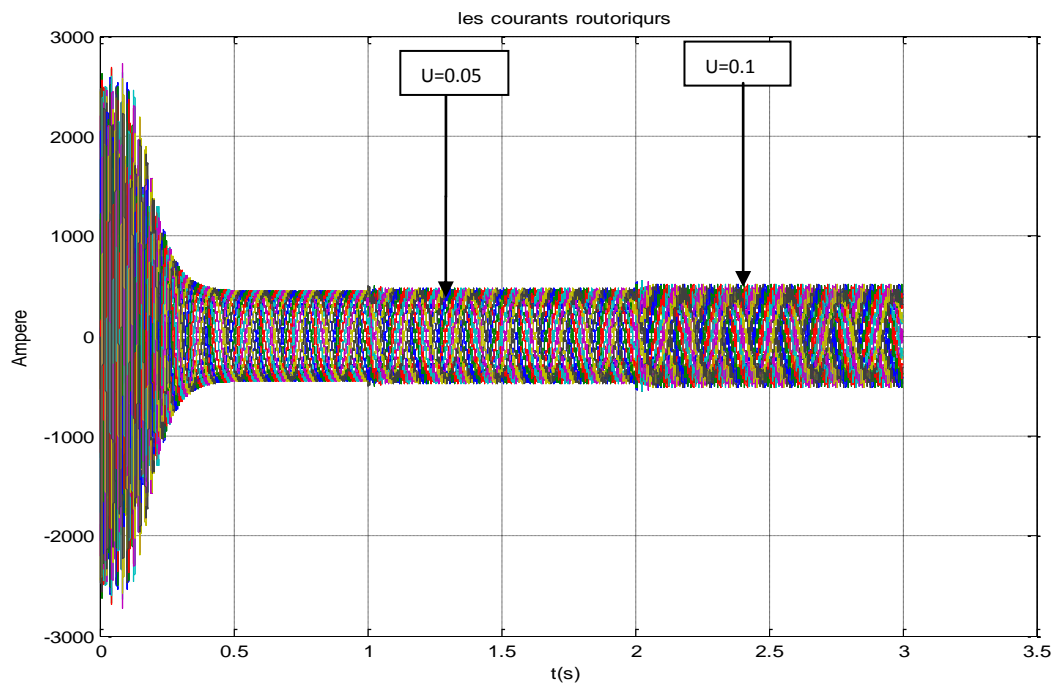


Figure4-19 Les courants rotoriques.

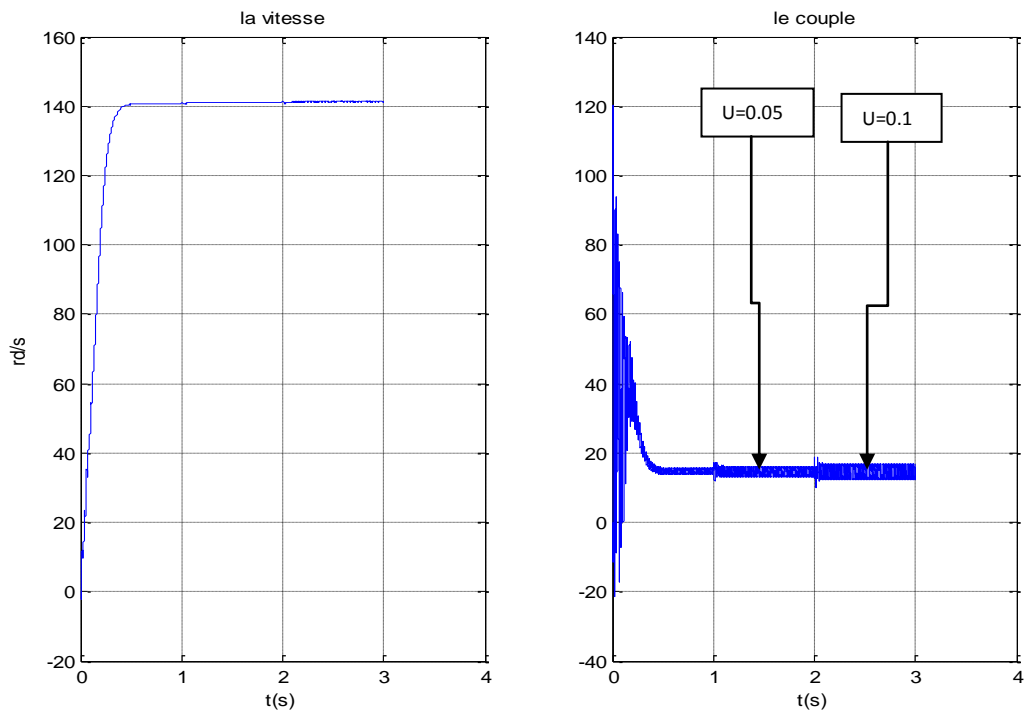


Figure 4-20 La vitesse et le couple.

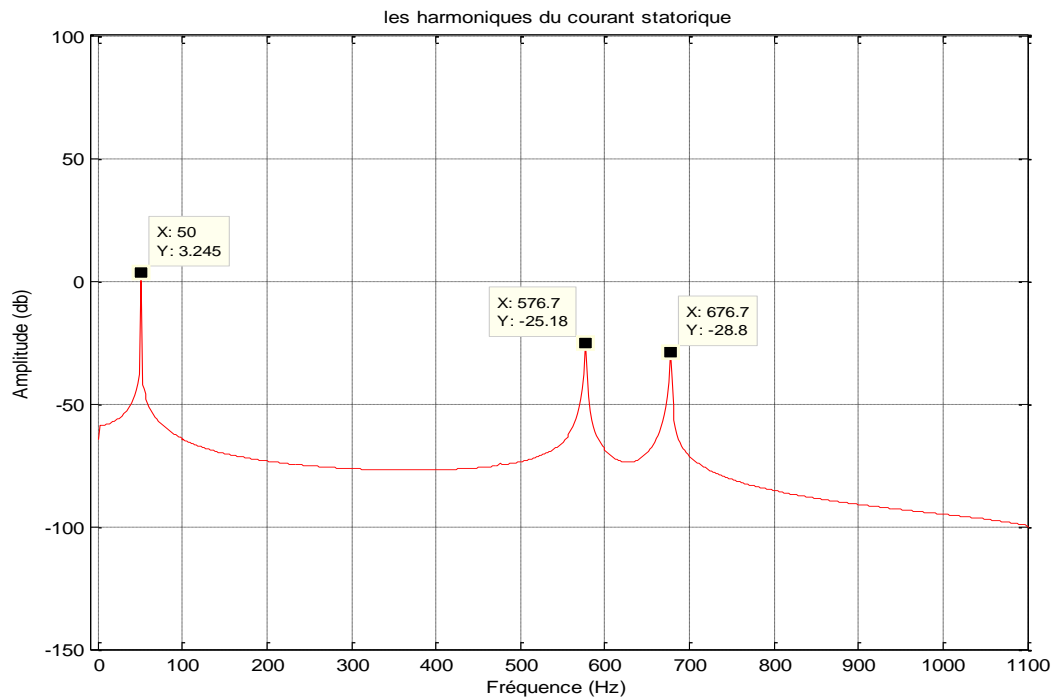


Figure 4-21 Les spectres du courant de la machine pour le régime sain.

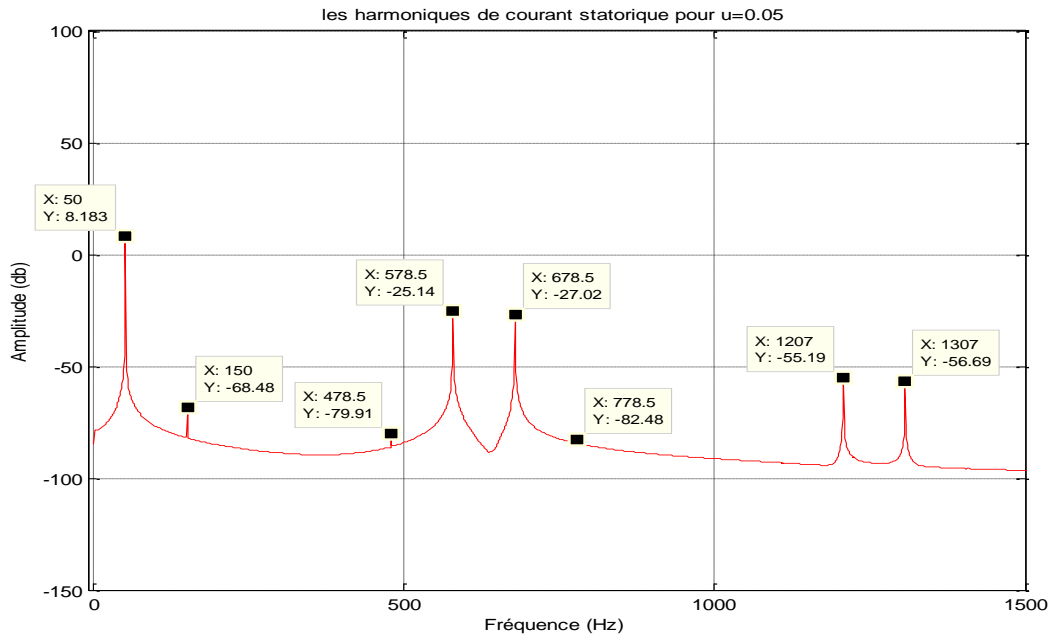


Figure 4-22 Les spectres du courant pour $\mu = 0.05$.

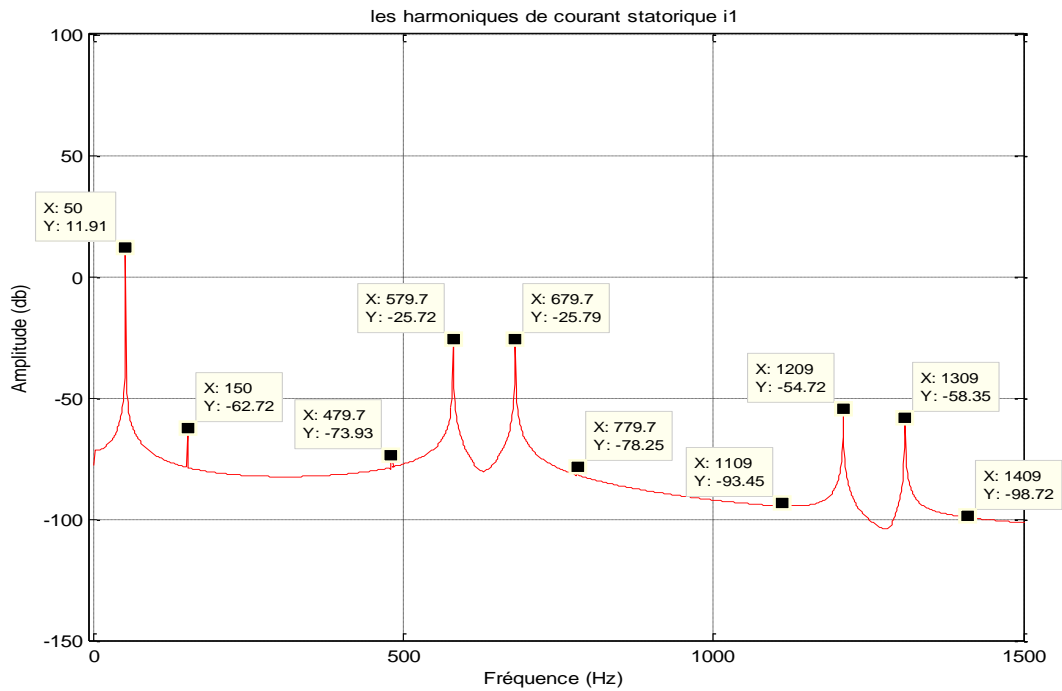


Figure 4-23 Les spectres du courant pour $\mu = 0.1$.

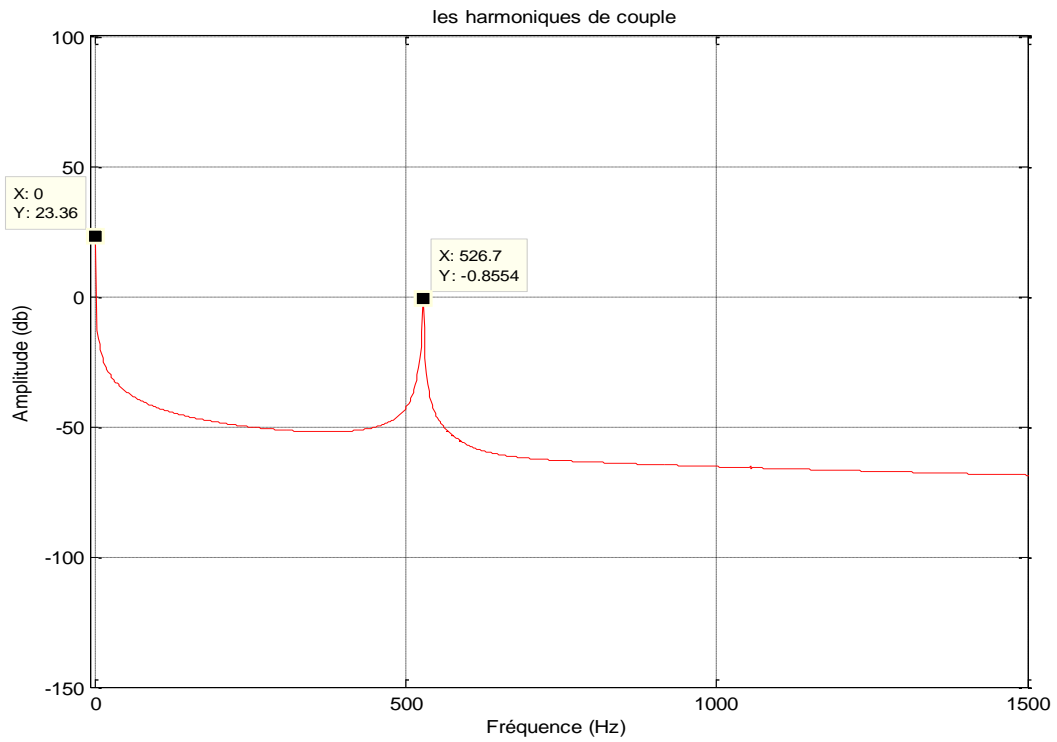


Figure 4-24 Les spectres du couple électromagnétique pour le régime sain

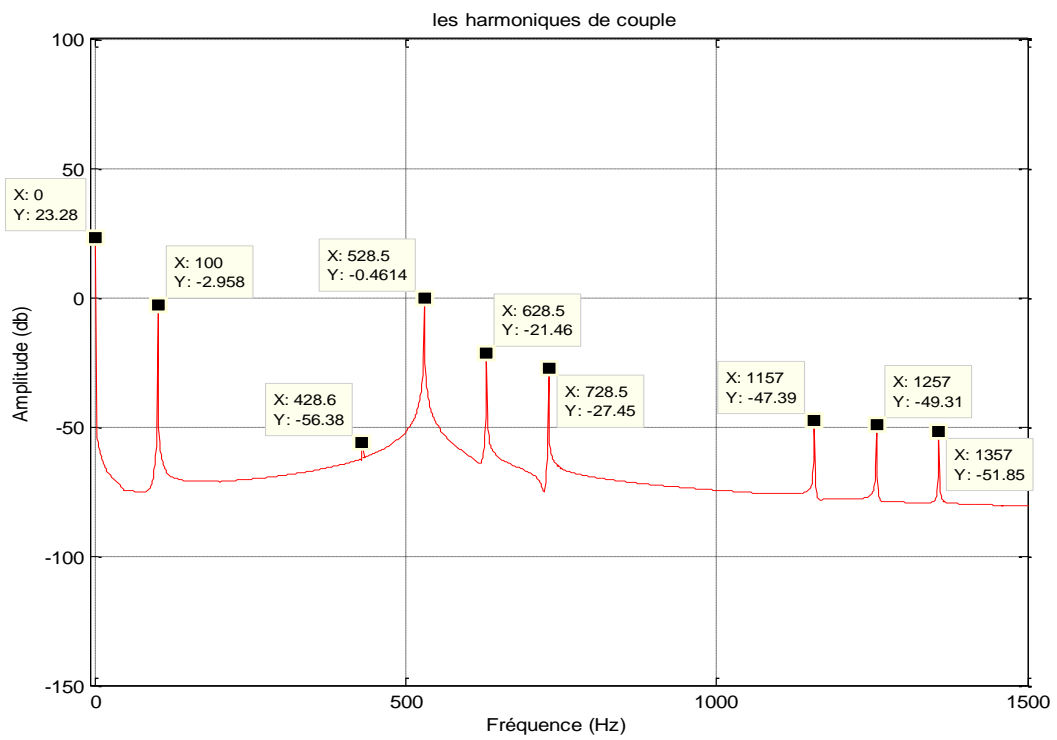


Figure 4-25 Les spectres du couple électromagnétique pour $\mu = 0.05$

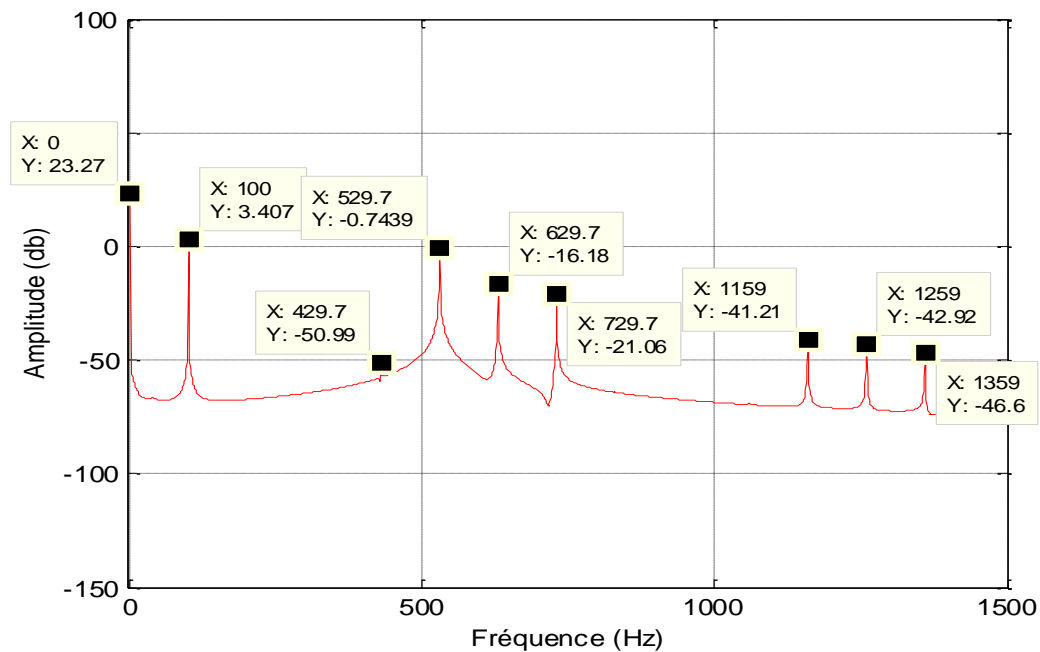


Figure 4-26 Les spectres du couple électromagnétique pour $\mu = 0.1$

Interprétation des résultats

Pour le cas où le défaut de 5% en considération les harmoniques d'espace et une alimentation sinusoïdale on trouve l'apparition de $f_s = 150\text{Hz}$, et l'amplification des amplitudes des courants statorique, cet amplification provoque des ondulations graves sur le couple électromagnétique

Les harmoniques des interactions entre le défaut de 5% et les harmoniques d'espace définis par les fréquences $f_s = 478.5, f_s = 778.5$.

Les harmoniques des interactions entre le défaut de 10% et les harmoniques d'espaces ont défini par les fréquences $f_s = 479.5\text{Hz}, f_s = 779.5\text{Hz}, f_s = 1109\text{Hz}, f_s = 1409\text{Hz}$.

L'analyse spectrale du couple électromagnétique pour $u=0.05$ montre l'apparition des autres harmoniques par rapport au régime sain 100Hz, 428.6Hz, 728.6Hz,...

Pour le cas où le défaut de 10% on remarque des amplifications des amplitudes des harmoniques du courant et du couple,

La comparaison des trois résultats donne l'information que le couple électromagnétique moyen délivrée par la machine a diminuée

4.7 Résultat de la Simulation de MASDE en tenant compte les harmoniques d'espaces et de temps

On a alimenté la machine par deux onduleurs .La machine démarre en charge ($c_r=15N.m$).

A l'instant $t=1s$ on a un défaut de court-circuit de valeur $u=0.05$

Les résultats de la simulation de la MASDE avec la prise en compte les harmoniques d'espaces et de temps avec présence de court-circuit entre spire sont représentées dans les figures suivantes :

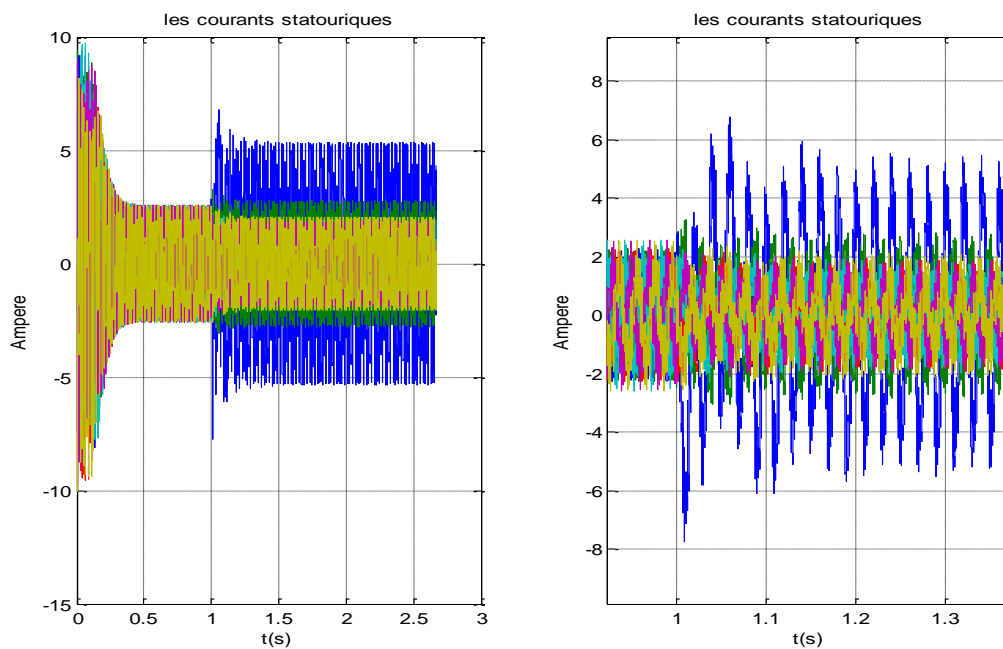


Figure4-27 Les courants statoriques.

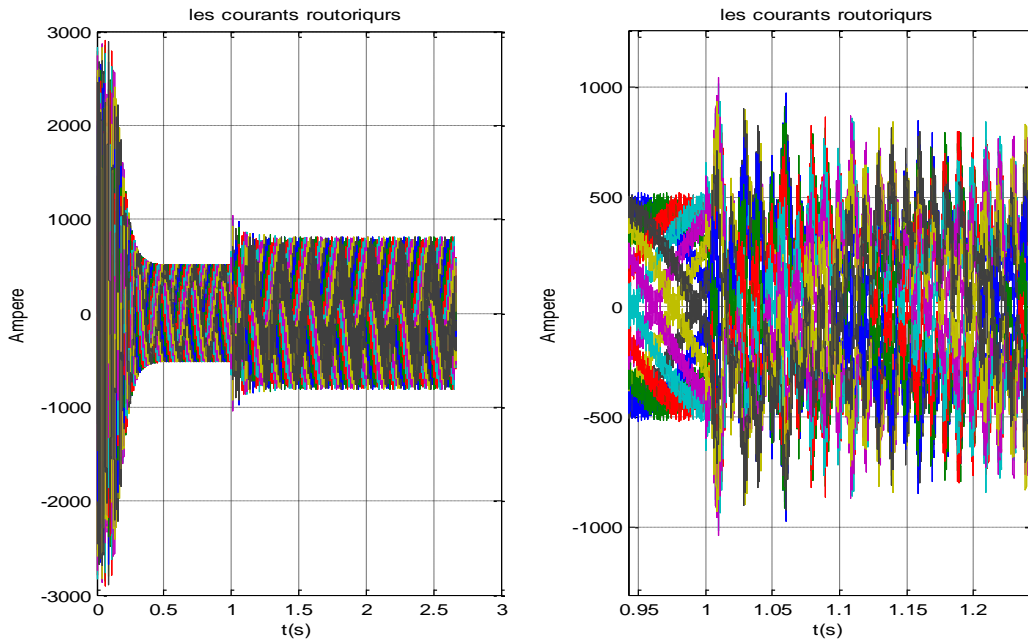


Figure 4-28 Les courants rotoriques.

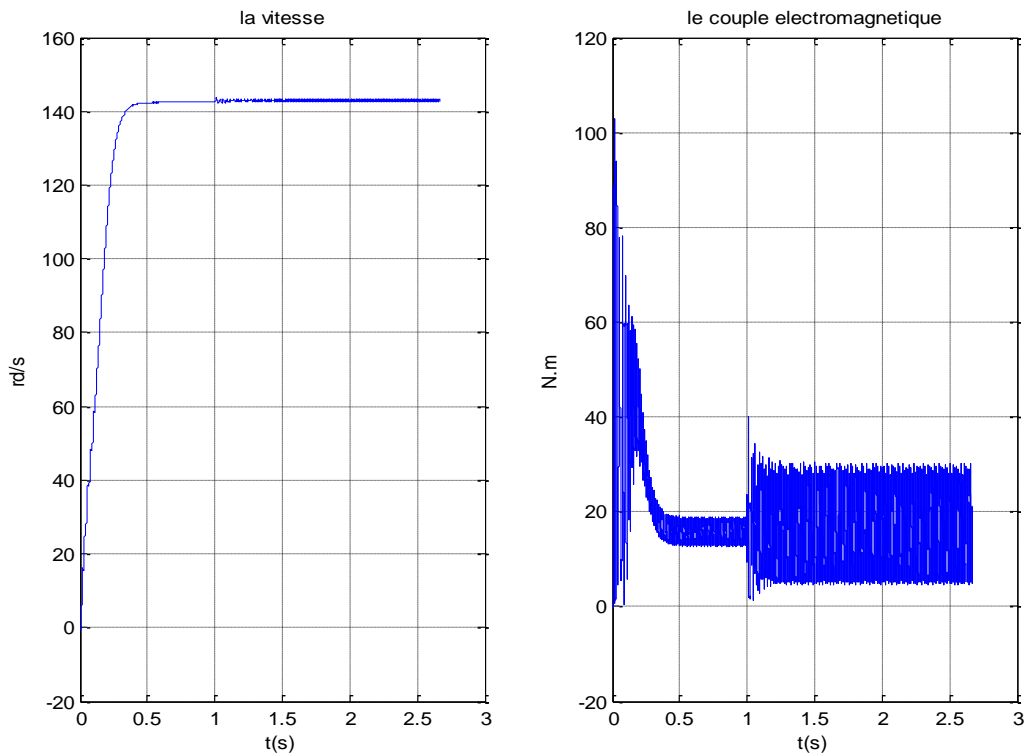


Figure 4-29 La vitesse et le couple.

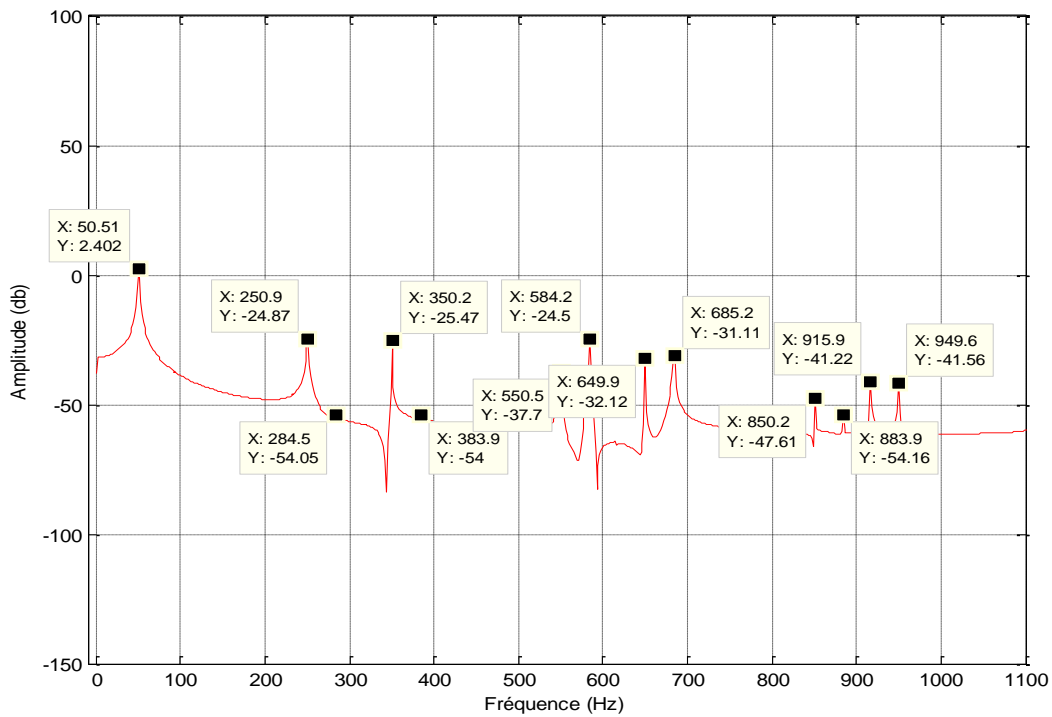


Figure 4-30 Les spectres du courant en régime sain.

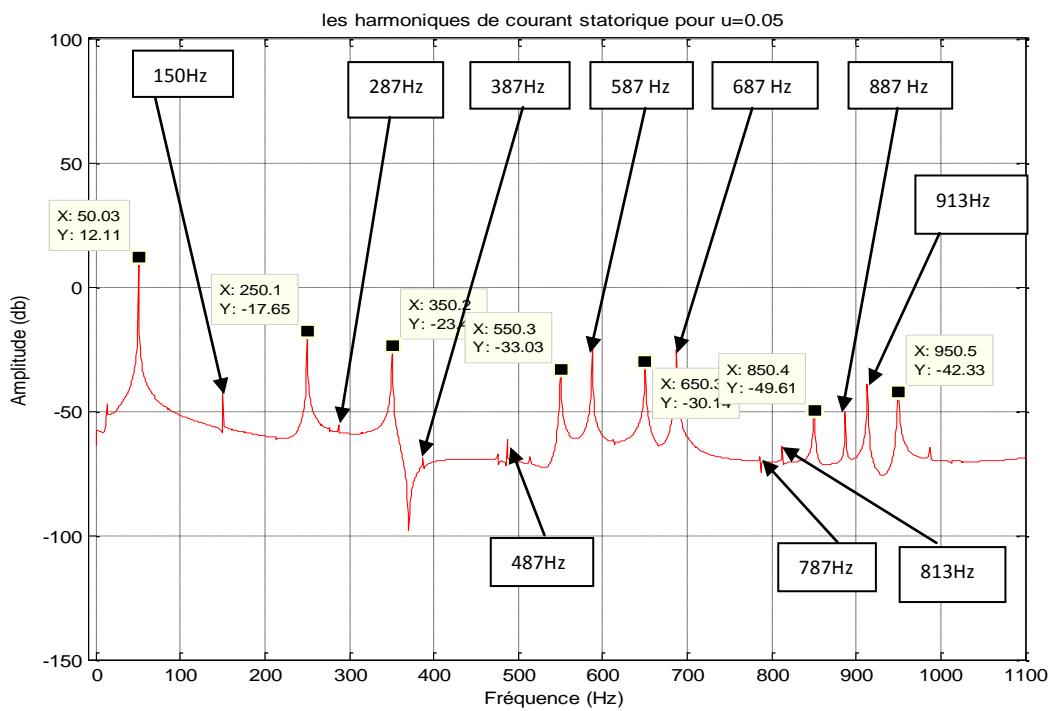


Figure 4-31 Les spectres du courant statorique pour u=0.05.

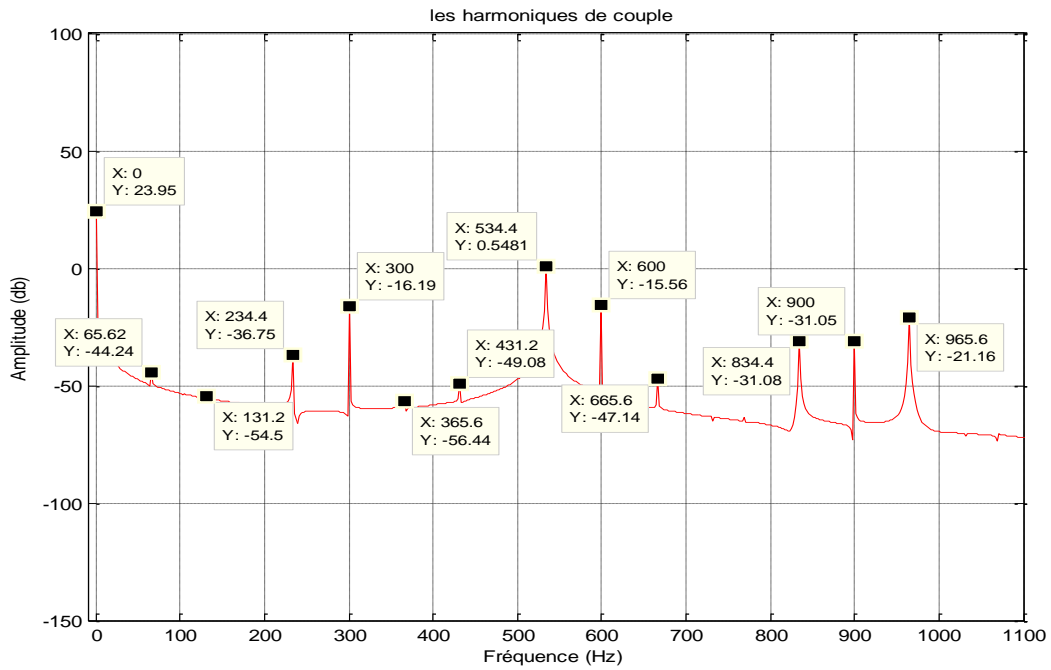


Figure 4-32 Les spectres du couple électromagnétique en régime sain.

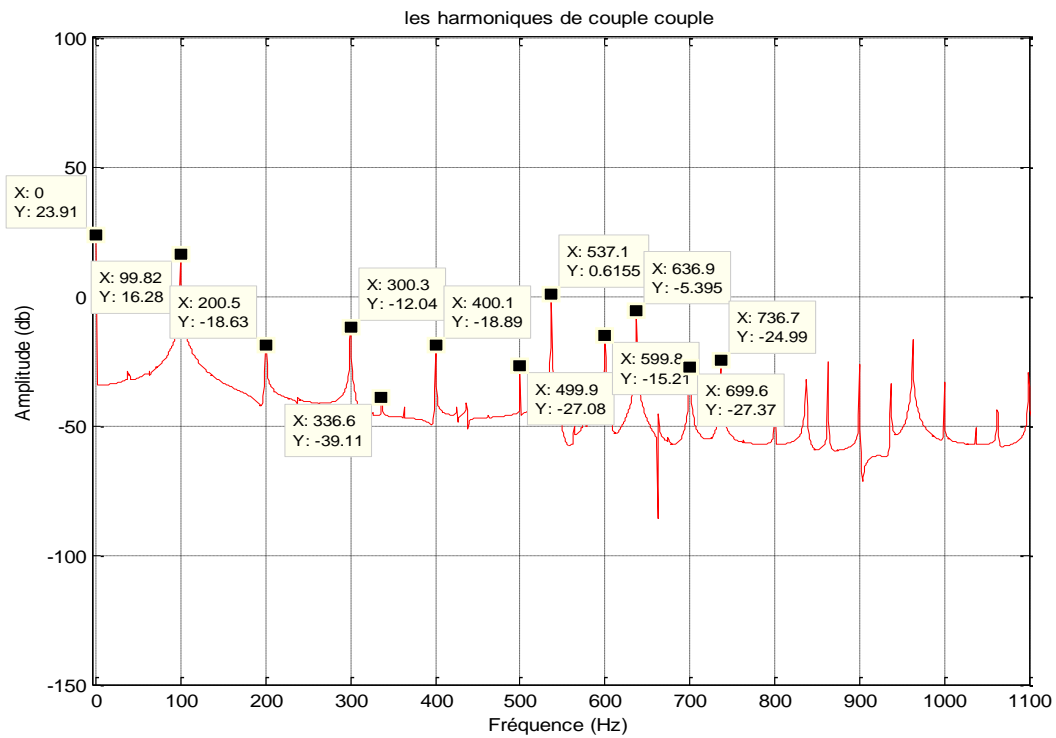


Figure 4-33 Les spectres du couple électromagnétique pour $u=0.05$.

Interprétations des résultats :

Nous constatons que l'amplitude du courant dans la phase présentant un court-circuit est supérieur aux courants des autres phases. Nous constatons aussi une augmentation proportionnelle au défaut des amplitudes des courants rotoriques par rapport au cas sain ; cet augmentation des courants rotoriques provoque des autres défauts en série comme cassure des barres rupture d'anneau.

D'autre part, le facteur de puissance décroît avec l'augmentation du nombre de spires en en court-circuit ceci peut être interpréter par la modification de la distribution des bobinages qui introduit une variation de l'inductance de magnétisation et de fuite et les inductances mutuelles stator rotor, parce que il y a un couplage magnétique, les oscillations de la vitesse de rotation augmentent avec le nombre de spires en court-circuit.

L'analyse spectrale montre l'apparition des harmoniques définies par les fréquences 487Hz ,787Hz, 813Hz

On remarque que tous les harmoniques amplifier par rapport au cas du régime sain, Cet amplification et l'apparition des autre harmoniques perturbent le couple électromagnétique

4.8 Conclusion

Durant ce chapitre nous avons présenté un modèle permettant la prise en compte d'un défaut de court-circuit entre spires dans le cas où la machine asynchrone double étoile MASDE. Les équations de ce comprennent celles relatives à la machine saine et des termes introduits par des défauts. Cette décomposition facilite la compréhension des effets induit dans les paramètres normaux de la machine suite défaut. Nous avons présenté les résultats des simulations de la machine MASDE (alimenté par réseau onduleur MLI) en considération que La fmm d'entrefer produit par chaque enroulement est supposée à répartition sinusoïdale en suit en considération les harmoniques d'espaces.

L'apparition d'un court-circuit dans le bobinage statorique engendre une augmentation des courants dans les phases affectées, une modification le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique ce qui peut entraîner leurs

détériorations et l'apparition d'irrégularités La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases dans les formes des grandeurs locales (l'induction et champ ...).

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines multi phases (dont le nombre de phases est supérieur à trois). Ces dernières présentent plusieurs avantages tels que la segmentation de puissance sans augmenter les courants par phase et la minimisation des oscillations du couple électromagnétique exercé sur l'arbre de la machine

A travers ces avantages, les machines multi phases est utilisée dans plusieurs applications surtout dans le domaine des fortes puissances comme la propulsion navale Traction électrique....Malgré toutes ces aptitudes, un certain nombre de contraintes de différentes natures peuvent restreindre la durée de leur vie, en faisant apparaître des pannes dans le stator et le rotor. Ces pannes provoquent des pertes économiques considérables, il est donc primordial de mettre en œuvre des systèmes de surveillance afin d'éviter les arrêts inattendus.

Les défauts peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements,...), électrique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau,...) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques). Les températures peuvent fournir des informations significatives sur les défauts et ainsi servir à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures de défauts du moteur.

La modélisation des défauts dans les systèmes industriels et particulièrement les défauts d'ordre électriques, est une première étape nécessaire pour prédire le comportement du système en présence d'un défaut ou dès son apparition.

Le premier objectif de nos travaux est l'établissement de modèles suffisamment précis permettant de déterminer rapidement le comportement des différentes variables de machines électriques en présence d'un défaut électrique dans leur bobinage statorique. Les modèles de type circuit électrique sont souvent très simples. La modélisation locale utilisant la répartition du champ électromagnétique dans la machine en tenant compte de différents phénomènes tels que la saturation locale ou l'effet des harmoniques d'espace, donne une meilleure représentation des phénomènes mais elle reste lourde et nécessite un calcul complet pour chaque cas. De ce fait, nous utilisons ce type de modèle, d'une part pour étudier le comportement précis des différentes grandeurs de machines électriques en présence de défauts électriques et d'autre part pour valider les modèles de type circuits électriques.

Etant donné qu'à la suite d'un défaut électrique statorique, il peut s'établir des courants d'amplitude élevée dans certaines parties du bobinage statorique des machines électriques, l'autre objectif de nos travaux est de donner un modèle aidant à la compréhension de ces phénomènes, à la fois dans l'optique de réaliser des opérations de diagnostic mais également pour optimiser la conception de ces machines pour réduire le risque de propagation du défaut.

Ce mémoire est structuré de la manière suivante:

Dans le premier chapitre, nous introduisons les machines multi phases et rappelons les principaux défauts qui peuvent apparaître dans les machines à courant alternatif, et leurs origines. Puis, nous présenterons les différentes techniques de surveillance des machines.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) en considérant que la fmm d'entrefer produit par chaque enroulement est supposée à répartition sinusoïdale (sans tenir compte des harmoniques d'espaces), l'alimentation de ce modèle est par réseaux électrique équilibré, ensuite par convertisseur (onduleur MLI).

Le troisième chapitre, est consacré à la modélisation de MASDE en tenant compte des harmoniques d'espaces, l'alimentation est par réseaux équilibré ensuite par onduleur de tension, on a considéré la présence des harmoniques d'espaces seulement, ensuite la présence des harmoniques d'espaces et de temps et analyser l'interaction entre les deux types d'harmoniques

Dans le quatrième chapitre nous présentons la modélisation de défaut de court-circuit entre spires dans les deux modèles différents (sans tenir compte des harmoniques d'espaces et en considérant les harmoniques d'espaces).

Chaque modèle alimenté par réseaux équilibré, ensuite par deux onduleurs de tension. Notre but c'est l'analyse l'impact du défaut de court-circuit entre spires sur le comportement des machines asynchrones double étoile dans l'objectif de ce défaut. Nous présenterons les résultats de simulation de la (MASDE), dans les différentes conditions de fonctionnement, (avec défaut) et pour différents alimentations et pour les modèles. Nous montrerons les effets du court-circuit entre spires sur les différentes grandeurs électriques et électromagnétiques de la machine. On applique la transformation de Fourier rapide (FFT) pour l'analyse spectrale des courants statoriques et le couple électromagnétique pour le régime sain et pour un court-circuit entre les spires.

Bibliographie

- [01]: **Nelson, R. H.; Krause, P. C.**, "Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets", IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-93, pp. 841-848, May/June 1974.
- [02]: **H. Razik** « le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance ». p 48-52, 29-juin 2002.
- [03]: **A. H. Bonnett, G. C. Soukup**, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three phase squirrel cage induction motors" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28 no. 4, pp 921-937, Aug 1992.
- [04]: **V. Kogan & B. Nindra**. "Investigation of high voltage stator winding vibrations in fullscale slot model". In Electrical Insulation Conférence, pages 155-166, Sept. 1997.
- [05]: **H. Razik**, La machine asynchrone à vitesse variable: capteurs, modèles, contrôle et diagnostic, Editeur Hermes Science, 2006.
- [06]: **R. Casimir, E. Bouteleux**, H. Yahoui, G. Clerk, H. Henao, C. Delmotte, G.-A. Capolino, G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, G. Didier, H. Razik, E. Foulon, L. Loron, S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J.-C. Trigeassou, V. Devanneaux, B. Dagues, J. Faucher, G. Rostaing and J.-P. Rognon, "Synthèse de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone à cage en présence de défauts", Journal RIGE, vol. 8, no 2/2005, pp. 287-300, 2005.
- [07]: **J. F. Watson, N. C. Paterson, and D. G. Darrel**, "Use of finite element methods to improve techniques for the early detection of faults in induction motors", IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 14, No. 3, 1999.
- [08]: **Vaseghi B., Takorabet N., and Meibody-Tabar F.**, "Fault Analysis and Parameter Identification of PM Motors by the Finite Element Method", IEEE Transactions on Magnetics, Volume 45, Issue 9, 2009.
- [09]: **C. Delforge and B. Lemaire-smail**, "Induction machine modelling using finite elements and permeance network methods," IEEE Trans. Magn., vol. 31, no. 3, pp. 2092-2095, May 1995.

Bibliographie

- [10]: **A. Mahyob ; P. Reghem ; G. Barakat ;** " Permeance Network Modeling of the Stator Winding Faults in Electrical Machines", IEEE transactions on magnetic, Vol. 45, no 3 (947 p.) ,2009 .
- [11]: **T. Ramionsoa**, " Optimisation Des Performances Des Machines Synchro-Reluctances par Réseaux de Préséances ", Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, 2006.
- [12]: **ZOUAGHI Hamza - ALLAOUNA Yousef** « Mesure et observation du flux magnétique dans une machine électrique : application a la commande d'une machine asynchrone double étoile », thèse de ingénieur d'état d'Ingénieur d'Etat en Génie électrique 2009-2010
- [13]: **H. Hadiouche**, «Contribution à l'étude de la machine asynchrone double Etoile, modélisation, alimentation et structure » Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, December 2001.
- [14]: **H.A.Toliyat and T.A.Lipo, J.C.White**, «Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications Part1 (Motor Analysis) ».IEEETransactionsonEnergyConversion, Vol.6(4) pp.679_683,December1991.
- [15]: **H.Razik**, «Modeling of double star induction motor for diagnosis Purpose», Proceedings of the 2003 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pages 807-812.
- [16]: **A.R.Muñoz-Garcia**, «Analysis and control of a dual stator winding squirrel cage induction machine drive», Thèse de doctorat, Université of Wisconsin-Madison, 1999.
- [17]: **B.Marc**, « Modélisation des machine électrique en vue du contrôle des efforts radiaux», Thèse de doctorat, Université catholique de Louvain, Mars 2006.
- [18]: F.Cahen, «Electrotechnique», Leçon professées à l'école supérieur d'électricité, Tome4, Paris 1964.

Bibliographie

[19]: R.Lateb, «Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application a la propulsion marine par POD», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, octobre 2006.

[20]: **M.O.Hamiti** «Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable. Approches par la structure et par la commande», Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, Juin 2009.

[21]: **F.Vernet** «Approche géométrique de la modélisation des machines électriques en vue de l'observation et de la commande», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Février 2004.

[22]: **H.Khezzar, M.Hadjam and H.Razik** «Accurate Modelling of Cage Induction Machine with Analytical Evaluation of Inductances», Industrial Electronics, 2008.

IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE Volume, Issue, 10-13 Nov. 2008

Page(s):1112 - 1117.

[23]: **El.Darie, C.Cepișcă and Em.Darie**, «The Model of the Squirrel Cage AC Motor including Rotor Slot Harmonics», Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008 IEEE. 13th, Volume, Issue, 1-3 Sept. 2008 Page(s):908 - 911.

[24]: **Xuedong Li, Qing Wu and S.Nandi**, « Performance Analysis of a Three-Phase Induction Machine With Inclined Static Eccentricity », IEEE Transactions on energy conversion, vol.43, no.2.pp 531_541 April 2007.

[25]: **Joksimović M. Gojko, Durović D.Momir, Obradović B. Aleksandar**, «Skew and linear rise of fmm across slot modeling _winding function approach», IEEE Transactions on energy conversion, vol.14, no.3.pp 315_320, September 1999.

[26]: **Longya Xu, Lurong Ye** «Analysis of a Novel Stator Winding Structure Minimizing Harmonic Current and Torque Ripple for Dual Six-Step Converter-Fed High Power AC

Bibliographie

Machines», IEEE Transactions On Industry Applications, vol. 31, no.1, January, February 1995.

[27]: **F. Locment**, «Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé», Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2006.

[28]: **H. Hammache**, « Etude et réalisation d'une Machine Asynchrone Double Etoile, conception, alimentation et commande», Mémoire Magister, Ecole Militaire Polytechnique, 2007.

[29] : **M.O.Hamiti**, «Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable. Approches par la structure et par la commande», Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, Juin 2009.

[30]: **Xiaodong Li, Qing Wu and S.Nandi** «Performance Analysis of a Three-Phase Induction Machine With Inclined Static Eccentricity », IEEE Transactions on energy conversion, vol.43, no.2.pp 531_541 April 2007.

Annexe A

Paramètres de la machine étudiée

Caractéristiques	Valeurs
Puissance	3kw
Fréquence d'alimentation	50 Hz
Nombre de barres rotoriques	28
Nombre d'encoches statoriques par pôle et par phase	3
Nombre de spires en série par phase	360
Nombre de spire par encoche statorique	60
Entrefer	$0.5 \cdot 10^{-3} \text{ m}$
Rayon de la machine au milieu de l'entrefer	$50 \cdot 10^{-3} \text{ m}$
Nombre de paires de pôles	2
Le nombre de dents par pas d'enroulement	9
Inductance de fuite statorique	0.0129 H
Inductance de fuite d'une barre rotorique	$0.603 \cdot 10^{-6} \text{ H}$
Inductance de fuite d'anneau de court-circuit	$2 \cdot 10^{-9} \text{ H}$
Résistance d'une barre rotorique	$1.93 \cdot 10^{-4} \Omega$
Résistance total de l'anneau de court-circuit	$1.23 \cdot 10^{-4} \Omega$
Résistance statorique	6 Ω
Moment d'inertie	$0.052 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$
Couple de charge	15 N.m
Tension du bus continu de l'onduleur	720 v
perméabilité magnétique du vide	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$
L'indice de modulation	33
Coefficient de réglage	0.7

Annexe B

B-1- Description d'alimentation de la machine asynchrone double étoile Avec réseau (alimentation sinusoïdale)

Il s'agit d'une MASDE ayant un stator comportant deux systèmes d'enroulements triphasés couplés en étoile fixés et déphasés entre eux d'un angle α ($\alpha = 30^\circ$) et un rotor à cage. Les deux systèmes de phases du stator sont alimentés par deux sources de tension à fréquence et amplitude égales mais déphasées entre elles d'un angle ($\alpha = 30^\circ$).

On alimente la machine avec deux sources de tensions sinusoïdales équilibrées décalées de 30° , ce décalage est obtenu en utilisant un transformateur monté étoile - triangle comme cela est indiqué dans la figure B-1.

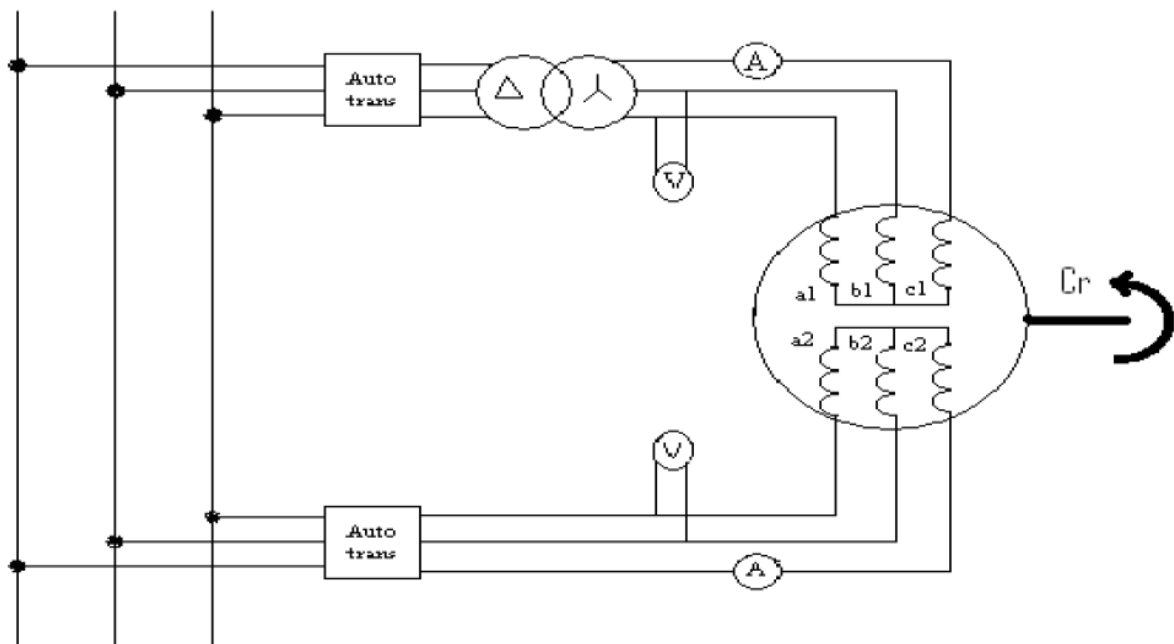


Figure B. 1. Alimentation de la MASDE par réseau.

Annexe C

C-1 Développement de la fonction d'enroulement

On à prendre une machine élémentaire à double cylindre (stator rotor) pour montrer le développement de la fonction d'enroulement pour le calcul des inductances à partir de la distribution.

Pour notre cas on a deux enroulements (A) et (B) le point de référence est l'angle $\varphi = 0$.

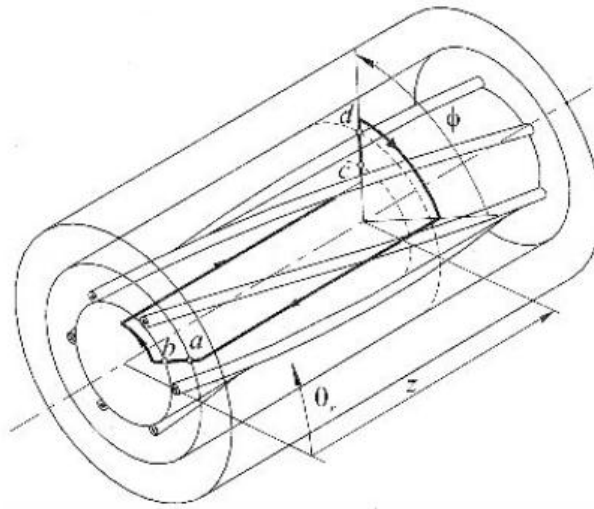


Figure B-2 machine élémentaire.

L'angle φ varie dans l'intervalle $[0, 2\pi]$, et selon la loi d'Ampère, nous avons :

$$\oint_{abcda} H dl = \oint_S J ds \quad (C-1)$$

Où H est l'intensité du champ magnétique, S est la surface enfermée par le contour $abcda$ puisque les enroulements enfermés par contour sont le courant, l'équation prend la forme suivante :

$$\oint_{abcda} H dl = n(\varphi, \theta_r). \quad (C-2)$$

La fonction relative au nombre de tours $n(\varphi, \theta_r)$ est appelée la fonction de distribution dans le cas machine électrique, la position du rotor est donnée par θ_r . pour les bobines

stationnaires, elle est fonction seulement, les conducteurs parcourus par les courants entrants sont considérés comme positives tandis que les conducteurs parcourus par les courants sortants sont considérés comme négatifs. En fonction des FEM existantes dans le circuit magnétique ; L'équation (C-2) peut être écrite comme suite :

$$F_{ab} + F_{bc} + F_{cd} + F_{da} = n(\varphi, \theta_r) i \quad (C-3)$$

Pour calculer la FMM nous appliquerons le théorème de Gauss

$$\oint_S B \cdot dS = 0 \quad (C-4)$$

(C-4) peut écrire en fonction de l'intensité du champ magnétique tel que

$$\int_0^{2\pi} \int_0^L \mu_0 H(\varphi, \theta_r) r \cdot dl \cdot d\varphi = 0 \quad (C-5)$$

H est égale à $H=F/g$, tel que g la fonction de l'entrefer l'équation (2-5) devient :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\varphi, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi = 0 \quad (C-6)$$

La division par $g(\varphi, \theta_r)$ et l'intégration de l'équation (C-7) dans l'intervalle $[0, 2\pi]$ nous donne :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi + \int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\varphi, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi = \int_0^{2\pi} \frac{n(\varphi, \theta_r) i}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi \quad (C-7)$$

Donc on obtient :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi = l \int_0^{2\pi} \frac{n(\varphi, \theta_r) i}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi \quad (C-8)$$

L'entrefer est uniforme est constant donc :

$$F_{ab}(0, \theta_r) = i \frac{l}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (C-9)$$

On définit la valeur moyenne de la fonction de distribution $\langle n(\varphi, \theta_r) \rangle$

$$\langle n(\varphi, \theta_r) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_1) d\varphi \quad (C-10)$$

$$F_{cd}(\varphi, \theta_r) = \left[n(\varphi, \theta_r) - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) d\varphi \right] i \quad (C-11)$$

La FMM aux différents points de l'entrefer est :

$$F_{ab}(\varphi, \theta_r) = (n(\varphi, \theta_r) - \langle n \rangle) i \quad (C-12)$$

Cette quantité souvent utilisée pour le calcul des FMM, est appelée fonction d'enroulement, et simplement définie comme suit :

$$N(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) - \langle n \rangle \quad (C-13)$$

C-2 Calcul des inductances pour les deux enroulements A et B

A et B deux enroulements quelconques de la machine associée soit au rotor soit au stator.

L'enroulement B repartis au long de l'entrefer, l'angle de référence φ devrait avoir la même position de référence que celle précédemment utilisé pour calcul de la fonction d'enroulement.

La distribution de la FMM le long de l'entrefer due au courant i_A traversant l'enroulement A peut être exprimé par la relation :

$$F_A(\varphi, \theta_r) = N_A(\varphi, \theta_r) i \quad (C-14)$$

$N_A(\varphi, \theta_r)$: Est la fonction d'enroulement de A.

Le flux traversant le deuxième enroulement B due au courant circulant dans l'enroulement A est lié à la FMM par l'équation suivante :

$$\Phi = FP \quad (C-15)$$

Sachant que la perméance donnée par :

$$P = \frac{\mu S}{e} \quad (C-16)$$

μ : Perméabilité magnétique,

S : La section traversée

e : La longueur du circuit magnétique

Donc le flux élémentaire défini par la relation suivante

$$d\phi = F_A(\varphi, \theta_r) \frac{\mu_0 r l}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi \quad (C-17)$$

Soit ϕ_{l-1} , le flux qui traverse la bobine (1-1') dans l'intervalle de l'enroulement B est calculé par :

$$\phi_{l-1} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_{B1}(\varphi, \theta_r) F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (C-18)$$

$n_{B1}(\varphi, \theta_r)$: Est le nombre de spire de la bobine (1-1') dans l'intervalle $[\varphi_1 - \varphi'_1]$

Et en générale pour le flux traversant une bobine (k-k') de l'enroulement B de nombre de spire et L'ouverture $[\varphi_k - \varphi'_k]$, nous avons :

$$\phi_{k-k'} = \mu_0 r l \int_{\varphi_k}^{\varphi'_k} n_{Bk}(\varphi, \theta_r) F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (C-19)$$

$$\Psi_{BA} = \sum_{k=1}^q \phi_{k-k'} = \mu_0 r l \sum_{k=1}^q \int_{\varphi_k}^{\varphi'_k} n_{Bk}(\varphi, \theta_r) F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (C-20)$$

$\sum_{k=1}^q n_{Bk}(\varphi, \theta_r) = n_B(\varphi, \theta_r)$: La fonction de distribution de l'enroulement.

Le flux reversant l'enroulement B du au courant traversant l'enroulement A peut être déterminé comme suit :

$$\Psi_{BA} = \sum_{k=1}^q \phi_{k-k'} = \mu_0 r l \int_{\varphi_k}^{\varphi'_k} [\sum_{k=1}^q n_{Bk}(\varphi, \theta_r)] F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (C-21)$$

L'inductance mutuelle L_{AB} est donc le flux traversant l'enroulement B divisé par le courant de l'enroulement A. En remplaçant l'équation (C-14) dans (C-15) ; nous obtenons :

$$L_{BA} = \frac{\Psi_{BA}}{i_A} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_B(\varphi, \theta_r) F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (C-22)$$

Dans les cas où les enroulements A et B sont identique, les résultats restes valables par conséquent, l'inductance de magnétisation de l'enroulement A est donnée par l'intégrale :

$$L_{AA} = \frac{\Psi_{AA}}{i_A} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_A(\varphi, \theta_r) N_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (C-23)$$