

**Ecole Nationale Polytechnique**



Département d'Électrotechnique  
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique

**Thèse de Doctorat**

Intitulé :

**Étude et Réalisation des Systèmes Électromagnétiques Polyphasés :  
Application à la Machine Asynchrone et au Transformateur  
Pentaphasés**

Abdelhakim KHELAFI

Ingénieur/Mastère en Electrotechnique ENP

Pour l'obtention du titre de

**Docteur Troisième Cycle (D/LMD) en Électrotechnique**

**Sous la direction de Messieurs :**

TOUHAMI Omar

Professeur à l'ENP

IBTIOUEN Rachid

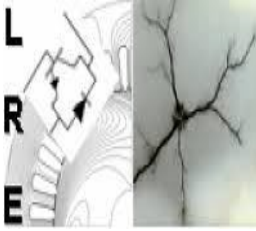
Professeur à l'ENP

**Jury**

M. MAHMOUDI Mohand Oulhadj, Professeur, Ecole Nationale Polytechnique	Président
M. TOUHAMI Omar, Professeur, Ecole Nationale Polytechnique	Directeur de thèse
M. IBTIOUEN Rachid, Professeur, Ecole Nationale Polytechnique	Co-Directeur de thèse
M. AMARA Yacine, Professeur, Université le Havre Normandie (France)	Examinateur
M. HADJOUT Larbi, Professeur, USTHB	Examinateur
M. LARBES Cherif, Professeur, Ecole Nationale Polytechnique	Examinateur
M. ABOURA Faouzi, MCA, USTHB	Invité



Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique

Thèse de Doctorat

Intitulé :

Étude et Réalisation des Systèmes Électromagnétiques Polyphasés :  
Application à la Machine Asynchrone et au Transformateur  
Pentaphasés

Abdelhakim KHELAFI

Ingénieur/Mastère en Electrotechnique ENP

Pour l'obtention du titre de

Docteur Troisième Cycle (D/LMD) en Électrotechnique

Sous la direction de Messieurs :

TOUHAMI Omar

IBTIOUEN Rachid

Professeur à l'ENP

Professeur à l'ENP

Jury

M. MAHMOUDI Mohand Oulhadj, Professeur, Ecole Nationale Polytechnique	Président
M. TOUHAMI Omar, Professeur, Ecole Nationale Polytechnique	Directeur de thèse
M. IBTIOUEN Rachid, Professeur, Ecole Nationale Polytechnique	Co-Directeur de thèse
M. AMARA Yacine, Professeur, Université le Havre Normandie (France)	Examineur
M. HADJOUT Larbi, Professeur, USTHB	Examineur
M. LARBES Cherif, Professeur, Ecole Nationale Polytechnique	Examineur
M. ABOURA Faouzi, MCA, USTHB	Invité

## ملخص

تتناول هذه الرسالة الأنظمة الكهرومغناطيسية متعددة الأطوار، والتي هي أساساً الآلات والمحولات متعددة الأطوار التي تحتوي على لفائف ذات عدد أطوار  $m > 3$ . يتم تحليل المزايا المترتبة على خصائص عدد الأطوار، مثل الزوجية / الفردية، والأولية / غير الأولية. بالإضافة إلى ذلك، يتم استكشاف تصميم ونمذجة هذه الأنظمة الكهرومغناطيسية باستفاضة. من أجل تجسيد تصميم نموذج أولي لمحور ثلاثي خماسي الأطوار بنواة مغناطيسية غير متماثلة ذات ثلاثة أعمدة، فإن دراسة تصميم ونمذجة عميقة ضرورية. كما أن مناقشة المفاهيم الأساسية لللفائف المستخدمة في تحويل الأطوار، أمر حاسم. من أجل تصميم ودراسة آلة غير متزامنة خماسية الأطوار، يتم التطرق إلى تصميم ونمذجة الآلات غير المتزامنة متعددة الأطوار بشكل علم. يتم مناقشة القيود والعقبات المتعلقة بتحقيق مثل هذا التصميم. الخيار المعتمد لتحقيق آلة غير متزامنة خماسية الأطوار هو تحويل آلة غير متزامنة ثلاثية الأطوار إلى آلة غير متزامنة خماسية الأطوار. تم إجراء دراسة تجريبية ونمذجة للنظامين الكهرومغناطيسيين متعددي الأطوار، وهما المحور ثلاثي خماسي الأطوار والآلة خماسية الأطوار. تم بعد ذلك مناقشة ومقارنة النتائج التجريبية والنمذجة.

**كلمات البحث:** نمذجة وتصميم آلة الحث خماسية الطور، ونمذجة وتصميم المحولات ثلاثية إلى خماسية الطور ذات القلب غير المتماثل ذو ثلاثة أعمدة

## Abstract

This thesis examines polyphase electromagnetic systems, which are polyphase machines and transformers, which have windings with a number of phases  $m > 3$ . The advantages stemming from properties of the phase number, such as parity (even/odd), prime/non-prime, and factorization, are analyzed. Furthermore, the specificity of the design and modeling of the multiphase electromagnetic systems is explored in detail. In order to create a prototype of an asymmetrical three-column core three-to-five phase transformer, a thorough study of design and modeling is essential. Additionally, it is crucial to explore in detail the fundamental concepts of windings used in phase transformation. To implement and study a five-phase asynchronous cage machine, the design and modeling of multiphase asynchronous machines in general are addressed. The constraints and obstacles related to implementing such a design are discussed. The chosen alternative to implement the five-phase asynchronous machine prototype, involves transforming a three-phase asynchronous machine into a five-phase asynchronous machine. Experimental and simulation studies of both polyphase electromagnetic systems, the three-to-five phase transformer and the five-phase machine, are conducted. The experimental and simulation results are then discussed and compared.

**Key words:** five-phase induction machine modeling and design, three-limbed three-to-five phase transformer modeling and design, phase transformation winding.

## Résumé

Cette thèse examine les systèmes électromagnétiques polyphasés, qui sont les machines et transformateurs polyphasés, qui possèdent des enroulements avec un nombre de phases  $m > 3$ . Les avantages découlant des propriétés du nombre de phases, telles que la parité (pair/impair), le caractère premier/non-premier et la factorisation, sont analysés. En outre, la spécificité de la conception et de la modélisation de ces systèmes électromagnétiques est explorée en détail. Afin de réaliser un prototype de transformateur tri-pentaphasé à noyau magnétique asymétrique à trois colonnes, une étude approfondie de conception et de modélisation est essentielle. De plus, il est crucial d'explorer en détail les concepts fondamentaux des enroulements utilisés dans la transformation de phases. Dans le but de réaliser et étudier une machine asynchrone à cage pentaphasée, on traite de la conception et de la modélisation des machines asynchrones polyphasées en général. Les contraintes et les obstacles liés à la concrétisation d'une telle conception sont discutés. L'alternative optée pour concrétiser la machine asynchrone pentaphasée est de transformer une machine asynchrone triphasée en machine asynchrone pentaphasée. L'étude expérimentale et par simulation des deux systèmes électromagnétiques polyphasés, à savoir le transformateur tri-pentaphasé et la machine pentaphasée, a été menée. Les résultats expérimentaux et de simulations sont ensuite discutés et comparés.

**Mots clés :** modélisation et conception de machines asynchrone pentaphasée, modélisation et conception de transformateurs tri-pentaphasé à noyau asymétrique à trois colonnes, enroulement de transformation de phase.

## ***Remerciements***

*Avant tout, je remercie Allah, de m'avoir donné la force d'aller jusqu'au bout.*

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de cette thèse.

Tout d'abord, je remercie chaleureusement mes directeurs de thèse, **Pr Omar Touhami** et **Pr Rachid Ibtouen**, pour leur encadrement, leurs conseils avisés et leur soutien tout au long de ce projet. Leur rigueur scientifique et leur bienveillance ont été déterminantes dans l'aboutissement de ce travail.

Je souhaite également remercier les membres de mon jury, **Pr Mohand Oulhadj Mahmoudi**, **Pr Yacine Amara**, **Pr Larbi Hadjout**, **Pr Cherif Larbes** et le **Dr Faouzi Aboura**, pour avoir accepté d'évaluer ce travail et pour leurs précieux commentaires qui ont enrichi cette recherche.

Un grand merci à mon collègue et ami **Dr Abdelmalik Djebli** du Laboratoire de Recherche en Électrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique, pour son aide, ses discussions stimulantes et son soutien moral.

Je suis profondément reconnaissant envers ma famille, pour leur amour inconditionnel, leur patience et leur encouragement tout au long de cette aventure académique. Leur soutien m'a permis de surmonter les moments difficiles et de rester concentré sur mes objectifs.

Enfin, je tiens à remercier toutes les personnes et institutions qui ont contribué de manière directe ou indirecte à la réalisation de cette thèse. Votre soutien a été précieux et je vous en suis infiniment reconnaissant.

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à toutes les personnes qui ont été une source d'inspiration et de soutien tout au long de ce parcours académique.*

*À mes parents, mes sœurs et mes frères, pour leur amour inconditionnel, leur soutien et leurs encouragements constants. Vous avez toujours cru en moi et m'avez donné la force de persévérer.*

*À ma femme, pour ton amour, ta patience et ta compréhension. Tu as été à mes côtés dans les moments difficiles et m'as encouragé à poursuivre mes rêves.*

*Enfin, je dédie cette thèse à tous ceux qui ont cru en moi et qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail. Votre soutien a été inestimable et je vous en suis profondément reconnaissant.*

*Hakim*

# TABLE DES MATIERES

## Liste des Figures

## Liste des Tableaux

## Introduction Générale.....10

## CHAPITRE 1 ÉTAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES ELECTROMAGNETIQUES POLYPHASES..15

1.1. INTRODUCTION.....	16
1.2. TRANSPORT D'ENERGIE ELECTRIQUE ET AVANTAGES DES SYSTEMES POLYPHASES.....	17
1.3. GENERATION DE L'ENERGIE (AVANTAGES DES POLYPHASES).....	21
1.4. SYSTEME D'ENTRAINEMENT ELECTROMAGNETIQUE POLYPHASE.....	24
1.5. MACHINE ELECTRIQUE POLYPHASE.....	26
1.6. TRANSFORMATEUR DE PHASE.....	27
1.7. CONCLUSION.....	29

## CHAPITRE 2 ANALYSE DES SYSTEMES ELECTROMAGNETIQUE POLYPHASES.....30

2.1. INTRODUCTION.....	31
2.2. SEP ET NOMBRE DE PHASES.....	31
2.2.1. SEP à nombre de phases impair.....	34
2.2.2. SEP à nombre de phases pair.....	35
2.2.3. SEP à nombre de phases réduit.....	35
2.2.3.1. SEP à $m_{ph}$ impair :.....	36
2.2.3.2. SEP à $m_{ph}$ pair :.....	36
2.2.4. SEP multi-étoile :.....	37
2.2.5. Réduction de nombre de phases des systèmes multi-étoiles.....	38
2.2.6. Couplage des SEPs.....	39
2.2.7. Particularité du SEP à nombre de phases premier.....	43
2.3. OUTILS MATHÉMATIQUES POUR L'ANALYSE DES SEPS.....	43
2.3.1. Méthode des Composantes Symétriques.....	44
2.3.1.1. Composantes symétriques en régime permanent.....	47
2.3.1.2. Représentation Matricielle des circuits Polyphasés.....	48
2.3.1.3. Applications des Composantes symétriques à l'analyse des harmoniques des SEP.....	49
2.3.1.4. Composantes symétriques instantanés.....	51
2.4. CONCLUSION.....	53

## CHAPITRE 3 TRANSFORMATEUR TRI-PENTAPHASE: CONCEPTION ET MODELISATION.....54

3.1. INTRODUCTION.....	55
3.2. TRANSFORMATEUR DE PHASE.....	55
3.3. DETERMINATION DE L'ENROULEMENT DU TRANSFORMATEUR TRI-PENTAPHASE.....	56
3.3.1. Détermination de l'enroulement basé sur la condition d'équilibre des tensions.....	58
3.3.2. Méthode proposée pour déterminer l'enroulement.....	59
3.4. CONCEPTION DU TRANSFORMATEUR.....	61
3.5. MODELE DYNAMIQUE DU TRANSFORMATEUR TRI-PENTAPHASE.....	64
3.5.1. Circuit magnétique équivalent.....	66
3.5.2. Circuit électrique équivalent.....	67
3.5.3. Modélisation des cycles d'hystérésis du noyau magnétique à trois colonnes.....	68
3.5.4. Les équations du modèle dynamique.....	69
3.5.5. Processus de Résolution.....	71
3.6. MODELE PAR PHASE DU TRANSFORMATEUR ASYMETRIQUE TRI-PENTAPHASE.....	71
3.7. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET DE SIMULATION DU TRANSFORMATEUR.....	73
3.8. REDRESSEUR PENTAPHASE.....	76
3.9. RENDEMENT DU TRANSFORMATEUR TRI-PENTAPHASE.....	77
3.10. CONCLUSION.....	78

## CHAPITRE 4 MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASE : CONCEPTION & MODELISATION.....79

4.1. INTRODUCTION.....	80
------------------------	----

4.2. ENROULEMENT POLYPHASE SYMETRIQUE.....	80
4.2.1. <i>Principes Généraux de Conception Des Enroulements Polyphasés</i> .....	81
4.2.2. <i>Réduction de l'Angle de la Zone Phasiques</i> .....	85
4.2.2.1. Réduction de l'angle de zone phasique d'enroulement à nombre de phase pair.....	85
4.2.2.2. Réduction de l'angle de zone d'enroulement à nombre de phase impair.....	86
4.2.2.3. Enroulement Entier (à $q$ entier) .....	88
4.2.3. <i>Enroulement Fractionnaire (à <math>q</math> Fractionnaire)</i> .....	89
4.2.4. <i>FMM des Enroulements Polyphasés</i> .....	90
4.2.5. <i>FMM du Rotor à Cage et nombre de barres rotoriques</i> .....	96
4.2.5.1. FMM du Rotor à Cage.....	96
4.2.6. <i>Nombre d'encoches stator / rotor</i> .....	98
4.3. CONCEPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE .....	99
4.3.1. <i>Dimensionnement de la machine électrique polyphasée</i> .....	99
4.3.1.1. Dimensions Principales.....	100
4.3.1.2. Dimensionnement des Noyaux Magnétiques du Stator & Rotor.....	105
4.4. TRANSFORMATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE EN UNE MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE.....	110
4.4.1. <i>Machine triphasé asynchrone à transformer</i> .....	111
4.4.2. <i>Modèle dynamique de la Machine Asynchrone Pentaphasée</i> .....	115
4.4.3. <i>Modèle en Régime Permanent</i> .....	117
4.4.4. <i>Identification des Paramètres de la machine Asynchrone Pentaphasée</i> .....	118
4.4.5. <i>Résultat de simulations est des tests Expérimentaux (Validation des Modèles)</i> .....	120
4.5. COMPORTEMENT DE LA MACHINE DANS DES CONDITIONS DE DESEQUILIBRE .....	121
4.5.1. <i>Démarrage direct avec une phase ouverte</i> .....	121
4.6. CONCLUSION .....	125
<b>CHAPITRE 5 ASSOCIATION MACHINE A SYNCHRONE PENTAPHASE&amp;TRANSFORMATEUR TRI-PENTAPHASES.....</b>	<b>127</b>
5.1. INTRODUCTION .....	128
5.2. MODELE PAR PHASE D'UNE MACHINE PENTAPHASE .....	128
5.3. MACHINE A INDUCTION TRIPHASE EQUIVALENTE A CELLE PENTAPHASEE.....	128
5.4. MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE EQUIVALENTE AU SYSTEME FORME PAR L'ENSEMBLE TRANSFORMATEUR/MACHINE.....	130
5.5. MACHINE A INDUCTION PENTAPHASEE EQUIVALENTE AU SYSTEME TRANSFORMATEUR/MACHINE .....	131
5.6. MODELE DYNAMIQUE DE L'ASSOCIATION TRANSFORMATEUR/MACHINE PENTAPHASEE .....	131
5.7. COMMANDE A FLUX ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASE VIA LE TRANSFORMATEUR TRI- PENTAPHASE .....	132
5.7.1. <i>I<sub>FOC</sub> utilisant la machine triphasée équivalente</i> .....	133
5.7.2. <i>I<sub>FOC</sub> utilisant la machine pentaphasée équivalente</i> .....	133
5.8. UTILISATION DU VFD POUR LE CONTROLE D'UNE MACHINE A INDUCTION PENTAPHASEE VIA UN TRANSFORMATEUR TRI-PENTAPHASE .....	135
5.9. CONCLUSION .....	136
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>137</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>140</b>



## Table des Figures

Figure.1.1 Demande d'électricité dans différents pays de 1990 à 2022.....	16
Figure.1.2 Pylônes utilisés en Algérie des lignes de différentes tensions du réseau de .....	18
Figure.1.3 Profil en long d'un tronçon d'une ligne électrique montrant la garde au sol.....	19
Figure.1.4 Champ électrique et magnétique représentés en fonction de la distance de l'axe de la ligne de transport triphasée et ligne hexaphasée .....	20
Figure.1.5 Lignes 400 kV Hassi Messaoud-Oumeche utilisant un faisceau de deux câble par phase.....	20
Figure.1.6 Eolienne de 12MW avec un générateur synchrone 18 phases .....	22
Figure.1.7 Energie marine (hydrolienne).....	23
Figure.1.8 Evolution des besoins en puissance électrique à bord des avions au fil du temps.....	24
Figure. 1.9 Système de propulsion basé sur les SEEP.....	26
Figure.1.10 Evolution des articles publiés traitant des machines polyphasées.....	27
Figure.1.11 Transformateur de Scott utilisé en 1895 utilisé dans la centrale hydroélectrique de Niagara.....	28
Figure.1.12 Transformateur de Scott 70MVA Pour l'alimentation d'un train Shinkansen (train à grande vitesse).....	29
Figure. 2.1 Représentation du SEP à l'aide de diagrammes de phase.....	32
Figure.2. 2. Représentation des systèmes polyphasés nombre de phase premier et à nombre de phases impairs.....	33
Figure.2.3. Représentation des systèmes polyphasés nombre de phase pair.....	34
Figure.2.4 Modification des SEPs à nombre de phases impairs non-premiers.....	35
Figure. 2.5. Les quatre possibilités de réduction d'un tétraphasé.....	37
Figure. 2.6. Réduction de SEP octaphasé.....	37
Figure. 2.7. Réduction de nombre de phase d'un SEP 16-phasé.....	37
Figure. 2.8. Réduction de nombre de phase d'un SEP 12-phasé.....	38
Figure. 2.9. Réduction de nombre de phase d'un SEP 24-phasé .....	38
Figure.2.10 Simplification des SEP multi-étoiles.....	39
Figure.2.11 Couplages d'un système Pentaphasé.....	40
Figure.2.12 Couplages d'un système heptaphasé.....	40
Figure.2.13 Couplages des SEP 15-phasé.....	40
Figure.2.14 Couplages possible d'un SEP nonaphasé.....	40
Figure.2.15 Couplages d'un système tetraphasé.....	42
Figure.2.16 Couplages d'un système octaphasé.....	42
Figure.2.17 Couplages d'un système 16-phasé.....	42
Figure.2.18 Couplage des SEPs à 10-phasé.....	42
Figure.2.19 Variation du rapport de tension $U_{ad}/V_{ph}$ en fonction de nombre de phase $m$ .....	44
Figure.2.20 Systèmes symétriques représentés par les composantes symétriques.....	51
Figure.3.1 Détermination des enroulements en fonction des conditions de tension et de courant..	58
Figure.3.2 Conception d'enroulement basée sur la condition de tension.....	59
Figure.3.3 Configuration d'enroulement correspondant à $T_4$ .....	61
Figure.3. 4 Arrangement approprié des bobines d'enroulement du transformateur trouvée à l'aide de la simulation de conception assistée par ordinateur CAO.....	64
Figure.3.5 Vue 3D montrant les enroulements du transformateur conçu.....	65
Figure.3.6 Résultats de la simulation MEF 3D montrant la distribution de la densité de flux dans le noyau magnétique du transformateur conçu.....	65
Figure.3.7 Chemins des flux $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ dans le noyau magnétique et le chemin dans l'air de $\varphi_0$ ...	66
Figure.3.8 Circuit magnétique équivalent.....	66
Figure.3.9 Circuit électrique équivalent du transformateur tri-pentaphasé.....	68
Figure.3.10 Organigramme de calcul.....	72
Figure.3.11 Circuit équivalent par phase du transformateur tri-pentaphasé.....	73
Figure.3.12 Prototype de transformateur tri-pentaphasé conçu.....	73
Figure.3.13 Banc de tests et de contrôle de l'ensemble Transfo-Machine pentaphasée.....	74

Figure.3.14 Résultats obtenus par simulation et par expérimentation du transformateur tri-pentaphasé à vide, à pleine charge statique et en court-circuit.....	75
Figure.3.16 Résultats expérimentaux du redresseur pentaphasé à 10 impulsions.....	76
Figure.3.17 Spectre de l'amplitude du courant.....	77
Figure. 3.18 Rendement d'un transformateur tri-pentaphasé et d'un transformateur triphasé conventionnel.....	78
Figure.4.1 Enroulement de phase constituée d'une seule bobine.....	81
Figure.4.2 Zones phasiques d'angle $2\pi/m$ d'un enroulement m-phasé bipolaire.....	83
Figure.4.3 Distribution des zones phasiques (+) et (-) d'angle $2\pi/m$ d'un enroulement m-phasé bipolaire.....	84
Figure.4.4 Réduction de zone phasique et nombre de phase des enroulements à $m$ pair.....	86
Figure.4.5 Réduction de zone phasique d'un enroulement pentaphasé à $q_p$ impair.....	87
Figure.4.6 Réduction de zone phasique d'un enroulement pentaphasé à $q_p$ pair ( $q_p=4$ ).....	88
Figure.4.7 Enroulement bipolaire pentaphasé à simple couche et à pas diamétral.....	89
Figure.4.8 Enroulement pentaphasé fractionnaire à double couche, $Q_s=30$ , $P=2$ et $q=1+1/2$ .....	89
Figure.4.9 Bobine statorique à $P=1$ .....	91
Figure.4.10 FMM engendrée par une bobine statorique.....	91
Figure.4.11 Cage rotorique de machine asynchrone.....	97
Figure.4.12 Dimensions principales de la machine asynchrone.....	100
Figure.4.13 Impact du ratio d'aspect $l/\tau_p$ sur la topologie de la machine.....	105
Figure.4.14. Différentes formes d'encoches ouverte semi-ouverte.....	106
Figure.4.15 passage de l'induction magnétique de l'entrefer.....	107
Figure.4.16 Sections de passage de l'induction de l'entrefer au noyau statorique.....	107
Figure.4.17 hauteur de culasse statorique $h_{cr}$ et rotorique $h_{cr}$ , .....	108
Figure.4.18 Formes des encoches et des barres du rotor.....	110
Figure.4.19 Les lignes de champ magnétique de l'enroulement tétrapolaire de $q=1.5$ .....	112
Figure.4.20 Spectre du couple et du courant ( $q=1+1/2$ ).....	113
Figure.4.21 Spectre du couple et du courant ( $q=3$ ).....	114
Figure.4.22 Induction magnétique et ligne du champ.....	115
Figure.4.23 Induction magnétique et ligne du champ tournent de six-pôles.....	116
Figure.4.24 Circuit équivalent de la machine asynchrone pentaphasée.....	118
Figure.4.25 Transposition des phases.....	119
Figure.4.26 Banc de tests de la machine pentaphasée.....	120
Figure.4.27 Vitesse lorsque la première séquence est dominante et lorsque la troisième séquence est dominante.....	121
Figure.4.28 Résultats d'expérimentation et de simulation de la machine pentaphasée alimentée par le transformateur tri-pentaphasés conçus.....	122
Figure.4.29 Test de la machine pentaphasée avec une phase ouverte.....	123
Figure.4.30 Vitesses de démarrage direct avec une phase ouverte, de la machine pentaphasée à vide, stator connecté en étoile avec neutre isolé et en étoile avec neutre connecté.....	123
Figure.4.31 Vitesse de démarrage direct avec une phase ouverte, de la machine pentaphasée à vide, stator couplé en pentagone.....	124
Figure.5.1 Modèle par phase de la machine asynchrone polyphasée ramené au stator.....	128
Figure.5.2 Vitesse simulée et expérimentale.....	132
Figure.5.3 Schéma IFOC pour contrôler la machine pentaphasée via le transformateur .....	134
Figure.5.4 Résultats de simulation de l'IFOC sur machine à induction pentaphasée équivalente.	134
Figure.5.5 Banc de tests et de contrôle expérimental.....	135
Figure.5.6 Vitesse de la machine contrôlée par le VFD via un transformateur.....	135

## Liste des Tableaux

Tableau 1.1 Valeurs des champs électriques et magnétiques au bord de l'emprise.....	19
Tableau.1.2. Niveaux de Tensions de Transport pour la transmission de puissance.....	19
Tableau 2.1 Nomenclature des SEPs.....	32
Tableau.2.2 Rapport des tensions composées des phases adjacentes et non-adjacentes à la tension simple.....	43
Tableau.2.3. Terminologie utilisée pour représenter les séquences directe, inverse et homopolaire en anglais et dans les langues latines.....	45
Tableau.2.4 Classes des harmoniques par séquences CS.....	50
Tableau.3.1 Données d'enroulement du transformateur prototype.....	63
Tableau .3.2 Paramètres électriques du modèle.....	76
Tableau.3.3 Résultats des tests de déséquilibre sous une phase secondaire ouverte.....	76
Tableau.3.4 Paramètres du modèle d'hystérésis.....	74
Tableau.3.5 Dimensions du noyau magnétique.....	77
Tableau.4.1 Facteur de répartition en fonction du nombre de phase $q=2$ .....	92
Tableau.4.2 Inductions magnétiques admissibles dans les différents parties du circuit magnétique.....	102
Tableau 4.3 Données de la plaque signalétique de la machine triphasée à transformer en pentaphasée.....	111
Tableau 4.4 Dimensions de la machine.....	114
Tableau.4.5 Paramètres de la machine pentaphasée conçue.....	123
Tableau.4.6 Courants statoriques (régime permanent) de démarrage avec une phase ouverte.....	124
Tableau.4.7 Composantes symétriques des courants, avec une phase ouverte.....	124
Table 5.1 Paramètres de la Machine.....	132
Table 5.2 Comparaison des résultats obtenus par tests expérimentaux et théoriques.....	136

## Introduction Générale

Les Systèmes Électromagnétiques Polyphasés SEP, que sont les machines et les transformateurs polyphasés, représentent le cœur des systèmes électriques. Concernant la production d'électricité, plus de 90% de la production mondiale est effectuée par les générateurs polyphasés [1-2], à savoir : les alternateurs dans les centrales conventionnelles, hydrauliques, et principalement les machines polyphasées à double alimentation dans les fermes éoliennes, etc. Le rôle des transformateurs polyphasés est fondamental dans le domaine du transport et de distribution de l'énergie électrique [3-4], aussi, ces transformateurs sont indispensables dans les dispositifs de puissance et les installations électriques [5]. Par ailleurs, presque aucun domaine n'est dépourvu de moteurs et/ou de générateurs électriques polyphasés. Depuis le début du XXe siècle, c'est le système électrique triphasé qui a été adopté dans le monde [6-7].

Il est difficile de déterminer qui a eu, le premier, l'idée des systèmes polyphasés. Selon les références [6], [8], [9], l'idée des systèmes polyphasés est apparue au début des années 1880, en Italie, où Galileo Ferraris pensait déjà aux systèmes à deux phases [6], [9]. Galileo Ferraris conçut l'idée que deux courants diphasés pourraient être utilisés pour produire deux champs magnétiques qui, combinés peuvent produire un champ tournant sans aucune commutation ou pièce mobile [6], [8]. Le concept des systèmes polyphasés a retenu l'attention des inventeurs et des industriels si bien que de nombreux travaux sont apparus, [6], [8], [9], [13]. En 1887 C.S. Bradley, aux Etats-Unis, a conçu le premier générateur synchrone triphasé [6], [8], [9]. Quelques mois plus tard, l'Allemand Friedrich August Hazelwander fut le premier à construire en Europe un générateur synchrone triphasé à pôle saillant [6], [8], [9], [12]. Entre 1888 et 1890, les plus grands progrès ont été réalisés dans les systèmes diphasés. En Mars 1888, Galileo Ferraris donne une conférence sur les moteurs diphasés à l'Académie royale des sciences de Turin [6], [9], [11], [12]. Mais l'événement le plus marquant s'est produit en Mai 1888, lorsque Nikola Tesla a présenté un travail lors d'une réunion de l'American Institute of Electrical Engineers AIEE (actuellement IEEE), décrivant les moteurs à induction et synchrones diphasés, mettant en évidence les avantages du système diphasé par rapport au système monophasé. Deux brevets [14], [15] de Tesla ont introduit le moteur asynchrone diphasé, ainsi qu'un autre brevet [16] sur un système de distribution. L'importance de l'événement à AIEE réside dans la présence des grands industriels américains, parmi eux était George Westinghouse le fondateur de Westinghouse Electric Company [8]. Cet événement a eu un impact si important sur Westinghouse qu'il a utilisé des alternateurs diphasés dans la centrale hydraulique à Niagara Falls, devenue opérationnelle en 1895, [6], [8].

Michael Dolivo-Dobrowolsky (russe, naturalisé suisse) en 1887, électricien en chef de l'entreprise AEG à Berlin [6], [9], [11], [12], il s'appuie sur les idées de base de Tesla et Ferrari et les améliore considérablement [6], [8]. Pour commencer ses travaux sur le moteur asynchrone triphasé à cage, et au début de 1889 son premier moteur fonctionne correctement [6], [9]. Plus tard, Dolivo-Dobrowolsky invente également le moteur à induction triphasé à bague collectrice avec résistances de démarrage [9]. La première ligne triphasée en Allemagne est devenue opérationnelle en 1891, de longueur de 179 km et de tension 12 kV [8-9]. Tandis que la première ligne triphasée aux États-Unis (en Californie) est devenue opérationnelle en 1893, transmettant

de la puissance sur 12 km avec une tension de 2,3 kV [6], [9]. Il a été démontré plus tard que les lignes triphasées ont un rendement plus élevé et nécessitent moins de cuivre que les lignes diphasées à quatre conducteurs. C'est ce qui a incité les propriétaires de centrales fonctionnant avec des générateurs diphasés, comme la centrale hydraulique de Niagara Falls, à envisager d'utiliser des lignes triphasées pour transporter de l'énergie électrique [7].

Ainsi, le besoin s'est fait sentir des transformateurs changeurs de nombre de phases, appelés plus tard transformateurs de phases [17]. Ce qui a poussé F. Scott de Westinghouse à concevoir un transformateur pour adapter le nombre de phases des alternateurs diphasés et les lignes triphasées [7–8], ce transformateur convertit le diphasé en triphasé et vice-versa. Le transformateur de Scott a ensuite été utilisé pour convertir le système de tension diphasé aux bornes des alternateurs diphasés, de la centrale hydroélectrique de Niagara Falls, en un système de tension triphasé, dans le but de transmettre de l'énergie électrique à Buffalo, New York, via des lignes triphasées. [7].

Les systèmes électromagnétiques triphasés (machines et transformateurs) dominent dans différents secteurs [3-4], tels que : dans la production, le transport/distribution d'électricité, le transport ferroviaire, l'industrie, la traction électrique etc. Cependant, il existe un besoin croissant des systèmes plus efficaces, de fiabilité élevée, plus robuste et de tolérance élevée aux défauts [18], [20–31]. Ce qui a renouvelé l'intérêt des chercheurs pour les systèmes polyphasés. Le premier système d'entraînement polyphasé selon [18] était un système pentaphasé, qui utilisait un moteur à induction pentaphasé alimenté par un onduleur de tension pentaphasé, proposé en 1969 par [19]. Les recherches dans le domaine des systèmes polyphasés étaient ralenties au cours des années suivantes jusqu'à la fin du XXe siècle [18], [32], où leur véritable redémarrage a eu lieu au début du XXIe siècle [18], [20], [25], [31]. Les travaux de recherche se sont concentrés, notamment sur la commande de machines polyphasées [25-39], le développement des techniques de commande en présence de défaut [40-44], et la modélisation des machines polyphasées [17], [45-48]. L'utilisation de machines polyphasées dans le domaine des énergies renouvelables a également été étudiée [49-56]. Cependant, il existe peu de travaux sur l'identification des paramètres et l'étude des enroulements polyphasés et leurs couplages [57-62]. De même, les travaux traitant de la conception des machines polyphasées restent peu nombreux.

Le transformateur de Scott a eu le plus grand impact dans l'établissement du concept du transformateur de phase [17]. Dans les années qui suivent la dominance du triphasé, le besoin s'est fait sentir aux redresseurs plus performants [7], [17]. Le transformateur de phase qui convertit le triphasé en  $m$ -phasé est apparu dans le but d'augmenter le nombre de phases au secondaire pour améliorer la qualité de la tension redressée et réduire le taux d'harmoniques au primaire [63–70]. Dans ce travail le transformateur de phase qui convertit le triphasé en  $m$ -phasé est appelé le transformateur tri- $m$ -phasé. Dans le cas d'un générateur  $m$ -phasé ( $m > 3$ ) d'une éolienne par exemple, ce générateur  $m$ -phasé nécessite d'adapter au système triphasé conventionnel. La solution offerte par l'électronique de puissance nécessite des convertisseurs complexes et coûteux [63]. En revanche, le transformateur tri- $m$ -phasé offre une solution d'adaptation plus simple et moins coûteuse [63]. Ce type de transformateurs permet d'utiliser les variateurs de fréquence disponibles sur le marché pour commander des machines  $m$ -phasées

via le transformateur tri- $m$ -phasé, et d'exploiter les avantages des machines polyphasées [63], [67]. En outre, ces transformateurs sont utiles pour l'identification des paramètres des machines  $m$ -phasées [63], [66]. Le cas d'une machine asynchrone pentaphasée commandée par un variateur de fréquence industriel via un transformateur tri-pentaphasé est présenté dans [63].

Des transformateurs tri-pentaphasés ont été conçus et étudiés par [66], [67], où trois noyaux magnétiques séparés et deux noyaux magnétiques séparés ont été utilisés respectivement. Dans le transformateur étudié dans [66], les résultats expérimentaux montrent que les courants primaires sont déséquilibrés tandis que dans le transformateur dans [67] ils sont équilibrés. Des transformateurs tri-heptaphasé [68] et tri-10-phasé [69], à trois noyaux magnétiques séparés, ont été conçus selon le même principe que celui du [66] à trois noyaux magnétiques séparés. Le comportement du transformateur tri-heptaphasé de [68] dans des conditions de déséquilibre a également été abordé dans [71], [72].

Les problèmes de conception liés aux dispositions des bobines sur la topologie du noyau magnétique et leur impact sur l'équilibre du transformateur, ainsi que la différence entre les impédances des phases résultant de l'enroulement du transformateur, sont rarement abordés dans la littérature [63]. Dans la référence [70] l'effet des dispositions des enroulements sur les inductances de fuite des phases est discuté. Dans la plupart des études publiées sur les transformateurs tri- $m$ -phasés, les noyaux magnétiques sont à colonnes séparées.

Les noyaux magnétiques asymétriques à trois colonnes sont généralement utilisés dans les transformateurs triphasés conventionnels en raison de leurs avantages tels que la topologie compacte par rapport aux trois noyaux séparés, plus faciles à assembler et réduisant la quantité de matériaux, augmentant ainsi l'efficacité [73]. En outre, les transformateurs à noyau asymétriques à trois colonnes, sont moins chers d'environ 20 à 25 % que ceux à trois noyaux séparés [74]. Ainsi, il est intéressant d'utiliser un noyau asymétrique à trois colonnes dans un transformateur de tri-pentaphasé. Toutefois, cela nécessite un modèle fiable ainsi qu'une conception adaptée.

Le but de cette thèse est de mener une étude théorique et expérimentale des SEP : transformateur tri-pentaphasé, machines asynchrone pentaphasée, et le système formé par la machine et transformateur tri-pentaphasé. Ceci en abordant les sujets qui ne sont pas suffisamment couverts dans la littérature, la littérature, tels que les problèmes liés à la conception des transformateurs de phase, les couplages des enroulements ... etc. Tout d'abord, le premier chapitre présente un état de l'art sur les systèmes électromagnétiques polyphasés (machines polyphasés et transformateur de phases), montrant leurs applications dans divers domaines, et explore les travaux de recherche actuels les plus importants.

Le deuxième chapitre présente une étude des systèmes polyphasés en fonction des propriétés de leur nombre de phases  $m$ , à savoir : la parité pair/impair, premier/non-premier et la factorisation en produit de facteurs. Par suite, les possibilités de modifications du SEP en fonction des propriétés du nombre de phases sont présentées. Ainsi, les configurations résultant de factorisations des nombres de phases, sont examinées. Ensuite, ce chapitre étudie les couplages des enroulements des SEP (machines et transformateurs polyphasés), en déterminant le nombre de couplage possible en fonction du nombre de phases. De plus, examine l'influence

de nature du nombre de phases  $m$  (parité pair/impair, premier/non-premier et la factorisation), sur les couplages. Enfin, le deuxième chapitre présente une analyse des grandeurs des phases (courants, tensions, flux...etc.) en utilisant la méthode des composantes symétriques.

Dans le troisième chapitre, les différents principes de détermination des enroulements de transformateur de phase sont discutés en détail, ainsi que les méthodes de calcul correspondantes pour déterminer les éléments d'enroulement. En outre, une méthode de détermination des éléments d'enroulement, d'un transformateur de phase tri- $m$ -phasé à trois colonnes, est proposée. Cette méthode permet de trouver un enroulement de transformation de phase, de trois à  $m$  phases, pour un rapport de transformation et un angle de déphasage donnés. De plus, le troisième chapitre traite de la conception du transformateur tri-pentaphasé à noyau asymétrique, pour minimiser l'effet de l'enroulement sur l'équilibre du transformateur, en utilisant la méthode des éléments finis MEF. Afin de simuler le comportement du transformateur, on propose dans ce chapitre un modèle dynamique du transformateur tri-pentaphasé à noyau asymétrique, prenant en compte la différence des impédances des phases, ainsi que la topologie et la non-linéarité du noyau magnétique. Les résultats expérimentaux et ceux de simulation sont discutés.

Dans le but de réaliser et étudier la machine asynchrone à cage pentaphasée, le quatrième chapitre traite de la conception et de la modélisation des machines asynchrones polyphasées en général. Premièrement, ce chapitre présente les principes de conception des enroulements polyphasés, de plus, la FMM engendré par l'enroulement est analysée à l'aide du développant en séries de Fourier. La FMM rotorique est également étudiée, dans le but de montrer l'effet du nombre de barres rotoriques sur les performances de la machine. Deuxièmement, les étapes les plus importantes de la conception et du dimensionnement des machines polyphasées sont présentées dans ce chapitre. Troisièmement, les contraintes et les obstacles de concrétisation d'un design sont discutés, et l'alternative optée pour réaliser la machine asynchrone pentaphasée est de transformer une machine asynchrone triphasée en machine asynchrone pentaphasée, tout en respectant les exigences de conception. Quatrièmement, la modélisation des machines asynchrones polyphasées est abordée dans ce chapitre, où il est montré que le modèle d'une machine polyphasée est basé sur l'harmonique fondamental, et d'autres harmoniques [18], [45-48]. Dans le cas pentaphasé les modèles sont basés sur le fondamental et le troisième [45-47]. De plus, dans ce chapitre les paramètres du modèle déterminés de la machine conçue, et le comportement de la machine est simulé et testé expérimentalement.

Le cinquième chapitre traite de l'association du transformateur asymétrique tri-pentaphasé et la machine à induction pentaphasée ainsi que les possibilités de contrôler cette machine avec un onduleur (PWM) triphasé via un transformateur asymétrique tri-pentaphasé. Pour cela, deux modèles du système formé par le transformateur et la machine sont proposés et basés sur le concept conventionnel de modélisation par phase, à savoir :

- Le premier représente le système comme une machine à induction triphasée équivalente.
- Le second représente le système comme une machine à induction pentaphasée équivalente.

Le comportement dynamique du système est déduit du modèle par phase, donc la dynamique du système est décrite par un modèle dynamique de machine triphasée ou pentaphasée équivalente, dans lequel la séquence fondamentale est dominante. Deux schémas de contrôle indirect de flux orienté correspondant aux modèles dynamiques sont proposés. L'étude est menée par simulation et essais expérimentaux pour les modèles proposés, et uniquement par simulation pour les schémas de commande proposés. Le contrôle de la machine, via le transformateur tri-pentaphasé, à l'aide d'un variateur de fréquence conventionnel connu par Variable Frequency Drives VFD est également testé.



## **Chapitre 1**

# **ÉTAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES ELECTROMAGNETIQUES POLYPHASES**

## 1.1. Introduction

Après avoir diminué d'environ 1% en 2020 en raison des effets de la pandémie de Covid-19, les prévisions de croissance de la demande mondiale d'électricité étaient d'environ 5% pour 2021 et de 4 % pour 2022 poussées par la reprise économique mondiale, selon le rapport semestriel de l'Agence Internationale d'Énergie AIE ("International Energy Agency IEA") sur le marché de l'électricité publiée en Juillet 2021 [75]. On estime que la demande mondiale d'électricité augmentera de 62 à 185 % d'ici 2050 par rapport aux niveaux de l'année 2021 [76]. La dernière décennie a vu la Chine occuper la première place parmi les pays les plus demandeurs d'électricité, suivie des États-Unis et l'Inde comme le montre Fig.1.1 donnée dans la référence [77].

L'augmentation continue de la demande d'énergie électrique résultant du grand développement industriel, représente environ 40% de la demande mondiale d'électricité [77]. De plus, la progression des villes due à la croissance urbaine, à mesure que leurs infrastructures deviennent plus grandes et plus complexes. Cela entraîne une hausse de plus en plus de la demande d'électricité, nécessaire aux secteurs publics tels que le transport, les services publics, et la demande d'électricité domestique qui ne cesse d'augmenter. Ce qui rend inévitablement l'augmentation de la production d'électricité dans le monde. Par conséquent, la modernisation et l'amélioration de l'efficacité des moyens conventionnels de production et de transport

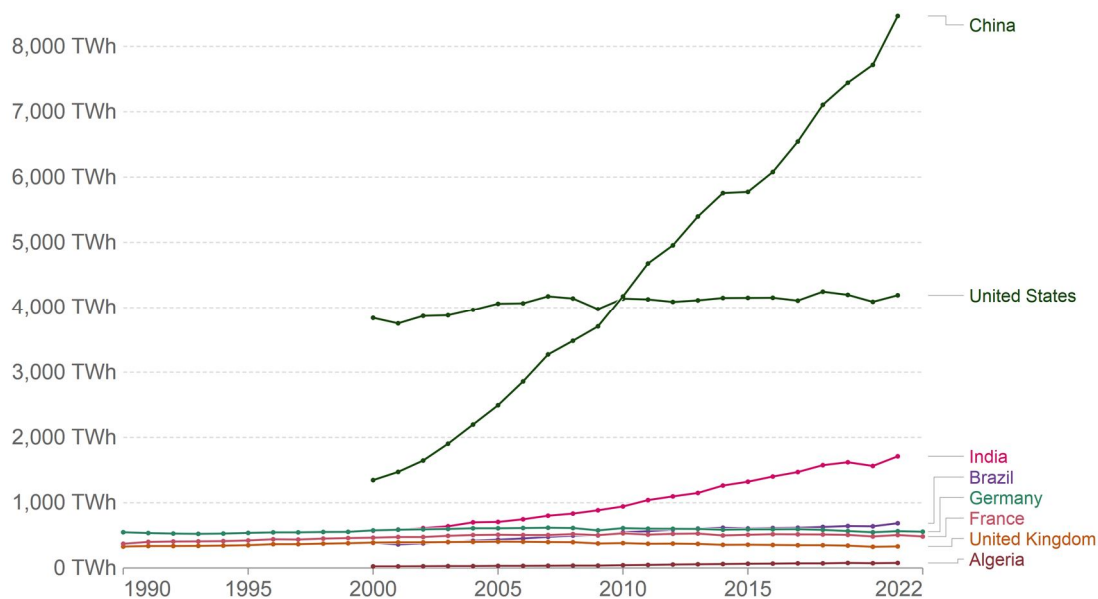


Fig.1.1 Demande d'électricité dans différents pays de 1990 à 2022 [77]

d'électricité sont devenues une exigence urgente. Cela comprend également la recherche de nouvelles sources d'énergie et une meilleure utilisation des énergies renouvelables. De plus, la consommation d'énergie électrique doit être rationalisée dans les secteurs qui consomment le plus d'électricité, par exemple le secteur industriel, par l'utilisation des systèmes d'efficacité élevée.

Les systèmes électromagnétiques de forte puissance sont de plus en plus demandés dans des domaines tels que la propulsion marine et le transport ferroviaire (traction électrique) et bien d'autres secteurs industriels. Cela est dû à ses adéquations des systèmes mentionnés, car les

systèmes électromagnétiques se caractérisent par une grande fiabilité et une meilleure tolérance aux défauts.

Dans l'aéronautique, la tendance actuellement, est le remplacement des systèmes hydrauliques et mécaniques, dans les avions par d'autres électriques et électromagnétiques. Et c'est une application du concept dit l'avion plus électrique [78]. Le marché des voitures électriques est également connu un grand développement, notamment depuis le début de la deuxième décennie du XXI<sup>e</sup> siècle, en raison du succès enregistré dans le domaine des batteries. Cependant, les recherches sont toujours en cours pour développer des systèmes d'entraînement plus fiables, et d'élever la capacité de stockage des batteries.

Pour répondre aux exigences des différents domaines, les communautés de recherche et industrielles ont considéré les systèmes polyphasés comme étant appropriés en raison de leurs avantages dans la plupart des régions, et ils ont commencé à être appliqués dans plusieurs domaines.

## **1.2. Transport d'énergie électrique et avantages des systèmes polyphasés**

En raison des lois environnementales strictes visant à minimiser les impacts environnementaux, des corridors de transport étroits et des préoccupations des clients, il devient de plus en plus difficile de construire de nouvelles lignes électriques de transport [79-84]. Le système triphasé est dominant dans le transport et la distribution de l'électricité. Une des solutions pour augmenter la puissance transitée par une ligne de transport triphasée, est d'élever le niveau de tension du transport. Une autre solution est basée sur l'utilisation des lignes doubles ternes ou à plusieurs ternes ou à plusieurs ternes ; c'est-à-dire deux lignes triphasées ou plusieurs occupent le même corridor sont supportées par des pylônes convenables. Par ailleurs, l'augmentation du courant admissible de la ligne utilisant des faisceaux de câbles par phase est une solution courante [79-80].

La tension de transport des lignes triphasées conventionnelles est par définition celle entre phase (Tension Composée). Dans le cas triphasé les trois phases sont adjacentes entre elles. Cependant, il existe plusieurs définitions possibles de la tension de transport des lignes polyphasées [85]. La relation entre la tension phase-neutre (ou tension simple) et la tension entre les phases adjacentes varie en fonction du nombre de phases, il en va de même pour les tensions entre les phases non-adjacentes. Ainsi, la redéfinition de la tension du transport est suggérée. Si le nombre de phases est  $3 < m < 6$ , les tensions entre phases adjacentes et non adjacentes sont supérieures à la tension phase-neutre, alors qu'au-dessus de six phases, la tension phase-neutre dépasse celle entre phases adjacentes. Par conséquent, la définition de la tension entre phases adjacentes en tant que tension de transport est inappropriée, et ne reflète pas les caractéristiques d'isolation et la de capacité de transfert de l'énergie électrique [85].

Il existe plusieurs avantages à préférer la haute tension pour le transport d'électricité, tels que : la réduction des pertes, ce qui améliore le rendement de la ligne de transport, en plus d'une meilleure régulation de la tension [81]. Il existe également d'autres paramètres qui limitent un niveau de tension plus élevé. Il s'agit de l'augmentation de l'isolation nécessaire entre les câbles conducteurs des phases, et entre les câbles conducteurs et la masse (pylône mise à la terre). Ce qui entraîne une augmentation des distances nécessaire entre les câbles conducteurs des phases (distance Phase-Phase), entre les câbles conducteurs et la masse (Distance Phase-Masse), et

entre le câble conducteur et le sol [86] ; cette distance est appelée la **garde au sol**. Ce qui nécessite des chaînes d'isolateurs plus longues, et par suite, un nombre d'isolateurs plus élevé, et des pylônes plus grands conduisant à la nécessité d'utilisation des corridors plus larges. Par ailleurs, l'utilisation des faisceaux de câbles par phase fait élever la quantité de câbles conducteurs et nécessite des accessoires de fixation adaptés.

La Figure 1.2 présente des pylônes utilisés dans lignes de différentes tensions du réseau algérien, montrant les distances Phase-Phase et Phase-Masse. La distance entre câble conducteur et le sol (distance appelée la garde au sol) est montrée sur Fig.1.3.

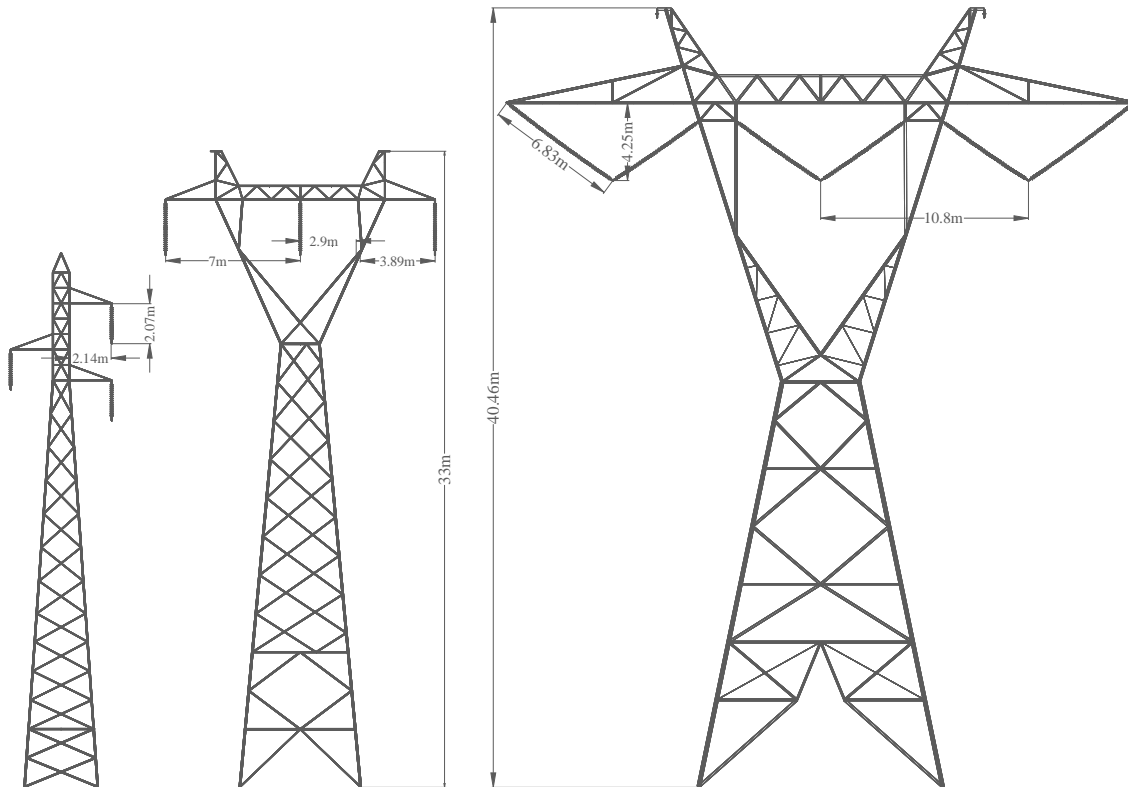


Fig.1.2 Pylônes utilisés en Algérie des lignes de différentes tensions du réseau de Algérien, (a) Pylône de ligne 60 kV (b) Pylône de ligne 220 kV (c) Pylône de ligne 400 kV.

Jusqu'aux années 70, les champs électriques et magnétiques des lignes électriques et de diverses autres sources n'étaient pas considérés comme nocifs pour l'homme. [87]. Des études ont été effectuées sur le cancer infantile dû à l'exposition aux champs magnétiques à fréquence industrielle produits par les lignes électriques à proximité [88]. Aujourd'hui, il existe de nombreuses recherches portant sur l'évaluation et le calcul des champs électriques et magnétiques produits par les lignes électriques dans ses corridors, ainsi que l'analyse des impacts de ces champs sur les bâtiments et les Pipes de proximité, ainsi que sur la population [89–95]. Il convient de noter que l'élévation de la tension entraîne une augmentation du niveau du champ électrique à proximité de la ligne de transport d'électricité. De même, les lignes de transport à fort courant provoquent une augmentation du champ magnétique. Les exigences de IEEE standards et de quelques organismes internationaux sur le champ électrique et magnétique au niveau du sol, dû aux lignes de transport d'électricité sont présentées dans le Tableau.1.1 donnés par [96]. Généralement, le champ électrique et magnétique est représenté en fonction de la distance de l'axe de la ligne de transport. Cette présentation des champs électrique et

magnétique, permet de déterminer les distances limites aux axes des lignes électriques où les valeurs des champs sont inférieures à celles maximales. Plusieurs méthodes de calcul pour

Taleau 1.1 Valeurs des champs électriques et magnétiques au bord de l'emprise

Organisation	Champ electric Max (kV/m)	Champ magnétique au bord de l'emprise	Champ electric Max (kV/m)	Champ magnétique au bord de l'emprise
IEEE	20	5	2700	900
ICNIRP	8.3	4.2	400	800
ACGIH	25	-	1000	-
NRPB	12	12	1300	1300
EU	-	4.2	-	80

Tableau.1.2. Niveaux de Tensions de Transport pour la transmission de puissance

Pays	Tension de Transport	
	Haute Tension (kV)	Extra Haute Tension (kV)
Algérie	60, 220	400
Brésil	138, 230	345, 440, 500, 750
Canada	115, 230	345, 500, 735
Japon	110, 132, 154, 187, 220	500
Russie	110, 154, 220	330, 400, 750
Royaume-Uni	110, 132, 275	400
Etats-Unis	115, 138, 230	345, 500, 765

déterminer le champ électriques et magnétique, sont proposées dans la littérature. La Figure.1.4 montre le champ électrique et magnétique sont représentés en fonction de la distance de l'axe de la ligne de transport.

Les tensions de transport 345, 500, 700 et 765 kV sont largement utilisées et aux États-Unis et gagnent en popularité dans d'autres parties du monde [79], le Tableau.1.2 montre les niveaux de tension adoptés pour la transmission de puissance dans divers pays [97]. Alors que les tensions de transport 380 où 400 kV sont utilisées principalement en Europe. Dans le réseau de transport algérien les tensions de transport d'électricité étaient 60 kV et 220 kV, et au début des années 2000 la tension de transport 400 kV est entrée en service. Les lignes de transport d'électricité en Algérie sont simple terne et double ternes, des fiscaux de deux câbles par phase sont également utilisés comme le montre Fig.1.5.

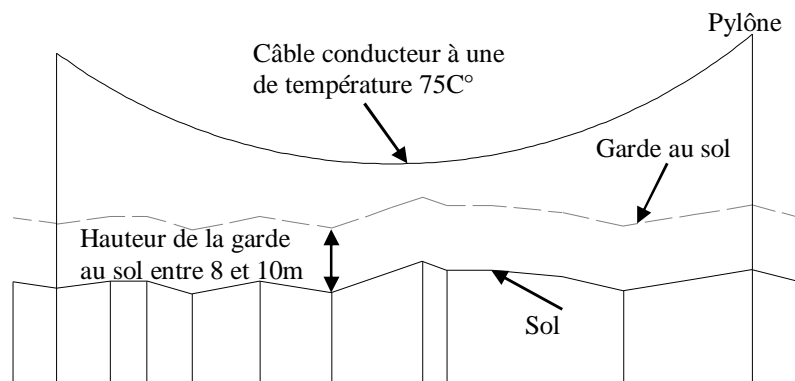


Fig.1.3 Profil en long d'un tronçon d'une ligne électrique montrant la garde au sol.

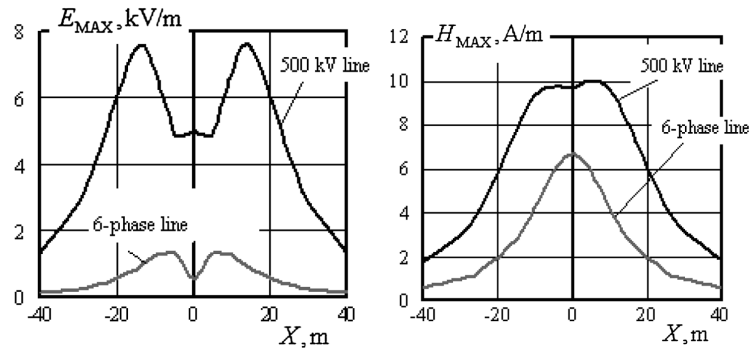


Fig.1.4 Champ électrique et magnétique représentés en fonction de la distance de l'axe de la ligne de transport triphasée et ligne hexaphasée (a) champ électrique ligne triphasée (b) champ magnétique

Les procédures conventionnelles précédemment mentionnées, visant à élever la puissance transitée, compliquent les travaux et rendent plus difficile le déplacement des équipements. Ce qui hausse les coûts de construction des lignes de transport. De plus, les phénomènes liés à la haute tension tels que les bruits acoustiques et radio provoqués par l'effet couronne, le champ électrique et magnétique deviennent plus important à proximité des lignes [79-80], [86], [96].

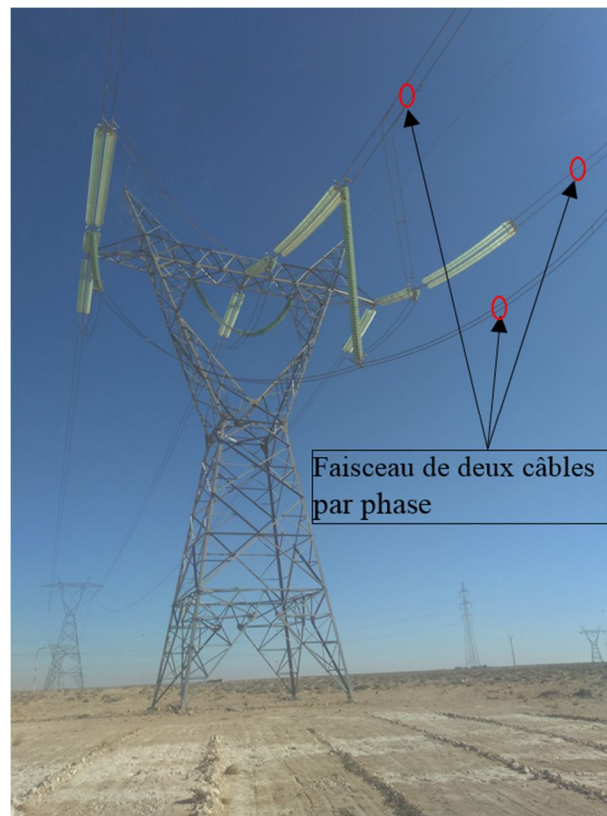


Fig.1.5 Lignes 400 kV Hassi Messaoud-Oumeche (Biskra) utilisant un faisceau de deux câble par phase, (La photo a été prise à proximité de la centrale de production électrique d'Oumache Biskra)

Afin d'élever la capacité de la puissance transitée, de surmonter les contraintes des travaux de construction des lignes de transport d'électricité conventionnelles, d'abaisser le coût de réalisation, et de réduire les impacts environnementaux, il a été constaté que l'augmentation du nombre de phases ( $m > 3$ ) pourrait représenter une solution prometteuse pour surmonter les problèmes des contraintes des lignes conventionnelles [85-86], [96].

L'idée d'utiliser des lignes électriques polyphasées à  $m > 3$  pour le transport d'électricité remonte au début des années 70 [96], où le concept de transport en utilisant les lignes polyphasées a été présenté en 1972 lors de la réunion du CIGRE [96]. Souvent dans la littérature les lignes polyphasées à  $m > 3$  sont appelées les lignes à ordre de phase élevé, **High Phase Order (HPO)**.

Une ligne polyphasée peut transiter une puissance supérieure à celle d'une ligne de transport conventionnelle, avec une tension de transport réduite [85-86]. Ce qui réduit les pertes et les perturbations radio dues à l'effet Couronne. De plus, les distances nécessaires de Phase-Phase et Phase-Masse sont inférieures ce qui amène à des pylônes compacts et diminue le nombre d'isolateurs par chaîne [85-86], [96]. En outre, le champ magnétique et électrique produits par une ligne électrique polyphasé sont inférieurs à celui des lignes triphasées comme l'indique les résultats sur Fig.1.4, ce qui conduit à une emprise réduite.

### 1.3. Génération de l'énergie (avantages des polyphasés)

Les générateurs de puissance électrique polyphasés (machines électriques polyphasées en mode générateur) présentent des avantages évidents par rapport aux générateurs triphasés conventionnels, atteignant une puissance plus élevée à des tensions plus basses, ce qui réduit le niveau d'isolation de l'enroulement. Dans la littérature, les générateurs polyphasés ne sont pas traités pour leur utilisation dans les centrales électriques conventionnelles (centrale à gaz, à cycle combiné). Cependant, ils sont proposés comme des alternatives à leurs homologues triphasés dans les systèmes de conversion d'énergie renouvelable (ER), où l'objectif le plus important est de maintenir une puissance de sortie stable et continue qui sera transférée aux réseaux électriques. Le nombre de phases  $m$  ( $m > 3$ ) des générateurs polyphasés leur donne une plus grande tolérance aux défauts et un plus grand degré de liberté, permettant le développement des nouvelles lois de commandes dans le cas de défaut. Ce qui rend les générateurs polyphasés adaptés aux systèmes d'énergie éolienne, en particulier ceux à vitesse variable, et adaptés aux systèmes d'énergie marine [49-56], [98-105], [106-109]. Les générateurs polyphasés ont également fait leurs preuves dans le domaine aéronautique, les véhicules électriques et des navires [110-114].

La technologie de conversion de l'énergie éolienne a commencé à partir des années 1970, mais la véritable croissance a été observée à partir des années 1990 [98]. La puissance éolienne installée au niveau mondial a atteint 837 GW en 2022, dans laquelle la Chine, les États-Unis, l'Allemagne, l'Inde et l'Espagne sont dans le top cinq, occupant environ 70% de la puissance éolienne installée au niveau mondial [115]. Aussi, il a été enregistré une augmentation de 94 GW en 2021. Actuellement, les systèmes de conversion d'énergie basés sur les générateurs triphasés asynchrones à double alimentation et ceux des générateurs triphasés synchrones à aimant permanent sont les systèmes les plus populaires et largement utilisés dans les centrales éoliennes modernes [98]. Cependant, la croissance des centrales éoliennes terrestres (On-shore) et notamment celles en mer (Off-shore) impose une exigence accrue de fiabilité et de maintenabilité des éoliennes. Ainsi, l'application des générateurs polyphasés dans les systèmes de conversion éolienne devient une solution attractive [98-105], en raison de leurs avantages cités auparavant. Dans la littérature il y a peu de références sur les générateurs polyphasés asynchrones à double alimentation [100], [116]. Une topologie de générateur asynchrone à

double alimentation a été présentée dans [116], dans cette topologie l'enroulement statorique est triphasé alors que celui rotorique est pentaphasé. Cependant, les performances des générateurs asynchrones dans les systèmes éoliens, sont étudiées à travers des simulations et des expérimentaux [52], en particulier les éoliennes isolées [55], [117-119].

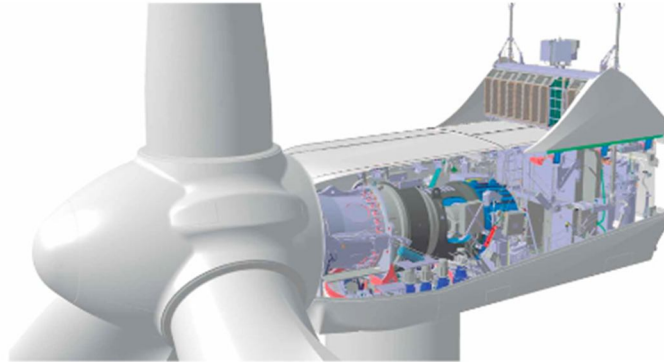


Fig.1.6 Eolienne de 12MW avec un générateur synchrone 18-phasé [98].

En revanche, l'application des générateurs polyphasés synchrones dans les éoliens est beaucoup plus discutée dans la littérature [51], [53], [56], [99], [101-103]. Une éolienne de 12MW Fig.1.6 construite en 2008 [98], le générateur de cette éolienne est un générateur synchrone à 18-phasé [98]. Une étude comparative du fonctionnement de deux générateurs synchrones à aimants permanents à 12-phases des topologies différentes a été effectuée dans [120]. L'article en question [120] présente la conception préliminaire d'un générateur synchrone 12-phase à aimants permanents (PMSG) de 10 MW pour les éoliennes off-shore, et étudie la tolérance aux défauts et la fiabilité de ce générateur de 12-phase. De plus, les algorithmes pour une extraction d'énergie optimale, connu par MPPT, d'un système d'énergie éolienne basé sur les générateurs polyphasés sont abordés dans la référence [102]. La conception des générateurs polyphasés pour les applications éoliennes a également été abordée [51], [56], [104]. D'autres conceptions peu courantes telles que des générateurs synchrone hybrides combinent un rotor bobiné avec une excitation par aimant permanent, sont explorés et discutés [103], [121]. Une topologie d'un générateur synchrone polyphasé à aimant permanent pseudo-polaire à double stator pour les applications éoliennes, a été proposé dans [122]. Aussi, afin d'améliorer la densité volumique de puissance de l'éolienne, l'utilisation des générateurs polyphasés synchrones à supraconducteur a été également explorée [123-124].

L'énergie marine, également appelée aussi énergie hydro-cinétique ou énergie marine renouvelable [106-109], est une source d'énergie renouvelable exploitée à partir du mouvement naturel de l'eau, à savoir : les vagues, les courants de marée et les courants fluviaux et océaniques [106-109]. La nature astronomique de marée rend prévisible l'énergie marine [125], avec une précision de 98 %, et indépendante des conditions météorologiques [106-106], [126]. Cette ressource est donc avantageuse par rapport aux autres types d'énergie marine. La turbine hydraulique Fig.1.7(a) qui transforme l'énergie des courants de marée en énergie électrique est appelée une hydrolienne [106-108]. L'hydrolienne étant similaires à bien des égards aux technologies éoliennes, leurs études théoriques et expérimentales sont essentiellement basées sur des expériences éoliennes.



Généralement, les hydroliennes sont submergées [106-108], [126], et sont ancrés au fond de la mer, ce qui nécessite une tolérance élevée aux défauts et une grande robustesse. L'hydrolienne présentée sur la Fig.1.7(a) est d'environ 1 MW, et Fig.1.7(b) est une présentation 3D d'une ferme hydrolienne, où les hydroliennes encreées au fond de la mer [106-108]. Parce qu'ils sont plus efficaces dans des environnements difficiles [108], les applications des



(a)



(b)

Fig.1.7 Energie marine (a) hydrolienne avant mise en place au fond de la mer (b) représentation d'une ferme hydrolienne 3D.

générateurs polyphasés dans les systèmes de conversion d'énergie marine ont été principalement étudiées pour répondre aux exigences spécifiques de ces systèmes [108-109].

La croissance constante du trafic aérien, la demande d'optimisation des performances et la nécessité de réduire les coûts d'exploitation et de maintenance ont encouragé l'industrie aéronautique à s'orienter vers des solutions plus électriques [127-129]. Au début des années 1990, le besoin d'avions plus économes en énergie a favorisé le concept d'Avion Plus Electrique, déjà connu depuis les années 1940 [127], des avions commerciaux mettant en œuvre des fonctionnalités plus électriques sont aujourd'hui disponibles et quelques exemples sont énoncés comme l'A380 et le B787 [127-129]. La puissance électrique nécessaire à bord des avions a augmenté de façon exponentielle au fil des ans Fig.1.8, provoquant des changements majeurs dans les structures des systèmes d'alimentation électrique [127-129]. Cela est dû essentiellement à l'adoption du concept « Avion plus électrique », où les systèmes électriques remplacent progressivement les systèmes pneumatiques, hydrauliques et mécaniques [128-129]. La référence [127] donne une évolution des besoins en puissance électrique à bord des

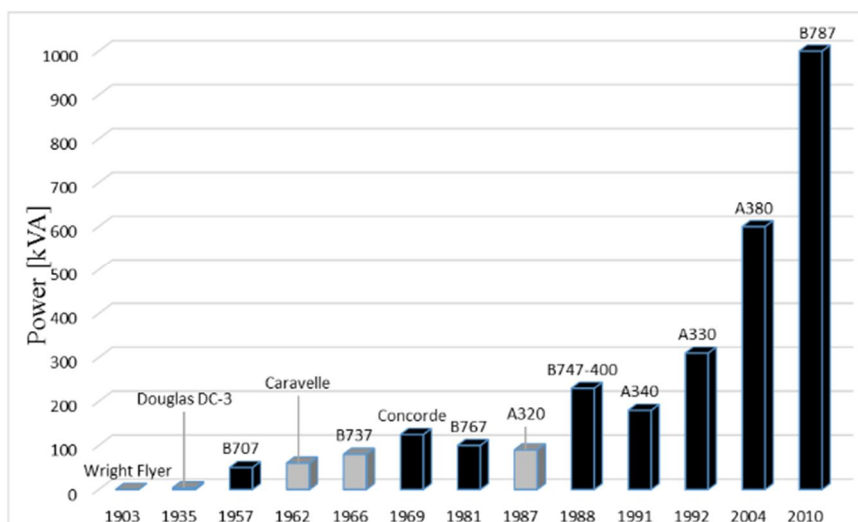


Fig.1.8 Evolution des besoins en puissance électrique à bord des avions au fil du temps [127]

avions au fil du temps, du début du 20<sup>e</sup> siècle à la fin de la première décennie du 21<sup>ème</sup> e siècle, cette évolution est illustrée à la Fig1.8. Dans un effort pour trouver des systèmes de génération de la puissance électrique, qui répondent aux exigences de l'application du concept Avion Plus Electrique (APE), les générateurs polyphasés ont été conçus comme une solution à ces exigences. Les recherches sur l'application des générateurs polyphasés dans les avions sont passées en revue dans [127-128]. L'application de différentes topologies de générateurs polyphasés sont également discutées dans [128-129]. La conception, le développement, la construction et les essais pilotes d'un générateur polyphasé (multi-triphasé) de 4 MW sont effectués, dans le but d'une application dans l'avion électrique hybride [130]. La densité de puissance obtenue est de 16 kW/kg. La référence [130] présente une machine électrique jouant le rôle de démarreur/alternateur embarqué en bout d'arbre pour une architecture de moteur aéronautique à rotor ouvert. La machine retenue pour cette application est une machine à induction 6-phases (triphasée asymétrique). Dans la référence [131], les principales caractéristiques de conception d'un prototype à échelle réduite d'un générateur intégré pour l'application More Electric Engine sont présentées. La machine électrique de référence est une machine à aimants permanents montée en surface directement intégrée à l'intérieur du moteur principal à turbine à gaz de l'avion. La référence [113] présente une nouvelle machine synchrone pentaphasé à aimant permanent tolérante aux défauts est conçu pour le système de démarreur-générateur (SG) de l'aérospatiale.

Les avantages des générateurs polyphasés ont conduit à leur utilisation dans les navires, les véhicules électriques, les véhicules hybrides, les trains électriques et traditionnels. Le concept de systèmes plus électriques a été proposé pour l'utilisation dans les moyens traditionnels de transport [128], [132-133]. Dans [128] le système redresseur à générateur synchrone polyphasé a été étudié pour des applications de moyens de transport. L'référence [114] présente une étude de fonctionnement des chargeurs de batterie intégrés au système d'entraînement d'un véhicule électrique à 9-phases.

#### 1.4. Système d'Entraînement Electromagnétique Polyphasé

Un Système d'Entraînement Electromagnétique Polyphasé SEEP, est un système de conversion d'énergie électrique en énergie mécanique. L'énergie électrique provient du réseau

triphase conventionnel, d'une batterie via un convertisseur de puissance polyphasé via un transformateur de phase, où l'élément de conversion énergétique (électrique en mécanique) est la machine électrique polyphasée. Le premier système d'entraînement polyphasé est un système avec une machine à induction pentaphasée contrôlée par un onduleur de tension pentaphasé selon [18], proposé en 1969 par [19]. Les SEEP sont avantageux par rapport aux systèmes d'entraînement triphasés traditionnels, car le nombre de phases est supérieur à trois. Ce qui confère à ces systèmes de multiples avantages, à savoir : la réduction du courant stator par phase sans augmenter la tension, la réduction des harmoniques spatiaux de la FMM, la diminution de l'amplitude et l'augmentation de la fréquence de pulsation du couple électromagnétique, l'amélioration de la tolérance aux défauts, degrés de liberté supplémentaire et l'amélioration de la densité du couple à l'aide de l'injection des harmoniques de courants [17], [134-135].

La recherche sur les SEEP a fait des progrès très significatifs au cours des deux dernières décennies. Ces SEEP sont devenus attrayants dans une large gamme d'applications, en particulier lorsqu'une densité de puissance élevée et/ou un fonctionnement ininterrompu est nécessaire, tels que : la propulsion des navires [136-140], les véhicules électriques [141], la traction électrique [135], [144], et les systèmes aérospatiaux [145-146]. En outre, le développement des technologies de processeur numérique ainsi que des dispositifs à semi-conducteurs ont fait l'objet de grands progrès dans le domaine des SEEP. Leurs systèmes de commande sont devenus l'un des principaux domaines de recherche au cours de la dernière décennie [134]. Plusieurs auteurs ont passé en revue les travaux de recherche sur les SEEP [18], [135]. De nombreuses recherches traitent du contrôle de la vitesse des machines à induction polyphasées telles que le contrôle indirect de l'orientation du champ IFOC, et le contrôle direct du couple DTC [18], [21], [25], [27] le comportement des SEEP dans des conditions de fonctionnement de défauts, a été abordé pour développer des méthodes de contrôle de vitesses optimales [40-44].

Le contrôle de la machine polyphasée d'un SEEP est principalement réalisé par un convertisseur de puissance qui alimente la machine en exécutant l'algorithme de contrôle. Les techniques de commande des sont généralement basées sur ceux des systèmes triphasés (MLI, MLI vectorielle). Aussi, les différentes topologies des convertisseurs de puissance (onduleur à plusieurs niveau, onduleur Z-source...) sont étudiées pour leurs application dans les SEEP [134-137], [137], [147].

Récemment, le nombre de navires utilisant des systèmes de propulsion électrique a augmenté, parce qu'il est poussé par des facteurs liés au gain de manœuvre et de conduite, à la réduction de la consommation de carburant et à l'impact environnemental [136], [138-140]. D'autre part, les systèmes de propulsion utilisant des SEEPs, ont un meilleur contrôle, une plus grande densité de couple et une transmission de mouvement plus douce, un système de propulsion marine utilisant un SEEP est présenté dans Fig.1.9. L'utilisation de la propulsion électrique n'est pas récente. Le premier système de propulsion électrique est apparu à la fin du XIXème siècle en Russie, dans un navire qu'était utilisé pour le transport de passagers. Ce système était alimenté par un petit bloc de batteries [149]. L'évolution au fil des ans de la propulsion électrique maritime est présentée dans [149].

Dans les applications de propulsion électrique des navires, les SEEP gagnent en popularité, par rapport aux systèmes d'entraînements triphasés traditionnels [136], [150]. Ce qui augmente l'intérêt de la communauté des chercheurs dans ce domaine, dans [136], [138], [140], [149-150] une configuration de propulsion d'un navire en tandem avec deux machines à induction à 15 phases fixées sur le même arbre, de plus une commande de la machine à induction à 15 phases en cas de défaut est proposée dans [150]. Aussi, une application de SEEP avec une machine synchrone pentaphasée à aimants permanent, dans la propulsion marine a été examinée [151].

Par ailleurs, l'utilisation des SEEP dans la propulsion marine entraîne une réduction des vibrations et du bruit, de sorte que son application aux navires de guerre peut augmenter sa vitalité et sa capacité de combat. La marine américaine est sur le point de lancer son premier destroyer entièrement électrique de classe Zumwalt en 2016 [136], [150], et la Royal Navy Britannique prévoyait de lancer ses porte-avions électriques de classe Queen Elizabeth en 2017 [136], [150].

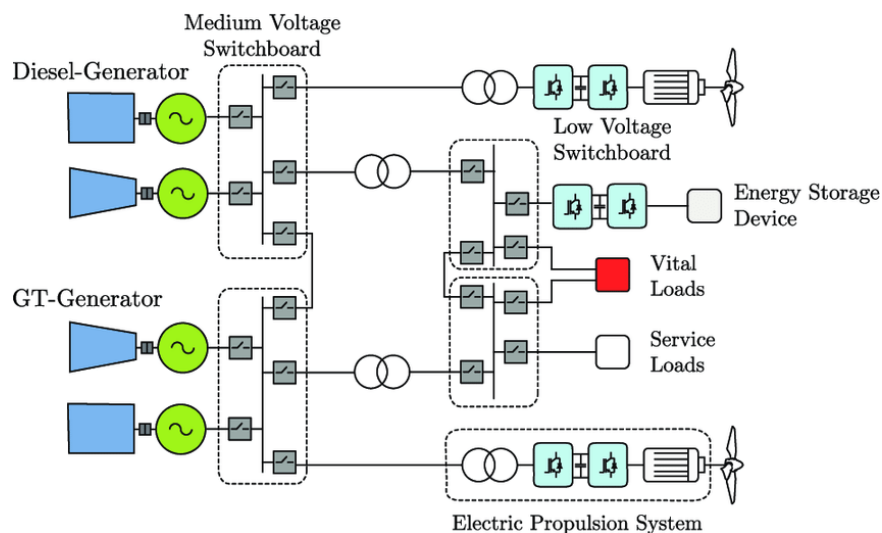


Fig. 1.9 Système de propulsion basé sur les SEEP [148]

Le secteur du transport ferroviaire, et le transport automobile comprenant les véhicules de tourisme et de service, s'oriente de plus en plus vers les systèmes d'entraînement électriques [144], [151]. Comme que les SEEP sont un sujet de recherche populaire, de nombreux travaux de recherches dans les applications de SEEP pour le secteur du transport ferroviaire, et du transport automobile, sont largement traités [132-151].

### 1.5. Machine Electrique Polyphasé

Les machines polyphasées ont prouvé leur efficacité par rapport aux machines conventionnelles, dans des domaines sensibles (aérospatial, propulsion marine, énergie éolienne, énergie hydrolienne...) en termes de réponse à des exigences particulières, que ce soit en fonctionnement générateur ou moteur [18]. Ce qui a conduit les chercheurs à aborder le sujet de la conception de machines polyphasées en termes d'optimisation dans la conception et l'amélioration de ses performances [20-50]. La figure 1.10 présentée dans [152], montre l'évolution du nombre des articles publiés de 1990 à 2022.

Il existe deux principaux types de machines en termes de rotation du rotor par rapport au champ tournant, ceux sont les machines synchrones et les machines asynchrones [153-154].

Cependant, pour chaque type de machine, il existe de nombreuses topologies [153-154]. Les machines asynchrones sont classées principalement selon la topologie du rotor, (rotor à cage ou double cage, à rotor bobiné, etc.) [153-154]. Alors que les machines synchrones selon l'excitation (enroulement d'excitation, aimant permanent). Les machines synchrones à aimant permanent classées selon la disposition des aimants (intérieur, montés en surface, etc.). Il existe aussi les machines à reluctance variable qui sont considérées synchrones.

Dans le domaine de la fabrication de voitures hybrides, les options des constructeurs concernant le type de moteur électrique varient en fonction des priorités de chaque constructeur. Les Japonais préfèrent utiliser des machines synchrones à aimant car leur priorité est d'obtenir une densité de couple élevée [155]. Cependant, les Européens et les Américains préfèrent utiliser des machines asynchrones et les machines à réluctance variable, en raison de leur simplicité de construction et leurs robustesses [155].

Une grande importance est accordée à la robustesse et la densité volumique de puissance des dispositifs destinées à être utilisées dans le domaine aérospatial. Ainsi, les machines polyphasées à aimant conviennent aux applications aérospatiales, car elles ont une densité volumique de puissance élevée et une tolérance élevée aux défauts [20], [23], [28], [30].

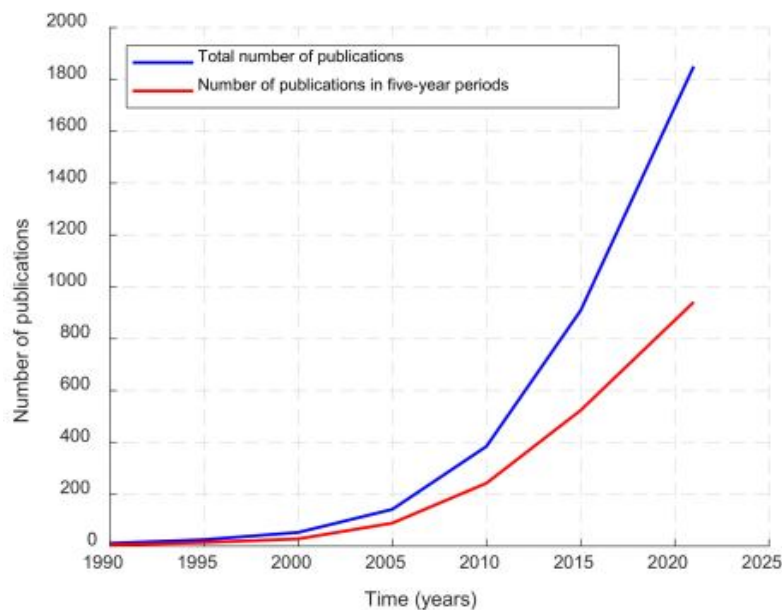


Fig1.10 Evolution des articles publiés traitant des machines polyphasées [152]

## 1.6. Transformateur de phase

L'ancien concept de transformation de phase consiste à changer le nombre de phases d'un SEP au moyen des dispositifs électromagnétiques, en particulier de transformateurs dit transformateur de phase. Ce concept inclus également, le changement de nombre de phases en utilisant des machines tournantes, à titre d'exemple on peut citer par exemple un moteur synchrone triphasé entraînant une génératrice biphasée [17]. Actuellement, le changement de nombre de phases est possible en utilisant les convertisseurs matriciels. Dans ce qui suit, seuls les transformateurs fixes sont abordés.

Les premiers enregistrements de transformation de phase remontent au 23 février 1894 [7], [17], lorsque S. P. Thompson a présenté son travail à la Royal Institution, où il a décrit le transformateur à flux tournant. Le 1er mars de la même année [17], C. F. Scott a présenté son article remarquable à la National Electric Light Association à Washington. Dans cet article il décrit le circuit en T [17] qui porte son nom Scott-Connection dans la nomenclature anglophone, et transformateur de Scott dans la nomenclature francophone. Ce transformateur effectue la transformation de système de tension diphasé en triphasé et vice versa. Le transformateur de Scott a été utilisé comme un élément de liaison entre un alternateur diphasé et le réseau triphasé [7]. La première de ces applications consistait à connecter la centrale hydroélectrique de Niagara, dotée de générateurs diphasés, au réseau triphasé [7], le transformateur de Scott qui était installé à Niagara Falls est présenté sur Fig.1.11 donné par [7]. De plus, le transformateur de Scott a été utilisé également pour transformer le réseau triphasé en diphasé afin d'alimenter les réseaux d'éclairage diphasés existants à l'époque. Actuellement, ce transformateur est encore utilisé dans le domaine de la traction électrique [156-159]. De plus, les transformateurs de Scott sont utilisés pour alimenter les Shinkansens (trains à grande vitesse), un transformateur de Scott utilisé pour alimenter un Shinkansen est montré sur Fig.1.12.

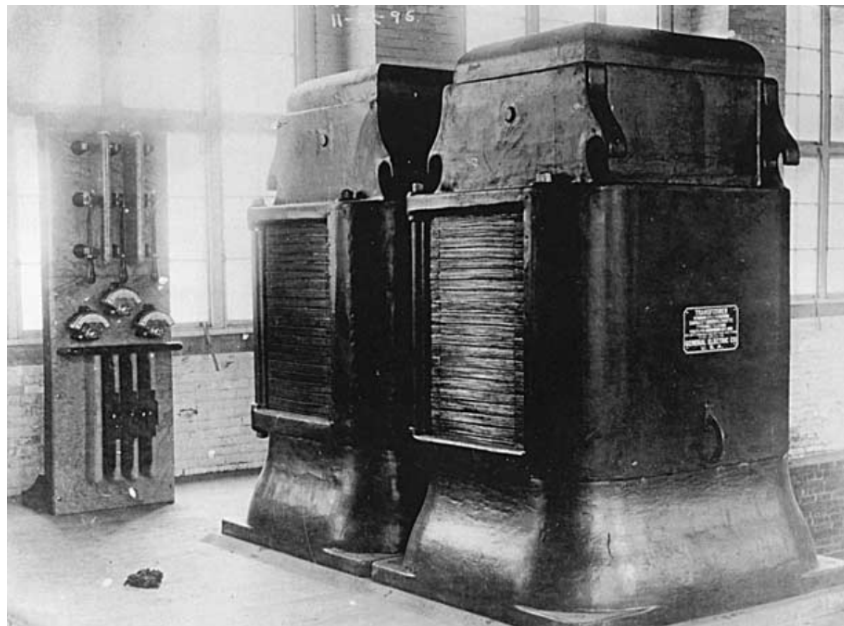


Fig.1.11 Transformateur de Scott utilisé en 1895 utilisé dans la centrale hydroélectrique de Niagara [7].

Les avantages résultant de l'augmentation du nombre de phases du redresseur ont conduit à un intérêt accru pour le concept de transformation de phase de triphasé en polyphasé. D'où l'augmentation des recherches sur les transformateurs tri-polyphasé. Un autotransformateur tri-polyphasé pour utilisation dans les redresseurs polyphasés est proposé dans [160]. L'aide de cet autotransformateur est de créer des phases secondaires, où chaque phase est décalé d'un angle décidé par une bobine supplémentaire. Cet autotransformateur est étudié aussi dans [161-163], et appelé dans [163] 'autotransformateur de décalage' (**Shifting Autotransformer**).



Fig.1.12 Transformateur de Scott 70 MVA Pour l'alimentation d'un train Shinkansen (train à grande vitesse) [158].

### 1.7. Conclusion

Ce chapitre présente l'état de l'art sur les systèmes polyphasés, et en particulier, les machines électriques et les transformateurs et leurs applications sur les secteurs industriels, à savoir: les navires, les véhicules électriques, les véhicules hybrides, les trains électriques et traditionnels, les systèmes aérospatiaux, les transports d'énergie électrique et avantages des systèmes polyphasés, etc.

Nous avons également présenté des études dues à l'exposition aux champs magnétiques à fréquence industrielle produits par les lignes électriques de proximité. Aussi de nombreuses recherches portent sur l'évaluation et le calcul des champs électriques et magnétiques produits par les lignes électriques dans ses corridors, ainsi que l'analyse des impacts de ces champs sur les bâtiments et les Pipes de proximité. Une étude comparative entre les systèmes triphasés conventionnels et les systèmes polyphasés montrant l'avantage de ces derniers par rapport à ceux triphasés conventionnels a été présentée.

Il a été également traité dans chapitre la génération de l'énergie et les avantages des systèmes polyphasés. Ils sont proposés comme des alternatives à leurs homologues triphasés dans les systèmes de conversion d'énergie renouvelable (ER). Les Systèmes d'Entraînement Électromagnétique Polyphasés "SEEP" est un système de conversion d'énergie électrique en énergie mécanique. Le premier système d'entraînement polyphasé est un système avec une machine à induction pentaphasée contrôlée par un onduleur de tension pentaphasé a été présenté dans ce chapitre.

## **Chapitre 2**

# **ANALYSE DES SYSTEMES ELECTROMAGNETIQUE POLYPHASES**



## 2.1. Introduction

Un système polyphasé symétrique par définition est un ensemble de  $m$  grandeurs sinusoïdales de même fréquence et de même amplitude, ou le déphasage entre les phases adjacentes est  $2\pi/m$  [164-165]. Concernant les SEPs, chaque ensemble de grandeurs est constitué de  $m$  courants,  $m$  tensions, ou  $m$  flux magnétique ...etc. La conversion d'énergie électrique en mécanique et vice versa, dans les SEPs (moteur, générateur) est effectuée via l'enroulement polyphasé. Où l'enroulement polyphasé de  $m$  phases est constitué d'un ensemble de bobines délacées dans l'espace de  $2\pi/m$  radian mécanique (voir le chapitre 4).

Ce chapitre commence par l'étude des systèmes électromagnétiques polyphasés SEPs en fonction des propriétés de leur nombre de phases  $m$ , où  $m$  est un entier positif. On sait que les propriétés des nombres positifs sont principalement : la parité pair/impair, premier/non-premier et la factorisation en produit de facteurs premiers. Par suite, les possibilités de modifications du SEP en fonction des propriétés du nombre de phases sont présentées. Par ailleurs, les configurations offertes par les factorisations des nombres de phase sont examinées.

Ensuite, ce chapitre étudie les couplages des enroulements des SEP, en déterminant le nombre de couplage possible en fonction du nombre de phases. De plus, l'influence de propriétés de nombres de phases sur les couplages est présentée. Enfin, ce chapitre présente les outils mathématiques pour l'étude des SEPs, à savoir : les composantes symétriques, et les composantes symétriques instantanées.

## 2.2. SEP et nombre de phases

Le nom d'un système polyphasé est associé à son nombre de phases, dans la nomenclature anglophone des systèmes polyphasés de  $m$  phases sont appelés «  $m$ -phase », souvent  $m$  est écrit en lettres. Alors que dans la nomenclature francophone le nom du système polyphasé à  $m$  phases est composé d'un préfixe grec suivi par le mot « phasé » ; le préfixe grec est dérivé des nombres grecs, quelques exemples de nomenclature de système polyphasé sont donnés dans Tableau 2.1. Néanmoins, dans le cas de nombre de phases élevé la nomenclature francophone est difficile à utiliser, car les préfixes grecs deviennent plus long Tableau 2.1, donc difficile à retenir. Dans ce travail, pour des raisons de simplification lorsque le nombre de phases  $m > 9$ , on utilise une nomenclature similaire à celle anglophone «  $m$ -phasé ».

Les grandeurs sinusoïdales sont souvent représentées géométriquement, où il existe deux méthodes. La première méthode est connue par le diagramme de Fresnel, et cette méthode consiste à représenter la grandeur sinusoïdale dans le plan  $oxy$ , par les abscisses ou les ordonnées (selon la grandeur sinus ou cosinus) d'un vecteur tournant dans le temps ; la représentation est effectuée à l'instant  $t=0$ . La deuxième méthode est la représentation d'un vecteur tournant sur le plan complexe, ce vecteur est appelé phaseur et la représentation géométrique dite diagramme de phaseur [153], [165]. En électrotechnique, le diagramme de phaseurs est largement utilisé [166], car ce diagramme est un outil géométrique permettant d'effectuer des calculs tels que la sommation et même de faire la dérivation et l'intégration des fonctions sinusoïdales de même fréquence. Les diagrammes des phaseurs des systèmes monophasés, et de quelques systèmes polyphasés sont montrés dans Fig. 2.1.

Théoriquement, le nombre de phases peut être n'importe quel nombre entier positif. Néanmoins, dans la littérature, il existe peu de références traitant les propriétés des SEPs selon

la nature du nombre de phases  $m$ , dont les plus intéressantes [153], [167-169]. Ainsi, selon [153], [167-168] les SEPs peuvent être classés selon la nature du nombre  $m$  des phases de SEP.

Si le nombre de phase d'un SEP  $m=2$ , donc ce nombre est pair et premier à la fois. En appliquant la définition mentionnée précédemment (dans 2.1.), l'angle entre les deux phases est  $\pi$  Fig.2.1. (a), ce système est dit biphasé [170]. On constate que la représentation Fig.2.1 (a) du système biphasé est constituée de deux vecteurs ont la même direction, alors que leurs sens sont opposés. Ainsi, dans le cas où Fig.2.1. (a) représente une machine biphasée, son enroulement biphasé est constitués de deux bobines ont le même axe, donc les lignes de champ produits par les deux bobines sont parallèles. Par conséquent, aucun champ magnétique tournant n'est produit, donc aucun couple n'est produit [153]. Ce système peut être réduit à un système monophasé Fig.2.1 (b) par la rotation d'un des vecteurs Fig.2.1 (a) de  $\pi$ .

Tableau 2.1 Nomenclature des SEPs.

Nombre de phase $m$	Préfixe grec	Nomenclature francophone	Nomenclature anglophone
1	mono	monophasé	one-phase
3	tri	triphase	three-phase
4	tétra	tétraphasé	four-phase
5	penta	pentaphasé	five-phase
6	hexa	hexaphasé	six-phase
7	hepta	heptaphasé	seven-phase
8	octa	octaphasé	eight-phase
9	nona	nonaphasé	9-phase
10	déca	décaphasé	10-phase
11	undéca	undécaphasé	11-phase

Par ailleurs, le système montré sur Fig.2.1(c) est un système également à deux phases, néanmoins ces deux phases sont en quadrature, déphasées  $\pi/2$ , ce système est appelé diphasé [170] dans la nomenclature anglophone un tel système appelé « Two-phase system ». Il convient également de noter que le système diphasé est un cas particulier du système tétraphasé (système à 4 phases) [171]. Les systèmes diphasés sont encore utilisés par exemple le transformateur de Scott (Voir Chapitre 3) dans le transport ferroviaire [157-158]. Actuellement, les machines diphasées ne sont pas utilisées, cependant le principe de machines diphasées est utilisé dans les machines monophasées, où un enroulement auxiliaire décalé de  $\pi/2$  est introduit. Cet enroulement auxiliaire est généralement connecté à un condensateur dit condensateur de démarrage, qui crée le déphasage de tension nécessaire à la création du couple [153].

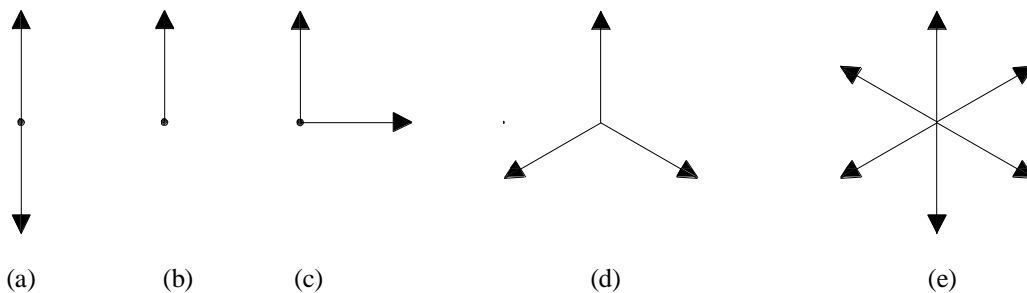


Fig. 2.1 Représentation du SEP à l'aide de diagrammes de phase (a) Système biphasé (b) Système monophasé (c) Système diphasé (d) Système triphasé (e) Système hexa-phasé.

En pratique, un système de tension biphasé peut être obtenu par le secondaire à point milieu d'un transformateur monophasé au primaire. Lorsque le point milieu du secondaire n'est pas

relié le biphasé au secondaire devient monophasé. Ainsi, le concept de réduction de nombre de phases est introduit [153].

Des SEPs à nombres de phases premiers et à nombre de phases impair, sont présentés dans Fig.2.2. On constate que tous les vecteurs dans un diagramme de phaseurs représentant un SEP à nombre de phases impair Fig.2.2 ne sont pas colinéaires deux à deux, c'est-à-dire les directions des vecteurs représentant les phases sont distinctes. Ainsi, le nombre des directions des vecteurs dans un diagramme d'un SEP à nombre de phases impair et à nombre de phase premier, est égal au nombre de phases. En outre, chacune de ces directions est une droite de symétrie du diagramme de phaseurs Fig.2.2.

Dans le cas d'un nombre de phases pair, tous les vecteurs du diagramme d'un SEP correspondant sont colinéaires deux à deux Fig2.3 ; chaque deux vecteurs colinéaires ont la même direction. Donc, le nombre de directions des vecteurs dans un diagramme de phaseurs d'un SEP à nombre de phases pair, est le demi du nombre de phases  $m$ . De plus, les  $m/2$  directions sont des droites de symétries Fig.2.3 (a). Donc, le point d'intersection des  $m/2$

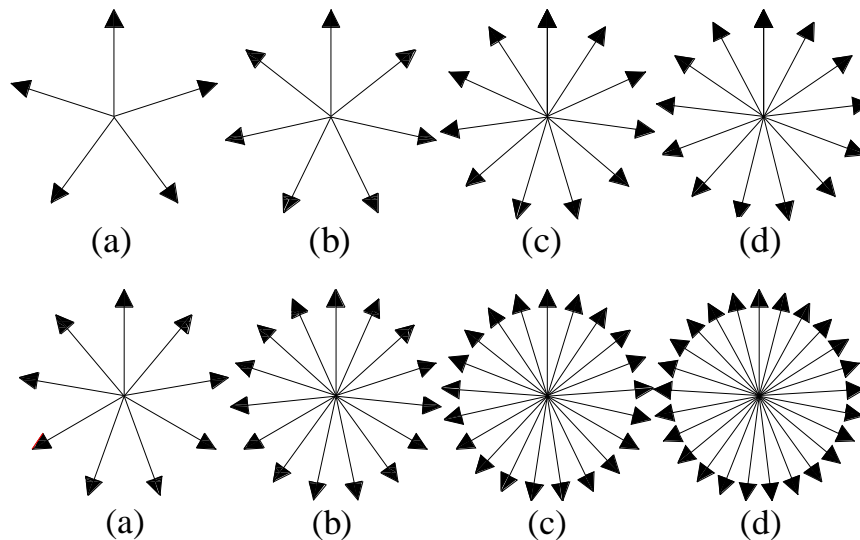


Fig.2. 2. Représentation des systèmes polyphasés nombre de phase premier et à nombre de phases impairs (a) pentaphasé (b) heptaphasé (c) undécaphasé (d) 13 (e) nonaphasé (f)15-phasé (g) 21-phasé (h) 25-phasé.

direction est un point de symétrie du diagramme correspondant. Ainsi, les diagrammes de phaseurs des SEPs à nombre de phases pair ont une symétrie radiale.

D'autre part, un SEP avec un nombre de phases pair, peut être vu comme étant composé de  $m/2$  systèmes biphasé déplacés de  $\pi/m$ , donc le nombre de phases est réductible de demi, tel que le SEP hémiphasé Fig.2.3 (b) qui est formé de 3 systèmes biphasé décalé de  $\pi/3$ . En pratique, ce système peut être réalisé avec un transformateur triphasé, où chaque bobine de phase secondaire est à point milieu.

Selon ce qui précède, les SEPs peuvent être classés selon la nature du nombre de phases en trois 3 catégories : SEP à nombre de phases pair, SEP à nombre de phases impair et SEP à nombre de phases premier.

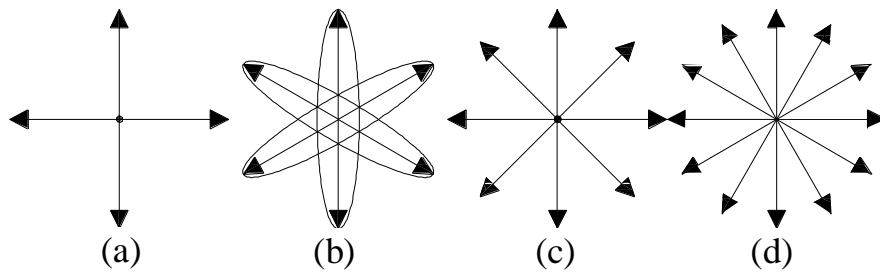


Fig.2.3. Représentation des systèmes polyphasés nombre de phase pair (a) tétraphasé (b) hexaphasé (c) octaphasé (d) 12-phasé.

### 2.2.1. SEP à nombre de phases impair

La théorie de l'arithmétique stipule que chaque nombre impair  $m$  peut être factorisé de manière unique en un produit de facteurs premiers différents de deux. Par ailleurs, un nombre premier ne peut pas être factorisé.

Ainsi,  $m$  s'écrit (2.1)

$$m = s_1 \times s_2 \times \dots \times s_k \quad (2.1)$$

Où  $s_1, s_2, \dots, s_k$  sont des nombres premiers différents de deux, et  $k=1, 2, \dots$

D'après (2.1), il y a plusieurs manières d'écrire  $m$ , et donc de voir le SEP. Évidemment, l'écriture la plus simple et appropriée de  $m$  pour l'analyse de SEP correspondent, est sous forme de produit de deux nombres.

En réécrivant (2.1) en supposant que  $m_{ph} = s_1$ , et  $s = s_2 \times \dots \times s_k$ , l'équation (2.2) est obtenue.

$$m = s \times m_{ph} \quad (2.2)$$

D'après l'écriture (2.2), le SEP de  $m$  phases peut être considéré formé par  $s$  systèmes polyphasés de  $m_{ph}$  phases, décalés l'un par rapport à l'autre de  $2\pi/m$ . Il est possible de supposer  $m_{ph} = s_2 \times \dots \times s_k$ , et  $s = s_1$ . Par exemple un SEP à 15 phases, où  $m=15$  est le produit de trois par cinq ( $m=3 \times 5$ ). Ainsi, le SEP à 15 phases peut être vu formé soit par trois systèmes pentaphasés décalés de  $2\pi/15$  soit par cinq systèmes triphasés décalés de  $2\pi/15$ , comme illustré sur Fig.2.4(a). Aussi le SEP à neuf phases ( $9=3 \times 3$ ) peut être vu formé de trois systèmes triphasés décalés de  $2\pi/9$  Fig.2.4 (c).

Ainsi, un SEP avec  $m$  impair non premier exprimé par (2.2) est modifiable, où la modification dépend de la façon dont le SEP est vu. Si le SEP est formé de  $s$  SEPs de  $m_{ph}$  phases, en faisant tourner les  $(s-1)$  SEPs de  $m_{ph}$  phases de  $\pi$ , on obtient un système multi-étoile formé par  $s$  SEPs de  $m_{ph}$  phases. Sinon, si le SEP est vu formé par  $m_{ph}$  SEPs de  $s$  phases, en faisant tourner les  $(m_{ph}-1)$  SEP à  $s$  phases de  $\pi$  on obtient un système multi-étoile formé par  $m_{ph}$  SEPs de  $s$  phases. Cependant, le nombre de phases des systèmes multi-étoiles obtenus, est le même que le SEP initial.

Par exemple un SEP 15-phasé, où le nombre de phase 15 est le produit de 3 par 5 ( $15=3 \times 5$ ). Ainsi, ce SEP à 15 phases est formé soit de 3 SEPs à pentaphasé décalés de  $2\pi/15$ , soit de 5 SEPs à triphasés décalés de  $2\pi/15$ , comme illustré sur la Fig.2.4 (a) (b). En faisant tourner deux SEPs pentaphasés en bleu Fig.2.4 (a) de  $\pi$ , ce qui correspond à l'inversion des bornes d'enroulement correspondants, on obtient un SEP triple-étoile pentaphasés comme indiqué sur

la Fig.2.4. (c). Le SEP 15-phasé Fig.2.4 (b) peut être transformé en cinq étoiles triphasées Fig.2.4 (d), ceci en faisant tourner les 4 étoiles triphasées de  $\pi$ .

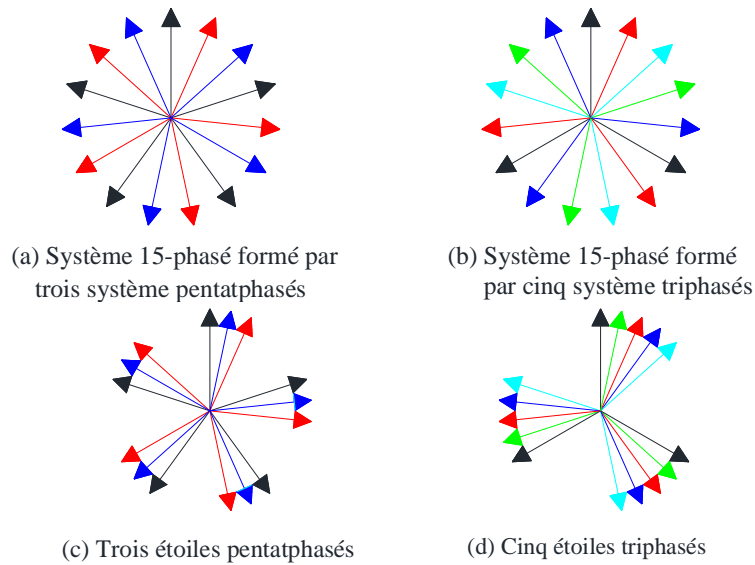


Fig.2.4 Modification des SEPs à nombre de phases impairs non-premiers (a) SEP 15-phasé vu formé par 3 SEP pentaphasés (b) SEP 15-phasé vu formé par 3 SEP pentaphasés transformé en triple-étoile pentaphasé (c) SEP 15-phasé vu formé par 5 SEP triphasés (d) SEP 15-phasé vu formé par 5 SEP triphasés transformé en cinq-étoile triphasés.

### 2.2.2. SEP à nombre de phases pair

Dans ce cas, le nombre de phases  $m$  de SEP peut être exprimé par (2.3), le nombre  $m_{ph}$  dans (2.3) est un nombre entier positif. Un SEP de nombre  $m$  pair de phases est réductible au demi [153], [167], et le SEP devient de  $m_{ph}$ -phasé. Un tel système peut être considéré formé par deux SEP  $m_{ph}$ -phasés déphasés de  $\pi$ . Selon la nature de  $m_{ph}$ , on distingue deux cas : le premier est celui lorsque  $m_{ph}$  impair, et le deuxième lorsque  $m_{ph}$  est pair. Pratiquement, la réduction de nombre de phases est effectuée en reconnectant les bornes des enroulements [153], [167] dans le cas des transformateurs et des machines. Par exemple, un transformateur triphasé où le secondaire est avec des points milieux, ce secondaire est un système à six phases présenté dans Fig.2.3 (b). Ainsi, en appliquant le concept de réduction de phase, le système hexaphasé au secondaire du transformateur Fig.2.3 (b) est réductible au triphasé Fig.2.1 (d), ceci en inversant les bornes et en les connectant en série.

$$m=2.m_{ph} \quad (2.3)$$

### 2.2.3. SEP à nombre de phases réduit

Le concept de réduction de nombre de phase est venu des machines électriques polyphasées [153], [172], c'est l'enroulement de la machine qui permet de réduire le nombre de phase, sans rembobiner, ceci est dû à la modification des connexions de groupes de bobines [153]. Pratiquement, les enroulements des machines électriques triphasés conventionnelles sont des enroulements hexaphasés [153], [173] réduits en triphasés, cette réduction de nombre de phase est effectuée par une reconnexion appropriée des groupes de bobines. En outre, cette modification permet d'élever le facteur de bobinage de 0.827 à 0.955 [173]. De plus, la réduction de nombre de phases de 6 à 3, maintient le même contenu des harmoniques spatiaux de l'enroulement hexaphasé.

Etant donné que le nombre pair de phases  $m$  est exprimé par (2.3), deux cas peuvent être distingués selon la nature du nombre  $m_{ph}$ : le premier où  $m_{ph}$  est pair et le deuxième  $m_{ph}$  est impair. Par ailleurs, lorsque  $m_{ph}$  est un nombre impair premier, ceci représente un cas particulier.

### 2.2.3.1. SEP à $m_{ph}$ impair :

Dans ce cas, le SEP  $m$ -phasé est formé par deux SEPs  $m_{ph}$ -phasé décalés de  $\pi$ . Géométriquement, la réduction de nombre de phase consiste à tourner un des deux systèmes à  $m_{ph}$  phases de  $\pi$ . En pratique, la réduction, dans les enroulements, consiste à inverser un des deux enroulements de  $m_{ph}$ -phasé, et les mettre soit en série ou en parallèle. Ainsi, le nombre de phases  $m$  de SEP est réduit au demi, et devient  $m_{ph}$ , où le déphasage entre deux phases adjacentes devient  $2\pi/m_{ph}$ .

Ainsi, un enroulement polyphasé de machine électrique à un nombre de phases réduit  $m_{ph}$  a le même contenu harmonique et le même facteur de bobinage que le l'enroulement à  $2 \times m_{ph}$  [163], [196], l'enroulement réduit est appelé enroulement à semi-phase [163], [173], [167-168]. Par exemple un enroulement triphasé est en réalité hexaphasé réduit en triphasé, un pentaphasé est un enroulement à 10-phasé réduit, et un enroulement heptaphasé est un enroulement 14-phasé.

### 2.2.3.2. SEP à $m_{ph}$ pair :

En plus de  $m$  étant un nombre pair (2.3), dans ce cas,  $m_{ph}$  est également pair exprimé par (2.4). Donc, ce système peut être vu formé de  $m_{ph}$  système biphasé, et il est réductible à un système de  $m_{ph}$  phases. La particularité de ce système réduit ( $m_{ph}$  pair) est que le système obtenu est constitué de  $m'_{ph}$  (2.4) système diphasé. D'après l'analyse des réduits obtenus, deux cas sont distingués : cas 01 les angles entre les  $m'_{ph}$  systèmes diphasés sont égaux, le cas 02 les ongles sont différents. Dans le cas 01, un seul système réduit est formé par  $m'_{ph}$  où les angles de décalages entre eux sont égaux à  $\pi/(2.m'_{ph})$ , cette réduction est évidente. Alors que dans le deuxième cas il existe plusieurs possibilités, où les angles entre les  $m'_{ph}$  systèmes diphasés ne sont pas égaux, et ces angles sont des multiples de  $\pi/(2.m'_{ph})$ . Le nombre total des possibilités de réduction est  $m_{sep}$  exprimé par (2.5), car le diagramme des phaseurs contient  $2.m'_{ph}$  phaseurs, et chaque phaseur peut avoir deux positions.

Lorsque l'angle entre les  $m'_{ph}$  systèmes diphasés est  $\pi/(2.m'_{ph})$ , ces systèmes dans le diagramme des phaseurs, se trouvent dans le même demi-plan. Tandis que, dans le cas où les ne sont pas égaux, les  $m'_{ph}$  systèmes diphasés se trouvent dans les deux demi-plans.

Dans le cas où  $m_{ph}$  s'exprimé par (2.6) où  $k$  est un nombre entier  $k > 1$ , le résultat de la réduction est des SEPs est formé par  $2^{k-1} \times m'_{ph}$  systèmes diphasés. Lorsque dans le digramme des phaseurs les  $2^{k-1} \times m'_{ph}$  se trouvent dans le même demi-plan, l'ongle de est de  $(\pi/2^{k-1})/m'_{ph}$ .

Dans un cas particulier où le nombre  $m_{ph}$  d'un SEP s'exprime par (2.7) avec  $k \geq 2$ , le SEP réduit est formé par  $2^{k-1}$  systèmes diphasés, décalés de  $\pi/2^{k-1}$ , ou des multiples de  $\pi/2^{k-1}$ .

On note que les réductions des SEPs à  $m_{ph}$  pair il n'est pas possible d'avoir des diagrammes de phaseurs à une répartition uniforme des phaseurs.

Les diagrammes des phaseurs de réduction des systèmes tétraphasé, octaphasé, 16-phasé, 12-phasé, 24-phasé sont montrés par Fig.2.5, Fig.2.6, Fig.2.7, Fig.2.8, Fig.2.9, respectivement. La réduction du SEP tétraphasé donne un seul système diphasé, donc quatre cas possibilités Fig.2.5. Alors que pour SEP octaphasé, formé par deux SEP diphasés, le nombre de possibilité de réduction est 16, quatre cas sont représenté par les diagrammes des phaseurs. Fig.2.6 (a) (b) (c) (d), le diagramme Fig.2.6 (a) représente le cas où tous les phaseurs se trouvent dans le même demi-plan évident. Il résulte 256 possibilités de la réduction de SEP 16-phasé Fig.2.7, la

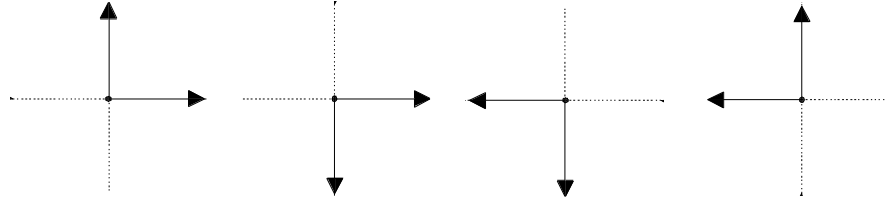


Fig. 2.5. Les quatre possibilités de réduction d'un tétraphasé.

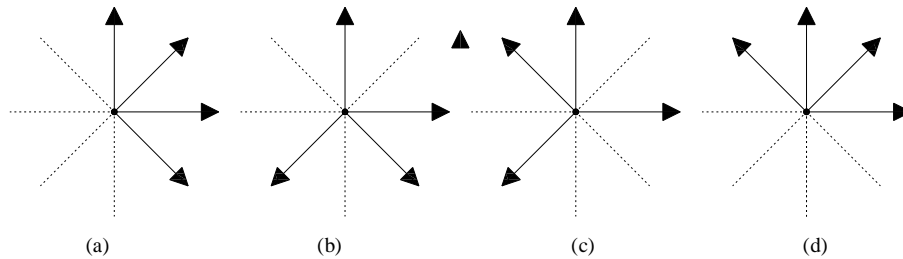


Fig. 2.6. Réduction de SEP octaphasé (a) les deux systèmes diphasé se trouvent dans le même demi-plan (b), (c) et (d) trois cas différents.

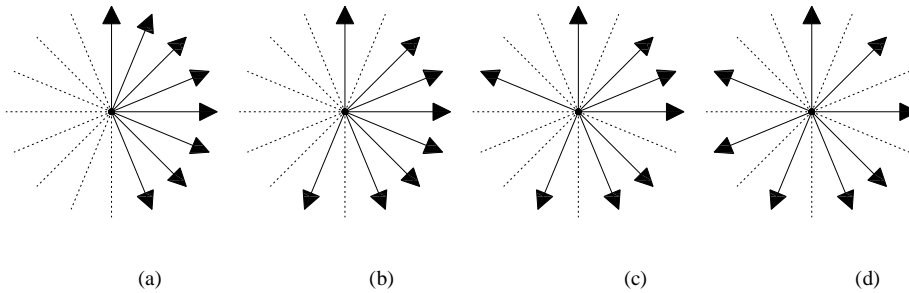


Fig. 2.7. Réduction de SEP 16-phasé (a) les quatre systèmes diphasé se trouvent dans le même demi-plan (b), (c) et (d) trois cas différents.

réduction où tous les phaseurs se trouvent dans le même demi-plan est montré par Fig.2.7 (a) trois cas sont représentés dans Fig.2.7 (b) (c) (d).

$$m_{ph} = 2 \cdot m'_{ph} \tag{2.4}$$

$$m_{sep} = 2^{m_{ph}} \tag{2.5}$$

$$m_{ph} = 2^k \cdot m'_{ph} \tag{2.6}$$

$$m_{ph} = 2^k \tag{2.7}$$

**2.2.4. SEP multi-étoile :**

Dans le cas où  $m'_{ph}$  (2.4) est impair, un système réduit formé par deux systèmes  $m'_{ph}$  décalés de  $\pi/(2 \cdot m'_{ph})$ . Donc, le diagramme des phaseurs correspondent est constitué de deux étoiles  $m'_{ph}$ -phasé, Si le nombre  $m_{ph}$  est exprimé par (2.5) avec  $m'_{ph}$  est impair, une réduction où le SEP est formé  $2^{k-1}$  systèmes  $m'_{ph}$ -phasés décalés de  $(\pi/2^{k-1})/m'_{ph}$  ; le nombre  $2^{k-1}$  des étoiles est toujours pair. Qui est le cas de réduction du SEP 12-phasé ( $m'_{ph}=3$ ) qui où un SEP double-étoiles triphasé

obtenu Fig.2.8 (d), le SEP à 4 étoiles triphasées Fig.2.9 (d) est obtenu de la réduction du SEP 24-phasé.

On note que le nombre total des phases dans un système multi-étoile réduit est  $m_{ph}$  qui est un nombre pair.

Pratiquement, ces réductions de nombre de phases est possibles dans les enroulements polyphasés des machines des transformateurs. Par exemple un enroulement double étoiles triphasées, est en réalité un enroulement 12-phasé ; la réduction de nombre de phases est effectuée par une connexion convenable des groupes de bobines des phases. Cette réduction permet de faire commander la machine 12-phasée par deux onduleurs triphasés conventionnels, ou par un transformateur triphasé à deux secondaires, un secondaire couplé en étoile et l'autre

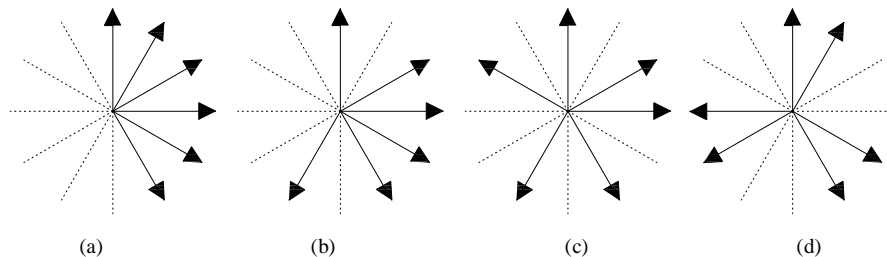


Fig. 2.8. Réduction de nombre de phase d'un SEP 12-phasé ( $m'_{ph}=3$ ) (a) les trois systèmes diphasé se trouvent dans le même demi-plan (b) et (c) deux cas différent de réduction (d) double étoile triphasées obtenu.

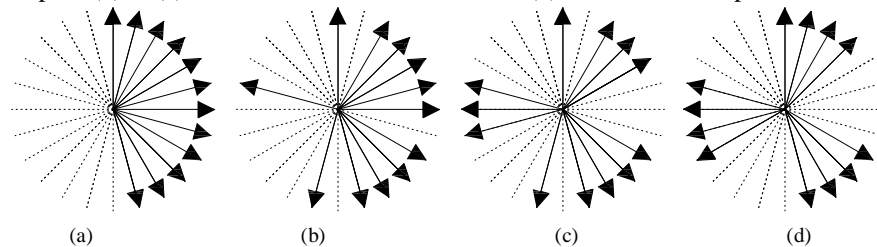


Fig. 2.9. Réduction de nombre de phase d'un SEP 24-phasé ( $m'_{ph}=3$ ) (a) les six systèmes diphasé se trouvent dans le même demi-plan (b) et (c) deux cas différent de réduction (d) quatre étoile triphasées obtenu.

en triangle. L'enroulement double étoiles triphasé, a les mêmes performances (facteur de bobinage élevé et contenu harmonique réduit) que l'enroulement initial 12-phasé double étoile triphasé qui est largement abordé dans la littérature [18] est en réalité un enroulement à 12 phases réduit par reconnexion des groupes de bobines. Cet enroulement est généralement utilisé dans des moteurs alimentés par des deux onduleurs triphasés leurs tensions triphasées sont décalées de  $\pi/6$ . La réduction de nombre de phases de 12 à deux triphasés décalés, permet d'utiliser des onduleurs triphasés conventionnels. En outre, cet enroulement a les mêmes performances (facteur de bobinage élevé et contenu harmonique réduit) qu'un enroulement à 12 phases.

De plus, les un système multi-étoile sont le résultat de modification des SEPs à nombre de phase impaire non premier Fig.2.4, comme mentionner dans la section (2.2.1). Il est à noter que les SEPs dont le nombre de phases exprimé par (2.7), un SEP multi-étoiles ne peut pas être obtenu.

### 2.2.5. Réduction de nombre de phases des systèmes multi-étoiles

Un système multi-étoiles, où l'étoile représente un système polyphasé symétrique (les phaseurs uniformément répartis) de nombre de phases  $m'_{ph}$  impair. Dans ces systèmes sont



formés, selon (2.6) par  $2^{k-1}$  étoiles  $m_{ph}$ -phasés Fig.2.8 et Fig.2.9. Les phaseus sont répartis en groupes constituant de  $2^{k-1}$  phaseurs et décalés de  $\pi/m_{ph}$ , en représentant chaque groupe de vecteurs par son vecteur résultant, on obtient un SEP  $m_{ph}$  phases. Ainsi, le nombre de phases du SEP multi-étoile peut être réduit est devient égal au nombre de phase de l'étoile. De plus,

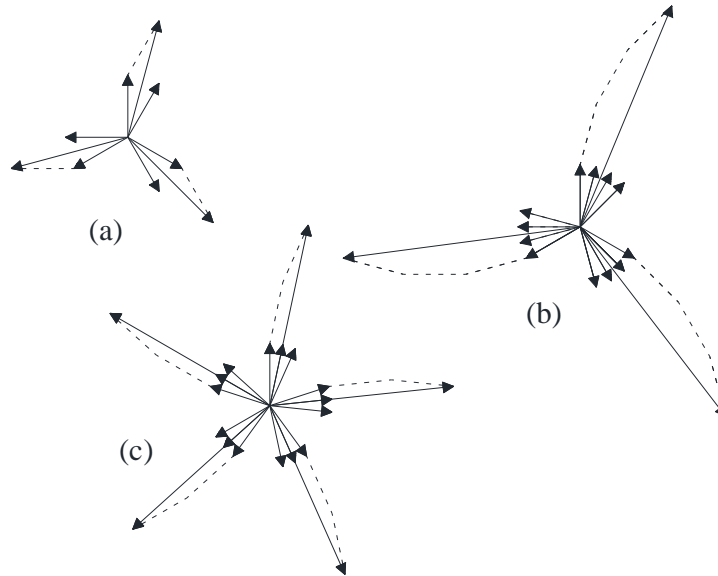


Fig.2.10 Simplification des SEP multi-étoiles (a) double étoiles (six phases) devient triphasé (b) quatre étoiles triphasées deviennent un SEP triphasé (c) triple-étoiles pentaphasées devient un SEP pentaphasé.

un SEP multi-étoile formé d'un de nombre de phase impair non premier, est également peut être réduit tels que le système nonaphasé qui peut être transformé en triple étoile triphasé Fig.2.4, le système 15-phases qui peut être transformé en cinq étoiles triphasé ou trois étoiles pentaphasées Fig.2.4. La figure 2.10 montre la réduction du nombre de phases des systèmes double étoile triphasé Fig.2.10 (a) devient triphasé, le système à quatre étoile triphasé devient triphasé Fig.2.10 (b) et triple étoiles Fig.2.10 (c) pentaphasé est réduit au pentaphasé.

### 2.2.6. Couplage des SEPs

Généralement, les couplages ne concernent que les enroulements polyphasés, enroulements des machines polyphasés ou transformateurs polyphasés. Les  $m$  enroulements polyphasés, des machines ou transformateurs polyphasés ont  $2 \times m$  bornes. Par suite, plusieurs couplages des enroulements des  $m$  phases sont possibles. De plus, chaque couplage est caractérisé par la tension résulte aux bornes de l'enroulement d'une phase. Selon la parité du nombre de phase  $m$ , on distingue deux cas : le premier si  $m$  est impair et le second si  $m$  est pair. Néanmoins, les couplages en étoile et en polygone régulier sont indépendants de la parité du nombre de phases, sont des couplages évidents. Le coulage étoile est caractérisé par la tension simple  $V_{ph}$  de l'enroulement polyphasé, alors que le coulage polygone est caractérisé par la tension entre deux phase adjacentes, l'équation (2.8) exprime la tension entre phases adjacentes  $U_{adj}$  en fonction du nombre de phase  $m$  et la tension simple  $V_{ph}$ .

Dans le cas où le nombre de phase  $m$  est impair, le nombre des couplages possibles est  $(m+1)/2$ . Par la soustraction des deux couplages évidents (étoile et polygone régulier), on obtient  $(m-3)/2$  couplage entre phases non-adjacentes. Le cas pentaphasé et héptaphasé, où les nombre de phases sont premier, sont illustrés respectivement Fig.2.11 et Fig.2.12, les coulages du pentaphasé sont trois : étoile Fig.2.11 (a), pentagone régulier Fig.2.11 (b) et pentacle.

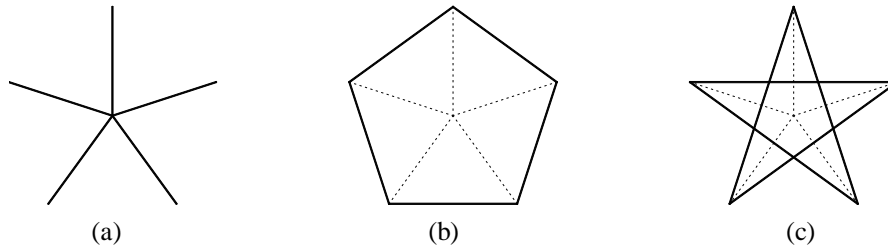


Fig.2.11 Couplages d'un système Pentaphasé (a) couplages étoile caractérisé par la tension simple (b) couplage pentagone (régulier) caractérisé par la tension entre deux phases adjacentes (c) couplage pentacle saut d'une phase, caractérisé par la tension entre deux phases non-adjacentes.

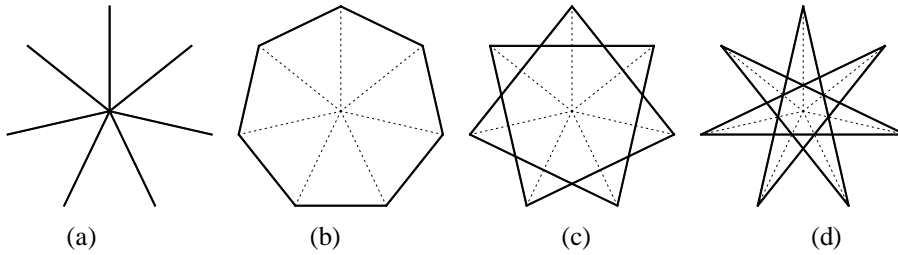


Fig.2.12 Couplages d'un système heptaphasé (a) couplages étoile caractérisé par la tension simple (b) couplage heptagone (régulier), caractérisé par la tension entre deux phases adjacentes (c) couplage heptagone non-régulier saut d'une phase, caractérisé par la tension entre deux phases non-adjacentes (d) couplage heptagone non-régulier saut de deux phases caractérisé par la tension entre deux phases non-adjacentes.

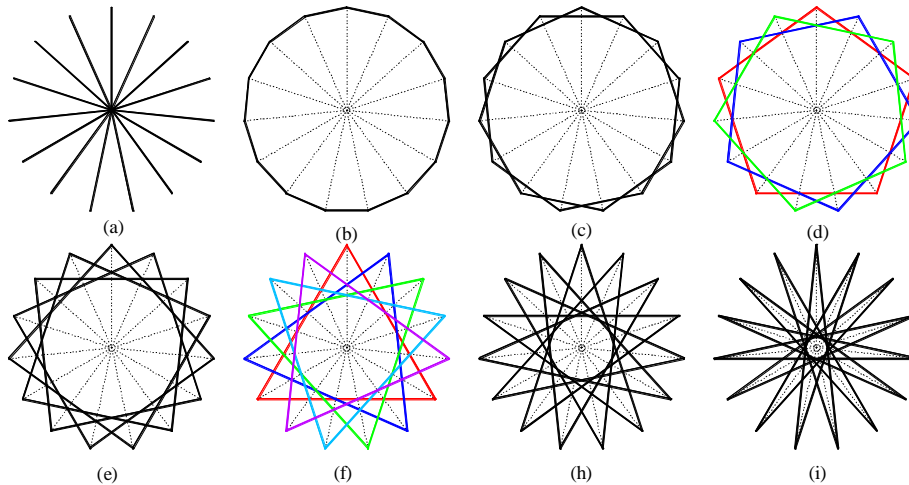


Fig.2.13 Couplages des SEP 15-phasé (a) couplages étoile tension simple (b) couplage en pentadécagone, tension entre phases adjacentes (c) 15-gone régulier étoilé fermé, saut d'une phase (d) couplage non-fermé, formé de trois pentagones décalé de  $2\pi/15$ , saut de deux phases (e) couplage 15-gone régulier étoilé fermé, saut de trois phases (f) couplage non-fermé, formé de cinq triangle décalé de  $2\pi/15$ , saut de quatre phases, couplage (g) couplage 15-gone régulier étoilé fermé, saut de cinq phases (h) couplage 15-gone régulier étoilé fermé, saut de six phases (i) Couplage 15-gone régulier étoilé fermé, saut de six phases.

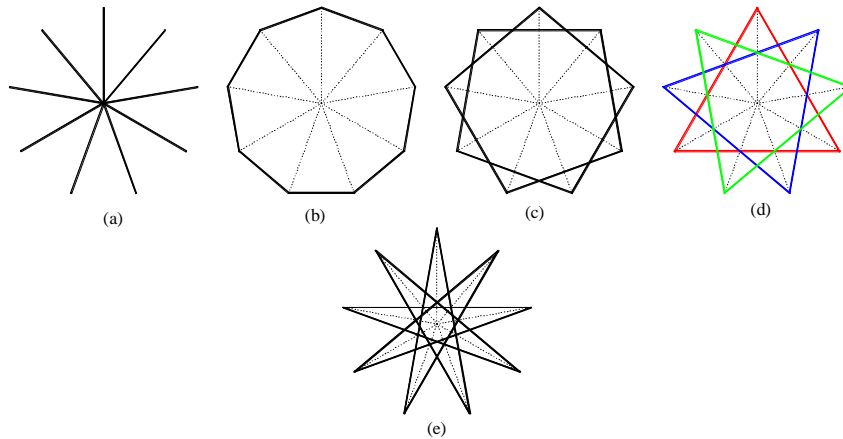


Fig.2.14 Couplages possible d'un SEP nonaphasé (a) couplage étoile (b) couplage nonagone (c) couplage nonagone fermé, saut d'une phase (d) couplage non-fermé, formé de trois triangles indépendants décalé de  $2\pi/9$ , saut de deux phases (e) couplage nonagone fermé, saut de trois phases.

Les figures Fig.2.13 et Fig.2.14 montrent les couplages de systèmes 15-phasé ( $m=3 \times 5$ ) et nonaphasé ( $m=3 \times 3$ ) respectivement. Dans le cas 15-phasé, existe 8 couplage : en étoile Fig.2.13 (a), polygone Fig.2.13 (b) et quatre couplage en polygone régulier étoilé présenté par Fig.2.13 (c) (e) (h) (i). Alors que le couplage Fig.2.13 (d) est formé de deux pentagones décalés de  $2\pi/15$ , donc, l'enroulement dans ce cas n'est pas fermé, car les deux pentagones sont indépendants. De plus, le couplage Fig.2.13 (f) formé de cinq triangles décalés de  $2\pi/15$  n'est pas fermé également, car les cinq triangles sont indépendants. Dans le cas nonaphasé Fig.2.14, le couplage Fig.2.14(d) est formé de trois triangles décalés de  $2\pi/9$ , donc, ce couplage n'est pas fermé. L'examen de plusieurs couplages des systèmes polyphasés à nombre de phases impair non premier, tels que cas 15-phasé et nonaphasé, conduit à conclure que ces systèmes ont des couplages non-fermés ce qui est le cas de 15-phasé et nonaphasé.

Il est clair qu'entre deux phases non-adjacentes il y a un certain nombre de phases, donc ces phases sont sautées. Par conséquent, la tension entre phases non-adjacentes est caractérisée par le nombre de sauts de phase. La formule généralisé donnant les tensions entre phases adjacentes et non-adjacentes est exprimé par (2.9), les tensions entre phases non-adjacentes  $U_k$  ( $k \geq 2$ ) sont obtenu à partir de (2.9), le nombre de sauts de phase est ( $k-1$ ). Il convient de noter que la formule (2.8) est un cas particulier de (2.9) lorsque  $k=1$ .

Si le nombre de phases est pair, le nombre des couplages possibles est  $m/2$ . Par conséquent, le nombre des couplages entre les phases non-adjacentes et les tensions correspondantes est ( $m/2-2$ ).

Les couplages des systèmes tetrphasé ( $m=2^2$ ) et octaphasé ( $m=2^3$ ) sont présentés par Fig.2.15 et Fig.2.16, respectivement, deux couplage possibles pour le cas tetrphasé : couplage en étoile Fig.2.15 (a) et en tetragone Fig.2.15 (b). Pour le système octaphasé quatre couplages sont possibles : étoile Fig.2.16 (a), octagone (régulier) Fig.2.16 (b), couplage en double tetragone décalés de  $\pi/4$  (couplage non-fermé) Fig.2.16 (c) et un couplage octaphasé en polygone régulier étoilé Fig.2.16 (d). De plus, les couplages des systèmes 16-phasé ( $m=2^4$ ), et ceux du système 10-phasé sont présentés, respectivement, par Fig.2.17 et Fig.2.18. Parmi les couplages du système 16-phasé Fig.2.17 trois couplages non-fermés sont Fig.2.17(c) (e) (g). Alors que dans le système 10-phasé a un seul couplage non-fermé Fig.2.18 (c) formé de deux pentagones décalés de  $\pi/5$ .

$$U_1 = 2.V_{PH} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \quad (2.8)$$

$$U_k = 2.V_{PH} \cdot \sin\left(\frac{k\pi}{m}\right) \begin{cases} m.\text{impair} & k=1, \dots, (m-1)/2 \\ m.\text{pair} & k=1, \dots, m/2-1 \end{cases} \quad (2.9)$$

Le Tableau.2.2 donne le rapport  $U_k/V_{ph}$ , en fonction du nombre de phases  $m$ , on constate lorsque le nombre  $m$  augmente la tension entre phases adjacentes diminue, par exemple dans le cas pentaphasé est de 1.17 alors que dans le cas heptaphasé est 0.87. La figure 2.19 (a) montre la variation du rapport, il est constaté de Fig.2.19 (a) que le rapport diminue et tend vers zéro lentement, lorsque  $m$  prend des valeurs très grande, par exemple pour  $m=35$  le rapport est 0.18 et  $m=60$  le rapport est 0.1.

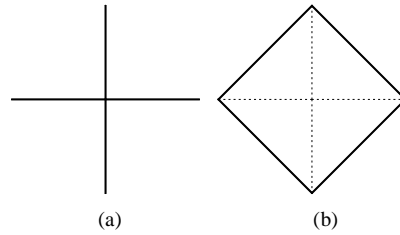


Fig.2.15 Couplages d'un système tetrphasé (a) couplages étoile caractérisé par la tension simple (b) couplage tetragone.

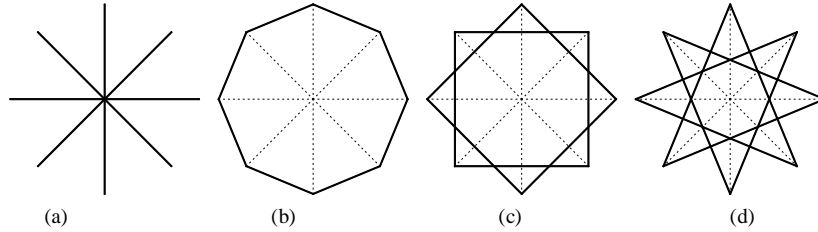


Fig.2.16 Couplages d'un système octaphasé (a) couplages étoile caractérisé par la tension simple (b) couplage octagone (régulier) caractérisé par la tension entre deux phases adjacentes (c) couplage non fermé, formé de deux carré décalés de  $\pi/4$  (d) couplage octagone régulier ét, saut de deux phases.

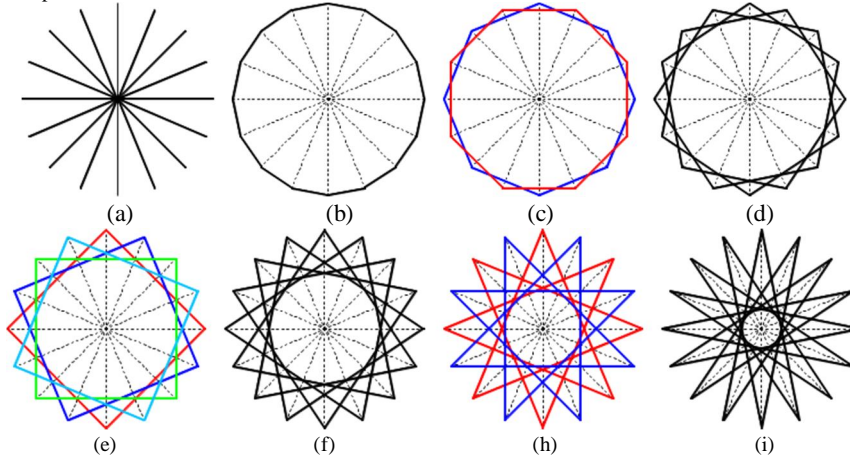


Fig. 2.17 Couplages d'un système 16-phasé (a) couplages étoile caractérisé par la tension simple (b) couplage 16-gone régulier, tension entre phases adjacentes (c) couplage formé par deux octogones décalés de  $\pi/8$ , saut d'une phase (d) polygone régulier étoilé (e) couplage formé par quatre carrés décalés de  $\pi/8$  (f) polygone régulier étoilé (h) couplage formé par deux octogones étoilé décalés de  $\pi/8$  (i) polygone étoilé.

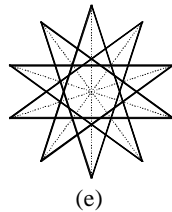
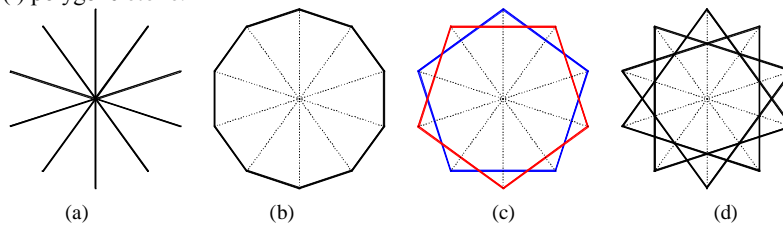


Fig.2.18 Couplage des SEPs à 10-phasé (a) couplage étoile tension simple (b) couplages decagone tension entre deux phases adjacentes (c) couplage formé deux pentagones décalé de  $\pi$  (d) decagone étoilé, saut de deux phases (d) decagone étoilé, saut de trois phases.

Evidemment, le rapport (2.9) augmente avec  $k$ , donc, dans un système  $m$ -phasé le rapport  $U_2/V_{ph}$  ( $k=2$ ) est le plus petit, où le nombre de saut de phase est égal à un (1), ce rapport est toujours supérieur à 1 (un). Donc les tensions entre phase non- adjacentes sont supérieures à la

tension simple  $V_{ph}$ . La plus grande valeur du rapport (2.9) dans système  $m$ -phasé est lorsque  $k = (m-1)/2$  ( $m$  impair) ou  $k = m/2 - 1$ . La figure 2.19 (b) présente le rapport  $U_{(m-1)/2}/V_{ph}$  ( $m$  impair) en fonction de  $m$ . dans ce cas, le rapport est croissant avec  $m$  est tend vers 2 (deux) rapidement, par exemple le rapport est 1.95 pour  $m=7$  et 1.97 pour  $m=9$ .

### 2.2.7. Particularité du SEP à nombre de phases premier

Les systèmes polyphasés à  $m$  nombre premier, ne sont pas modifiables et ne peuvent pas être réduits. Par exemple, un secondaire de transformateur à six phases présenté par le diagramme de phaseurs Fig.2.1 (e) et une machine à double étoiles triphasées Fig.2.8(d) peuvent être réduits par une reconnexion des bornes [163], [172] et devenir des systèmes triphasés. Cependant, le secondaire triphasé d'un transformateur ou un enroulement d'une machine triphasée ne peut pas être modifié [163], [172].

Les couplages du système à nombre de phases premier sont tous des couplages fermés. Alors que, les SEPs de  $m$  impair non-premier (2.2) et de  $m$  pair différent de deux, ont des couplages non-fermés.

Par conséquent, un système  $m$ -phasé (avec  $m$  nombre premier) représente une base pour les systèmes  $n$ -phasé ( $n$  multiple de  $m$ ) et pour les systèmes à plusieurs étoiles  $m$ -phasées. Ainsi, l'étude du système  $m$ -phasé facilite l'étude des systèmes  $n$ -phasé ( $n$  multiple de  $m$ ) et ceux à plusieurs étoiles  $m$ -phasées, où le nombre de phases est plus élevé.

Tableau.2.2 Rapport des tensions composées des phases adjacentes et non-adjacentes à la tension simple

Rapport $U_{ad}/V$	Nombre de phases $m$							
	$m=5$	$m=6$	$m=7$	$m=8$	$m=9$	$m=10$	$m=11$	$m=12$
Phases Adjacentes	1.17	1	0.87	0.76	0.68	0.61	0.56	0.52
Phases Non adjacentes	1.9	1.73	1.56	1.41	1.28	1.17	1.08	1
	-	-	1.95	1.85	1.73	1.61	1.51	1.41
	-	-	-	-	1.97	1.9	1.82	1.73
	-	-	-	-	-	-	1.98	1.93

### 2.3. Outils mathématiques pour l'Analyse des SEPs

En régime permanent et dans des conditions normales (absence de défaut) les quantités de SEP (courant, tensions, etc.) sont équilibrées, c'est à dire ont la même amplitude et la même fréquence. Par conséquent, les grandeurs d'une seule phase d'un SEP, sont suffisantes pour modéliser et analyser le SEP correspondant, d'où vient le concept du model par phase [173]. Cependant, dans le cas défectueux, la méthode des composantes symétriques de l'analyse des SEP est l'outil mathématique le plus efficace [174].

Quant au fonctionnement en régime dynamique, l'analyse et la modélisation des SEP s'appuient sur les transformations à savoir Park.

### 2.3.1. Méthode des Composantes Symétriques

La méthode des Composantes Symétriques CS est considérée comme la méthode la plus adaptée à l'analyse des systèmes polyphasés [171], [173-177], a été présentée pour la première fois par C. L. FORTESCUE 28 Jun 1918 à la 34<sup>ème</sup> convention annuelle de l'American Institute of the Electrical Engineers à Atlantic City (NJ, USA). La méthode des composantes symétriques avait son origine dans l'analyse mathématique des machines à induction fonctionnant dans des conditions déséquilibrées [171]. Le but de cette méthode comme indiqué par C. L. FORTESCUE dans [164] est d'étudier les systèmes polyphasés (machine polyphasées, réseau polyphasé...).

Dans son article [164], C. L. FORTESCUE fait référence à cette méthode par plusieurs noms : **symmetrical co-ordinates**, **sequence components**. Actuellement, cette méthode est connue par la 'méthode des Composantes Symétriques' CS.

En 1913, Fortescue a mené une étude mathématique sur le comportement des moteurs asynchrone sous des conditions de déséquilibre. Ce qui a le plus retenu l'attention de l'auteur dans les résultats obtenus, c'est leur symétrie [164], [171], [174-176]. La solution toujours réduite à la somme de deux ou plusieurs solutions symétriques [171]. Cela a amené ensuite l'auteur à se demander s'il existe des principes généraux par lesquels la solution de systèmes polyphasés déséquilibrés peut être réduite à la solution de deux ou plusieurs systèmes polyphasés équilibrés [164], [171].

Les grands progrès dans l'application des lois fondamentales aux circuits électriques sont dus au développement des outils mathématiques [171]. Il en est de même pour les CS, puisque la formulation originale des CS présentée dans [164] a été écrite sous forme système d'équation contenant de nombreuses équations représentant les phases d'un SEP. Cette méthode a été enracinée mathématiquement, en la reformulant sous forme matricielle. Ce qui fait CS un objet d'algèbre [171], où les concepts algébriques tels que le concept de passage d'un système de coordonnées à un autre en utilisant les matrices de passage ; la matrice de passage est connue dans la littérature par matrice de transformation [174-177]. De plus, la formulation algébrique

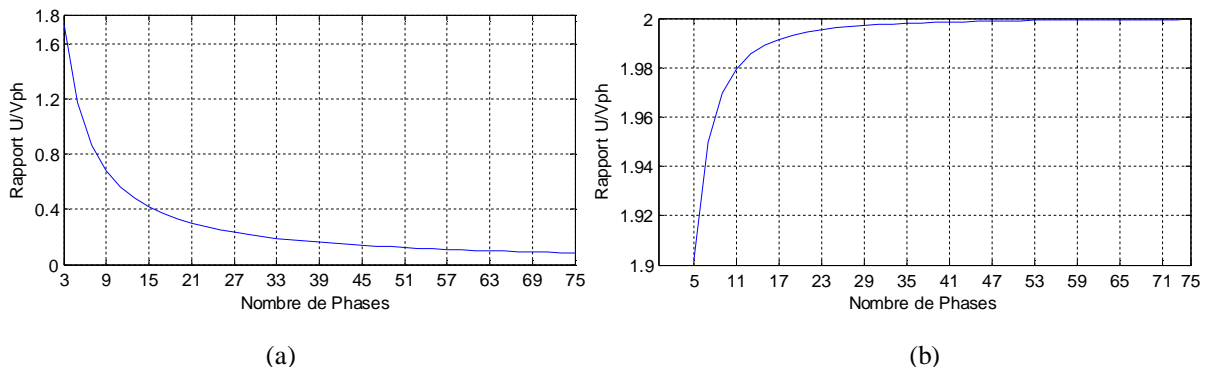


Fig.2.19 Variation du rapport de tension  $U_{ad}/V_{ph}$  en fonction de nombre de phase  $m$  (a) rapport de tension  $U_{ad}/V_{ph}$ , où  $U_{ad}$  la tension entre phases adjacentes (b) rapport de tension  $U_{ad}/V_{ph}$ , où  $U_{ad}$  non-adjacentes.

rendait CS facile à comprendre et à utiliser. Ce qui en a fait la principale méthode de calcul des SEP, en particulier les systèmes triphasés qui sont les plus utilisés dans les machines et les réseaux de transport et de distribution [173-176]. Par ailleurs, la formulation algébrique permettait aux chercheurs de dériver les transformations omniprésentes de Clarke et Park, de la transformation de composante symétrique de Fortescue [173].

Depuis la publication de [164] au début du XXe siècle, de nombreux articles de recherche ont été publiés sur les applications de CS dans l'étude et la modélisation des machines synchrones et asynchrones et des réseaux électriques [172-176]. Par ailleurs, des systèmes polyphasés de nombre de phases  $m$  sont abordés [153], [165], [177-183], dans lesquels deux cas sont distingués : le premier où  $m$  est pair et le second où  $m$  est pair [165].

La transformation des gradeurs des  $m$  phases, d'un SEP à nombre de phases  $m$  impair, en composantes symétrique CS, est exprimée dans [165] par (2.7). Alors que, La transformation des gradeurs des  $m$  phases, d'un SEP à nombre de phases  $m$  pair, en composantes symétrique CS, est exprimée dans [165] par (2.8). Les matrices de transformation dans le cas  $m$  impair et  $m$  pair sont  $S_c$  et  $S_{c2}$  exprimées par (2.9) et (2.10), respectivement. Les grandeurs  $X_k$  ( $k=1,2\dots m$ ) dans (2.7) et (2.8) sont les grandeurs des phases qui peuvent être des courants, tensions, des flux magnétiques etc.

$$\begin{bmatrix} X_{cs0} \\ X_{cs1} \\ X_{cs2} \\ X_{cs3} \\ \vdots \\ X_{cs(m-1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & \dots & a^{(m-1)} \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & \dots & a^{2(m-1)} \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & \dots & a^{3(m-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a & a^{(m-1)} & a^{2(m-1)} & a^{3(m-1)} & \dots & a^{(m-1)(m-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ \vdots \\ X_m \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Où  $a=e^{j2\pi/m}$ ,  $X=[X_1, X_2, \dots, X_m]^T$  et  $X_{cs}=[X_{cs0}, X_{cs1} \dots X_{cs(m-1)}]^T$ .

Dans le cas  $m$  impair, les grandeurs  $X_{cs0}$  et  $X_{csk}$  ( $k=1, 2\dots (m-1)$ ), sont les composantes symétriques du système  $m$ -phasé. La grandeur  $X_{cs0}$  appelée la composante homopolaire [164-165], [171], [174], [178]. Les composantes  $X_{cs1}$  et  $X_{cs(m-1)}$  sont les composantes directe et la composante inverse respectivement [164]. Dans les références en anglais, les composantes directe, inverse et homopolaire sont appelées, respectivement, Composante **Positive** et composante **Negative** et **zerosequence** le Tableau.1 présente la terminologie utilisée pour représenter les composantes directes, inverses et homopolaire.

Tableau.2.3. Terminologie utilisée pour représenter les séquences directe, inverse et homopolaire en anglais et dans les langues latines

Langage	Terme utilisé pour les séquences
Anglais	Positive, Negative, Zero
Italien	Dirreta, Inversa, Ompolare
Français	Directe, Inverse, Homopolaire
Portugais	Directa, Inversa, Homopolar
Romanie	Directă, Inversă
Espagnole	Directa, Inversa, Homopoar

Chaque composante symétrique représente un système symétrique  $m$ -phasé [164]. Où la composante directe représente un système symétrique, et a la même séquence des phases que le système  $m$ -phasé étudié lorsque ce dernier est sain. Tandis que la séquence des phases représentées par la composante inverse, est opposée à celle du système  $m$ -phasé étudié lorsque ce dernier est sain. La composante homopolaire représente  $m$  phaseurs identiques [164-165], [171], [174], [178], cette composante est également appelée séquence homopolaire [177-183].

Dans le cas  $m$  pair, les composantes symétriques du système sont  $X_{cs00}$ ,  $X_{cs0}$  et  $X_{csk}$  ( $k=1, 2, \dots, (m-2)$ ). Les composantes  $X_{cs0}$ ,  $X_{cs1}$  et  $X_{cs(m-1)}$  sont l'homopolaire, directe et la composante inverse. Alors que, la composante  $X_{cs00}$  est appelée dans la terminologie anglaise composante **pseudo-zero**. Dans ce travail, en utilisant le préfixe « pseudo » comme le cas de la terminologie anglaise, et nous donnons le nom pseudo-homopolaire à la séquence  $X_{cs00}$ . La composante pseudo-homopolaire n'existe plus dans les systèmes, lorsque le nombre de phases est impair [165], [183]. Par contre, les systèmes ayant un nombre de phases pair contiennent la composante pseudo-homopolaire [183], cette composante, comme la composante hmopolaire, ne représente pas un système  $m$ -phasé symétrique.

Donc, à l'exception des composantes homopolaire et pseudo-homopolaire, chacune des  $((m-1), m$  impair) ou  $((m-2), m$  pair) composantes symétriques représentent un système  $m$ -phasé symétrique de succession de phases différente [164], par exemple dans le pentaphasé les séquences  $abcde$  (directe),  $edcba$  (inverrse),  $acebd$  et  $adbec$ .

Les composantes symétriques  $X_{csk}$  sont généralement des nombres complexes [165]. Pour les grandeurs  $X_k$ , elles peuvent être réelles complexes, constantes, variables, représentent un phaseur fixe ou un phaseur tournant [165].

$$\begin{bmatrix} X_{cs0} \\ X_{cs00} \\ X_{cs1} \\ X_{cs2} \\ \vdots \\ X_{cs(m-2)} \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & \dots & -1 \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & \dots & a^{2(m-1)} \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & \dots & a^{3(m-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a & a^{(m-1)} & a^{2(m-1)} & a^{3(m-1)} & \dots & a^{(m-1)(m-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ \vdots \\ X_m \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$C_s = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & \dots & a^{(m-1)} \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & \dots & a^{2(m-1)} \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & \dots & a^{3(m-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a & a^{(m-1)} & a^{2(m-1)} & a^{3(m-1)} & \dots & a^{(m-1)(m-1)} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$C_{s2} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & \dots & -1 \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & \dots & a^{2(m-1)} \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & \dots & a^{3(m-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a & a^{(m-1)} & a^{2(m-1)} & a^{3(m-1)} & \dots & a^{(m-1)(m-1)} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Les matrices  $C_s$  et  $C_{s2}$  exprimées par (2.9) et (2.10) respectivement sont les matrices de transformations, dans le cas  $m$  impair est  $C_s$ , dans le cas pair est  $C_{s2}$ , ces deux matrices  $C_s$  et  $C_{s2}$  sont des matrices carrées  $m \times m$ . Algébriquement, ces matrices sont dites matrices de passages ou de changement de base, la transformation des coordonnées de phase en coordonnées symétriques [177]. Les matrices  $C$  et sont des orthogonales [176], [180], [182].

De plus, le calcul des matrices inverses  $C_s$  ou  $C_{s2}$  est simple en appliquant (2.11).

$$C_s^{-1} = m \times C_s^{*T} \quad (2.11)$$



De plus, les matrices de transformation peuvent être réécrites pour obtenir des matrices de transformation unitaires, le cas de la matrice  $C_{su}$  exprimée par (2.13). La forme unitaire, offre l'avantage que la puissance et le couple, dans une machine ou transformateur, n'ont pas besoin de contre-transformation, car la transformation en utilisant une matrice unitaire est invariante en puissance [177], [180], [182].

$$C_s^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & \dots & a^{(m-1)} \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & \dots & a^{2(m-1)} \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & \dots & a^{3(m-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & a^{(m-1)} & a^{2(m-1)} & a^{3(m-1)} & \dots & a^{(m-1)(m-1)} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$C_{su} = \frac{1}{\sqrt{m}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & \dots & a^{(m-1)} \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & \dots & a^{2(m-1)} \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & \dots & a^{3(m-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & a^{(m-1)} & a^{2(m-1)} & a^{3(m-1)} & \dots & a^{(m-1)(m-1)} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

### 2.3.1.1. Composantes symétriques en régime permanent

Le sujet d'études des CS était les SEPs dans le régime permanent en représentant dans les calculs les grandeurs des SEPs, qui sont supposées sinusoïdales, par leurs amplitudes et déphasage. Ainsi, généralement, les grandeurs des SEPs sont écrites sous forme de nombre complexe, le cas général d'un SEP, où le SEP peut être équilibré ou déséquilibré, est montré par (2.14). Cette méthode de calcul est encore utilisée pour le calcul des courants de court-circuit dans réseaux, estimation du déséquilibre dans les SEPs, particulièrement dans les réseaux [175-176], [179], [182-183]. Ceci, en raison de sa simplicité et son aptitude à faciliter la compréhension des SEPs dans le fonctionnement déséquilibré.

Par ailleurs, cette écriture (2.14) de grandeurs sinusoïdales est facile à représenter par les diagrammes des phaseurs.

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \cdot e^{j\phi_1} \\ X_2 \cdot e^{j\phi_2} \\ X_3 \cdot e^{j\phi_3} \\ \vdots \\ X_m \cdot e^{j\phi_m} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$X_k$  et  $\phi_k$  sont l'amplitude et le déphasage respectivement, l'indice  $k = 1, 2, \dots, m$ .

Dans un SEP symétrique (équilibré) les amplitudes sont égales, et les angles de déphasage sont écrits sous cette forme :  $k2\pi/m$ , où  $k = 0, 1, \dots, (m-1)$ . Donc, les grandeurs d'un SEP symétrique sont exprimées par (2.15).

$$X = \begin{bmatrix} X \\ X.e^{j\frac{2\pi}{m}} \\ X.e^{j\frac{4\pi}{m}} \\ \vdots \\ X.e^{j\frac{(m-1)2\pi}{m}} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Les composantes symétriques, en régime permanent, d'un système polyphasé de grandeurs de phases représentées par (14), sont calculées en utilisant un des deux transformations (7) ou (8), selon la parité du nombre de phases. Donc, les CS, dans le cas  $m$  impair  $X_{cs1}, \dots, X_{cs(m-1)}$ , représentent  $(m-1)$  systèmes polyphasé symétriques et la composante homopolaire un vecteur caractérisé par son amplitude et déphasage calculés, généralement la composante homopolaire est représentée par  $m$  vecteurs en parallèles. Dans le cas  $m$  pair, les CSs  $X_{cs1}, \dots, X_{cs(m-2)}$ , représentent  $(m-2)$  systèmes polyphasé symétriques. La composante  $X_{cs1}$  est dite la composante directe ou séquence directe (dans les deux cas  $m$  impair et pair), cela représente un système polyphasé symétrique où la séquence des vecteurs est selon le sens antihoraire. Alors que, dans le cas  $m$  impair, la composante  $X_{cs(m-1)}$  est dite la composante inverse ou séquence inverse, représente un système polyphasé symétrique où la séquence des vecteurs est selon le sens horaire. Dans le cas  $m$  pair la séquence inverse est  $X_{cs(m-2)}$ . La séquence des vecteurs d'un système polyphasé symétrique qui représente une composante symétrique, est dit directe ou inverse selon le sens horaire, cela dépend de la matrice de transformation  $C_s$ , particulièrement dépend de l'opérateur  $a$ , si  $a=e^{j2/m\pi}$ , la séquence directe est caractérisée par le sens horaire, et la séquence inverse est caractérisée par le sens antihoraire. Alors que, si  $a=e^{-j2/m\pi}$ , la séquence directe est caractérisée par le sens antihoraire, et la séquence direct est caractérisée par le sens horaire.

La figure 2.20 montre les systèmes symétriques représentés par les composantes symétriques obtenues par la transformation en CS (2.7), des systèmes pentaphasé, hexaphasé, heptaphasé et nonaphasé.

### 2.3.1.2. Représentation Matricielle des circuits Polyphasés

Les courants et tensions d'un système polyphasé sont lié par la relation (2.16), où la matrice  $Z_{PH}$  exprimée par (2.17) est la matrice d'impédance. Dans un système polyphasé symétrique  $Z_{PH}$  est une matrice symétrique, de plus, ses éléments diagonaux qui représentent les impédances des phases, sont égaux. Tandis que les éléments non-diagonaux  $Z_{kv}$  ( $k \neq v$ ) représentent l'effet mutuel des phases.

En transformant les courants et les tensions des phases  $I_{PH}, V_{PH}$ , exprimés respectivement par (2.18) et (2.19), en leurs composantes symétriques  $I_{cs}, V_{cs}$ , à l'aide des matrices  $C_s, C_s^{-1}$ . Ainsi, on obtient (2.19) et (2.20), où la matrice  $Z_{cs}$  exprimée par (2.22) est la matrice d'impédances des séquences. Dans un système polyphasé symétrique la matrice d'impédance des séquences est diagonale [176].

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1(m-1)} & Z_{1m} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2(m-1)} & Z_{2m} \\ Z_{31} & Z_{23} & \cdots & Z_{3(m-1)} & Z_{3m} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ Z_{m1} & Z_{2m} & \cdots & Z_{m(m-1)} & Z_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_m \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$Z_{PH} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1(m-1)} & Z_{1m} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2(m-1)} & Z_{2m} \\ Z_{31} & Z_{23} & \cdots & Z_{3(m-1)} & Z_{3m} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ Z_{m1} & Z_{2m} & \cdots & Z_{m(m-1)} & Z_{mm} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$V_{PH} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_m \end{bmatrix} \mathbf{V} \quad (2.18)$$

$$I_{PH} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_m \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$V_{CS} = C_S \cdot Z_{PH} \cdot C_S^{-1} \cdot I_{CS} \quad (2.20)$$

$$V_{CS} = Z_{CS} \cdot I_{CS} \quad (2.21)$$

$$Z_{CS} = C_S \cdot Z_{PH} \cdot C_S^{-1} \quad (2.22)$$

### 2.3.1.3. Applications des Composantes symétriques à l'analyse des harmoniques des SEP

Habituellement, les formes d'ondes des grandeurs des SEPs tensions, courants, flux, ne sont pas purement sinusoïdales, ce qui entraîne l'apparition d'harmoniques. Ainsi, les grandeurs des SEPs sont des grandeurs alternatives [153], généralement sont considérées comme symétrique par rapport à l'axe du temps, ce qui traduit mathématiquement par les représentées par des fonctions impaires. Par suite, le développement en séries de Fourier de ces fonctions ne contient que des termes de rang impairs.

Une fonction  $f: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ , est une fonction impair si  $f$  vérifie la condition (2.23)

$$f(-x) = -f(x), \quad x \in \mathbb{R} \quad (2.23)$$

Le développement de la fonction impair  $f$  en série de Fourier est donné par (2.24).

$$f(x) = \sum_{\nu=0}^{+\infty} E_{(2\nu+1)} \cos((2\nu+1)x + \phi_{(2\nu+1)}) \quad (2.24)$$

D'où les harmoniques (courants, tensions) les plus fréquents dans systèmes triphasés sont des harmoniques impair (de rang impairs : 3, 5, 7...etc.). Ceci peut être généralisé dans le cas des SEPs, où la représentation (2.25) des gradeurs des phases de SEPs est plus générale, car en pratique même un signal filtré contient une certaine quantité d'harmoniques.

$$X_k = \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} e^{\frac{(2v+1)k.2\pi}{m}}, \quad 0 \leq k \leq (m-1), (k, v) \in \square \quad (2.25)$$

Par suite les grandeurs des phases d'un SEP à  $m$  phases sont données par (2.26),  $m$  supposé impair.

$$X = \begin{bmatrix} \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} \\ \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} e^{\frac{(2v+1)2\pi}{m}} \\ \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} e^{\frac{(2v+1)4\pi}{m}} \\ \vdots \\ \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} e^{\frac{(2v+1)(m-1)2\pi}{m}} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Pour un nombre de phases impair, les CSs du SEP représenté par (2.26) sont déterminées en utilisant la transformation (2.7). Ainsi, la transformation des grandeurs des phases (2.26) en composantes symétriques est exprimée par (2.27).

$$\begin{bmatrix} X_{cs0} \\ X_{cs1} \\ X_{cs2} \\ X_{cs3} \\ \vdots \\ X_{cs(m-1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & \dots & a^{(m-1)} \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & \dots & a^{2(m-1)} \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & \dots & a^{3(m-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a & a^{(m-1)} & a^{2(m-1)} & a^{3(m-1)} & \dots & a^{(m-1)(m-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} \\ \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} e^{\frac{(2v+1)2\pi}{m}} \\ \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} e^{\frac{(2v+1)4\pi}{m}} \\ \vdots \\ \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} e^{\frac{(2v+1)(m-1)2\pi}{m}} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

La transformation (2.27) aboutit à des composantes symétriques avec des rangs d'harmoniques spécifiques. Ainsi, la transformation (2.27) crée une classification des

Tableau.2.4 Classes des harmoniques par séquences CS

Rang d'harmoniques	Séquence	Commentaires
$vm$	Homopolaire	
$2vm+1$	Séquence Directe (contient la séquence Fondamentale)	
$2vm-1$	Séquence $(m-1)$ dite Séquence Inverse	
$(2v+1)m+2$	Séquence 2	
$(2v+1)m+4$	Séquence 3	
$\vdots$	$\vdots$	
$(2v+1)m+2(k-1)$	Séquence $k$	
$\vdots$	$\vdots$	
$(2v+1)m+2[(m-1)/2-1]$	Séquence $(m-1)/2$	
$(2v+1)m-2[(m-1)/2-1]$	Séquence $(m+1)/2$	La Séquence $(m+1)/2$ est l'inverse de la Séquence $(m-1)/2$
$\vdots$	$\vdots$	
$(2v+1)m-2(k-1)$	Séquence $(m-k)$	Séquence $(m-k)$ est l'inverse de la Séquence $k$
$\vdots$	$\vdots$	
$(2v+1)m-2$	Séquence $(m-2)$	Séquence $(m-2)$ est l'inverse de la Séquence 2

harmoniques existants. Les classes des harmoniques des composantes symétriques sont données Tableau.2.4.

Où  $k$  dans le Tableau.2.4 représente les séquences de CS, avec  $1 \leq k \leq (m-1)$ , et  $v \geq 0$ .

**2.3.1.4. Composantes symétriques instantanés**

Mathématiquement, il est possible d'appliquer la transformation en composantes symétriques sur les grandeurs instantanées de phases [174], [177], [180], [184-185], ceci en utilisant les matrices de transformation (2.9), (2.10) ou (2.13), ce qui aboutit à des grandeurs instantanées transformées. Ces grandeurs instantanées transformées sont appelées les

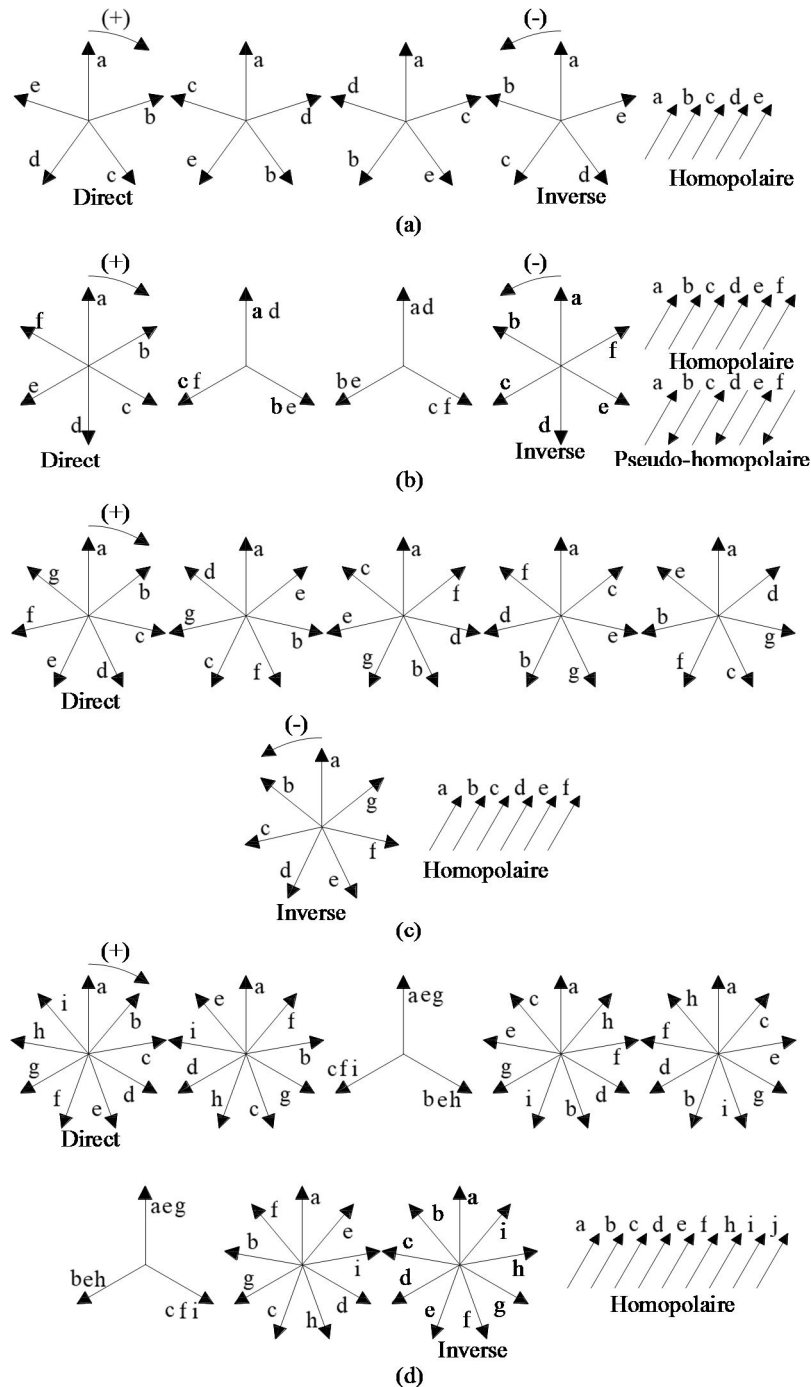


Fig.2.20 Systèmes symétriques représentés par les composantes symétriques (a) pentaphasé (b) hexaphasé (c) heptaphasé (d) nonaphasé.

composantes symétriques instantanées CSI [177], [184-185], les CSI ont été introduites par [184] d'après [165]. Par conséquent, la transformation CSI peut être exprimée par (2.7) si le nombre de phases est impair, par (2.8) si  $m$  est pair. L'équation (2.28) exprime la transformation CSI unitaire.

Les quantités instantanées de phases sont présentées par (2.29), et les CSI sont présentées par (2.30) dans le cas d'un nombre impair de phases et par (2.31) dans le cas d'un nombre pair de phases.

Puisque les grandeurs des phases, courants, tensions, flux... etc. sont des valeurs réelles, selon la transformation en CS, les composantes symétriques sont des grandeurs réelles. Alors que les autres composantes sont des grandeurs complexes en fonction du temps. D'où les CSIs sont des grandeurs complexes, utilisées avec leurs parties réelles et imaginaires pour l'analyse.

$$\begin{bmatrix} x_{sc0}(t) \\ x_{sc1}(t) \\ x_{sc2}(t) \\ \vdots \\ x_{sc(m-1)}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{m}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & \cdots & a^{(m-1)} \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & \cdots & a^{2(m-1)} \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & \cdots & a^{3(m-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 1 & a^{(m-1)} & a^{2(m-1)} & a^{3(m-1)} & \cdots & a^{(m-1)(m-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ \vdots \\ x_m(t) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Le développement en série de Fourier d'une quantité instantanée de phase  $x_k(t)$  est exprimé par (2.32). Ainsi, les quantités instantanées de phase peuvent être présentées par le vecteur  $x(t)$  exprimé par (2.33).

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ \vdots \\ x_m(t) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$x_{sc}(t) = \begin{bmatrix} x_{sc1}(t) \\ x_{sc2}(t) \\ x_{sc3}(t) \\ \vdots \\ x_{scm}(t) \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$x_{sc}(t) = \begin{bmatrix} x_{cs0}(t) \\ x_{cs00}(t) \\ x_{cs1}(t) \\ x_{cs2}(t) \\ \vdots \\ x_{cs(m-2)}(t) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

La méthode des CSI a prouvé son efficacité dans le traitement des réseaux déséquilibrés, de plus, facilite le passage d'une transformation dépend du temps à une autre [174], [177].

$$x_k(t) = \sum_{v=1}^{+\infty} X_v \cos\left(v \cdot \omega \cdot t + \frac{(k-1)2 \cdot \pi}{m} + \phi_{k,v}\right) \quad (2.32)$$

$$x(t) = \left[ \begin{array}{l} \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} X_v \cos(v.\omega.t + \phi_{k.v}) \\ \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} X_v \cos\left(v.\omega.t + \frac{2.\pi}{m} + \phi_{k.v}\right) \\ \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} X_v \cos\left(v.\omega.t + \frac{4.\pi}{m} + \phi_{k.v}\right) \\ \vdots \\ \sum_{v=0}^{+\infty} X_{(2v+1)} X_v \cos\left(v.\omega.t + \frac{(m-1)2.\pi}{m} + \phi_{k.v}\right) \end{array} \right] \quad (2.33)$$

## 2.4. Conclusion

Ce chapitre présente une étude des caractéristiques des systèmes polyphasés en fonction de leurs nombre de phases. La conclusion la plus importante est que le système polyphasé est modifiable si son nombre de phases est factorisable. De ce fait, le nombre de phases peut être réduit et/ou la nature du système polyphasé peut être modifiée ; le système polyphasé transformé en un système multi-étoiles.

De plus, dans ce chapitre, les couplages possibles des SEP ont été étudiés et analysés. Le nombre de couplages est  $(m+1)/2$  si  $m$  impair, et  $m/2$  si  $m$  est pair. Dans le cas où le nombre de phases  $m$  est un nombre premier (n'est pas factorisable), les couplages possibles sont : un couplage en étoile, et  $((m+1)/2-1)$  couplages polygones fermés. Alors que si  $m$  est factorisable, les couplages sont : un couplage en étoile, couplage en polygones fermés, et des couplages constitués de deux ou plusieurs polygones identiques séparés.

On distingue trois types de tensions dans un système polyphasé : une tension simple, une tension entre phases adjacentes, et des tensions entre phases non-adjacentes. Lorsque le nombre de phases  $m$  est impair et  $m > 3$ , le nombre de tensions non-adjacentes est  $(m-3)/2$ , tandis que lorsque  $m$  est pair, le nombre des tensions non-adjacentes est  $(m/2-1)$ .

## **Chapitre 3**

# **TRANSFORMATEUR TRI-PENTAPHASE : CONCEPTION ET MODELISATION**



### 3.1. Introduction

Ce chapitre traite d'une étude de conception et de modélisation d'un transformateur tri-pentaphasé avec un noyau magnétique asymétrique à trois colonnes. Les principes fondamentaux des enroulements de transformation de phases sont discutés. L'objectif d'un tel enroulement est de produire au secondaire un système de tension polyphasé équilibré, à partir d'un primaire polyphasé de nombre de phases différents sans déséquilibre dans le primaire et le secondaire lorsqu'une charge est connectée au secondaire du transformateur. Afin de contourner le déséquilibre dû aux dispositions des bobines d'enroulement sur le noyau magnétique, des simulations par conception assistée par ordinateur sont effectuées. De plus, le modèle en régime permanent du transformateur est présenté et est basé sur le concept de la représentation par phase.

En outre, ce chapitre présente un modèle du transformateur tri-pentaphasé asymétrique à trois colonnes, qui convient à la modélisation du comportement de ce transformateur à vide, en charge y compris dans des conditions de déséquilibre. Cette étude est menée par simulation et par tests expérimentaux.

### 3.2. Transformateur de Phase

Une théorie générale de la transformation de phase de  $n$  à  $m$  phases utilisant des transformateurs à  $k$  colonnes a été présentée dans [17]. Ces transformateurs sont composés soit de  $k$  noyaux séparés, soit d'un noyau à  $k$  colonnes. Cette théorie repose sur deux conditions, en supposant que le primaire à  $n$  phases ( $n \geq 2$ ) est alimenté par une source de tension  $n$ -phasé équilibrée. De plus, l'effet de noyau magnétique, ainsi que ses effets de topologie sont négligés. Ces conditions sont :

- La première condition est que l'enroulement secondaire doit produire un système  $m$ -phasé équilibré de force électromotrice F.E.M, c'est ce qu'on appelle la condition d'équilibre des tensions [17].
- La deuxième condition est que lorsque le secondaire est connecté à une charge  $m$ -phasée symétrique, la force magnétomotrice F.M.M. sur chaque colonne due aux courants secondaires doit compenser celle du primaire, sans déséquilibrer les courants primaires, c'est ce qu'on appelle la condition d'équilibre des courants [17].

L'angle de déphasage  $\theta$  entre le primaire et le secondaire est défini comme l'angle entre la première phase du primaire et celle du secondaire. Concernant le rapport de transformation  $K$ , il est défini comme le rapport entre la tension efficace de sortie sur la tension efficace d'entrée. Par conséquent, le rapport de transformation et l'angle de déphasage peuvent être prédéfinis en tant que paramètres de conception. Ceci est utile dans les redresseurs polyphasés, où deux transformateurs secondaires à  $m$  phases sont utilisés, les tensions de ces transformateurs sont alors décalées de  $\pi/(2.m)$  qui sont utilisées dans les redresseurs à  $4m$  impulsions comme le cas du redresseur à 20 impulsions dans [186]. Il utilise deux transformateurs de trois à cinq phases, où leurs tensions secondaires sont décalées de  $\pi/20$ . Le cas classique est celui des redresseurs à 12 impulsions où  $m = 3$ , dans ce cas, généralement, un tel redresseur nécessite un transformateur triphasé avec deux secondaires connectés en étoile et en triangle.

D'après [17] si  $k \neq n$ , l'enroulement primaire est constitué de  $k.n$  bobines alors que dans l'enroulement secondaire  $k.m$  bobines, le problème est donc de déterminer le nombre de spires

de chaque bobine des enroulements primaire et secondaire. Dans le cas où  $k = n$ , l'enroulement primaire contient  $n$  bobines identiques de  $N_p$  spires tandis que l'enroulement secondaire est composé de  $k.m$  bobines. Ainsi, il suffit donc de calculer le rapport de spire de chaque bobine secondaire, où le rapport entre le nombre de spires d'une bobine secondaire sur  $N_p$ , est défini comme le rapport de spire de bobine.

En fait, il existe peu de travaux dans la littérature, sur les transformateurs tri- $m$ -phasé ( $m$  est un nombre premier) dont les plus importants sont [64], [65]. Dans ces études, l'effet de la non-satisfaction de la condition d'équilibre de courant sur les courants primaires d'un transformateur tri-pentaphasé a été exploré, dans trois cas où le nombre de colonnes du noyau magnétique est différent de chacun d'eux.

Cas 1 : Transformateurs à trois colonnes.

Cas 2 : Transformateurs à deux colonnes, utilisant une connexion Scott dans le primaire.

Cas 3 : Transformateurs à cinq colonnes.

### 3.3. Détermination de l'Enroulement du Transformateur Tri-pentaphasé

Le noyau magnétique du transformateur étudié est de type à trois colonnes. Le nombre de phases primaires est égal à celui des colonnes. Ainsi, sur chaque colonne du noyau magnétique, une bobine primaire et plusieurs bobines secondaires sont enroulées, celles du primaire sont identiques de  $N_p$  spires connectées en étoile ou en triangle comme dans un transformateur triphasé classique, alimenté par une source de tension triphasée. Dans ce paragraphe, le primaire est connecté en étoile et les trois tensions de la source sont supposées égales à celles de l'enroulement primaire.

L'enroulement primaire étant constitué de trois bobines identiques, l'enroulement secondaire effectue la transformation de phase de trois à cinq phases. Par conséquent, cela doit être déterminé pour obtenir un système tension pentaphasé équilibrée dans le secondaire. La détermination de l'enroulement basée sur les conditions d'équilibre des tensions (3.1) et d'équilibre des courants (3.2), permet de choisir librement ( $m-2$ ) parmi  $k.m$  éléments secondaires selon [17], conduit à de nombreuses configurations possibles de l'enroulement secondaire. Cependant, le calcul du reste des éléments secondaires n'est pas simple. Par conséquent, une autre méthode de détermination a été présentée dans [29] par l'introduction des (3.5) et (3.6) qui aboutissent à une configuration unique pour un rapport de transformation et un angle de déphasage donnés. Cependant, la méthode de calcul proposée est complexe et ne peut pas être généralisée pour obtenir des solutions pour la transformation de phase de 3 à  $m$  [29], car cette méthode nécessite de résoudre un système linéaire avec une matrice mal conditionnée, qui doit être améliorée par des transformations de ligne [187].

$$r_{i1} + r_{i2}\lambda_3^{-1} + r_{i3}\lambda_3^{-2} = \lambda_m^{i-1} e^{j\theta} \quad (3.1)$$

$$r_{1v} + r_{2v}\lambda_m^{-1} + r_{3v}\lambda_m^{-2} + r_{4v}\lambda_m^{-3} + \dots + r_{mv}\lambda_m^{-(m-1)} = \lambda_3^{v-1} e^{-j\theta} \quad (3.2)$$

Où  $\lambda_3 = e^{j2\pi/3}$ ,  $\lambda_m = e^{j2\pi/m}$ ,  $i=1 \dots m$ ,  $v=1 \dots 3$ , et  $r_{iv}$  est le rapport de nombre de spires de la bobine secondaire lorsque le rapport de transformation  $K$  est égal à 1.

L'équation (3.3) exprime la transformation du triphasé en pentaphasé comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \\ V_{s4} \\ V_{s5} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} \\ r_{51} & r_{52} & r_{53} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{p1} \\ V_{p2} \\ V_{p3} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Où,  $(V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}, V_{s4}, V_{s5})$  et  $(V_{p1}, V_{p2}, V_{p3})$  sont respectivement les tensions primaires et secondaires, et la transformation de phase est représentée par la matrice  $T_0$  dans (3.4).

$$T_0 = K \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} \\ r_{51} & r_{52} & r_{53} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

La matrice  $T_0$  est la matrice des rapports de nombres de spires, représentant la configuration de l'enroulement secondaire, dans le cas général, le produit de  $K$  et  $r_{iv}$  donne le rapport du nombre de spire de chaque bobine secondaire.

D'après [187] si la somme des rapports de transformation de chaque ligne (3.5) est nulle, le homopolaire du primaire n'a pas d'influence sur le secondaire. De plus, si la somme des rapports des enroulements de chaque colonne (3.6) est nulle, la composante homopolaire du secondaire n'a aucune influence sur le primaire.

$$\sum_{v=1}^3 r_{iv} = 0 \quad (3.5)$$

$$\sum_{i=1}^5 r_{iv} = 0 \quad (3.6)$$

Il est clair que les équations (3.5) et (3.6) exigent que la somme de chaque ligne et de chaque colonne de la matrice du rapport de nombre de spire soit respectivement égale à zéro.

Par conséquent, l'objectif de la détermination de l'enroulement est le calcul de la matrice du rapport du nombre de spire. Le calcul basé sur les conditions d'équilibre des tensions et courants, outre la complexité du calcul, ne conduit pas à une matrice unique pour un rapport de transformation et un angle de déphasage donnés. De plus, les conditions (3.5) et (3.6) ne sont pas nécessairement satisfaites, c'est-à-dire que le transfert de la composante homopolaire du primaire au secondaire et vice versa n'est pas empêché, [29]. Par exemple, deux matrices  $T_1, T_2$  données dans [187] et [65] exprimées respectivement par les équations (3.7) et (3.8) correspondant à un enroulement de transformateur tri-pentaphasé, basé à la fois sur les conditions d'équilibre des tensions et des courants ( $K = 1$  et  $\theta = 0$ ) conduisent au fait que les équations (3.5) et (3.6), ne sont pas satisfaites.

Le signe de  $r_{iv}$  désigne le sens de l'enroulement de la bobine secondaire par rapport à celui de l'enroulement primaire. Par conséquent, le signe positif signifie qu'il est dans le même sens.

L'enroulement primaire, tandis que le signe négatif signifie qu'il est soit dans le même sens que l'enroulement primaire, alors que les bornes de la bobine sont inversées, soit dans le sens opposé sans inverser les bornes. Dans ce paragraphe, les bobines de l'enroulement secondaire considérées comme ayant le même sens d'enroulement, donc un rapport de bobine négatif  $r_{iv}$

correspond à une inversion terminale. Les Figs3.1 (a) et (b) montrent les deux configurations d'enroulement correspondant à  $T_1$ ,  $T_2$ , respectivement.

$$T_1 = \begin{bmatrix} 1.33 & 0.33 & 0.33 \\ -0.33 & -0.09 & -1.2 \\ -0.33 & 0.81 & 0.14 \\ -0.33 & 0.14 & 0.82 \\ -0.33 & -1.2 & -0.09 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} 0.91 & -0.093 & -0.093 \\ 0 & 0.24 & -0.86 \\ -0.47 & 0.68 & 0 \\ -0.47 & 0 & 0.68 \\ 0 & -0.86 & 0.24 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

### 3.3.1. Détermination de l'enroulement basé sur la condition d'équilibre des tensions

Certains auteurs [66], [68-69] n'ont utilisé que la condition d'équilibre des tensions pour déterminer la matrice du rapport de transformation, cela peut entraîner un déséquilibre indésirable du transformateur. Cependant, dans le cas d'une transformation de phase de deux à trois effectuée par la connexion de Scott avec deux colonnes séparées ou un noyau à trois colonnes, la détermination de l'enroulement basée sur la condition d'équilibre de tension est suffisante pour satisfaire automatiquement l'équilibre de courant [17]. Il est évident que la connexion de Scott peut transformer le triphasé en diphasé, ce qui est utilisé dans [65] pour

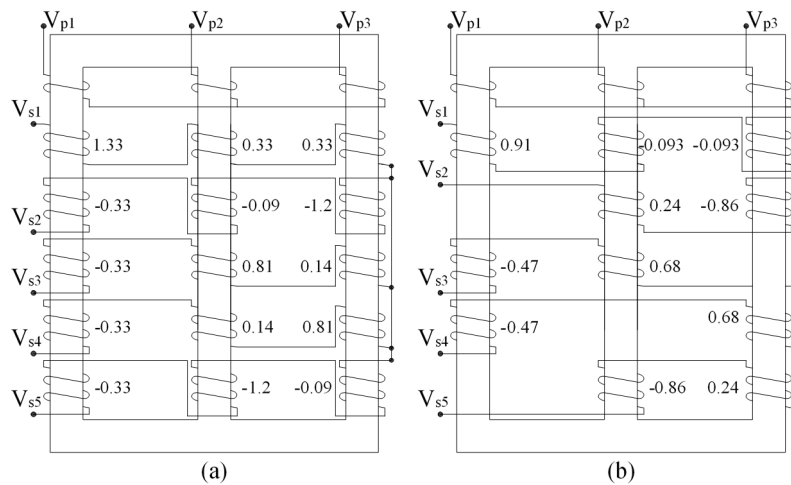


Fig.3.1 Détermination des enroulements en fonction des conditions de tension et de courant (a) configuration des enroulements de la matrice  $T_1$  (b) configuration des enroulements de la matrice  $T_2$

effectuer une transformation de trois à cinq phases. Habituellement, la matrice de rapport du nombre de spires n'est pas unique pour un  $K$  et un  $\theta$  donnés, puisque les éléments de l'enroulement secondaire sont déterminés à partir de  $m$  équations complexes indépendantes (3.1). Ce qui permet de choisir librement les éléments de chaque phase. Ces éléments peuvent être calculés facilement par une géométrie simple telle qu'utilisée dans [66]. Lorsque deux éléments ou plus d'une même colonne de la matrice du rapport de nombre de spires sont égaux, les bobines correspondantes sont identiques et sont situées sur la même colonne. Dans ce cas, une bobine peut être utilisée en commun entre deux ou plusieurs enroulements de phases

secondaires avec une section appropriée ; Ce qui réduit la complexité de la connexion ainsi que la quantité de cuivre.

Sur la base de la condition d'équilibre des tensions, un enroulement transformant trois à cinq phases  $T_3$ , présentée par (3.9), est proposé dans [65] avec 9 bobines dans la Fig.3.2 (a) secondaire. Les troisième et quatrième éléments de la première colonne de  $T_3$  sont égaux, par conséquent, les bobines enroulées sur la première branche des troisième et quatrième enroulements de la phase secondaire sont identiques, en se connectant de la même manière Fig.3.2 (a). Ces deux bobines sont remplacées dans [66], par une bobine ayant le même nombre de spires, avec une section appropriée, comme illustré sur la Fig.3.2 (b) afin de réduire la complexité de connexion et la quantité de cuivre.

$$T_3 = K \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.24 & -0.86 \\ -0.47 & 0.68 & 0 \\ -0.47 & 0 & 0.68 \\ 0 & -0.86 & 0.24 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Étant donné que la détermination basée sur la condition d'équilibre des tensions offre de nombreuses possibilités, elle fût utilisée dans [188] dans le but d'optimiser la quantité de cuivre

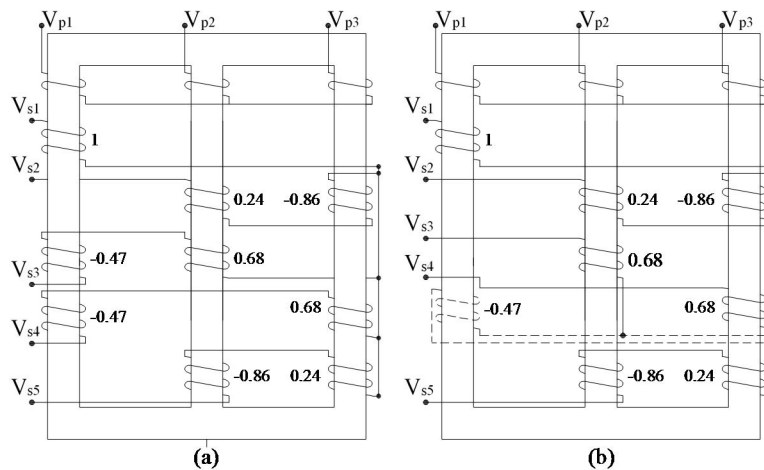


Fig.3.2 Conception d'enroulement basée sur la condition de tension (a) configuration d'enroulement de T1 avec 9 bobines dans le secondaire (b) la configuration d'enroulement réduite avec 8 bobines dans le secondaire, la bobine en pointillés est commune entre les troisième et quatrième enroulements de phase secondaire.

et de réduire la complexité de l'enroulement en diminuant le nombre de bobines de l'enroulement secondaire. Dans le cas d'un transformateur de tri-pentaphasé à trois colonnes, il a été donné dans la référence [30] que l'enroulement, Fig.3.2 (a), proposé dans [64] est la possibilité optimale en termes de quantité de cuivre, tandis que le bobinage réduit, Fig.3.2 (b), proposé dans [66] est le meilleur en termes de réduction de complexité. De plus, la détermination basée sur la condition de tension est utilisée dans [189] pour déterminer la configuration qui a la plus faible différence entre les impédances de phase.

### 3.3.2. Méthode proposée pour déterminer l'enroulement

Dans la référence [187], il est montré que si la détermination de l'enroulement secondaire est basée sur la condition d'équilibre des tensions ainsi que l'équation (3.5), cela satisfait automatiquement les exigences d'équilibre des courants ainsi que l'équation (3.6). Ainsi, l'enroulement obtenu empêche le transfert de la composante homopolaire du primaire au

secondaire et vice versa. Cependant, la méthode de calcul proposée est compliquée comme mentionné précédemment. Nous proposons alors une méthode pour déterminer une matrice de rapport de transformation unique pour un  $K$  et  $\theta$  donnés. Cette méthode est appliquée dans un premier temps pour déterminer la matrice de rapport de transformation correspondant à un transformateur tri-pentaphasé à trois colonnes. De plus, cette méthode permet de déterminer une matrice générale des rapports de nombres de spires pour un  $K$  et  $\theta$  donnés, correspondant à un transformateur tri-m-phasé ( $m > 3$ ) avec un noyau magnétique à trois colonnes.

La condition d'équilibre des tensions (3.1) avec l'équation (3.5) forment le système d'équations (3.10). Ainsi, les rapports de transformation des bobines de la  $i^{\text{ème}}$  phase du secondaire sont des solutions de l'équation (3.10), qui sont données par (3.11). Par conséquent, l'enroulement correspondant à la matrice des rapports de nombres de spires est obtenu à partir de la résolution de (3.10), qui répond aux exigences des conditions d'équilibre des courants et des tensions ainsi que l'équation (3.6).

La matrice de rapport de transformation trouvée  $T_4$  est donnée par (3.12) pour le cas de transformation de tri-pentaphasé, avec  $K = 1$  et  $\theta = 0$ . Cette matrice est également trouvée dans [29]. Cependant, la méthode de calcul est plus compliquée. La Figure 3.3 illustre le bobinage correspondant.

$$\begin{cases} r_{i1} + r_{i2} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + r_{i3} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = \cos\left(\frac{(i-1)2\pi}{5} - \theta\right) \\ r_{i2} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + r_{i3} \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = \sin\left(\frac{(i-1)2\pi}{5} - \theta\right) \\ r_{i1} + r_{i2} + r_{i3} = 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} r_{i1} = \frac{2}{3} \cos\left(\frac{(i-1)2\pi}{5} - \theta\right) \\ r_{i2} = \frac{2}{3} \cos\left(\frac{(8-3i)2\pi}{15} + \theta\right) \\ r_{i3} = \frac{2}{3} \cos\left(\frac{(13-3i)2\pi}{15} + \theta\right) \end{cases} \quad (3.11)$$

Où  $i=1... 5$ , est le numéro de phase secondaire.

$$T_4 = \begin{bmatrix} 0.67 & -0.33 & -0.33 \\ 0.21 & 0.45 & -0.65 \\ -0.54 & 0.61 & -0.07 \\ -0.54 & -0.07 & 0.61 \\ 0.21 & -0.65 & 0.45 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

La matrice  $T_g$  dans (3.13) est la matrice générale des rapports de transformation d'un transformateur tri- $m$ -phasé avec noyau magnétique à trois colonnes, pour un  $K$  et  $\theta$  donnés.

### 3.4. Conception du Transformateur

Comme mentionné précédemment, l'enroulement primaire du transformateur de tri-pentaphasé et généralement ceux de tri- $m$ -phasé sont les mêmes que les transformateurs triphasés conventionnels de même puissance avec des caractéristiques de noyau magnétique et des topologies identiques, lorsque le nombre de colonnes de noyau magnétique est de trois (3) Fig.3.3. Ainsi, à vide, le transformateur tri-pentaphasé à trois colonnes se comporte au primaire comme un transformateur conventionnel ayant les mêmes caractéristiques de noyau magnétique, la puissance et les dimensions, où les formes d'ondes des courants primaire sont identiques. En revanche, à vide, les flux dans les colonnes du transformateur ne sont pas affectés par la réaction du secondaire. Par conséquent, les tensions primaires équilibrées produisent des

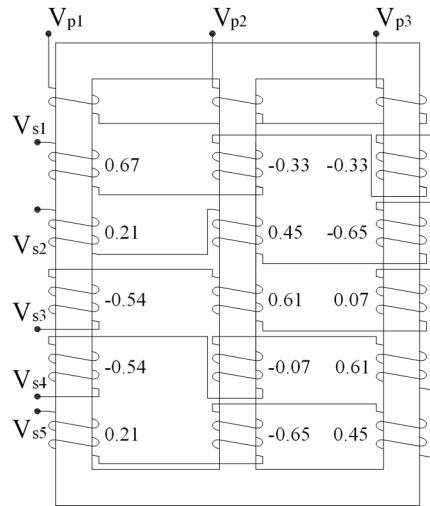


Fig.3.3 Configuration d'enroulement correspondant à  $T_4$

flux équilibrés dans les colonnes du noyau. Ainsi, les tensions secondaires à vide sont équilibrées lorsque l'enroulement secondaire satisfait la condition d'équilibre des tensions indépendamment de la vérification de la condition d'équilibre des courants et des dispositions des bobines de l'enroulement sur le noyau magnétique, comme le montrent les résultats dans [66], [68].

Néanmoins, dans le cas chargé, la condition d'équilibre des courants insatisfaite entraîne un déséquilibre des courants primaires [17]. Dans le cas d'un transformateur tri-pentaphasé, même les courants secondaires supposés équilibrés et en négligeant les autres effets, le courant

$$T_g = K \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos\left(\frac{(j-1)2\pi}{m} - \theta\right) & \cos\left(\frac{(m-3(j-1))2\pi}{3m} + \theta\right) & \cos\left(\frac{(2m-3(j-1))2\pi}{3m} + \theta\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos\left(\frac{(m-1)2\pi}{m} - \theta\right) & \cos\left(\frac{(-2m+3)2\pi}{3m} + \theta\right) & \cos\left(\frac{(-m+3)2\pi}{3m} + \theta\right) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

homopolaire dû à l'insatisfaction de la condition d'équilibre des courants, où le transformateur est connecté étoile-étoile est de 5 % [67]. Pratiquement, en plus des courants primaires, les tensions et les courants secondaires sont affectés comme le montrent les résultats présentés dans [67]. De plus, en cas d'alimentation primaire déséquilibrée, le secondaire devient moins bon [67].

Ceci est dû au déséquilibre des forces magnéto-motrices FMM des colonnes du noyau provoqué par la condition d'équilibre des courants non satisfaite, qui affecte les flux conduisant à un déséquilibre des flux. Dans ce cas, la connexion en triangle du primaire et la connexion du neutre lorsque le primaire est connecté en étoile, peuvent réduire le déséquilibre dû à une condition d'équilibre des courants non satisfaite.

Dans des conditions de déséquilibres dues au choix de conception de l'enroulement ou au déséquilibre de l'alimentation primaire, si la topologie du noyau magnétique fournit un chemin pour le flux homopolaire, ce qui est le cas dans la topologie des noyaux séparés, la réluctance correspondante est faible. Ainsi, l'impédance homopolaire est élevée, ce qui réduit le courant homopolaire [190]. En revanche, le chemin du flux homopolaire est dans l'air, cas du noyau asymétrique à trois colonnes [190-191], par conséquent, sa réluctance est élevée et l'impédance correspondante est faible. Ce qui se traduit par un courant homopolaire plus élevé, dans des conditions déséquilibrées [190]. Ainsi, l'effet d'une condition de courant insatisfaisante et d'un déséquilibre primaire peut être pire que le cas des noyaux séparés. Selon la littérature scientifique, l'effet de la topologie du noyau magnétique sur le comportement du transformateur tri-pentaphasé n'est pas abordé. L'enroulement  $T_4$  est avantageux par rapport aux autres enroulements, déterminés sur la base des conditions d'équilibre des tensions et d'équilibre des courants ou uniquement sur la condition d'équilibre des tensions, où les effets homopolaires sont empêchés de se transférer entre les deux côtés du transformateur, réduisant ainsi le déséquilibre du transformateur.

Dans le transformateur de phase de 3 à  $m$  phases, à noyau magnétique à trois colonnes liées ou à trois noyaux séparés, les nombres de spires des enroulements des phases secondaires sont généralement inégaux, même avec la satisfaction des deux conditions. Par conséquent, les résistances secondaires diffèrent ainsi que les inductances secondaires de fuite, ce qui provoque un déséquilibre indésirable dans le cas où le transformateur est en charge. La différence de résistance peut être évitée en utilisant différentes sections de cuivre [17] ; cependant, une telle solution peut compliquer la conception du transformateur. La différence de résistance est insignifiante, si la différence entre les nombres de spires n'est pas importante. Alors que les inductances de fuite sont plus sensibles à la disposition des bobines d'enroulement qu'à la différence de nombre de spires. L'impact de la disposition des bobines a été étudié dans [70]. Il est montré que l'enroulement concentrique, où l'enroulement primaire réparti uniformément sur la colonne du transformateur est le plus adapté à ce type de transformateurs. Le calcul des inductances de fuite doit être effectué pour éviter le déséquilibre en tension et en courant.

Afin d'explorer le comportement d'un transformateur tri-pentaphasé avec noyau magnétique asymétrique, un prototype est conçu en utilisant un noyau magnétique de transformateur triphasé asymétrique de 5kVA. Le but principal de ce transformateur est d'obtenir au secondaire, à vide et en charge, un système de tension pentaphasé équilibré, avec la moindre sensibilité du secondaire au déséquilibre du primaire triphasé et vice versa, en cas de défaut au



primaire ou au secondaire. Les caractéristiques de l'enroulement  $T_4$ , empêchant le transfert des effets homopolaires et la satisfaction des conditions d'équilibre des courants et des tensions, le rendent approprié pour le transformateur tri-pentaphasé à noyau asymétrique. De plus, le nombre total de spires d'un transformateur utilisant l'enroulement  $T_4$  n'est que de 9,4 % supérieur à celui représenté par  $T_3$ , qui est l'enroulement optimal en termes de quantité de cuivre selon [189].

L'enroulement primaire du prototype, est le même que celui du transformateur triphasé d'origine, dont le nombre de spires par phase est  $N_p=198$ , chaque enroulement primaire est réparti sur la colonne correspondante. Le Tableau.3.1 indique le nombre de spires de chaque phase, ainsi que les résistances mesurées. Les résistances secondaires sont très proches, en raison des faibles différences de nombre de spires des enroulements secondaires, où la différence de spires  $\Delta N_s$  maximale est de 4,48%, Tableau.3.1. D'où, l'on évite l'influence des différences des nombres de spires, sur les valeurs des résistances des phases secondaires.

Afin de réduire l'impact des dispositions des bobines de l'enroulement secondaire sur les colonnes du noyau asymétrique du transformateur, sur les inductances de fuite secondaires, nous avons effectué plusieurs simulations par la méthode des éléments finis MEF, dans le but

Tableau.3.1 Données d'enroulement du transformateur prototype

Primary		Secondary					
$N_p$	198 <th><math>N_s</math></th> <th><math>S_1</math></th> <th><math>S_2</math></th> <th><math>S_3</math></th> <th><math>S_4</math></th> <th><math>S_5</math></th>	$N_s$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$
		$\Delta N_s(\%)$	4.48	2.16	4.40	4.40	2.16
$r_p(\Omega)$	0.64	$r_s(\Omega)$	1.06	1.05	1.03	1.03	1.05
$l_{Tp}(mH)$	0.35	$l_{Ts}(mH)$	1.75	1.77	1.72	1.73	1.78

$$\Delta N_s = (|N_{siv} - N_{sag}|) / N_{sag}$$

Où

$$N_{sag} = (N_{s1} + N_{s2} + N_{s3} + N_{s4} + N_{s5}) / 5$$

de rapprocher le plus possible les inductances de fuite secondaires. L'arrangement le plus approprié des bobines de l'enroulement secondaire pentaphasé, pour le transformateur tri-pentaphasé étudié est montré sur Fig.3.4. Une vue 3D montrant sur Fig.3.5 présente les enroulements primaire et secondaire sur le noyau asymétrique. Dans cet arrangement, chaque colonne porte une bobine primaire et cinq bobines secondaires ; ceux-ci forment un groupe de bobines. Ainsi, il y a trois groupes, deux d'entre eux ont le même arrangement de bobines et un groupe a un arrangement de bobines différent Fig.3.4. En conséquence, il y a deux possibilités pour positionner les groupes de bobines, la première consiste à positionner les deux groupes de même arrangement de bobines sur les colonnes latérales et la troisième sur la colonne médiane Fig.3.4 (a). Tandis que dans la deuxième possibilité, le groupe ayant l'arrangement différent est sur une colonne latérale comme illustré à la Fig.3.4 (b). Les résultats de simulation MEF des différentes positions possibles des groupes de bobines sur le noyau magnétique à trois colonnes Fig.3.4 montre que les inductances secondaires dans toutes les possibilités sont approximativement les mêmes. Par conséquent, l'impact des positions des groupes de bobines est insignifiant sur le comportement du transformateur.

En outre, la distribution de la densité du champ magnétique dans le noyau magnétique du transformateur étudié, est étudiée à l'aide de la simulation MEF. Cette enquête est réalisée en simulant le transformateur dans différentes conditions de charge, où la Fig.3.6 illustre la

distribution de densité de champ magnétique dans le noyau magnétique asymétrique du transformateur en pleine charge. En comparant ces distributions de densité de champ magnétique avec celles du transformateur triphasé d'origine, simulées dans les mêmes conditions de charge, il a été constaté que la distribution de densité de champ magnétique dans le transformateur conçu et dans le transformateur d'origine est presque la même. Par conséquent, l'enroulement du transformateur étudié n'affecte pas la distribution magnétique dans le noyau magnétique.

### 3.5. Modèle Dynamique du transformateur tri-pentaphasé

Le modèle proposé basé sur celui de [187], peut présenter un modèle de base de transformateur de phase asymétrique tri-m-phasé. Dans ce modèle, fondé sur le principe de dualité entre les circuits électriques et magnétiques, un circuit magnétique équivalent représente le noyau magnétique asymétrique, utilisant les cycles d'hystérésis pour décrire le comportement du noyau magnétique. Ce travail propose un circuit électrique équivalent approprié pour décrire

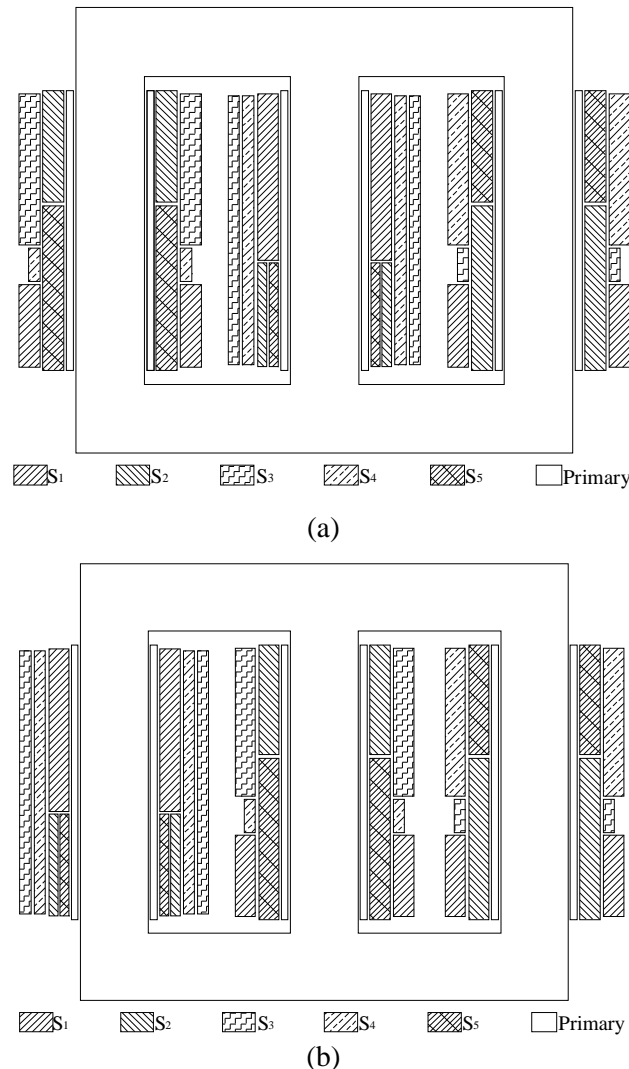


Fig.3. 4 Arrangement approprié des bobines d'enroulement du transformateur trouvée à l'aide de la simulation de conception assistée par ordinateur CAO,  $S_1, \dots, S_5$  sont les phases secondaires (a) deux groupes de même arrangement de bobines sur les colonnes latérales et la troisième sur la colonne médiane (b) le groupe ayant l'arrangement différent est sur une colonne latérale (colonne gauche).

le comportement électrique du transformateur étudié. Ainsi, les équations déduites des circuits équivalents constituent le modèle mathématique du transformateur.

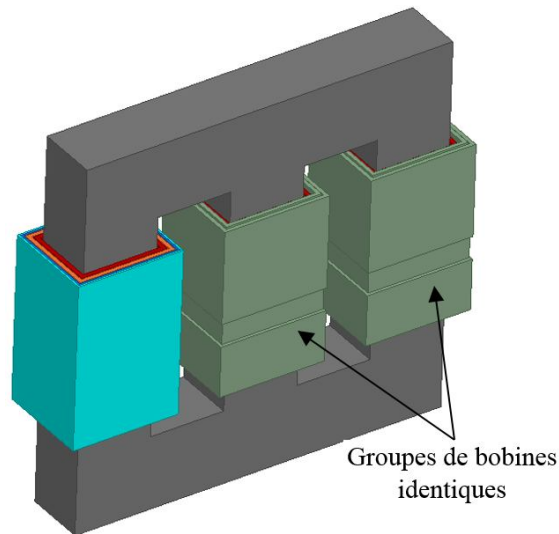


Fig.3.5 Vue 3D montrant les enroulements du transformateur conçu.

Le noyau magnétique du prototype de transformateur tri-pentaphasé conçu est celui d'un transformateur triphasé industriel asymétrique à trois colonnes. Le transformateur est conçu pour une puissance apparente nominale est de 5 kVA, qui est la même que celle du transformateur d'origine. Des tôles d'acier au silicium en EI d'une épaisseur de 0,35 mm, ont été utilisé pour l'assemblage du noyau magnétique à trois colonnes. La surface de la section de la colonne est  $A_c = 39,9 \text{ cm}^2$  et la surface de la fenêtre est de  $147 \text{ cm}^2$ . Le nombre de spires primaires  $N_p$ , la tension primaire  $V_p$  et la densité de champ magnétique  $B_{av}$  dans le noyau magnétique sont liés par la relation (3.13).

$$N_p = \frac{V_p}{4.44 f \cdot A_c \cdot V_p \cdot B_{av}} \quad (3.13)$$

Le transformateur triphasé d'origine a une densité de courant  $400 \text{ A/cm}^2$  pour déterminer le calibre du fil. Ainsi, en utilisant la même densité de cournat, les calibres de fils du primaire et du secondaire sont respectivement AWG24 et AWG26.

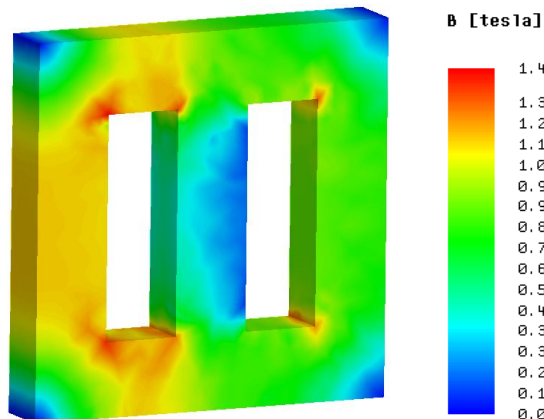


Fig.3.6 Résultats de la simulation MEF 3D montrant la distribution de la densité de flux dans le noyau magnétique du transformateur conçu.

### 3.5.1. Circuit magnétique équivalent

Le secondaire du transformateur est conçu pour assurer l'équilibre des flux dans le noyau magnétique ainsi que l'équilibre des tensions secondaires pentaphasés, en satisfaisant les conditions d'équilibre des courants et d'équilibre des tensions. En plus de surmonter la différence des impédances secondaires en utilisant l'arrangement d'enroulement secondaire Fig.3.4 (b). On peut donc supposer que l'enroulement secondaire pentaphasé se comporte comme un enroulement triphasé équivalent. De plus, l'enroulement triphasé primaire est le

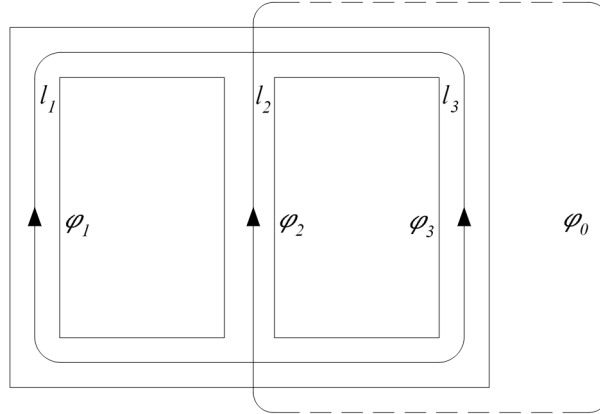


Fig.3.7 Chemins des flux  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$  dans le noyau magnétique et le chemin dans l'air de  $\varphi_0$

même que le transformateur triphasé d'origine. Par conséquent, les flux principaux et celui de la composante homopolaire ont les mêmes trajectoires, Fig.3.7, qu'un transformateur conventionnel. D'où, l'hypothèse, utilisée dans [189] pour le transformateur triphasé asymétrique, qui stipule que le noyau à asymétrique à trois colonnes est composé de trois colonnes de longueurs  $l_1$ ,  $l_2$  et  $l_3$  comme indiqué sur la Fig.3.7, est applicable dans le cas du transformateur étudié.

Par conséquent, le noyau asymétrique à trois colonnes considéré étant constitué de trois réductances non linéaires, leur non-linéarité reflète celle du noyau magnétique dû aux cycles d'hystérésis  $h_v(b_v)$  de chaque colonne [31], d'où chaque colonne est représentée par la différence du potentiel magnétique correspondante  $h_v l_v$  qui montre le circuit magnétique équivalent du noyau asymétrique à trois colonnes, Fig.3.8. Les flux principaux  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  et  $\varphi_3$  circulent dans les trois colonnes de longueurs  $l_1$ ,  $l_2$  et  $l_3$  respectivement, où la somme de ces flux  $\varphi_0$  dit flux homopolaire se referme dans l'air [187-188], d'où la réductance correspondante  $\mathfrak{R}_0$  est constante [188]. Les flux de fuite relient les enroulements et sortent du noyau vers l'air, et par suite ces flux de fuite sont présentés par des inductances constantes, appelées inductances de fuite [190].

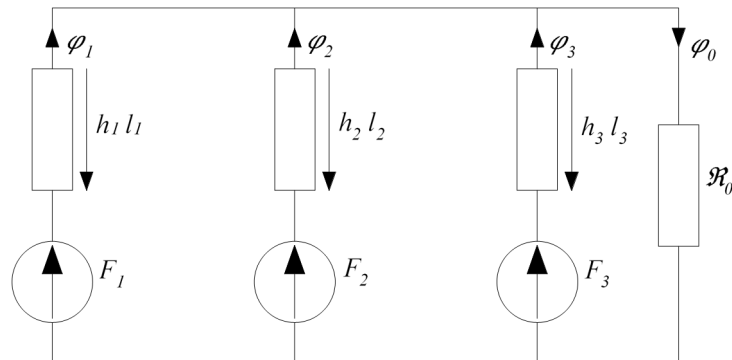


Fig.3.8 Circuit magnétique équivalent

Où  $h_v$ ,  $F_v$  sur la Fig3.8 sont le champ magnétique dans chaque colonne et la FMM résultante par colonne, respectivement. Par conséquent, les équations (3.14), (3.15) et (3.16) expriment les FMMs résultantes dans chaque colonne.

$$F_1 = f_{p1} - f_{s1} \quad (3.14)$$

$$F_2 = f_{p2} - f_{s2} \quad (3.15)$$

$$F_3 = f_{p3} - f_{s3} \quad (3.16)$$

Les FMMs  $f_{pv}$ ,  $f_{sv}$  sont dues aux courants primaires et celles dues aux courants secondaires respectivement, dans chaque colonne, leurs expressions sont (3.17), (3.18).

$$f_{pv} = N_p i_{pv} \quad (3.17)$$

$$f_{sv} = \sum_{i=1}^5 N_{siv} i_{si} \quad (3.18)$$

$N_{siv}$  est le nombre de spires de bobines secondaires dans chaque colonne.

Les équations magnétiques obtenues à partir du circuit magnétique équivalent sont respectivement les équations (3.19), (3.20) et (3.21).

$$f_{p1} - f_{s1} - h_1 l_1 = \mathfrak{R}_0 \varphi_0 \quad (3.19)$$

$$f_{p2} - f_{s2} - h_2 l_2 = \mathfrak{R}_0 \varphi_0 \quad (3.20)$$

$$f_{p3} - f_{s3} - h_3 l_3 = \mathfrak{R}_0 \varphi_0 \quad (3.21)$$

Où

$$\varphi_0 = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 \quad (3.22)$$

Ainsi, les équations magnétiques exprimées en fonction de courants, de champs magnétiques et du flux homopolaire, sont (3.23), (3.24) et (3.25).

$$N_p i_{p1} - \sum_{i=1}^5 N_{si1} i_{si} - h_1 l_1 = \mathfrak{R}_0 \varphi_0 \quad (3.23)$$

$$N_p i_{p2} - \sum_{i=1}^5 N_{si2} i_{si} - h_2 l_2 = \mathfrak{R}_0 \varphi_0 \quad (3.24)$$

$$N_p i_{p3} - \sum_{i=1}^5 N_{si3} i_{si} - h_3 l_3 = \mathfrak{R}_0 \varphi_0 \quad (3.25)$$

### 3.5.2. Circuit électrique équivalent

L'enroulement primaire étant constitué de trois bobines identiques de  $N_p$  spires par bobine, les trois phases primaires ont la même résistance  $r_p$  et la même inductance de fuite  $l_p$ . Alors que, dans le cas général, le nombre de spires de chaque enroulement de phase secondaire est différent, ce qui conduit à des résistances des phases secondaires inégales  $r_{s1}$ ,  $r_{s2}$ ,  $r_{s3}$ ,  $r_{s4}$  et  $r_{s5}$ , et des inductances des fuites des phases secondaires inégales  $l_{s1}$ ,  $l_{s2}$ ,  $l_{s3}$ ,  $l_{s4}$ ,  $l_{s5}$ . Par conséquent, le circuit électrique équivalent illustré sur la Fig.3.9 est déduit. Ainsi, les équations électriques (26) et (27) du transformateur obtenu à partir du circuit équivalent.

$$V_{pv} = r_p i_{pv} + l_p \frac{di_{pv}}{dt} + e_{pv} \quad (3.26)$$

$$e_{si} = r_{si}i_{si} + l_{si} \frac{di_{si}}{dt} + V_{Li} \quad (3.27)$$

Où,  $V_{pv}$ ,  $V_{Li}$ , dans (3.26) et (3.27) sont les tensions aux bornes de l'enroulement primaire et les tensions de charge pentaphasé, respectivement, et  $e_{pv}$ ,  $e_{si}$  sont les Fems des enroulements primaire et secondaire, respectivement, leurs expressions sont (3.28), (3.29).

$$e_{pv} = N_p \frac{d\phi_v}{dt} \quad (3.28)$$

$$e_{si} = \sum_{v=1}^3 N_{iv} \frac{d\phi_v}{dt} \quad (3.29)$$

### 3.5.3. Modélisation des cycles d'hystérésis du noyau magnétique à trois colonnes

Afin de prendre en compte l'asymétrie du noyau magnétique, chaque colonne du noyau est modélisée par ses cycles d'hystérésis [30-31]. Dans ce chapitre, le modèle d'hystérésis proposé par [33] est utilisé. Ce modèle est basé sur l'hypothèse que la densité de mouvement de paroi (sauts de Barkhausen) est proportionnelle à l'augmentation ou à la diminution des régions de domaine causées par l'augmentation ou la diminution de l'intensité du champ magnétique [33].

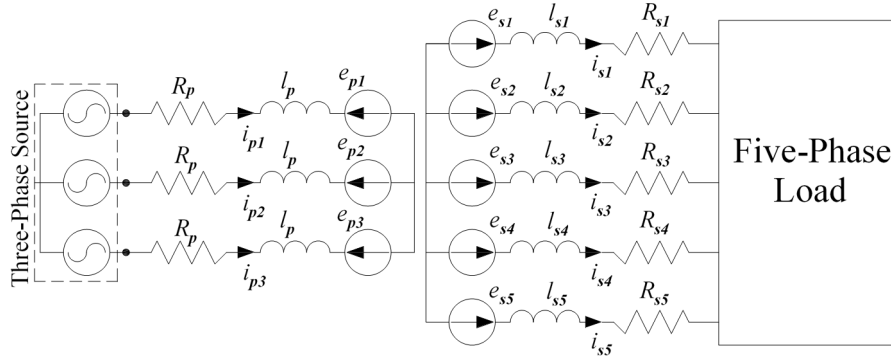


Fig.3.9 Circuit électrique équivalent du transformateur tri-pentaphasé

De plus, le cycle d'hystérésis limite, qui représente les propriétés du matériau du noyau, est nécessaire pour évaluer les cycles d'hystérésis mineurs. Les équations du modèle sont les suivantes.

$$\frac{dh_v}{dt} = \frac{1}{\mu_0 + \frac{b_v^-(h_v) - b_v}{b_v^-(h_v) - b_v^+(h_v)} \left( \frac{db_v^+(h_v)}{dh_v} - \mu_0 \right)} \frac{db_v}{dt}, \text{ if } \frac{db_v}{dt} > 0 \quad (3.30)$$

$$\frac{dh_v}{dt} = \frac{1}{\mu_0 + \frac{b_v - b_v^+(h_v)}{b_v^-(h_v) - b_v^+(h_v)} \left( \frac{db_v^-(h_v)}{dh_v} - \mu_0 \right)} \frac{db_v}{dt}, \text{ if } \frac{db_v}{dt} < 0 \quad (3.31)$$

Où  $h_v$  et  $b_v$  sont, le champ magnétique et le champ d'induction magnétique dans la  $v$ ème colonne,  $\mu_0$  la perméabilité du vide,  $b_v^+$  et  $b_v^-$  sont les cycles d'hystérésis majeures limites ascendants et descendants, respectivement, de la  $v$ ème colonne.

Les équations du cycle d'hystérésis majeur limite ascendante et descendante  $b_v^+$  et  $b_v^-$  Eqs.(3.32) et (3.33) proposées dans [189] sont utilisées dans ce chapitre. Ces équations ont l'avantage de ne nécessiter que deux paramètres de réglage ( $\alpha_v$ ,  $\beta_v$ ) pour décrire la courbe des données mesurées.

$$b_v^+(h_v) = \text{sgn}(h_v - h_{cv}) \alpha_v \log(\beta_v |h_v - h_{cv}| + 1) \quad (3.32)$$

$$b_v^-(h_v) = \text{sgn}(h_v + h_{cv}) \alpha_v \log(\beta_v |h_v + h_{cv}| + 1) \quad (3.33)$$

Où  $h_{cv}$  est le champ magnétique coercitif de la  $v$ ème colonne. Les paramètres  $\alpha_v$  et  $\beta_v$  déterminés à partir des cycles d'hystérésis des colonnes, lorsque le transformateur est à vide.

### 3.5.4. Les équations du modèle dynamique

Les équations électriques et magnétiques sont développées dans le but de les résoudre numériquement avec des enroulements primaires et secondaires connectés en étoile. Lorsque le neutre de la source triphasée et l'enroulement primaire sont connectés, les tensions triphasées de la source  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  sont égales à celles des bornes primaires, donc  $V_v = V_{pv}$ . Sinon, si les neutres ne sont pas connectés, les tensions de source et les tensions aux bornes du primaire ne sont pas forcément égales, donc dans ce cas  $V_v \neq V_{pv}$  ; cela résulte de la non-linéarité, de l'asymétrie du noyau magnétique et d'un défaut survenant au primaire ou au secondaire du transformateur. Néanmoins, les deux tensions de ligne source  $V_{12}$ ,  $V_{23}$  et  $V_{13}$  données par (3.34), (3.35) et (3.36) respectivement, et les tensions composées du primaires  $V_{p12}$ ,  $V_{p23}$  et  $V_{p13}$  exprimées par (3.37), (3.38) et (3.39) sont respectivement égales, quelle que soit la connexion du neutre.

$$V_{12} = V_1 - V_2 \quad (3.34)$$

$$V_{23} = V_2 - V_3 \quad (3.35)$$

$$V_{13} = V_1 - V_3 \quad (3.36)$$

Et

$$V_{p12} = V_{p1} - V_{p2} \quad (3.37)$$

$$V_{p23} = V_{p2} - V_{p3} \quad (3.38)$$

$$V_{p13} = V_{p1} - V_{p3} \quad (3.39)$$

Ainsi, les Eqs.(3.40), (3.41) et (3.42) sont obtenues à partir de l'équation électrique (3.26) en utilisant l'Eq.(28).

$$\frac{d\varphi_{12}}{dt} = \frac{1}{N_p} \left( V_{12} - r_p i_{p12} - l_p \frac{di_{p12}}{dt} \right) \quad (3.40)$$

$$\frac{d\varphi_{23}}{dt} = \frac{1}{N_p} \left( V_{23} - r_p i_{p23} - l_p \frac{di_{p23}}{dt} \right) \quad (3.41)$$

$$\frac{d\varphi_{31}}{dt} = \frac{1}{N_p} \left( V_{13} - r_p i_{p31} - l_p \frac{di_{p31}}{dt} \right) \quad (3.42)$$

Où

$$\varphi_{12} = (\varphi_1 - \varphi_2) \quad (3.43)$$

$$\varphi_{23} = (\varphi_2 - \varphi_3) \quad (3.44)$$

$$\varphi_{31} = (\varphi_3 - \varphi_1) \quad (3.45)$$

Et

$$i_{p12} = (i_{p1} - i_{p2}) \quad (3.46)$$

$$i_{p23} = (i_{p2} - i_{p3}) \quad (3.47)$$

$$i_{p31} = (i_{p3} - i_{p1}) \quad (3.48)$$

On utilise la dérivée de flux homopolaire (3.49) obtenu à partir de (3.22).

$$\frac{d\varphi_0}{dt} = \frac{d\varphi_1}{dt} + \frac{d\varphi_2}{dt} + \frac{d\varphi_3}{dt} \quad (3.49)$$

Et en combinant les équations (3.40) à (3.42) en tenant compte de celle de (3.49), les dérivées des flux du noyau asymétrique à trois colonnes s'expriment par les équations (3.50), (3.51) et (3.52).

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \frac{1}{3} \left( \frac{d\varphi_{12}}{dt} - \frac{d\varphi_{31}}{dt} + \frac{d\varphi_0}{dt} \right) \quad (3.50)$$

$$\frac{d\varphi_2}{dt} = \frac{1}{3} \left( \frac{d\varphi_{23}}{dt} - \frac{d\varphi_{12}}{dt} + \frac{d\varphi_0}{dt} \right) \quad (3.51)$$

$$\frac{d\varphi_3}{dt} = \frac{1}{3} \left( \frac{d\varphi_{31}}{dt} - \frac{d\varphi_{23}}{dt} + \frac{d\varphi_0}{dt} \right) \quad (3.52)$$

L'induction magnétique  $b_v$  de la colonne  $v$  du noyau est le résultat du rapport du flux correspondant  $\varphi_v$  par la surface de la section transversale  $A_c$  de la colonne du noyau magnétique (3.53).

$$b_v = \frac{\varphi_v}{A_c} \quad (3.53)$$

Ainsi, la dérivée de l'induction magnétique est donnée par (3.54)

$$\frac{db_v}{dt} = \frac{1}{A} \frac{d\varphi_v}{dt} \quad (3.54)$$

La dérivée de la composante homopolaire du flux est égale à celle de la somme de (3.26), (3.27) et (3.28), où le courant du neutre est égal à zéro puisque le neutre n'est pas connecté, donc la somme des courants primaires est nulle. Ainsi, l'équation (3.55) exprime la dérivée de la composante homopolaire du flux.

$$\frac{d\varphi_0}{dt} = -\frac{1}{3\mathfrak{R}_0} \sum_{i=1}^3 \left( \frac{df_{s1}}{dt} + l_i \frac{dh_i}{dt} \right) \quad (3.55)$$

Dans le cas où le transformateur est en charge, les courants secondaires sont calculés à partir des équations de charge du secondaire, où les tensions induites secondaires déterminées à partir de l'équation (3.29) sont considérées comme une source de tension pentaphasée.

Les expressions dérivées des courants primaires sont déduites des équations (3.49), (3.50) et (3.51) sont (3.56), (3.57) et (3.58).

$$\frac{di_{p1}}{dt} = \frac{1}{N_p} \left( \frac{df_{s1}}{dt} + l_1 \frac{dh_1}{dt} + \mathfrak{R}_0 \frac{d\varphi_0}{dt} \right) \quad (3.56)$$

$$\frac{di_{p2}}{dt} = \frac{1}{N_p} \left( \frac{df_{s2}}{dt} + l_2 \frac{dh_2}{dt} + \mathfrak{R}_0 \frac{d\varphi_0}{dt} \right) \quad (3.57)$$

$$\frac{di_{p3}}{dt} = \frac{1}{N_p} \left( \frac{df_{s3}}{dt} + l_3 \frac{dh_3}{dt} + \mathfrak{R}_0 \frac{d\varphi_0}{dt} \right) \quad (3.58)$$



### 3.5.5. Processus de Résolution

Les équations du modèle sont résolues de manière itérative en se basant sur l'algorithme présenté dans [191]. Les tensions de source triphasées appliquées au primaire du transformateur sont les données d'entrée, celles-ci peuvent être équilibrées ou déséquilibrées avec des formes d'onde sinusoïdale ou d'autres formes d'onde. Les données initiales qui représentent l'état électrique et magnétique du transformateur au moment du démarrage du calcul  $\varphi_{v0}$ ,  $b_{v0}$ ,  $h_{v0}$ ,  $i_{pv0}$  et  $i_{si0}$  sont respectivement le flux homopolaire, l'induction magnétique, le champ magnétique, les courants primaires et secondaires.

L'organigramme illustré à la Fig.3.10 représente la méthode de simulation, où la dérivée de flux de chaque colonne est calculée à l'aide des équations (3.40), (3.41), (3.42) et (3.50), (3.51), (3.52) en déduisant la densité de flux correspondante déduite de (3.11). À chaque pas de temps de calcul, le test de signe de chaque densité de flux de colonne est effectué, pour calculer la variation de champ magnétique correspondante (3.30) et (3.31). Les Fems secondaires pentaphasés sont déterminées à partir de (3.29), ce qui permet de calculer les courants secondaires à partir des équations de charge, déduisant ainsi les FMMs secondaires correspondantes. Par conséquent, le flux homopolaire peut être calculé en utilisant (3.55). Les courants primaires sont déterminés à l'aide des (3.56), (3.57), et (3.58).

### 3.6. Modèle par phase du transformateur asymétrique tri-pentaphasé

Le concept du modèle par phase est utilisé pour modéliser les transformateurs triphasés conventionnels et les machines triphasées. Le transformateur conventionnel est modélisé par un circuit équivalent ramené soit au primaire soit au secondaire. Dans le cas de la machine, généralement, le circuit équivalent est ramené au stator ce concept est proposé dans [17] et [67]. En supposant que des impédances secondaires sont égales et en négligeant l'effet du circuit magnétique, il est possible d'utiliser Le concept du modèle par phase pour modéliser le transformateur tri-pentaphasé.

Dans un transformateur tri-pentaphasé asymétrique conçu convenablement les déférences entre les impédances secondaires, due aux enroulements secondaires sont insignifiantes. En plus, les flux magnétiques se comportent comme dans le cas d'un transformateur triphasé conventionnel.

En supposant que le transformateur est idéal, la puissance apparente du primaire est égale à celle du secondaire, exprimée par (3.59).

$$3V_p \cdot I_p = 5V_s \cdot I_s \quad (3.59)$$

Dans le transformateur étudié, les amplitudes des tensions primaire et secondaire sont égales, ainsi la relation entre le courant primaire et celui du secondaire est donnée par (3.60).

$$I_p = \frac{5}{3} I_s \quad (3.60)$$

En utilisant les (3.59) et (3.60), le circuit équivalent du transformateur peut être déduit par rapport au primaire ou au secondaire. Le modèle par phase du transformateur tri-pentaphasé ramené au primaire triphasé, Fig.3.11 (a) représente également un transformateur équivalent triphasé. La résistance équivalente et l'inductance de fuite équivalente représentant le secondaire dans le modèle par phase ramené au primaire sont calculées en se basant

respectivement sur l'égalité des pertes de cuivre (3.61) et sur l'égalité de l'énergie stockée dans l'inductance (3.62).

$$3R_{seceq} I_p^2 = 5R_s I_s^2 \tag{3.61}$$

$$3 \cdot \frac{1}{2} l_{seceq} \cdot I_p^2 = 5 \cdot \frac{1}{2} l_s \cdot I_s^2 \tag{3.62}$$

En remplaçant (3.60) dans les équations (3.61) et (3.62), on obtient :

$$R_{seceq} = 3/5 R_s \tag{3.63}$$

$$l_{seceq} = 3/5 l_s \tag{3.64}$$

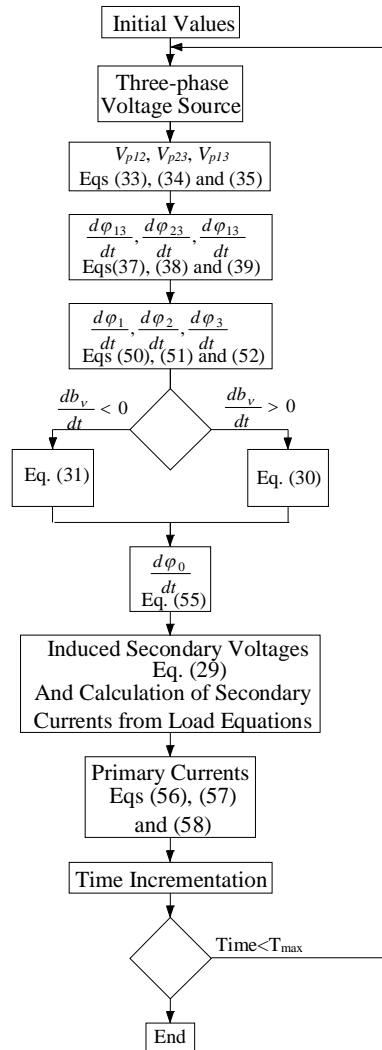


Fig.3.10 Organigramme de calcul.

Il est important de noter que la résistance et l'inductance équivalente du modèle ramené au primaire sont 3/5 de celles de la phase secondaire. D'autre part, le modèle par phase ramené au secondaire représente également un transformateur de 5 phases à 5 phases équivalentes. En utilisant le même principe que celui ramené au primaire. La résistance équivalente  $R_{peq}$  et l'inductance de fuite équivalentes  $l_{peq}$  représentant celles du primaire sont données par les (3.65), (3.66). Le circuit équivalent correspondant est illustré sur la Fig.3.11 (b). Dans ce cas la résistance équivalente et l'inductance équivalente sont 5/3 de celles de la phase primaire.

$$R_{peq} = 5/3 R_p \tag{3.65}$$

$$l_{peq} = 5/3 l_p \tag{3.66}$$

### 3.7. Résultats expérimentaux et de simulation du Transformateur

Le prototype de transformateur tri-pentaphasé conçu Fig.3.12, est alimenté par le réseau électrique 220V, 50Hz, via un autotransformateur ; la Fig.3.13 montre le Banc d'essai au laboratoire de recherche en électrotechnique à l'ENP. Dans tous les tests effectués, le transformateur est connecté en étoile/étoile. De plus, La relation (3.60) est vérifiée par un essai expérimental sous charge et une bonne précision a été trouvée.

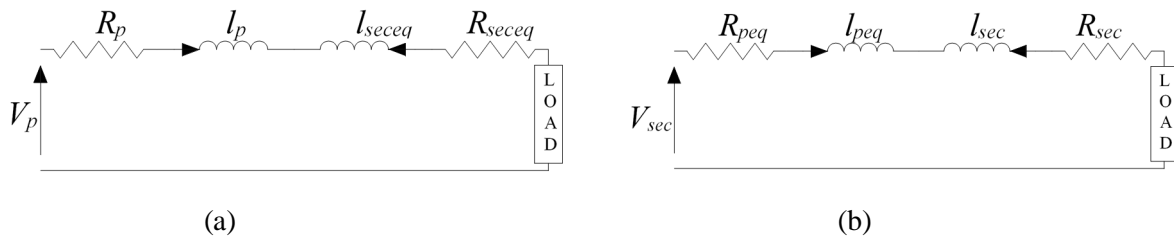


Fig.3.11 Circuit équivalent par phase du transformateur tri-pentaphasé (a) ramené au primaire (b) ramené au secondaire

Les résistances de la phase primaire et de la phase secondaire sont déterminées à l'aide d'un test en courant continu. Alors que les inductances de fuite des phases primaire et secondaire sont déduites du test de court-circuit en utilisant la méthode indiquée dans [67]. Les résistances et les inductances du transformateur tri-pentaphasé sont présentées dans le Tableau3.1. Par suit, les résistances les inductances des modèles par phase (ramené au primaire et ramené au secondaire) sont déduites, et sont présentées sur le Tableau.3.2.

Le transformateur est testé à vide, où une tension de 220V est appliquée sur le primaire. Les tensions secondaires correspondantes Fig.3.14 (a) et les courants primaires Fig.3.14 (c) montrent que le transformateur conçu se comporte à vide comme le transformateur triphasé d'origine, où les courants primaires ont les mêmes formes d'onde, de plus, les tensions secondaires pentaphasé sont équilibrées.

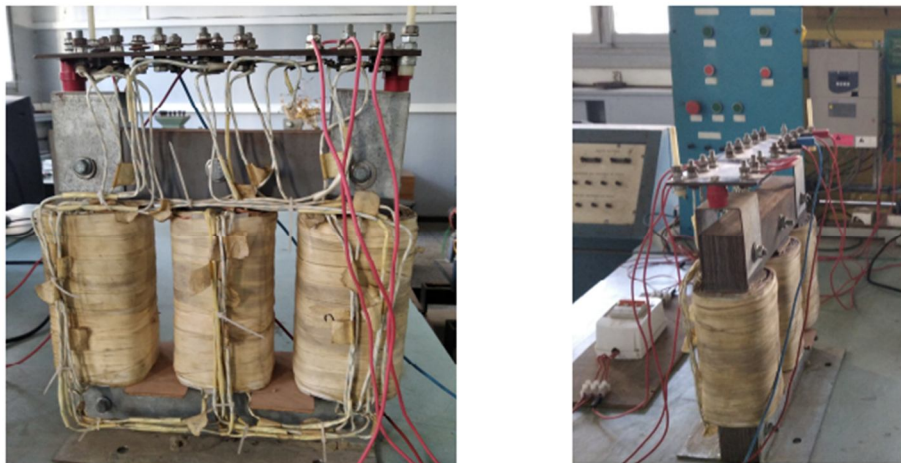


Fig.3.12 Prototype de transformateur tri-pentaphasé conçu

Afin d'évaluer le déséquilibre dû à l'enroulement secondaire, le test de court-circuit est adapté à cet effet, car dans ce cas seules les impédances des phases secondaires limitent les courants secondaires, au secondaire. Ce test est réalisé avec une tension de 29V au primaire, les courants primaires expérimentaux Fig.3.14 (e) montrent que ces courants sont équilibrés ; le courant primaire efficace mesuré correspondant est de 8 A. Par conséquent, la différence des impédances de phase secondaire est évitée par la conception proposée, en particulier les

dispositions des bobines secondaires Fig.3.4 utilisées dans cette conception, ce qui réduit la différence des inductances de fuite des phases secondaires. Ainsi, le transformateur peut fonctionner sous forte charge sans qu'aucun déséquilibre significatif dû à l'enroulement secondaire ne se produise. En plus, le modèle par phase est convenable pour ce transformateur.

Dans le cas du transformateur en charge, les tests ont été effectués pour deux types de charge :

1. une charge statique, charge résistive.
2. charge dynamique la machine pentaphasé conçue à cet effet, ces résultats dans le chapitre.5.

Les tests sous une charge résistive, est effectué sous différentes valeurs de charge, dans tous les cas le transformateur est équilibré, la Fig.3.14 (g) (i) illustre les courants primaires et secondaires à pleine charge. Les courants efficaces mesurés au primaire et au secondaire, dans tous les essais effectués, sont liés par le rapport du courant primaire sur celui du secondaire qui est proche de la valeur 5/3 obtenue dans [17].

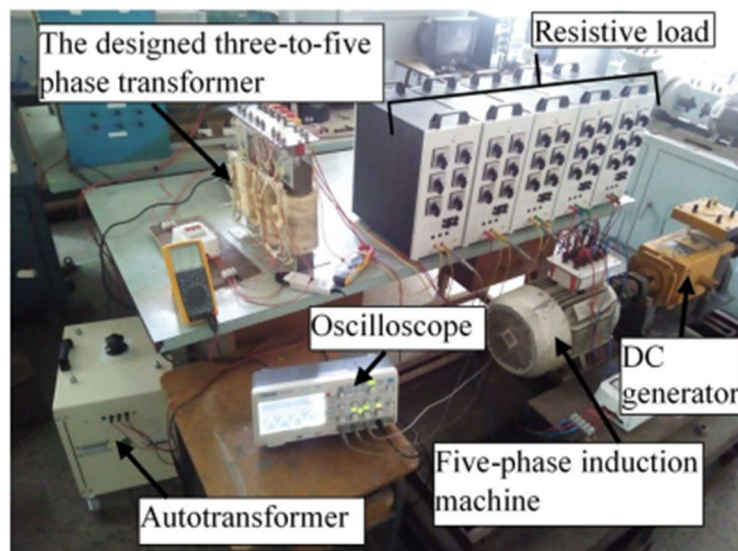


Fig.3.13 Banc de tests et de contrôle de l'ensemble Transfo-Machine pentaphasée.

Étant donné que les enroulements de phase secondaire ne sont pas identiques, comme indiqué sur les Fig.3.3 et Fig.3.4, la réponse du transformateur avec une phase secondaire ouverte est étudiée. Ainsi, cinq tests sont effectués, dans chaque test une phase secondaire différente est ouverte. Les résultats des essais du Tableau.3.3 représentant les courants primaires et secondaires efficaces mesurés, montrent que les courants secondaires forment une matrice symétrique. De plus, pour chaque cas où une phase secondaire est ouverte, presque les mêmes valeurs des courants primaires sont répétées dans un ordre différent Tableau.3.3. Ainsi, le comportement du transformateur, dans le cas défectueux, suit un schéma lié à l'enroulement secondaire.

Concernant la simulation du transformateur, la tension primaire appliquée est de 220V dans les simulations sauf le cas du court-circuit, qui est de 28V. Les paramètres électriques du modèle sont présentés dans le Tableau.3.1., les paramètres du modèle d'hystérésis dans le Tableau.3.4, et les longueurs de trajectoires et la section transversale du noyau magnétique sont donnés dans Tableau.3.5. Les paramètres électriques, les résistances et les inductances de fuite,

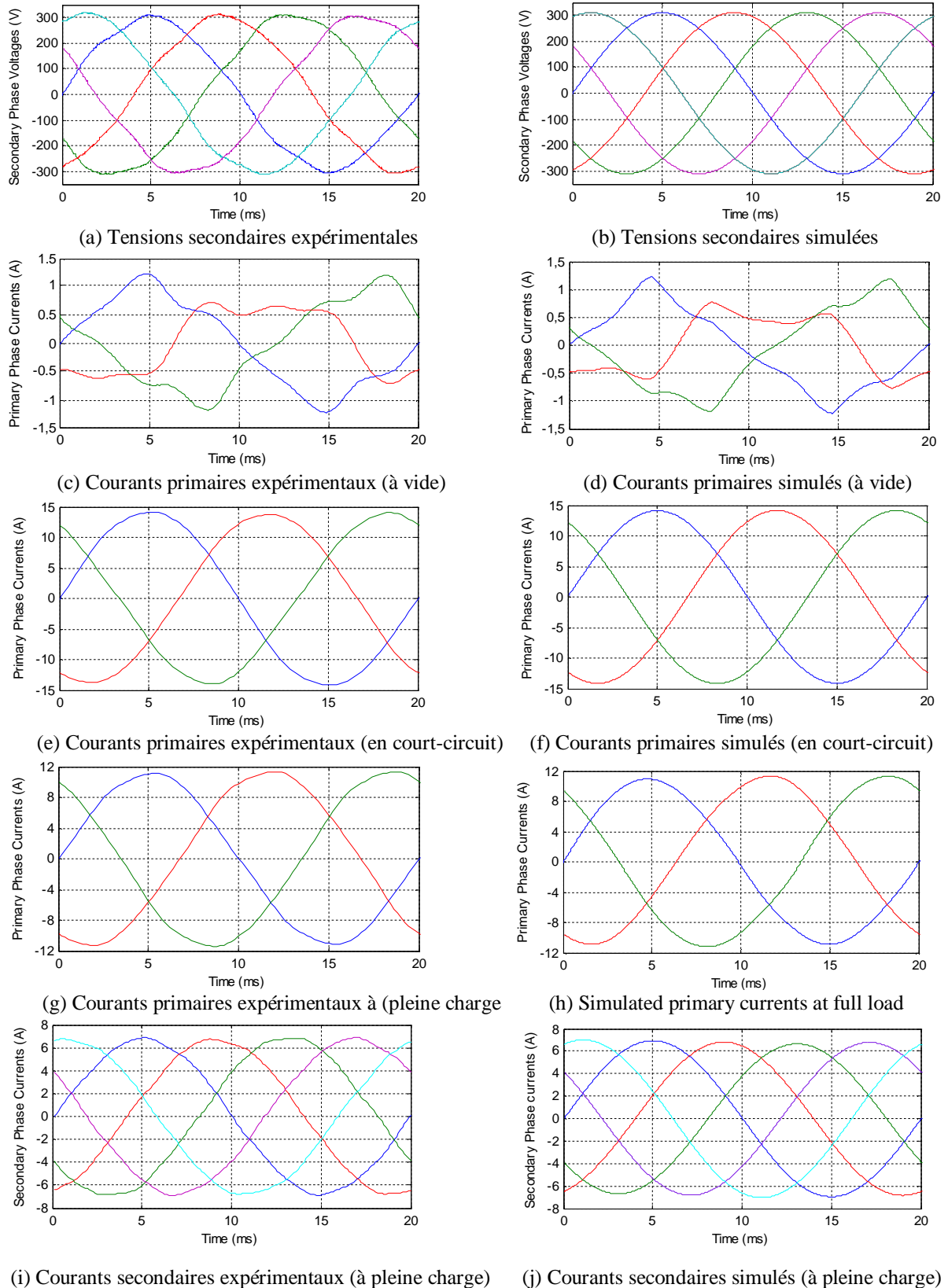


Fig.3.14 Résultats obtenus par simulation et par expérimentation du transformateur tri-pentaphasé.

sont déterminés à l'aide d'un test DC, et la méthode mentionnée dans [67], respectivement. Les résultats de simulation illustrés dans la Fig.3.14 (b) (d) (f) (h), du cas à vide, du cas de charge statique nominale en court-circuit, respectivement, montrent que les résultats simulés et expérimentaux sont proches. Ainsi, le modèle a une bonne précision.

### 3.8. Redresseur Pentaphasé

La tension moyenne d'un redresseur en pont polyphasé est donnée par (3.65), et celle efficace est exprimée par (65). D'après (3.66), lorsque le nombre de phases augmente la tension redressée moyenne du redresseur tend vers la valeur crête de la tension entre deux phases adjacentes. De plus, la pulsation de la tension redressée augmente, et l'amplitude de la pulsation de tension redressée diminue.

$$U_{moy} = \frac{2.m}{\pi} \sqrt{2} V_{eff} \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \tag{3.65}$$

$$U_{eff} = V_{eff} \sqrt{1 + \frac{\sin(2\pi / m)}{2\pi/m}} \tag{3.66}$$

Étant donné que le transformateur étudié fournit des tensions pentaphasées équilibrées dans le secondaire, il est donc utilisé pour former et tester un montage redresseur en pont (10

Tableau .3.2 Paramètres électriques du modèle

Ramené au primaire				Ramené au secondaire			
$R_p$	$l_p$	$R_{seceq}$	$l_{seceq}$	$R_{peq}$	$l_{peq}$	$R_{sec}$	$l_{sec}$
( $\Omega$ )	( $mH$ )	( $\Omega$ )	( $mH$ )	( $\Omega$ )	( $mH$ )	( $\Omega$ )	( $mH$ )
0.64	3.43	0.63	2.73	1.07	5.72	1.05	4.56

Tableau.3.3 Résultats des tests de déséquilibre sous une phase secondaire ouverte

	Primary			Secondary				
	$I_{p1}$	$I_{p2}$	$I_{p3}$	$I_{s1}$	$I_{s2}$	$I_{s3}$	$I_{s4}$	$I_{s5}$
$S_1$ Open	4,2	8,2	6,9	0	5,4	3,9	3,9	5,3
$S_2$ Open	8,1	6,3	4,8	5,4	0	5,2	3,9	3,9
$S_3$ Open	5,1	6	8,2	3,9	5,3	0	5,4	3,9
$S_4$ Open	6,5	8,2	4,5	3,8	3,9	5,5	0	5,4
$S_5$ Open	7,5	4,4	7,3	5,4	4	3,9	5,4	0

impulsions) pentaphasé, redresseur à 10 pulsations. Le primaire triphasé du transformateur tri-pentaphasé est connecté en triangle et le secondaire pentaphasé est connecté en étoile. La tension de sortie du redresseur ainsi que les courants primaires, à vide, sont présentés sur la Fig.3.16 (a et b). Le spectre du courant primaire Fig.3.17 montre que les harmoniques 5 et 7 qui représentent respectivement 1/5 et 1/7 du courant fondamental sont disparues alors que les harmoniques les plus importantes sont les 9 et 11 représentant 1/9 et 1 /11, ce résultat confirme celui trouvé dans [64]. De plus, la tension de sortie moyenne est supérieure de 1,87 à la valeur de crête de la tension secondaire, alors que dans le redresseur conventionnel à 6 impulsions,

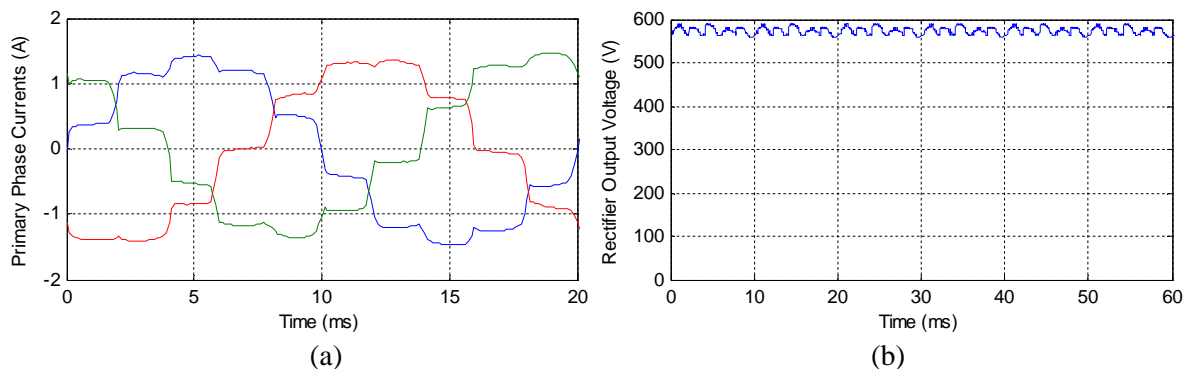


Fig.3.16 Résultats expérimentaux du redresseur pentaphasé à 10 impulsions (a) Courant primaire (b) tension de sortie du redresseur

elle est de 1,65. Ceux-ci rendent le transformateur à 10 impulsions utilisant un transformateur trois à cinq à trois branches avantageux par rapport au redresseur conventionnel à 6 impulsions dans des applications telles que le redresseur de traction. De plus, les redresseurs utilisant un transformateur de 3 à m phases sont utiles pour améliorer la qualité de la tension continue de sortie [17], [64-65].

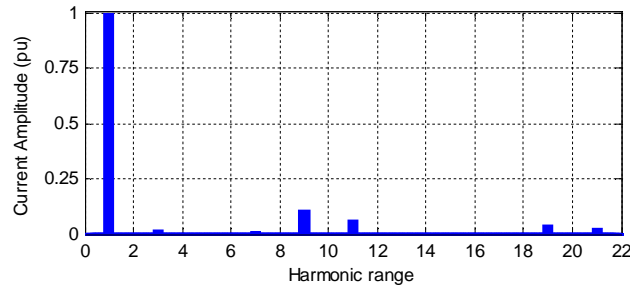


Fig.3.17 Spectre de l'amplitude du courant

### 3.9. Rendement du Transformateur Tri-pentaphasé

L'amélioration de l'efficacité des transformateurs dit " conventionnels " est un objectif important de la recherche scientifique. Par conséquent, la comparaison d'efficacité du transformateur triphasé conventionnel et du transformateur tri-pentaphasé est intéressante car une telle comparaison montre l'impact des enroulements pentaphasés sur l'efficacité et sur les performances du transformateur. La comparaison la plus utile est celle des transformateurs triphasés et tri-pentaphasés ayant la même taille et les mêmes caractéristiques de noyau magnétique, des enroulements primaires identiques et les mêmes tensions secondaires. Il a été mentionné précédemment que l'enroulement secondaire à cinq phases se comporte comme un enroulement triphasé équivalent. Par conséquent, les pertes dans le fer de ces transformateurs dans les mêmes conditions de charge peuvent être supposées proches. De plus, dans les mêmes conditions de charge, les courants primaires des deux transformateurs sont presque identiques car ils ont des enroulements primaires et un noyau magnétique identiques.

Ceci conduit à déduire que les pertes de cuivre du primaire des transformateurs comparés sont proches. Néanmoins, le courant secondaire du transformateur tri-pentaphasé est de 3/5 de celui

Tableau.3.4 Paramètres du modèle d'hystérésis

Parameters	Limb of Path $l_1$	Limb of Path $l_2$	Limb of Path $l_3$	Reluctance of the zero-sequence path $\mathfrak{R}_0$ ( $H^{-1}$ )
$\alpha_v$	0.24	0.24	0.24	1.3x10 <sup>-6</sup>
$\beta_v$	0.18	0.36	0.18	
$h_{cv}$	110	53.57	110	

Tableau.3.5 Dimensions du noyau magnétique

Magnetic Path lengths			Magnetic core cross-section ( $cm^2$ )
$l_1$ (cm)	$l_2$ (cm)	$l_3$ (cm)	
42	28	42	39.9

du transformateur triphasé. Ainsi, les pertes de cuivre secondaires du transformateur tri-pentaphasé est inférieure à celui du transformateur triphasé. D'où, les résultats des tests de la comparaison d'efficacité présentés à la Fig.3.18 sont attendus. Ces résultats des tests de la comparaison sont attendus puisque ils montrent que l'efficacité du transformateur tri-pentaphasé est supérieure à celui du transformateur triphasé.

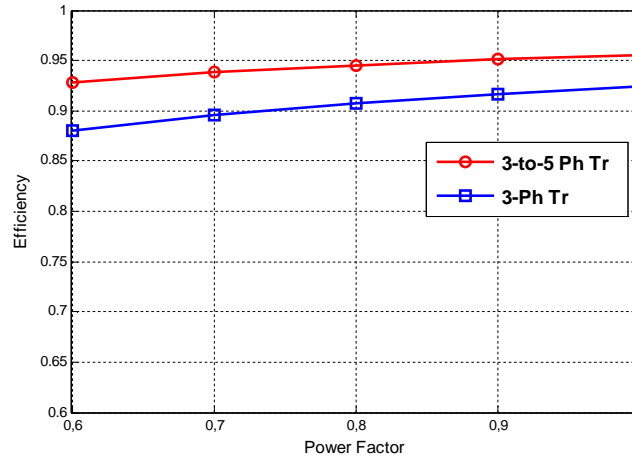


Fig. 3.18 Rendement d'un transformateur tri-pentaphasé et d'un transformateur triphasé conventionnel.

### 3.10. Conclusion

Ce chapitre est consacré au transformateur tri-pentaphasé à noyau asymétrique, qui effectue la transformation du triphasé en pentaphasé. Comme il existe de nombreuses possibilités de bobinage pour une transformation de phase à noyau magnétique identique, un des critères de choix important est le nombre de spires visant à réduire le déséquilibre (courant/tension), la quantité de cuivre et à améliorer le rendement. Cependant, si les bobines de l'enroulement de phase ne sont pas correctement positionnées sur le noyau magnétique, le déséquilibre provoqué par la différence des impédances secondaires ne peut être évité, bien que le nombre de spires des enroulements secondaires soit très proche. Ceci est la conséquence de la sensibilité des inductances de phase de fuite aux positions et dimensions des bobines d'enroulement de phase. Par suite, la conception assistée par ordinateur utilisant les Éléments Finis est pratique pour trouver un agencement approprié des bobines d'enroulement, ce qui diminue la différence des inductances de fuite par phase et réduit également le déséquilibre.

En outre, le modèle dynamique proposé d'un transformateur triphasé à noyau triphasé de trois à cinq phases, basé sur le principe de dualité, montre une bonne fiabilité, ce qui en fait un outil approprié pour la simulation du transformateur permettant d'étudier le comportement du transformateur dans différentes conditions, avec des charges statiques ou dynamiques.

Les résultats expérimentaux montrent que le transformateur triphasé à cinq phases avec noyau magnétique conventionnel à trois colonnes, avec un choix et une conception d'enroulement appropriés, se comporte à pleine charge ou en court-circuit sans déséquilibre dans le primaire et le secondaire.



## **Chapitre 4**

# **MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASE : CONCEPTION & MODELISATION**

#### 4.1. Introduction

Dans le but de construire et d'étudier une machine asynchrone à cage pentaphasée, ce chapitre traite de la conception et de la modélisation des machines asynchrones polyphasées en général. Ce chapitre commence par présenter les principes de conception des enroulements polyphasés. De plus, la FMM engendré par l'enroulement est analysée à l'aide du développant en séries de Fourier. Basé sur [192-193], ce chapitre examine également la FMM du rotor provoquée par celle de l'enroulement statorique  $m$ -phasé, dans le but d'étudier l'effet du nombre de barres sur les performances de la machine. Ce qui aide à sélectionner un nombre approprié de barres rotoriques. Ensuite, les étapes les plus importantes de la conception et du dimensionnement des machines polyphasées sont présentées dans ce chapitre.

Quant à la réalisation de la machine asynchrone pentaphasée, il est possible de concevoir une machine asynchrone polyphasée, en spécifiant certaines caractéristiques sur la base desquelles les dimensions de la machine sont calculées. Cependant, concrétiser le design est un processus complexe, multidisciplinaire et coûteux, c'est pourquoi les chercheurs ont recours à transformer des machines triphasées disponibles sur le marché en machines polyphasées [194-195]. Donc, on a choisi de réaliser la machine asynchrone pentaphasée en transformant une machine asynchrone triphasée en machine asynchrone pentaphasée, tout en respectant les exigences de conception.

De plus, la modélisation du régime dynamique et du régime établi (permanent) des machines asynchrones polyphasées est abordée dans ce chapitre. Contrairement aux machines triphasées, dont le modèle est basé sur l'harmonique fondamental, le modèle de machine polyphasée nécessite la prise en compte d'autres harmoniques [18], [32], [46-47], [60-61]. Dans le cas pentaphasé les modèles sont basés sur le fondamental et le troisième. Le modèle dynamique de la machine asynchrone pentaphasée est présenté, ainsi que le modèle du régime permanent.

La machine pentaphasée conçue est testée en utilisant le transformateur tripentaphasé (conçu) présenté dans le chapitre précédent. Par ailleurs, les paramètres des modèles sont déterminés en utilisant le transformateur tri-pentaphasé (conçu).

#### 4.2. Enroulement Polyphasé Symétrique

Habituellement, l'enroulement de machine électrique tournante polyphasé, à  $m$  phases, est placé dans le stator [153], [171-172], [154]. Cet enroulement, est constitué de  $m$  ensembles de bobine répartis sur la périphérie du stator de la machine, où chaque ensemble de bobines est un enroulement d'une phase. De plus, les bobines de chaque ensemble sont connectées de manière appropriée. Ceci a pour but de produire un champ magnétique tournant de nombre paires de pôles  $P$ , ou d'interagir avec un champ magnétique tournant (roue polaire). Un tel enroulement est obligatoirement symétrique [153].

Un enroulement polyphasé est symétrique lorsque les deux conditions suivantes sont vérifiées : la première condition est que les  $m$  enroulements des phases doivent être identiques [153], et la deuxième est que ces  $m$  enroulements des phases identiques doivent être décalés les uns des autres de  $2\pi/m$  angle électrique, qui est  $2\pi/(Pm)$  angle mécanique [153]. Si une condition ou les deux conditions de symétrie ne sont pas vérifiées, l'enroulement est asymétrique. Cependant, un tel enroulement peut avoir un comportement envers le champ

tournant (production/réaction) proche de celui d'un enroulement symétrique, s'il est soigneusement conçu [194].

Lorsqu'un enroulement  $m$ -phasé symétrique est excité par une roue polaire, avec un nombre approprié de paires de pôles, cet enroulement interagit en produisant  $m$  FEMs alternatives de forme d'onde identiques décalées régulièrement de  $2\pi/m$ . Ainsi, les fondamentaux des FEMs induites, forment un système d'FEMs  $m$ -phasé symétrique. C'est pourquoi, la méthode d'étoile d'FEMs formant un système polyphasé est largement utilisé dans l'analyse des enroulements polyphasés [153]. La méthode d'étoile d'FEMs est basée sur la représentation des FEMs des côtés de bobines logé dans les encoches par le diagramme des phaseurs, ce qui est étudiée en détail dans le **chapitre 03**.

#### 4.2.1. Principes Généraux de Conception Des Enroulements Polyphasés

Le plus simple enroulement de phase est celui qui est constitué d'une seule bobine Fig.4.1 (a), celle-ci est composée de deux côtés, un côté représente l'aller et l'autre le retour, reliés par les parties frontales. L'angle entre les deux côtés  $\gamma_a$  Fig.4.1 (a) s'appelle le pas angulaire d'enroulement [153], [172] alors que la distance sur la périphérie du stator  $y$ , exprimée par (4.1),

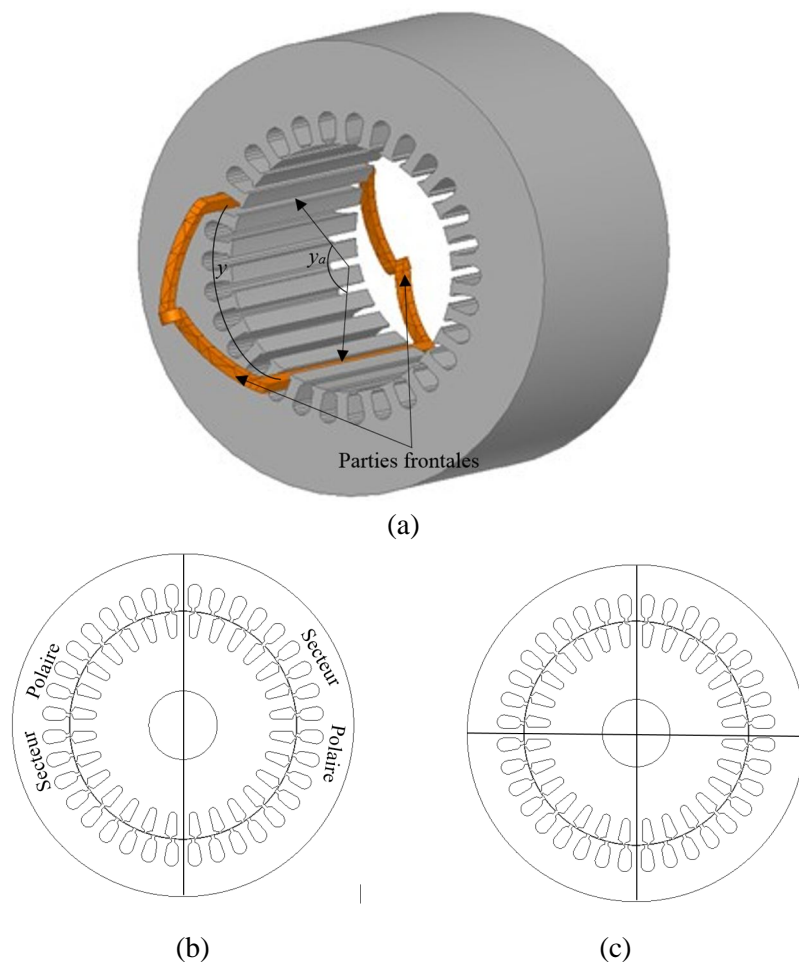


Fig.4.1 Enroulement de phase (a) Enroulement de phase constituée d'une seule bobine (b) Secteur polaire d'un enroulement bipolaire (P=1) (c) Secteur polaire d'un enroulement tétrapolaire (P=2).

illustré sur Fig.4.1 (a) est le pas d'enroulement [153-154], [172], [196-197]. Usuellement, le pas d'enroulement est exprimé par le nombre d'encoches équivalent [153-154], [172], [196-

197]. Dans un enroulement à  $2 \times P$  pôles, la circonférence intérieure du stator est divisée d'une manière fictive en  $2 \times P$  secteur polaires identiques, les cas  $P=1$ ,  $P=2$  sont présentés, respectivement, par Fig.4.1(b) (c). Ainsi, l'angle correspond à chaque secteur polaire est le pas polaire angulaire  $\tau_{ap}$  [153] donné par (4.2). La longueur du secteur polaire est appelé le pas polaire  $\tau_p$  [153], [153], où  $\tau_p$  est donné par (4.3) en fonction de  $\tau_{ap}$ , et donné par (4.4) en fonction de  $P$  et  $D_s$  ( $D_s$  est le diamètre intérieur du stator), ce pas est parfois exprimé par le nombre d'encoche qui se trouvent dans le secteur polaire [153-154], [172], [196-197].

Par ailleurs, le nombre de paires de pôles, le pas polaire et le pas d'enroulement sont des éléments caractéristiques de l'enroulement polyphasé [153-154]. Lorsque le pas polaire et le pas d'enroulement sont égaux  $y = \tau_p$ , l'enroulement est à pas diamétral ou total [153-154], [172], [196-197], tandis que si le pas d'enroulement est inférieur au pas polaire  $y < \tau_p$ , l'enroulement est à pas raccourci [153-154]. Dans le cas d'enroulement à pas diamétral, la bobine élémentaire de cet enroulement embrasse complètement le flux magnétique polaire [154]. Alors que dans le cas de l'enroulement à pas raccourci, la bobine embrasse partiellement le flux magnétique polaire [154].

Il convient de noter que dans la littérature [153-154], [172], [196-197], les angles mécaniques signifient les angles mesurés (les angles réels) tels que  $y_a$  et  $\tau_{ap}$  Fig.4.2. (a), tandis que l'angle électrique est obtenu par la multiplication de l'angle mécanique par le nombre de paires de pôles  $P$  [153-154], [172], [196-197]. Par suite, l'angle électrique équivalent au pas polaire angulaire  $\tau_{ap}$  est égal à  $\pi$  [172]. Souvent, dans les calculs des FMMs et FEMs, les angles électriques sont utilisés, pour des fins de simplifications [153-154].

Désormais dans ce Chapitre les angles sont électriques sauf indication contraire.

$$y = \frac{D_s}{2} \cdot y_a \quad (4.1)$$

$$\tau_{ap} = \frac{\pi}{P} \quad (4.2)$$

$$\tau_p = \frac{D_{si} \cdot \tau_{ap}}{2} \quad (4.3)$$

$$\tau_p = \frac{D_s \cdot \pi}{2 \cdot P} \quad (4.4)$$

En appliquant la définition de l'enroulement symétrique mentionnée précédemment dans la section précédente, la première pensée qui vient à l'esprit est que pour obtenir un enroulement symétrique, la périphérie intérieure du stator doit être divisée en  $P$  divisions identiques. Alors une division est l'union de deux secteurs polaires. Chacune des  $P$  divisions contient  $m$  zones identiques de phase, donc l'angle de la zone de phase est  $2\pi/m$  [153-172], comme illustré sur Fig.4.2.

En supposant un enroulement  $m$ -phasé bipolaire et en utilisant la méthode de l'étoile des FEMs, il s'ensuit que les phaseurs sont équitablement répartis sur les  $m$  zones phasiques. La disposition de la résultante des phaseurs d'une zone par rapport à cette zone est illustrée sur Fig.4.2. Lorsque les phaseurs de chacune des zone sont représentés par son résultant, on obtient un diagramme des phaseurs d'un système  $m$ -phasé symétrique, ce qui représente l'enroulement

polyphasé. La répartition des zones phasiques et les phaseurs résultants, de quelques enroulements  $m$ -phasés, avec  $m$  impair et pair : triphasé, pentaphasé, heptaphasé, tetraphasé, hexaphasé, 10-phasé et 14-phasé, sont présentés sur Fig.4.2 (a) (b) (c) (d).

Donc, les  $m$  zones phasiques sont réparties sur la périphérie du stator selon la succession des phases du système  $m$ -phasé, par exemple la succession des phases du cas pentaphasé est (A, B, C, D, E), heptaphasé (A, B, C, D, E, F, G) Fig.4.2 (b) (c).

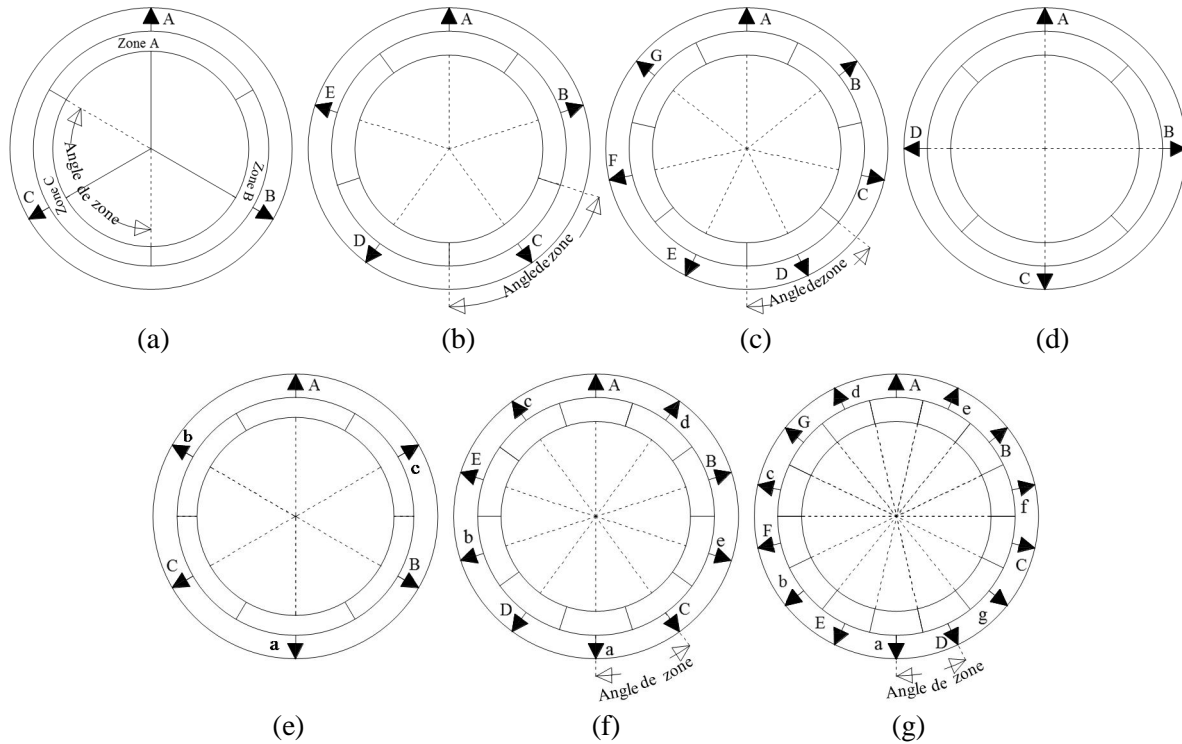


Fig.4.2 Zones phasiques d'angle  $2\pi/m$  d'un enroulement  $m$ -phasé bipolaire (a) Zones du triphasé (b) Zones du pentaphasé (c) Zones du heptaphasé (d) Zones du tetraphasé (e) Zones du hexaphasé (f) Zones du 10-phasé (g) Zones du 14-phasé.

Une zone de phase reçoit un côté de chaque bobine de la zone phasique, ces bobines sont connectées en série formant un groupe de bobines [153], [172], où le nombre de bobine en série du groupe est  $q_p$ . De ce fait, lorsqu'une zone reçoit les  $q_p$  côtés allers des bobines, ces côtés sont désigné par (+), une autre zone est nécessaire pour les  $q_p$  côtés retours, désigné par (-). Par suite, les  $m$  zones (-) peuvent être représentées par un digramme des phaseurs résultants, décalé par rapport à celui des zones (+) d'un angle égal au pas angulaire  $y_a$ . Ainsi, un enroulement de zone phasique de  $2\pi/m$  est nécessairement à deux couches de zones phasiques [153]. Donc, le raccourciement des bobines est possible, et dans des cas le raccourciement est imposé [153] ce cas est discuté plus loin dans cette section.

Étant donné que l'enroulement  $m$ -phasé de zone phasique à angle de  $2\pi/m$  contenant  $q_p$  encoches est à deux couches, chaque encoche reçoit deux côtés de deux bobines différentes ; l'angle entre deux encoches adjacentes est  $2\pi/(q_p.m)$ . Par ailleurs, la parité du nombre d'encoches par phase et par pôle affecte la répartition des zones phasique de l'enroulement [153].

En supposant que le pas soit diamétral, on présente les répartitions des zones phasiques (-) et (+) des enroulements, à nombre de phase impair et pair Fig.4.3, et pour des fins de simplification les enroulements représentés Fig.4.3 sont bipolaires ( $P=I$ ). Les zones (+) dans Fig.4.3 sont à l'extérieur, tandis que les zones (-) sont à l'intérieur Fig.4.3.

Les zones phasiques (-) sont décalées de  $\pi$  par rapport aux zones (+) Fig.4.3 car les enroulements correspondant à Fig.4.3 sont à pas diamétral. Conséquemment, à partir de la Fig.4.2 (a) (b) (c), où  $m$  est impair (3, 5, 7 ...), on peut généraliser pour le cas  $m$  impair, qu'en dessous de chaque zone (+) de la  $i^{ème}$  phase se trouvent deux demi zones (-) de deux phases distinctes. Par exemple la répartition des zones phasiques d'enroulement pentaphasé Fig.4.2 (b) la zone  $zA+$  est au-dessus d'un demi de la zone  $zC-$  et d'un demi de la zone  $zD-$ , la zone  $zB+$  est au-dessus d'un demi de la zone  $zD-$  et d'un demi de la zone  $zE-$ , la zone  $zC+$  est au-dessus d'un demi de la zone  $zD-$  et d'un demi de la zone  $zE-$ , la zone  $zD+$  est au-dessus d'un demi de la zone  $zA-$  et d'un demi de la zone  $zB-$  et la zone  $zE+$  est au-dessus d'un demi de la zone  $zB-$  et d'un demi de la zone  $zC-$ .

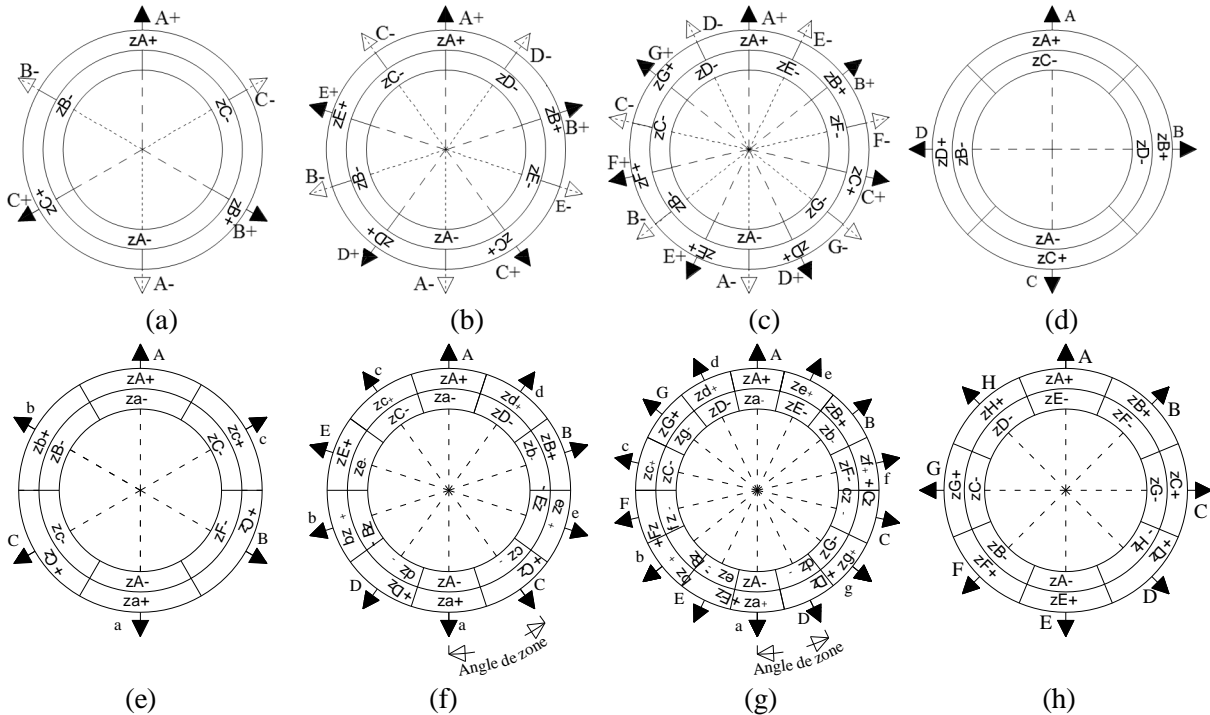


Fig.4.3 Distribution des zones phasiques (+) et (-) d'angle  $2\pi/m$  d'un enroulement  $m$ -phasé bipolaire (a) Zones du triphasé (b) Zones du pentaphasé (c) Zones du heptaphasé (d) Zones du tétraphasé (e) Zones du hexaphasé (f) Zones du 10-phasé (g) Zones du 14-phasé.

Chaque zone phasique est associée à son phaseur résultant, donc la répartition des zones est imposée par les caractéristiques du diagramme des phaseurs du SEP correspondant, donc imposée par le nombre de phases. L'analyse des SEPs en fonction de nombre de phases sont présenté dans **Chapitre 02**, il est mentionné dans le **Chapitre 2** que les diagrammes des phaseurs des SEPs à nombre phases impairs, n'ont pas de symétrie radiale. Par suite les  $m$  axes de tous les groupes de  $q_p$  bobines en séries sont distincts. Ce qui explique la répartition des zones phasiques des enroulements correspondants.

Lorsque le nombre de phases est pair, le diagramme des phaseurs correspondant présente une symétrie radiale **Chapitre 02**. De plus, les SEPs à nombre de phase  $m$  pair peuvent être

considérés comme étant constitués de  $m/2$  systèmes biphasés **Chapitre 02**. Par conséquent, les zones phasiques (+) et (-), de l'enroulement, sont entièrement superposées lorsque ( $y=\tau_p$ ) comme montré par Fig.4.2.

Dans le cas où  $q_p$  est un nombre impair avec  $m$  impair, le raccourcissement de l'enroulement est imposé. Par conséquent, les  $m$  zones (-) sont décalé d'un angle  $\gamma_a$ .

Il convient de noter que l'enroulement  $m$ -phasé à zone phasique de  $2\pi/m$  est constitué de  $m \times P$  groupes de bobines. Ainsi, le nombre de groupes des  $q_p$  bobines en séries est égal au nombre de paires de pôles  $P$  de l'enroulement, ces groupes peuvent être connectés en série, en parallèle ou série parallèle. Par ailleurs, le nombre total des bobines est égal au nombre d'encoches statorique  $Q_s$  car chaque encoche reçoit deux côtés de bobines. Ainsi, le nombre d'encoches statoriques en fonction  $m$ ,  $q_p$  et  $P$  donné par (4.5), ce nombre est nécessaire pour un

$$Q_s = m \cdot q_p \cdot P \quad (4.5)$$

$$q_p = \frac{Q_s}{m \cdot P} \quad (4.6)$$

enroulement à zone phasique de  $2\pi/m$ . Dans ce cas le nombre  $q_p$  est le nombre d'encoches par phase et par pair de pôle est exprimé par (4.6).

Selon la relation (4.5) le nombre d'encoche  $Q_s$  nécessaire à un enroulement de nombre de phases  $m$  pair, est nombre pair. De plus, son pas polaire est un nombre entier indépendant de la parité de  $q_b$ . Par contre, lorsque  $m$  est impair la parité du nombre d'encoches dépend de celle de  $q_b$ . Dans ce cas, si  $q_b$  est pair, alors le nombre d'encoches  $Q_s$  est pair, mais si  $q_b$  est impair, alors le nombre d'encoches  $Q_s$  est impair. Par conséquent, le pas polaire est un nombre fractionnaire.

#### 4.2.2. Réduction de l'Angle de la Zone Phasiques

Dans cette section, le nombre d'encoche par phase et par pair de pôle  $q_p$  est supposé entier supérieur à un ( $q_p > 1$ ). Donc, la diminution de l'angle s'effectue par la diminution du nombre d'encoches utilisé par zone phasique, c.-à-d.  $q_p$  et le nombre d'encoches  $Q_s$  sont inchangés [167]. Ainsi, la réduction de l'angle phasique s'effectue par un pas de  $2\pi/(q_p \cdot m)$ . Le nouveau nombre d'encoches dans la zone réduite est  $q_z$ , et le nouvel angle de la zone est donné par (4.7) en fonction du rapport  $q_z/q_p$ , et  $1 \leq q_z \leq (q_p - 1)$ .

$$\gamma_z = \frac{q_z}{q_p} \frac{2\pi}{m} \quad (4.7)$$

##### 4.2.2.1. Réduction de l'angle de zone phasique d'enroulement à nombre de phase pair

Il est mentionné précédemment que lorsque  $m$  est pair, et le pas d'enroulement est diamétral les zones (+) et (-) sont superposées. Ainsi, la réduction de zone phasique se traduit par l'apparition des encoches vides, la réduction de zone dans le cas tetraphasé est montré par Fig.4.4 (a) (b). De même, on obtient des encoches vides si on réduit la zone phasique de l'enroulement 10-phasé Fig.4.4 (d).

En appliquant le concept de réduction de nombre de phase abordé dans le **Chapitre 2**, l'enroulement tetraphasé Fig.4.4 (a) peut être réduit en un enroulement diphasé à simple couche Fig.4.4 (c). De plus, l'enroulement 10-phasé de zone  $\pi/5$  Fig.4.4 (d) constitué de deux

enroulement pentaphasés (A,B,C,D,E) et (a,b,c,d,e) déphasé de  $\pi$ , peut être réduit en pentaphasé à simple couche Fig.4.4 (e) (f).

**4.2.2.2. Réduction de l'angle de zone d'enroulement à nombre de phase impair**

La plage de variation de l'angle de zone diminuée  $\gamma_z$  selon (4.7) entre  $2\pi/(q_p m)$  et  $2\pi/m$ . La parité du nombre d'encoches par phase et par paire de pôle caractérise le nouvel enroulement à zone réduite [153], [167-168]. En conséquence, deux cas sont distingués : dans le premier cas  $q_p$  est impair, alors que dans le deuxième cas  $q_p$  est pair. Afin de montrer l'effet de la parité du  $q_p$  sur les réductions possibles des zones phasiques, deux enroulements à pas diamétral pentaphasés sont analysés, présentés respectivement, sur Fig.4.5 et Fig.4.6.

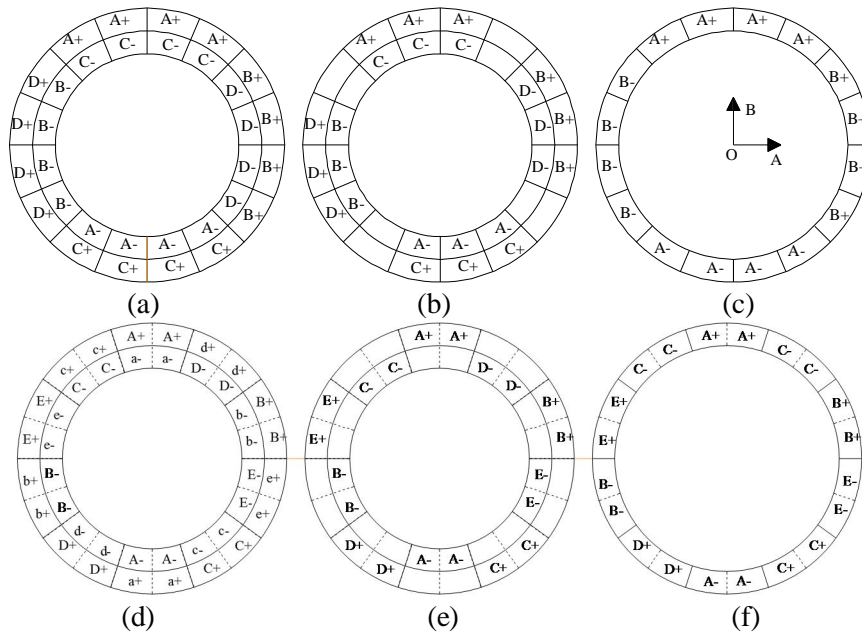


Fig.4.4 Réduction de zone phasique et nombre de phase ( $m$  pair) (a) Enroulement tetrphasé biplaire ( $q_b=4$ ) (b) enrlement à zone réduite ( $q_z=3$ ), apprition d'un encoche vide (c) Enroulement diphasé résulte de la réduction de l'enroulement (a) (d) Enroulement 10-phasé biplaire ( $q_b=2$ ),

Les possibilités de réduction de zone phasique de l'enroulement pentaphasé à  $q_p=5$  Fig.4.5 sont examinées. On constate que lorsque  $(5/2) < q_z < 5$ , l'enroulement est mixte à simple couche et double couche Fig.4.5 (b) (c). L'enroulement devient complètement à simple couche lorsque  $q_z=2$  avec une encoche vide Fig.4.5 (e) (f). Dans le cas général ( $q_p$  impair), l'enroulement est mixte si  $(q_p/2) < q_z < q_p$ , alors que est complètement à simple couche si  $q_z=(q_p-1)/2$ .

La Figure 4.6 (a) présente un enroulement pentaphasé bipolaire avec  $q_p=4$ . Donc, trois réductions sont possible : dans la première  $q_z=3$  Fig4.6 (b), la deuxième  $q_z=2$  Fig4.6 (c) (d) et la troisième  $q_z=1$  Fig.4.6 (e). Dans la première possibilité  $q_z=3$ , l'angle de zone est  $3\pi/10$  l'enroulement obtenu Fig.4.5 (b) est mixte, et à simple couche lorsque  $q_z=2$  Fig.4.5 (d).

La deuxième possibilité  $q_z=2$  représente un cas particulier où  $q_z=1/2q_p$ , et l'angle de zone devient  $\pi/5$ . Dans ce cas ( $q_z=2$ ), l'enroulement est entièrement à simple couche avec dix zones phasiques. De plus, la succession des zones phasiques est modifiée, de telle sorte qu'une zone (+) suivie d'une zone (-), la succession des zones dans le cas pentaphasé est (A, D-, B, E-, C, A-, D, B-, E, C-) comme le montre Fig4.6 (d). On constate que le nombre et l'angle de zone est le même qu'un enroulement 10-phasé Fig4.4 (d). En outre, dans ce cas ( $q_z=2$ ) les deux secteurs



polaires ont la même succession des zones, mais de signe opposé Fig.4.6 (d). L'enroulement pentaphasé obtenu Fig.4.6 (d) est constitué de 10 demi-phase de zone  $\pi/5$  [172]. Le même enroulement est obtenu par la réduction de nombre de phase d'un enroulement 10-phaséde.

Un enroulement  $m$ -phasé à  $2 \times m$  demi-phase de zone phasique de  $\pi/m$  est soit le résultat de réduction d'un enroulement  $m$ -phasé dans ce cas  $q_p$  est nécessairement pair, et  $q_z = (1/2)q_p$ , soit obtenu par la réduction de nombre de phase d'un enroulement  $2 \times m$ -phasé à zone phasique  $\pi/m$  [153], [167-168]. Ce concept est fondamental pour la conception d'enroulements polyphasés, en raison de ses avantages tels qu'une bonne utilisation de la section de l'encoche et un facteur d'enroulement élevé [153], [172].

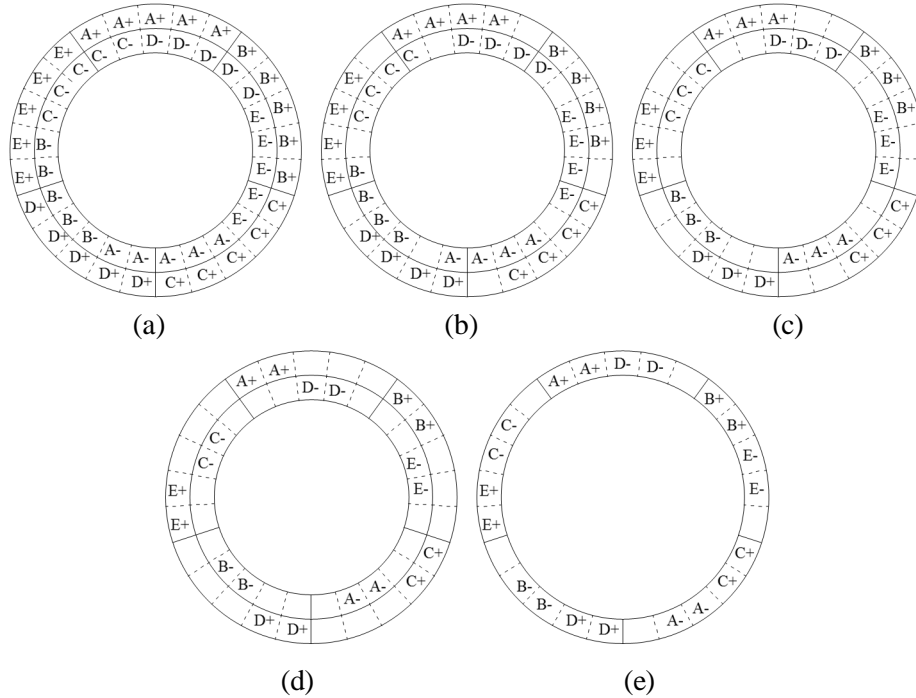


Fig.4.5 Réduction de zone phasique d'un enroulement pentaphasé à  $q_p$  impair ( $q_p=5$ ) (a) enroulement pentaphasé bipolaire à  $q_z =4$  (c) enroulement à  $q_z=3$  (d) enroulement à  $q_z=2$  (e) Enroulement à  $q_z=2$ .

Le nombre d'encoches  $q=(1/2)q_b$  exprimé par (4.8) est appelé le nombre d'encoche par pôle et par phase. Pratiquement, les enroulements  $m$ -phasés ( $m$  impair) sont classifiés selon la nature du nombre d'encoche par pôle et par phase  $q$  [153-154], [172], [196-197] : enroulements à nombre d'encoche par pôle et par phase à  $q$  entier et enroulements à  $q$  fractionnaire [153-154], [172], [196-197]. Ces enroulements à  $q$  entier ou fractionnaire, peuvent à simple couche ou à deux couches [153-154], [172], [196-197].

L'apparition des encoches vides commence lorsque  $q_z < q$ . Ainsi, selon la parité de  $q$  on distingue deux cas :  $q$  pair et  $q$  impair. Dans le cas où  $q$  est pair et lorsque  $q_z = q/2$ , dans ce cas le nombre d'encoches vides égal au nombre d'encoches non vides par phase et par pôle. Ainsi, il est possible de loger un enroulement identique à l'enroulement existant, et l'enroulement obtenu est à double étoiles  $m$ -phasé décalés de  $\pi/(2.m)$ .

La figure 4.6 (e) de  $q_z=1$  est le résultat de réduction de l'enroulement de  $q=2$  Fig.4.6 (d), ainsi, dans ce cas des encoches vides apparaissent figure 4.5 (e). En logeant dans ces encoches un enroulement pentaphasé (A' B' C' D' E') Fig.4.6 (f) (g), on obtient, alors un enroulement double étoiles pentaphasé où l'angle de décalage est  $\pi/10$ .

De même, un enroulement triple étoiles pentphasé Fig.4.6 (h) est obtenu par la réduction de l'enroulement de  $q=3$ , où  $q_z=1$ , donc deux encoches par zone sont vides. Donc, il est possible de loger deux enroulements pentphasés dans ces encoches vides.

$$q = \frac{Q_s}{2mP} \tag{4.8}$$

**4.2.2.3. Enroulement Entier (à  $q$  entier)**

Les enroulements entiers, appelés également enroulement régulier [153-172], peuvent être à simple couche ou à double couches [153-172]. Pour les machines asynchrones ce type d'enroulement est plus convenable [153-172]. Le cas  $q=1$  représente un cas particulier, l'enroulement dans ce cas s'appelle enroulement concentré [153-154], [172], [196-197].

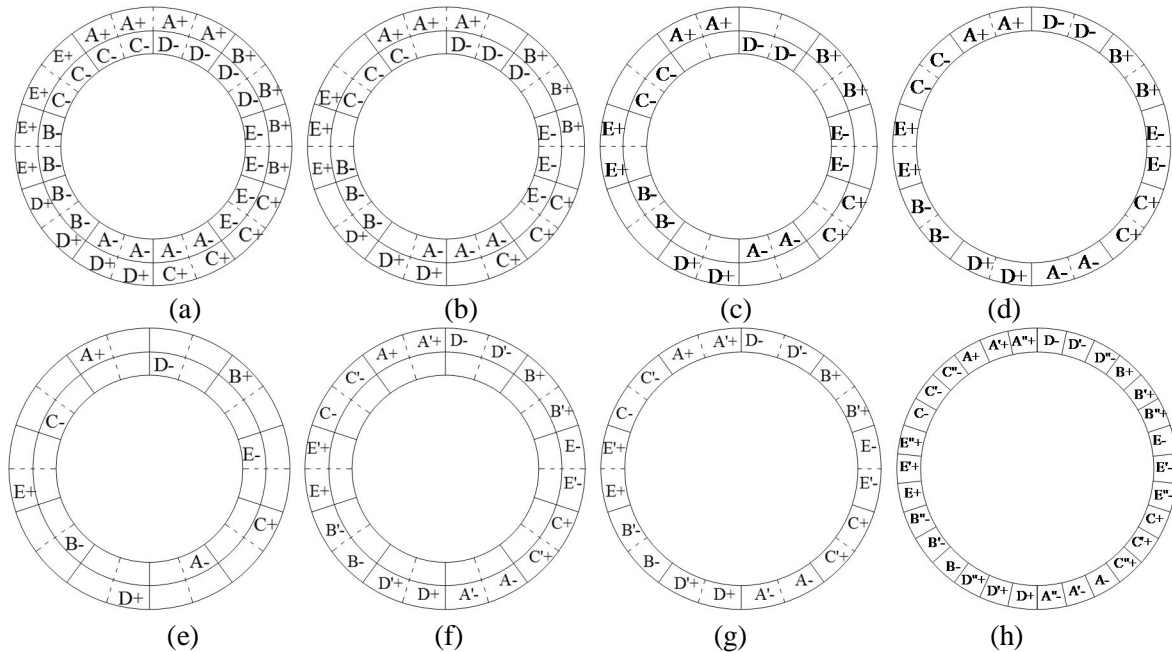


Fig.4.6 Réduction de zone phasique d'un enroulement pentphasé à  $q_p$  pair ( $q_p=4$ ) (a) $q_p=4$  (b)  $q_z=3$  (c)  $q_z=2$  (d) simple couche (e)  $q_z=1$  trois encoches vides (f) insertion d'unroulement pentphasé décalé de  $\pi/10$  (g) enroulement double étoiles pentphasé (h) enroulement à triple étoiles pentphasé obtenu d'un enroulement de  $q_p=6$  donc  $q=3$

Selon leurs parties frontales, les enroulements réguliers à simple couches sont divisés en deux types : enroulement concentrique et enroulement imbriqué [153-172]. Dans ce type d'enroulement chaque encoche reçoit un seul côté de bobine. Par conséquent, le nombre total des bobines de l'enroulement est égal au demi du nombre d'encoches nécessaire pour un tel enroulement [153]. En outre, chaque paire de pôle de l'enroulement de phase à simple couche contient un groupe de  $q$  bobines en séries. Donc, l'enroulement de phase est constitué de  $P$  groupes de  $q$  bobines en série. Le pas de bobinage dans les enroulements entiers à simple couche est toujours diamétral [153], [172]. Un enroulement pentphasé bipolaire (imbriqué) de  $Q_s=30$  à simple couche est présenté sur Fig.4.7.

Quant aux enroulements réguliers à double couches, ils sont soit imbriqué ou ondulés [153], [172]. Une encoche, dans cet enroulement, reçoit deux côtés différents des deux bobines. En conséquence, le nombre de bobines total de l'enroulement est égal au nombre d'encoches statoriques. Dans ce cas, l'enroulement de phase contient  $2 \times P$  groupes de bobines [153], [172],

[196], [197]. Ainsi, un groupe de bobine par pôle, alors une paire de pôles est constitué de deux groupes connectés convenablement [153], [172]. Ainsi, l'enroulement à double couches de  $P$  paire de pôles peut vu formé par  $P$  enroulement bipolaire connectés en série, en parallèle ou mixte. L'avantage principal de ce type d'enroulement est la possibilité de raccourcissement du pas de bobinage, ce qui permet réduire certains harmoniques spatiaux [153], [172], [196], [197].

Donc, l'enroulement régulier (simple/double couche) est constitué de  $P$  enroulement bipolaires connectés en série, en parallèle ou mixte, ce qui donne naissance à un motif qui se répète chaque  $Q_s/P$  encoches [153].

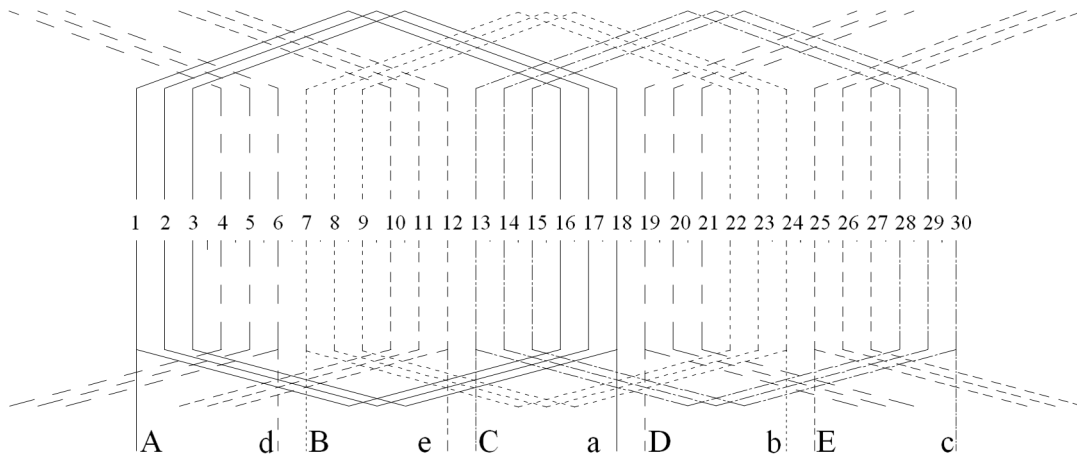


Fig.4.7 Enroulement bipolaire pentaphasé à simple couche et à pas diamétral,  $Q_s=30$  encoches,  $\tau_p=15$  encoches

#### 4.2.3. Enroulement Fractionnaire (à $q$ Fractionnaire)

Un enroulement régulier de grand nombre  $q$  par pôle et par phase est préférable pour les machines asynchrone polyphasées, car son contenu harmonique est réduit par rapport d'autres types d'enroulement [153], [172], [196], [197]. Néanmoins, cela nécessite un nombre important d'encoches, notamment lorsque  $P$  est grand [153], [172]. Ainsi, l'enroulement fractionnaire est introduit lorsque  $P$  est élevé [153], [172], [196] pour réduire le nombre d'encoches nécessaire. Ce type d'enroulement est utilisé également dans les alternateurs hydrauliques à  $P$  élevé [153], [172], [196], [197].

L'enroulement fractionnaire peut être à simple couche ou à double couche. Ces zones phasiques ne sont pas identiques, de plus le pas d'enroulement est généralement forcément raccourci [153], [172]. Dans le cas de l'enroulement pentaphasé à double couche Fig.4.8 de

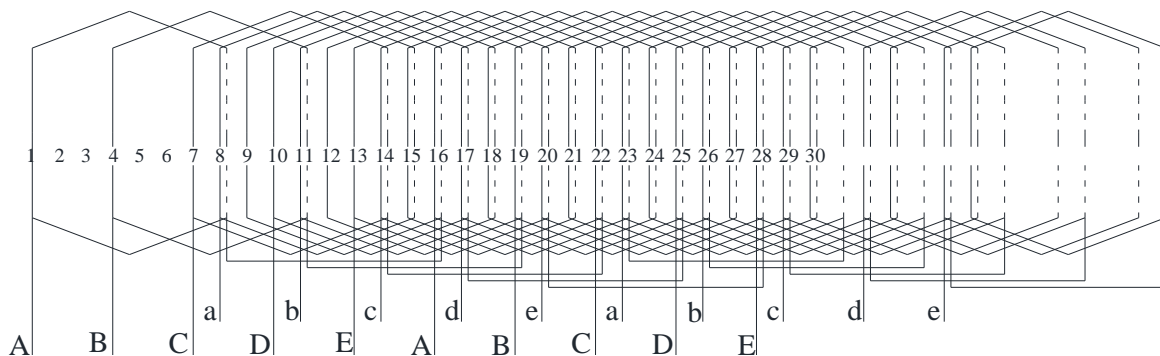


Fig.4.8 Enroulement pentaphasé fractionnaire à double couche,  $Q_s=30$ ,  $P=2$  et  $q=1+1/2$ .

$P=2$  et  $Q_s=30$ , il existe deux zones différentes une contient deux encoches et l'autre contient une seule encoche.

Parfois, dans les enroulements fractionnaires, le nombre de paires de pôles du motif est supérieur à un, ce qui nécessite une étude particulière de chaque enroulement de  $Q_s$  et  $P$  [153], [172]. Conséquemment, la conception de ce type d'enroulement fractionnaire est plus compliquée que celle de l'enroulement régulier, où elle se base sur l'étoile des fems, et un choix judicieux des zones phasique et leur succession [153], [172].

Les zones phasiques non-identiques et le raccourcissement forcé dans l'enroulement fractionnaire entraîne l'apparition des harmoniques spatiaux de rangs pairs [153]. Par ailleurs, la nécessité d'un motif de nombre de paires de pôles supérieur à un, donne naissance aux subharmoniques [153], qui sont considérés néfastes pour les machines asynchrones [153], [196].

#### 4.2.4. FMM des Enroulements Polyphasés

Lorsqu'un courant  $I_{dc}$  circule dans une bobine statorique de  $n_b$  spires, il en résulte une FMM [153], [172], [196], [197]. En supposant que  $y_a$  est le pas de cette bobine et le nombre de paires de pôle est  $P=1$  comme montré sur Fig.4.9 (a) (b), on obtient la FMM montrée sur Fig.4.10 (a) lorsque  $y < \tau_p$ , et celle sur Fig.4.10 (b) lorsque le pas est diamétral.

Le développement en série de Fourier de la FMM Fig.4.10 (a) produit par la bobine présentée sur Fig.4.9 (a) est donnée par l'équation (4.9). Le facteur  $\beta$  dans (4.9) est exprimé par (4.10), s'appelé le pas relatif d'enroulement [153], [172], [197] ce facteur  $\beta$  représente le raccourcissement. Par suite,  $\beta$  est inférieur à l'unité en présence de raccourcissement Fig.4.9 (a). Alors que ce pas relatif  $\beta$  est unitaire dans l'absence de raccourcissement Fig.4.9 (b).

$$F_b(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{2 \cdot n_b I_{dc}}{k \cdot \pi} \sin\left(v \cdot \beta \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(v\theta) \quad (4.9)$$

$$\beta = \frac{y}{\tau_p} \quad (4.10)$$

Lorsque la bobine est raccourcie ( $\beta < 1$ ), le pas angulaire de la bobine  $y_a$  représentant le secteur polaire est différent de l'angle de l'autre pôle Fig.4.9 (b). D'où l'existence d'une asymétrie de la FMM [196] ce qui conduit à la présence des harmoniques des rangs pairs, en plus ceux de rangs impairs [172], [196]. Par contre, lorsque le pas d'enroulement est diamétral les deux pôles ont le même angle, donc la FMM est symétrique Fig.4.10 (b), ce qui traduit par la présence des harmoniques de rang impairs seulement [172], [196].

Dans le cas des enroulements réguliers à simple couche le pas est toujours diamétral ( $\beta=1$ ), ainsi la FMM symétrique. Par suite les harmoniques apparaissant sont de rangs impairs uniquement. De même, les harmoniques de la FMM des enroulements réguliers à double couches sont de rangs impairs, car dans ces enroulements chaque pôle est formé par un groupe de  $q$  bobines, où ces groupes sont décalés de  $\pi$ . En conséquence, les harmoniques de rangs pairs sont annulés, même en présence de raccourcissement [172], [196]. Donc, les FMMs des enroulements réguliers ne contiennent que les harmoniques de rang impair.

Étant donné que les FMM des bobines régulières ne contiennent que des harmoniques impaires,  $\nu$  doit satisfaire la condition (4.11).

$$\nu \in \{2z+1 : z \in \mathbb{N}\} \tag{4.11}$$

Dans un enroulement régulier, à simple et à double couches de zone de  $\pi/m$ , les  $q$  bobines du groupe de zone phasique sont identiques et décalées les unes des autres de  $\zeta = \pi/(qm)$ . Donc, les  $q$  bobines ont la même FMM (4.9) mais avec un déphasage dû à leurs dispositions. Ainsi, la FMM résultante des  $q$  bobines est exprimée par (4.12).

En développant l'expression (4.12), on obtient (4.13), dans laquelle  $K_{d\nu}$  est le facteur de distribution et  $K_{r\nu}$  est facteur de raccourcissement [153], [172], [196]. Les facteurs  $K_{d\nu}$  et  $K_{r\nu}$  sont donnés respectivement par (4.14) et (4.15).



Fig.4.9 Bobine statorique à  $P=1$  (a) Bobine à pas raccourci  $y < \tau_p$  (b) Bobine à pas diamétral  $y = \tau_p$

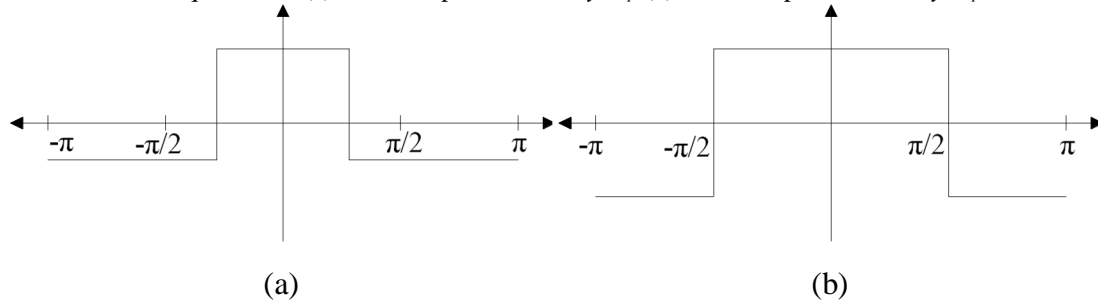


Fig.4.10 FMM engendrée par une bobine statorique (a) FMM engendrée par une bobine statorique à pas raccourci (b) FMM engendrée par une bobine statorique à pas diamétral.

Usuellement, l'enroulement polyphasé est caractérisé par le facteur de distribution correspondant à l'harmonique fondamental  $K_{d1}$ . Lorsque le nombre de phase est élevé, le facteur de distribution tend vers 1. Comme le montre le Tableau.4.1, dans lequel les facteurs de distribution pour les enroulements de zones phasiques de  $\pi/m$  et ceux de  $2\pi/m$ , avec ( $m=3, \dots, 10$ ).

Un autre facteur est défini appelé le facteur de bobinage  $K_b$  [172], [196], ce facteur est le résultat de multiplication des facteurs de distribution, raccourcissement, inclinaison, et ouverture d'encoche [153], [172], [196]. Dans le cas étudié (4.13) on ne considère que  $K_{d\nu}$  et  $K_{r\nu}$  donc  $K_{b\nu}$  est donné par (4.16).

Afin de simplifier l'expression (4.13) de la FMM, un changement de référence est effectué en faisant une translation de  $((1-q)\zeta)$ , ainsi l'expression de la FMM (4.12) devient (4.17).

$$F_{grb}(\theta) = \sum_{i=1}^q F_b(\theta - (i-1)\zeta) \tag{4.12}$$

$$F_{grb}(\theta) = \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{2 \cdot q \cdot n_b \cdot I_{dc}}{\pi} \cdot \frac{1}{v} \cdot K_{dv} \cdot K_{rv} \cdot \cos(v(\theta - (q-1)\zeta/2)) \quad (4.13)$$

$$K_{dv} = \frac{\sin\left(v \frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{q \cdot \sin\left(v \cdot \frac{\pi}{2 \cdot q \cdot m}\right)} \quad (4.14)$$

$$K_{rv} = \sin\left(\beta \frac{v\pi}{2}\right) \quad (4.15)$$

$$K_{bv} = K_{dv} \cdot K_{rv} \quad (4.16)$$

$$F_{grb}(\theta) = \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{2 \cdot q \cdot n_b \cdot I_{dc}}{\pi} \cdot \frac{1}{v} \cdot K_{bv} \cdot \cos(v \cdot \theta) \quad (4.17)$$

Pratiquement, les courants de phases sont alternatifs contient une certaine quantité d'harmoniques de courant [198]. Cependant, le calcul de la FMM notamment dans le cas triphasé, est souvent effectué en supposant que les courants fondamentaux sont dominant c.-à-d. les harmoniques des courants des phases sont négligés [172]. Néanmoins, dans le cas d'enroulements polyphasés ( $m > 3$ ), négliger les harmoniques des courants obscurcit de nombreuses caractéristiques importantes des enroulements polyphasés [18]. Il est à noter que les harmoniques de courants sont également connus par « les harmoniques temporels » car sont en fonction du temps.

Tableau.4.1 Facteur de répartition en fonction du nombre de phase  $q=2$

Nombre de phase	m=3	m=4	m=5	m=6	m=7	m=8	m=9	m=10
$K_d(\pi/m)$	0.96	0.98	0.987	0.99	0.9937	0.995	0.9962	0.9969
$K_d(2\pi/m)$	0,866	0,92	0,95	0,966	0,975	0,981	0,985	0,987

De ce fait, les courant des phases sont considérés alternatifs dans lesquels les harmoniques de rangs pairs sont nuls. Le courant de la  $i^{ième}$  phase est exprimé par (4.18), où l'indice  $k$  est impair (4.11). Ainsi, la FMM engendrée par l'enroulement de la  $i^{ième}$  phase est déduite (4.29), où  $\xi_v$  est donnée par (4.20) dans laquelle  $N_s$  est le nombre de spires en série par phase de l'enroulement  $m$ -phasé. Il est clair que la FMM de phase (4.19) est une fonction à deux variable : la première  $\theta$  et la deuxième  $t$  représentant, respectivement, l'espace (géométrie) et le temps.

L'expression (4.19) qui représente la FMM de phase, est une fonction d'onde pulsatoire [172], donc l'enroulement de phase engendre une FMM à onde pulsatoire [172]. En utilisant la relation trigonométrique (4.21), l'expression (4.19) devient (4.22).

$$i_{PH,i}(t) = \sum_{k=1}^{+\infty} I \cos(k(\omega \cdot t - 2 \cdot i \cdot \pi / m)) \quad (4.18)$$

$$F_{PH,i}(\theta, t) = \sum_{k=1}^{+\infty} \sum_{v=1}^{+\infty} K_{bv} \xi_v \cdot \cos(v(\theta - 2(i-1)\pi/m)) \cdot \cos(k(\omega \cdot t - 2(i-1)\pi/m)) \quad (4.19)$$

$$\xi_v = K_{bv} \frac{2 \cdot N_s \cdot I_{i,k}}{v \cdot \pi \cdot P} \quad (4.20)$$

$$\cos(a) \cdot \cos(b) = \frac{1}{2} (\cos(a+b) + \cos(a-b)) \quad (4.21)$$

$$F_{PH,i}(\theta, t) = \sum_{k=1}^{+\infty} \sum_{v=1}^{+\infty} \xi_v \cdot \frac{1}{2} (\cos((v\theta + k\omega.t - (v+k)2(i-1)\pi/m)) + \cos((v\theta - k\omega.t - (v-k)2(i-1)\pi/m))) \quad (4.22)$$

La FMM de l'enroulement  $m$ -phasé, est la résultante des  $m$  FMMs, engendrée par les  $m$  enroulements des phases [153-154], [172]. Ainsi, l'équation (4.23) exprime la FMM de l'enroulement  $m$ -phasé.

$$F(\theta, t) = \sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^{+\infty} \sum_{v=1}^{+\infty} \xi_v \cdot \frac{1}{2} (\cos((v\theta + k\omega.t - (v+k).2.(i-1).\pi/m)) + \cos((v\theta - k\omega.t - (v-k).2.(i-1)\pi/m))) \quad (4.23)$$

L'analyse de l'expression (4.23) conduit au fait que la FMM résultante est égale à zéro dans tous les cas où  $(v+k)$  et  $(v-k)$  ne sont pas des multiples de  $m$ . Par contre, l'expression (4.23) est différente de zéro, lorsque  $(v+k)$  et/ou  $(v-k)$  sont des multiples de  $m$ .

Ainsi, lorsque  $(v+k)$  et  $(v-k)$  sont des multiples de  $m$ , la FMM résultante est exprimée par (4.24), pour plus de clarté, la FMM (4.24) s'écrit en fonction de l'angle mécanique  $\theta_{mec}$ , où  $(\theta = P\theta_{mec})$ .

En réécrivant l'équation (4.24) on obtient (4.25), il est donc facile de conclure que la FMM résultante est la superposition de deux ondes FMM (4.26) et (4.27) qui se propagent dans deux directions opposées. La FMM (4.26) correspond au cas où  $(v-k)$  est un multiple de  $m$ , tandis que la FMM (4.27) correspond au cas où  $(v+k)$  est un multiple de  $m$ . En effet, les FMM (4.26) et (4.27) se propagent en tournant autour de l'axe de la machine.

$$F(\theta, t) = \sum_{k=1}^{+\infty} \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{m}{2} \cdot \xi_v \cdot (\cos((vP\theta_{mec} + k\omega.t)) + \cos((vP\theta_{mec} - k\omega.t))) \quad (4.24)$$

$$F(\theta, t) = \sum_{k=1}^{+\infty} \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{m}{2} \cdot \xi_v \cdot (\cos((vP\theta_{mec} - k\omega.t))) + \sum_{k=1}^{+\infty} \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{m}{2} \cdot f_v \cdot (\cos((vP\theta_{mec} + k\omega.t))) \quad (4.25)$$

$$F_+(\theta, t) = \sum_{k=1}^{+\infty} \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{m}{2} \cdot \xi_v \cdot (\cos((vP\theta_{mec} - k\omega.t))) \quad (v-k) \text{ multiple de } m \quad (4.26)$$

$$F_-(\theta, t) = \sum_{k=1}^{+\infty} \sum_{v=1}^{+\infty} \frac{m}{2} \cdot \xi_v \cdot (\cos((vP\theta_{mec} + k\omega.t))) \quad (v+k) \text{ multiple de } m \quad (4.27)$$

Les rangs des harmoniques de courant sont supposés impairs, et de même, les harmoniques d'espace de la FMM  $v$  sont également supposés impairs. Ainsi,  $(v+k)$  et  $(v-k)$  sont des nombres pairs. Par conséquent, selon la parité de  $m$  on distingue deux cas dans lesquels la FMM résultante n'est pas nulle : le premier lorsque  $m$  est pair et le deuxième lorsque  $m$  est impair.

Lorsque  $m$  est un nombre pair, il suffit que  $(v+k)$  et/ou  $(v-k)$  soient des multiples de  $m$ , car  $(v+k)$ ,  $(v-k)$  et  $m$  sont des nombres pairs, par suit les relations (4.28) et (4.29) sont obtenues, et il est possible de tirer des relations entre les harmoniques spatiaux et ceux de courants. Ce travail étudie et analyse uniquement le cas où  $m$  est un nombre impair, car les caractéristiques du cas dans lequel  $m$  est pair peuvent être facilement déduites.

Dans le cas où  $m$  est impair, la FMM étant non nulle nécessite que  $(v+k)$  et/ou  $(v-k)$  soient des multiples pairs de  $m$ , car  $(v+k)$  et  $(v-k)$  sont des nombres pairs alors que  $m$  est impair. Ainsi, les relations (4.30) et (4.31) sont déduites, de plus il est possible d'écrire les harmoniques spatiaux  $v$  en fonction de ceux des temporels  $k$  et les multiples pairs de  $m$ , comme la montre (4.32) et (4.33). Ces relations permettent d'identifier les harmoniques spatiaux créées par chaque harmonique temporel.

Dans le cas conventionnel de l'étude des harmoniques spatiaux de la FMM résultante, les harmoniques de rang (4.32) et (4.33) avec  $k=1$  sont appelées les harmoniques de denture [153], [172]. En généralisant ce concept, les harmoniques spatiaux de la FMM résultante de rang (4.32) et (4.33) sont les harmoniques de denture dues à l'harmonique du temps de rang  $k$ .

$$v - k = v.m \quad (4.28)$$

$$v + k = v.m \quad \text{Avec } v \in \mathbb{N} \quad (4.29)$$

$$v - k = 2.z.m \quad (4.30)$$

$$v + k = 2.z.m \quad (4.31)$$

$$v_z^{k+} = 2.z.m + k \quad (4.32)$$

$$v_z^{k-} = 2.z.m - k \quad \text{Avec } z \in \mathbb{N}^* \quad (4.33)$$

En substituant (4.32) et (4.33) dans (4.26) et (4.27) on obtient (4.34) et (4.35). De plus, les relations (4.34) et (4.35) permettent de connaître le sens de rotation d'un groupe d'harmoniques spatiaux par rapport à un autre groupe, que ces groupes soient liés aux mêmes harmonique temporel ou à des harmoniques temporels différents.

L'étude des harmoniques spatiaux résultant de l'harmonique fondamental du temps est considérée comme la pierre angulaire de l'étude conventionnelle des machines asynchrones polyphasées [153], [172], [196]. En effet, l'onde fondamentale de la FMM qui tourne dans l'entrefer provoque des courants dans les barres rotoriques donnant naissance au couple électromagnétique moteur de la machine. De ce fait, le sens de rotation de la machine est déterminé par le sens de rotation de la FMM fondamentale engendrée par les harmoniques fondamentaux d'espace et de temps.

$$F_+(\theta, t) = \sum_{k=1}^{+\infty} \sum_{z=0}^{+\infty} \frac{m}{2} \xi_{\left(v_z^{k+}\right)} \cdot \cos\left(v_z^{k+} P \theta_{mec} - k \omega.t\right) \quad (4.34)$$

$$F_-(\theta, t) = \sum_{k=1}^{+\infty} \sum_{z=1}^{+\infty} \frac{m}{2} \xi_{\left(v_z^{k-}\right)} \cdot \cos\left(v_z^{k-} . P . \theta_{mec} + k \omega.t\right) \quad (4.35)$$

Lorsque les harmoniques de courants ( $k > 1$ ) circulant dans l'enroulement polyphasé, sont négligeable devant le fondamental ( $k=1$ ) dans ce cas la FMM résultante est celle exprimée par (4.36), on l'appelle désormais la FMM principale. Les harmoniques de la FMM résultante qui tournent dans le même sens que la FMM principale (4.36), sont représentés par (4.37). Par suite, les harmoniques spatiaux qui tournent dans le même sens que la FMM fondamentale et qui sont générées par l'harmonique fondamental du temps, leurs rangs sont exprimés par  $v_z^{l+} = 2mz + 1$ . Par contre les harmoniques de rangs  $v_z^{l-} = 2mv - 1$  tourne dans le sens opposé de la FMM fondamentale, ces FMM sont données par (4.38). La vitesse de rotation  $\omega_{mec}$  de la FMM fondamentale en fonction de la pulsation du courant fondamental et en fonction de  $P$ , est donnée par (4.39) qui s'appelle la vitesse de synchronisme, la vitesse  $\omega_{mec}$  est appelée la vitesse de synchronisme. Quant aux vitesses des harmoniques sont inversement proportionnelles à leurs rangs comme montre la relation (4.40 (a)) et (4.40 (b)).

Les es harmoniques spatiaux provoqués par le fondamental temporel, ont un effet néfaste sur les performances de la machine polyphasée, en élevant la température de la machine et en provoquant des ondulations du le couple, ce qui entraîne une diminution du rendement de la machine [153], [172], [196]. Pour cette raison, l'objectif de la conception de l'enroulement polyphasé est de produire une onde FMM résultante quasi sinusoïdale. La solution adoptée dans



le cas des enroulements triphasés des machines asynchrones est d'élever  $q$ , qui est généralement  $q \geq 4$  [196]. Néanmoins, cette solution nécessite un nombre élevé d'encoches notamment dans le cas des enroulements à grand nombre de paires de pôles  $P$ .

$$F(\theta, t) = \frac{m}{2} \cdot \xi_1 \cos(P\theta_{mec} - \omega.t) \quad (4.36)$$

$$F_{1,+}(\theta, t) = \sum_{z=1}^{+\infty} \frac{m}{2} \cdot \xi_{(v_z^{1+})} \cdot \cos(v_z^{1+} \cdot P\theta_{mec} - \omega.t) \quad (4.37)$$

$$F_{1,-}(\theta, t) = \sum_{z=1}^{+\infty} \frac{m}{2} \cdot \xi_{(v_z^{1-})} \cdot \cos(v_z^{1-} \cdot P\theta_{mec} + \omega.t) \quad (4.38)$$

$$\omega_{mec} = \frac{\omega}{P} \quad (4.39)$$

$$\omega_{mec}(v_z^{1+}) = \frac{\omega}{v_z^{1+} \cdot P} \quad (4.40 \text{ (a)})$$

$$\omega_{mec}(v_z^{1-}) = \frac{\omega}{v_z^{1-} \cdot P} \quad (4.40 \text{ (b)})$$

Par contre, lorsque le nombre de phase est élevé ( $m > 3$ ) cela nécessite un nombre  $q$  inférieur par rapport le cas triphasé, pour obtenir une onde de FMM résultante quasi sinusoïdale.

L'harmonique de courant  $k$  ( $k$  impair), engendre les harmoniques spatiaux donnés par (4.41). Dans ce cas le rang de la FMM fondamentale d'espace est égal au rang de l'harmonique temporel  $k$  selon (4.32). Cette FMM fondamentale  $F_k(t, \theta_{mec})$  correspondant à l'harmonique temporel  $k$  est exprimée par (4.42). Par ailleurs, la FMM  $F_k(t, \theta_{mec})$  tourne dans le même sens et à la même vitesse que la FMM principale, les harmoniques spatiaux de rang supérieur qui tournent dans le même sens que le fondamental  $F_{k,+}(t, \theta_{mec})$  et ceux qui tournent dans le sens opposé  $F_{k,-}(t, \theta_{mec})$  sont donnés respectivement par (4.43) et (4.44).

L'analyse du contenu harmonique de la FMM engendrée par un l'harmonique temporel  $k$  montre que lorsque  $1 < k \leq (m+1)/2$ , les harmoniques spatiaux fondamentaux (de rang  $k$ ) sont  $k \times P$  paires de pôles, générés par les harmoniques de courant de rang  $k$  tournent dans le même sens que la FMM principale et à la vitesse de synchronisme.

En outre, l'harmonique fondamental de courant ( $k=1$ ) ne génère pas des harmoniques spatiaux de rang  $1 < v_z^{1\pm} \leq (m+1)/2$ .

Donc, un harmonique temporel de rang  $1 < k \leq (m+1)/2$  peut coexister avec le fondamental temporel sans affecter la FMM principale, par contre cette coexistence peut conduire à une amélioration des performances de la machine si cet harmonique est convenablement introduit. D'où vient le concept de l'injection des harmoniques de courant statorique pour améliorer la densité volumique du couple dans les machines polyphasées avec ( $m > 3$ ).

$$F(\theta, t) = \frac{m}{2} \cdot \xi_k \cos(k \cdot P\theta_{mec} - k\omega.t) + F_+(\theta, t) + F_-(\theta, t) \quad (4.41)$$

$$F_k(\theta, t) = \frac{m}{2} \cdot \xi_k \cos(k \cdot P\theta_{mec} - k\omega.t) \quad (4.42)$$

$$F_{k,+}(\theta, t) = \frac{m}{2} \cdot \sum_{z=1}^{+\infty} \xi_{(v_z^{k+})} \cdot \cos(v_z^{k+} P\theta_{mec} - k \cdot \omega.t) \quad (4.43)$$

$$F_{k,-}(\theta, t) = \frac{m}{2} \sum_{z=1}^{+\infty} \xi(v_z^{k-}) \cdot \cos(v_z^{k-} P \theta_{mec} + k \cdot \omega \cdot t) \quad (4.44)$$

#### 4.2.5. FMM du Rotor à Cage et nombre de barres rotoriques

La FMM résultante du rotor est produite par les courants rotoriques qui sont provoqués par le champ magnétique tournant qui à son tour est engendré par la FMM de l'enroulement statoriques [153], [172]. De plus, le couple électromagnétique de la machine polyphasée, ainsi que son qualité en terme de pulsation, sont étroitement liés au champ tournant statorique et la FMM rotorique [153], [172], [192-193]. Il convient également de noter que la FMM rotorique est liée au nombre d'encoches, de même la FMM statorique est liée au nombre d'encoches statoriques. Par conséquent, trouver une relation entre la FMM résultant du rotor et la FMM résultant du stator, permet de mieux comprendre les causes des ondulations du couple électromagnétique et nous aide en outre à expliquer l'apparition de certains harmoniques des courants statoriques [192-193].

##### 4.2.5.1. FMM du Rotor à Cage

Les hypothèses simplificatrices retenues dans l'étude consistent à considérer un entrefer uniforme et une saturation magnétique négligeable. Aussi, dans cette section on ne considère que la FMM statorique dû uniquement aux courants statoriques fondamentaux. Donc, d'après (4.32) et (4.33) les rangs des harmoniques spatiaux de la FMM statorique dans ce cas sont  $v_z = 2zm \pm 1$ , le nombre de paire de pôles correspondant est  $v_z P$ .

La cage du rotor de la machine asynchrone est constitué de  $Q_r$  maille Fig.4.11. Par conséquent, le champ magnétique tournant du stator, engendré par la FMM statorique, induit des courants dans les mailles rotoriques, qui à leur tour, génèrent la FMM rotorique [153], [192-193]. Donc, chaque harmonique spatial de la FMM statorique de rang  $v_z$  ( $v_z P$  paires de pôles), induits des courants sinusoïdaux d'amplitude  $I_{rv_z}$  dans les mailles [153-154], [172]. Dans ce cas, il est possible de supposer que les courants des mailles sont sinusoïdaux et sont décalés de  $v_z P 2\pi / Q_r$  [192].

Par suite, la FMM engendré par une maille rotorique est donné dans [192] par l'équation (4.44), où l'angle  $\theta_r$  dans (4.44) représente la position sur le rotor, et les termes  $s$ ,  $s_{v_z}$ , sont respectivement le glissement en régime permanent et celui correspondant à la FMM de rang  $v_z$ ; on note que l'inclinaison des barres n'est pas pris en compte dans l'expression (4.44) de la FMM du rotor donnée par [192]. Ces glissement  $s$ ,  $s_{v_z}$  sont reliés par (4.46). Aussi, les angles statorique  $\theta$ , rotorique  $\theta_r$ , le glissement  $s_{v_z}$  et  $s$  sont reliés par (4.47) [153], [173], [192].

$$F_{r,i}(\theta_r, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{2}{v \cdot \pi} \sin\left(v \cdot \frac{\pi}{Q_r}\right) \cdot I_{rv_z} \cdot \cos\left(s_{v_z} \omega \cdot t - v_z \cdot P \frac{2\pi}{Q_r}\right) \cos\left(v \left(\theta_r - (i-1) \frac{2\pi}{Q_r}\right)\right) \quad (4.44)$$

$$s_{v_z} = 1 - v_z (1 - s) \quad (4.46)$$

$$\theta - \theta_r = \frac{1-s}{P} \omega t \quad (4.47)$$

Ainsi, La FMM rotorique résultante est obtenue par la sommation des FMMs des mailles rotoriques [153], [191-192] d'où l'équation (4.48) représente La FMM rotorique résultante. En utilisant la relation trigonométrique (4.21), l'expression de la FMM rotorique résultante devient (4.49).

$$F_r(\theta_r, t) = \sum_{i=0}^{Q_r-1} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{2}{v \cdot \pi} \sin\left(v \cdot \frac{\pi}{Q_r}\right) \cdot I_{rv_z} \cdot \cos\left(s_{v_z} \omega t - i \cdot v_z \cdot P \frac{2\pi}{Q_r}\right) \cos\left(v \left(\theta_r - i \cdot \frac{2\pi}{Q_r}\right)\right) \quad (4.48)$$

$$F_r(\theta_r, t) = \sum_{i=0}^{Q_r-1} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{\xi_{r,v}}{2} \cdot \left( \cos\left(v\theta_r + i \cdot (v_z \cdot P - v) \frac{2\pi}{Q_r} - s_{v_z} \omega t\right) + \cos\left(v\theta_r - i \cdot (v_z \cdot P + v) \frac{2\pi}{Q_r} + s_{v_z} \omega t\right) \right) \quad (4.49)$$

Avec,

$$\xi_{r,v} = \frac{2}{v \cdot \pi} \sin\left(v \cdot \frac{\pi}{Q_r}\right) \cdot I_{rv_z} \quad (4.50)$$

L'équation (4.49) est différente de zéro si  $v - v_z P$  et/ou  $v + v_z P$  sont des multiple de nombre de barres rotoriques  $Q_r$  donc on obtient les relations (4.51) et (4.52).

$$v = \vartheta \cdot Q_r + v_z P \quad \text{Avec } \vartheta \in \mathbb{N}, \text{ et } v > 0 \quad (4.51)$$

$$v = \vartheta \cdot Q_r - v_z P \quad \text{Avec } \vartheta \in \mathbb{N}^* \text{ et } v > 0 \quad (4.52)$$

Les harmoniques de la FMM rotorique de rangs exprimés par (4.51) et (4.52) s'appellent les harmoniques de denture rotorique. Ces harmoniques sont la conséquence directe de la répartition spatiale des barres du rotor [153], [192-193].

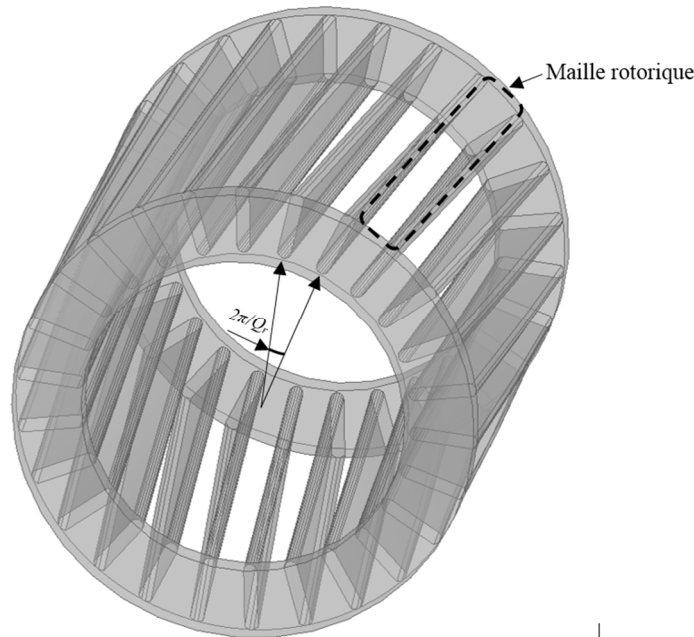


Fig.4.11 Cage rotorique de machine asynchrone.

En substituant (4.51) et (4.52) dans (4.49), il est possible d'obtenir trois ondes FMM représentant la FMM du rotor, ces ondes FMM sont (4.53), 4.54), 4.55). L'équation (4.53) représente le fondamental correspond à l'harmonique statorique de rang  $v_z$ , les harmoniques de denture rotoriques sont présentés par (4.54) ces harmoniques tourne dans le sens positif, et l'équation (4.55) représente les harmoniques de dentures qui tournent dans le sens opposé.

$$F_r(\theta_r, t) = \frac{Q_r \cdot \xi_{r,v}}{2} \cdot \cos(v_z P \theta_r - s_{v_z} \omega t) \quad (4.53)$$

$$F_{r,\vartheta,v_z}^+(\theta_r, t) = \frac{Q_r \cdot \xi_{r,v}}{2} \cdot \cos((\vartheta \cdot Q_r + v_z P) \theta_r - s_{v_z} \omega t) \quad (4.54)$$

$$F_{r,g,v_z}^-(\theta_r, t) = \frac{Q_r}{2} \frac{\xi_{r,v}}{2} \cos\left(\left(g \cdot Q_r - v_z P\right)\theta_r + s_{v_z} \omega t\right) \quad (4.55)$$

En utilisant (4.46) et (4.47) dans (4.53), (4.54) et (4.55) on obtient (4.56), (4.57) et (4.58) qui représentent les harmoniques de dentures rotoriques en fonction de l'angle statorique.

$$F_r(\theta_r, t) = \frac{Q_r}{2} \frac{\xi_{r,v}}{2} \cos(v_z P \theta - \omega t) \quad (4.56)$$

$$F_{r,g,v_z}^+(\theta, t) = \frac{Q_r}{2} \frac{\xi_{r,v}}{2} \cos\left(\left(\frac{g \cdot Q_r}{P} + v_z\right)P\theta - \left(1 + g \frac{Q_r}{P}(1-s)\right)\omega t\right) \quad (4.57)$$

$$F_{r,g,v_z}^-(\theta, t) = \frac{Q_r}{2} \frac{\xi_{r,v}}{2} \cos\left(\left(\frac{g \cdot Q_r}{P} - v_z\right)P\theta + \left(1 - g \frac{Q_r}{P}(1-s)\right)\omega t\right) \quad (4.58)$$

#### 4.2.6. Nombre d'encoches stator / rotor

Dans une machine non saturée, et en supposant que l'entrefer est uniforme, dans ce cas les FMM de dentures rotoriques (4.57) et (4.58) produisent la même forme d'ondes d'induction magnétique [153]. Ces inductions provoquent des courants statoriques de fréquences reliées au nombre de barres ainsi que le nombre de paires de pôles, les fréquences des courants induits sont exprimées par (4.59) et (4.60).

$$f_- = \left(1 + g \frac{Q_r}{P}(1-s)\right) f \quad (4.59)$$

$$f_+ = \left(1 - g \frac{Q_r}{P}(1-s)\right) f \quad (4.60)$$

En plus, l'interaction des harmoniques de dentures rotoriques et ceux statoriques qui sont respectivement reliés aux nombres de barres est encoches statoriques, affecte le couple électromagnétique en créant des pulsations [192-193], où les fréquences de pulsations de couple déterminées dans [192-193] et sont données par (4.61), (4.62) et (4.63).

$$f_0^{couple} = g \frac{Q_r}{P}(1-s) f \quad (4.61)$$

$$f_+^{couple} = \left(2 - g \frac{Q_r}{P}(1-s)\right) f \quad (4.62)$$

$$f_-^{couple} = \left(2 + g \frac{Q_r}{P}(1-s)\right) f \quad (4.63)$$

Donc, les courants provoqués dans le stator, par les FMMs rotorique, ainsi que les pulsations du couple électromagnétique, dépendent de la combinaison de nombre d'encoches statoriques et celui des barres de la cage rotorique [192-193]. Par conséquent, Un choix judicieux de combinaison  $Q_s$  et  $Q_r$  peut réduire considérablement les harmoniques de courants provoqués et les pulsations de couple électromagnétiques [153], [192-193].

Sur la base des relations (4.57) – (4.63), la référence [192] conclut que l'absence des harmoniques des courants provoqués et des pulsations de couple dues aux harmoniques de dentures dans une machine asynchrone  $m$ -phasée à cage, peut être garantie en choisissant le nombre de barres rotoriques  $Q_r$  selon (4.64) et (4.65).

Pratiquement, seules les fréquences résultant d'harmoniques significatives doivent être prises en compte [192-193], ce qui rend raisonnable la limitation de l'investigation à des pages

typiques telles que  $1 \leq k \leq 2q$  et  $1 \leq g \leq 4$ . Ainsi, la relation (4.65) est déduite, où  $Q_r$  ne doit pas être un diviseur du nombre  $2P(mk+c)$  selon (4.64), où  $1 \leq k \leq 2q$  et  $-1 \leq c \leq 1$  [192].

Cependant, on constate que lorsque  $1 \leq k \leq 2q$ , il en résulte un nombre de barres élevé ; rappelons que  $1 \leq k \leq 2q$  est obtenu dans [192] lorsque le facteur d'inclinaison est négligé. Ainsi, compte tenu de l'inclinaison des barres, il est possible de réduire l'intervalle des valeurs de  $k$  passant de 1 à  $q$  ( $1 \leq k \leq q$ ). Le nombre de barres obtenu est donc inférieur que le cas précédent.

$$gQ_r \neq 2P(mk+c) \quad g, k \in \mathbb{N}, c = \{-1, 0, 1\} \text{ avec } 1 \leq k \leq q \quad (4.64)$$

$$\frac{P(m-1)}{2} < Q_r < 2(Q_s + P) \quad \forall g \in \mathbb{N}, c = \{-1, 0, 1\} \quad (4.65)$$

Les valeurs de  $Q_r$  satisfaisant (4.61) et qui ne sont pas des diviseurs de  $2P(mk+c)$ , peuvent être des nombres pairs ou impairs. Habituellement,  $Q_r$  pair est préférable pour minimiser l'asymétrie des forces magnétiques radiales [192], [199].

### 4.3. Conception de la machine asynchrone polyphasée

La conception des machines électriques dépend de nombreux facteurs, de sorte qu'il n'est pas possible de travailler selon des lignes rigides [196]. Toute conception doit être un compromis entre un grand nombre d'exigences contradictoires [153], [196]. Il n'y a donc pas de solution unique à un problème de conception. Même pour les mêmes spécifications, il en résulte des conceptions différentes, ceci en raison de l'importance différente accordée à chaque exigence par différents concepteurs [153], [196]. De ce fait, la conception de la machine électrique est principalement basée sur l'accumulation des données expérimentales ainsi que sur le retour d'expérience [153], [196]. Sur la base de ces données, les constructeurs développent des techniques ou modifient des conceptions afin d'améliorer la qualité des machines électrique en matière de robustesse et efficacité. Par ailleurs, la croissance technologique a contribué au développement de la conception, en particulier avec le développement de la conception assistée par ordinateur. De plus, l'avancement de la technologie d'usinage, facilite la réalisation des prototypes pour examiner des conceptions spécifiques.

Usuellement, la conception d'une machine électrique commence par la définition de certaines caractéristiques de base [153], dont les plus importantes sont :

- La puissance.
- Type de la machine (synchrone, asynchrone...).
- Nombre de phase.
- La configuration des aimants si la machine est à aimant.
- La vitesse nominale de rotation.
- La fréquence d'alimentation.
- La tension nominale d'alimentation.
- Niveaux d'induction magnétique selon le matériau ferromagnétique.

#### 4.3.1. Dimensionnement de la machine électrique polyphasée

Généralement, la conception de la machine électrique tournante commence par la sélection des dimensions principales de la machine [153], [154], [196]. D'après la littérature traditionnelle de conception des machines électriques, les dimensions principales sont : le diamètre intérieur

du stator  $D_s$ , mesuré au niveau de l'alésage du stator il est appelé également, diamètre d'alésage, le diamètre extérieur du rotor  $D_r$  et la longueur du noyau magnétique  $l$  [153-154], [196]. Ces dimensions servent à estimer le volume du rotor et la surface d'alésage [153-154], [196], et par suite, le volume de la machine électrique tournante, l'objet de la conception. Dans les étapes initiales de conception les diamètres  $D_s$  et  $D_r$  sont supposés égaux [153-154]. La figure 4.11 présente le diamètre d'alésage  $D_s$ , diamètre extérieur du noyau  $D_{ex}$ , et la longueur du noyau  $l$ .

Toutefois, les dimensions principales ne peuvent pas être choisies indépendamment d'autres paramètres tels que l'induction magnétique dans l'entrefer par exemple. Sur la base de l'expérience accumulée par des fabricants et des concepteurs des machines électriques, de plus, les standards tels que NEMA (National Electrical Manufacturers Association) et IEEE qui sont basés également sur les données récoltées de différent domaines d'application des machines électrique, des plages de variation sont définies empiriquement : la densité linéaire de courant  $A_{Is}$ , la densité de courant, le champ d'induction dans l'entrefer  $B_\delta$  et l'effort électromagnétique tangential, Tableau.4.2. Les plages de variation des grandeurs sont très utiles pour estimer le volume de la machine, de plus faire orienter la procédure de conception vers des dimensions optimales.

La densité linéaire de courant, connue aussi par la charge linéaire de courant [153], [196], est par définition courant en Ampère par unité de longueur (Ampère/circonférence intérieure du stator). Dans la machine électrique la densité linéaire de courant est le courant total divisé par la périphérie intérieure du stator [153], [196]. Donc, la densité linéaire de courant dans une machine polyphasée est donnée, en valeur efficace, par (4.66).

Dans cette section, les diamètres  $D_s$  et  $D_r$  diamètre du rotor, respectivement diamètre interne du stator, sont supposés égaux, le diamètre interne du stator est appelé également diamètre d'alésage. Cependant, les dimensions principales ne sont pas suffisantes pour déterminer le

$$A_{Is} = \frac{2.m.K_e.N_s I_s}{\pi.D_s} \quad (4.66)$$

volume de la machine [153]. Il reste à déterminer les dimensions des encoches et dents du stator et rotor, de plus les hauteurs des noyaux magnétiques du stator et celle du rotor.

#### 4.3.1.1. Dimensions Principales

Pour déterminer les dimensions principales de la machine électrique Fig.4.12, il existe deux méthodes de base [153], [196]. La première est basée sur le tenseur de Maxwell, ce tenseur

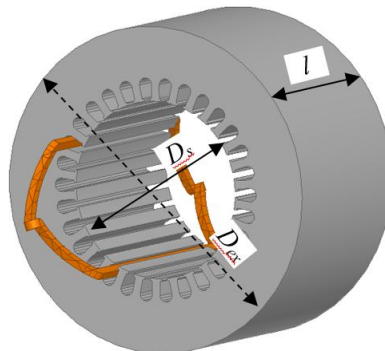


Fig.4.12 Dimensions principales de la machine asynchrone Diamètre d'alésage  $D_s$ , Diamètre extérieur du stator  $D_{ex}$  et la longueur du noyau magnétique  $l$

exprime le volume du rotor en fonction de l'effort magnétique tangentielle  $\sigma_{Ftan}$ , il est possible aussi d'exprimer la surface d'alésage en fonction de l'effort magnétique tangentielle  $\sigma_{Ftan}$  [153], [196]. La deuxième méthode consiste à utiliser la puissance de sortie de la machine électrique ou via la puissance transmise au rotor.

Cependant, le diamètre et la longueur de la machine ne peuvent pas être déterminés, il est donc nécessaire de trouver une relation entre le diamètre et la longueur pour les séparer [153], [196].

#### 4.3.1.1.1 Tenseur de Contraintes de Maxwell

Le tenseur de contraintes de Maxwell est probablement l'idée la plus générique de produire des contraintes magnétiques, des forces et des couples [153]. La géométrie de la machine électrique tournante où le champ magnétique est dominant, est à symétrie cylindrique. Par suite, l'expression du tenseur de contraintes de Maxwell est donnée par (4.67), cette contrainte est appelée l'effort électromagnétique tangentiel ; cet effort se trouve dans l'entrefer et tangentiel sur la périphérie intérieure du stator [153].

Où  $\cos\varphi$  est le facteur de puissance du stator [153], et la densité linéaire de courant est supposée distribuée sinusoidalement sur la périphérie intérieure du stator. Donc,  $A_{IS}$  dans (4.66) et (4.67) représente la valeur efficace de la densité linéaire de courant, et  $B_{\delta 1}$  (4.67) est de la composante fondamentale de l'induction magnétique dans l'entrefer.

L'effort tangentiel  $\sigma_{Ftan}$  produit le couple de la machine lorsqu'il agit sur la surface du rotor  $S_r$  [153], [196],  $S_r$  donnée par (4.68). Le couple résulte de l'effort électromagnétique en fonction de la surface du rotor  $S_r$  est donné par (4.69). L'équation (4.70) exprime le couple électromagnétique  $C_{em}$  en fonction du diamètre du rotor  $D_r$  et la longueur du noyau magnétique  $l$ , et l'équation (4.71) exprime  $C_{em}$  en fonction du volume du rotor et  $\sigma_{Ftan}$ .

$$\sigma_{Ftan} = \frac{A_{IS} \cdot B_{\delta 1} \cdot \cos\varphi}{\sqrt{2}} \quad (4.67)$$

$$S_r = \pi \cdot D_r \cdot l \quad (4.68)$$

$$C_{em} = \sigma_{Ftan} \cdot \frac{D_r}{2} \cdot S_r \quad (4.69)$$

$$C_{em} = \frac{\pi}{2} \sigma_{Ftan} \cdot D_r^2 \cdot l \quad (4.70)$$

$$C_{em} = 2 \sigma_{Ftan} \cdot V_r \quad (4.71)$$

$$C_{em} = A_{IS} \cdot B_{\delta} \cdot V_r \quad (4.72)$$

Donc, pour des valeurs typiques données de  $\sigma_{Ftan}$  Tableau.4.2, il est possible d'estimer le volume du rotor pour des valeurs souhaitées de couple électromagnétique  $C_{em}$  [153], [196].

Selon la relation (4.69)-(4.72), plus le couple électromagnétique  $C_{em}$  voulu est élevé plus l'effort  $\sigma_{Ftan}$  est élevé. Néanmoins, l'effort électromagnétique  $\sigma_{Ftan}$  (4.67) est limité par l'induction magnétique et la densité de courant linéaire qui sont limités, respectivement par la saturation et l'élévation de la température [153-154], [196]. Donc, dans ce cas, un couple élevé nécessite un volume élevé.

Tableau.4.2 Inductions magnétiques admissibles dans les différents parties du circuit magnétique, et les courants linéaires pour machines asynchrones standards [153].

Elément du circuit magnétique	Induction magnétique (Tesla)	Courant linéaire $A_{Is}$ (kA/m)	Effort tangentiel $\sigma_{Ftan}$ (Pa)
Entrefer	0.7-0.9	30-65	12000-33000
Dent de stator	1.4-2.1		
Dent de rotor	1.5-2.2		
Culasse de stator	1.4-1.7		
Culasse de rotor	1-1.9		

En utilisant les équations (4.71) et (4.72), la relation (4.73) entre la densité volumique du couple  $C_{Vr}$  et l'effort électromagnétique magnétique  $\sigma_{Ftan}$  est déduite. En outre, la densité volumique du couple, également, donnée par (4.74) en fonction  $A_{Is}$  et  $B_{\delta}$  déduite de la relation (4.72). Ainsi, la densité volumique du couple offre un élément intéressant de comparaison entre les machines électriques.

$$C_{Vr} = 2\sigma_{Ftan} \quad 4.73$$

$$C_{Vr} = A_{Is}B_{\delta} \quad 4.74$$

#### 4.3.1.1.2 Puissance de Sortie

Il est possible d'estimer le volume du rotor en exprimant la puissance apparente transmise à l'entrefer en fonction de la force contre électromotrice f.c.é.m. induite sur l'inductance magnétisante d'une phase [153], [196]. La puissance apparente transmise est donnée par (4.75), en utilisant l'expression (4.76) de la f.c.é.m. on obtient (4.77).

Dans la littérature la constante de machine  $C_0$  est un paramètre indépendant des grandeurs géométrique de la machine (diamètre, longueur du noyau...), ce paramètre dépend de  $A_{Is}$ ,  $B_{\delta}$  et le facteur de bobinage [153], [196], la constante de machine  $C_0$  définie par (4.78). Le paramètre  $C_0$  (4.78) est appelé constant car généralement sa plage variation est relativement petite [153].

$$S_{efr} = m E_{em} I_s \quad (4.75)$$

$$E_{em} = K_b \cdot \pi \cdot B_{\delta 1} \cdot D_s \cdot l \cdot n_{syn} \quad (4.76)$$

$$S_{efr} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot K_b \cdot A_{Is} \cdot B_{\delta 1} \cdot D_s^2 \cdot l \cdot n_{syn} \quad (4.77)$$

$$C_0 = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot K_b \cdot A_{Is} \cdot B_{\delta 1} \quad (4.78)$$

Donc, le volume du rotor  $V_r$  requis pour une certaine puissance apparente transmise peut s'écrire (4.79). Il est évident de dire que le volume du rotor est proportionnel à son poids [153], donc, ce dernier peut être estimé en utilisant (4.79). Le volume du rotor peut être s'écrit en fonction de la fréquence et le nombre de pair de pôles, car  $n_{syn} = P \times f$ , donc, le volume en fonction de P est exprimé par (4.80).

Par ailleurs, plus les valeurs de  $C_0$  et  $n_{syn}$  sont élevées, plus le volume  $V_r$  et donc la taille de la machine diminue. Le plus souvent, la vitesse est la spécification donnée. Ainsi pour obtenir les plus petites dimensions (diamètre, longueur) de la machine la constante  $C_0$  doit être choisi le plus élevé possible.

$$V_r = \frac{\pi}{4} \frac{S_{efr}}{C_0 n_{syn}} \quad (4.79)$$

$$V_r = \frac{\pi}{4} \frac{P \cdot S_{efr}}{C_0 \cdot f_s} \quad (4.80)$$



Etant donné que  $V_r$  est proportionnel au nombre de pair de pôles  $P$  (4.80), le poids et le volume d'une machine électrique augmente lorsque le nombre de pairs de pôles augmente. Alors que,  $V_r$  est inversement proportionnel à la fréquence (4.80), donc, l'augmentation de fréquence entraîne une diminution de volume, et par suite de masse. En outre, à partir de la relation (4.67), on obtient la relation de proportionnalité (4.81), cette relation est donnée par [153]. Ainsi, plus l'effort  $\sigma_{Ftan}$  et la fréquence d'alimentation sont élevées, plus le volume et le poids du rotor sont faibles.

$$V_r \propto \frac{P.S_{efr}}{f.A_{Is}.B_{\delta 1}} \propto \frac{P.S_{efr}}{f\sigma_{Ftan}} \quad (4.81)$$

En utilisant une des relations (4.79) ou (4.80), pour des valeurs typiques de la constante de la machine  $C_0$  et pour des valeurs voulues de la puissance apparente transmise au rotor  $S_{efr}$ , il est possible d'estimer le volume  $V_r$ .

La puissance apparente totale d'une machine électrique polyphasée  $S_{PA}$  en fonction de la tension et le courant nominaux du stator est donnée par (4.82). Dans la référence [153] la puissance apparente  $S_{PA}$  est exprimée en fonction  $S_{efr}$  (4.83), afin d'obtenir  $S_{PA}$  en fonction des  $D_r$ ,  $l$ ,  $B_{\delta 1}$  et  $A_{Is}$ , la relation (4.84) est obtenue. Par la suite,  $V_s/E_{em}$  est supposée proche de l'unité, la puissance mécanique sur le rotor (4.85) est obtenue en multipliant (4.84) par le rendement de la machine et par le facteur de puissance.

$$S_{PA} = m.V_s.I_s \quad (4.82)$$

$$S_{PA} = \frac{V_s}{E_{em}} S_{efr} \quad (4.83)$$

$$S_{PA} = \frac{V_s}{E_{em}} \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} . K_{en} A_{Is} . B_{\delta 1} . D_s^2 . l . n_{syn} \quad (4.84)$$

$$P_{mec} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} . K_{en} A_{Is} . B_{\delta 1} . D_s^2 . l . n_{syn} . \eta . \cos(\varphi) \quad (4.85)$$

$$P_{mec} = C_0 . \eta . \cos(\varphi) . n_{syn} \quad (4.86)$$

$$C_{mec} = C_0 . \eta . \cos \varphi \quad (4.87)$$

$$C_{mec} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} . K_{en} A_{Is} . B_{\delta 1} . \eta . \cos \varphi \quad (4.88)$$

La relation (2.85) diffère de (4.77) par la présence du facteur de puissance et le rendement, donc, la relation (4.86) représentant la puissance mécanique sur le rotor en fonction de la constante de machine  $C_0$  est obtenue. Par conséquent, une autre constante est définie appelée constante machine  $C_{mec}$  (4.83), cette constante est le résultat du produit de la constante de machine  $C_0$  par le facteur de puissance et par le rendement de la machine. Ainsi, la constante  $C_{mec}$  est proportionnelle à  $A_{Is}$  et  $B_{\delta 1}$  selon (4.88).

De manière similaire à l'obtention de (4.79) et (4.80), le volume du rotor  $V_r$  en fonction de  $P_{mec}$  et  $C_{mec}$  est obtenu et donnée par (4.89), (4.90). Ainsi, les conclusions tirées de (4.89) et (4.90), concernant la relation entre  $C_{mec}$ ,  $P_{mec}$  et  $V_r$ , sont les mêmes que celles entre  $C_0$ ,  $S_{efr}$  et  $V_r$  tirées de (4.79) et (4.80).

Donc, le volume du rotor  $V_r$  nécessaire pour une puissance mécanique donnée  $P_{mec}$  peut être déterminé pour une valeur de  $C_{mec}$ . Si la constante  $C_{mec}$  est inconnue, l'estimation du rendement et du facteur de puissance est nécessaire. Habituellement, l'estimation de  $\eta$  et  $\cos(\varphi)$  est basée

sur des données et des résultats publiés par des organisations comme NEMA, ou par des constructeurs, et il existe aussi des expressions empiriques basées sur ces données [196].

$$V_r = \frac{\pi}{4} \frac{P_{mec}}{C_{mec} \cdot n_{syn}} \quad (4.89)$$

$$V_r = \frac{\pi}{4} \frac{P \cdot P_{mec}}{C_{mec} \cdot f_s} \quad (4.90)$$

Si l'approximation ( $V_s/E_{em} \approx 1$ ) n'est pas utilisée, comme le cas dans [196], alors la puissance mécanique  $P_{mec}$  est donnée par (4.91), où  $\cos(\varphi_{efr})$  et  $\eta_{efr}$  sont, respectivement, le facteur de puissance et le rendement dans l'entrefer. Le résultat de la multiplication du  $\cos(\varphi_{efr})$  par la puissance apparente transmise à l'entrefer  $S_{efr}$  est la puissance active transmise au rotor. Donc, le résultat de la transformation de ( $S_{efr} \times \cos(\varphi_{efr})$ ) en puissance mécanique est exprimé par (4.91).

$$P_{mec} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot K_{en} \cdot A_{IS} \cdot B_{\delta 1} \cdot (D_s^2 \cdot l) \cdot n_{syn} \cdot \eta_{efr} \cdot \cos(\varphi_{efr}) \quad (4.91)$$

Dans tous les cas, les valeurs élevées de  $A_{IS}$  et  $B_{\delta 1}$  pourraient être utilisées seront évidemment décidées par le concepteur en analysant leur effet sur des aspects importants comme les pertes, l'efficacité, l'élévation de température et le facteur de puissance.

#### 4.3.1.1.3 Relation entre et Longueur du noyau magnétique et le Diamètre d'alésage

Les relations (4.79), (4.80), (4.89) et (4.90) permettent d'évaluer le volume du rotor, ce volume est proportionnel à  $D_s^2 l$ , où  $D_s$  et  $l$  sont inconnus. Par conséquent, une relation entre  $D_s$  et  $l$  est nécessaire. A cet effet, dans la littérature le rapport de la longueur de la machine  $l$  sur le pas polaire  $\tau_p$ , qui vaut  $l/\tau_p$ , est défini, et appelé ratio d'aspect (**Aspect Ratio**) [196].

Il convient de noter que la surface d'alésage ne peut être inférieure à une certaine valeur minimale, car cette surface dépend des considérations thermiques entre les pertes (source de la chaleur) et l'air de refroidissement [196]. Donc, ce ratio doit être choisi avec soin car il est important pour le refroidissement de la machine [153], [196]. La surface d'alésage  $G$  en fonction de  $l/\tau_p$  est donnée par (4.92).

$$G = \frac{\pi^2 D_{IS}^2}{2 \cdot P} \left( \frac{l}{\tau_p} \right) \quad (4.92)$$

Il en résulte la relation (4.93) qui représente le diamètre d'alésage. Ainsi, selon (4.93) le diamètre  $D_s$  est inversement proportionnel à la racine carrée du ratio  $l/\tau_p$ .

$$D_s = \frac{1}{\pi} \sqrt{2 \cdot P \cdot G \frac{1}{l/\tau_p}} \quad (4.93)$$

L'augmentation du ratio  $l/\tau_p$  diminue l'inertie du rotor [153]. Ceci est particulièrement utile pour les applications d'asservissement telles que les servomoteurs [153]. Néanmoins, la plage de variation du ratio  $l/\tau_p$  est limité par une surface d'alésage  $G_0$  donnée, où  $G_0$  déterminé par des considérations thermiques [153-154], [196]. La pénalité d'un rapport  $l/\tau_p$  élevé est une densité linéaire de courant  $A_{IS}$  accrue ce qui entraîne une élévation de température [153-154], [196]. En plus, la machine (lorsque  $l/\tau_p$  élevé) est longue et tubulaire Fig.4.13 (a), elle est donc difficile à refroidir [196].

Alors que si le ratio  $l/\tau_p$  est relativement petit Fig.4.13 (b), dans ce cas, les inductances de fuites affectent gravement le couple max disponible, en raison des valeurs importantes (lorsque  $l/\tau_p$  est grand) de l'inductance de fuite des parties frontales [196].

Le rapport d'aspect est un compromis entre ces deux extrêmes est généralement compris entre 1.0 et 2.0 [196].

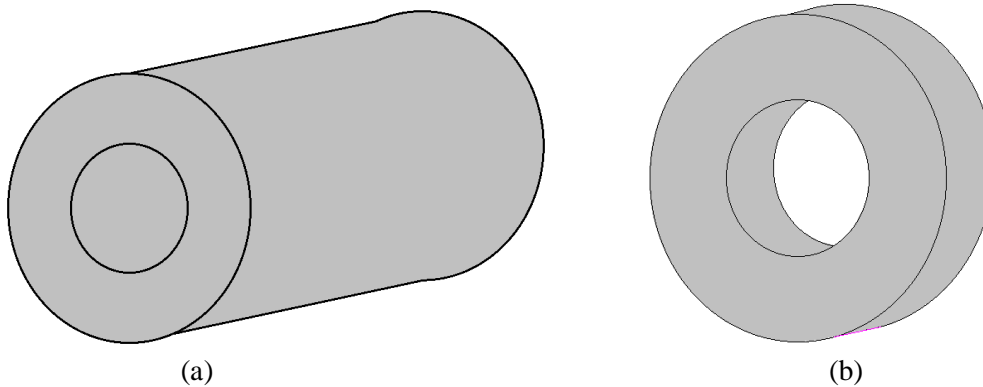


Fig.4.13 Impact du ratio d'aspect  $l/\tau_p$  sur la topologie de la machine (a) Grand ratio d'aspect  $l/\tau_p$  (b) Petit ratio d'aspect  $l/\tau_p$  relativement.

On note que la longueur effective  $l'$  du noyau magnétique est le résultat de multiplication  $k_{Fer}.l$  de la longueur  $l$  calculée par une constante  $k_{Fer}$  appelée facteur d'espace [153]. Cela est pour prendre en considération les couches d'isolation entre les tôles, l'épaisseur de couche d'isolation est approximativement 0.002 mm [153], de plus les trous de refroidissement, la valeur de ce facteur est entre 0.9 et 0.97. Dans ce travail, on suppose que la longueur efficace est la même que la longueur calculée (réelle) ( $l'=l$ ).

#### 4.3.1.2. Dimensionnement des Noyaux Magnétiques du Stator & Rotor

Les relations (4.67)-(4.74), et (4.84)-(4.91) sont largement utilisées dans la conception des machines électriques pour estimer la taille et le poids. Cependant, ces relations ne tiennent pas compte de plusieurs facteurs [196]. En effet, la taille de la machine est affectée, d'une part, par la géométrie complète du stator qui comprend des proportions relatives des diamètres intérieur et extérieur [153-154], [196]. Aussi les dimensions des encoches, des dents et la hauteur de la culasse, qui sont limités par la saturation, affectent le volume de la machine [153-154], [196]. D'autre part, dans le cas où les performances, de la machine, souhaitées nécessitent l'utilisation des encoches profondes où des rotors à double cages (grande encoche), ceci affecte le volume de la machine. En plus, pour éviter des saturations importantes dans les dents et dans le noyau rotoriques également peuvent affecte le volume total de la machine. Par suite, le dimensionnement des encoches stator/rotor et des hauteurs stator/rotor doit effectuer soigneusement.

##### 4.3.1.2.1 Encoche et Dent du Stator

Généralement, deux types d'encoches sont largement utilisés dans les stators des machines électriques polyphasées : encoches ouvertes et encoches semi-ouvertes [153-154], [196]. Ces encoches sont de forme : rectangulaire, trapézoïdale avec angle rendu, à font arrondi. La figure 4.14 montre des encoches ouvertes semi-fermées de différentes formes. Dans le cas des machines de fortes puissances, où le volume est relativement grand, les enroulements sont

formés par des bobines à barres [153-154], [172], [196]. Ainsi, chaque côté de bobine est constitué d'une ou plusieurs barres de cuivre, donc, dans ce cas les encoches ouvertes Fig.4.14 (a) sont les plus appropriées pour insérer les barres dans les encoches [153-154], [172], [196]. Par contre, dans les machines de moyennes et faibles puissances, qui sont relativement à petit volume, les enroulements sont formés par le bobinage de fils conducteurs, généralement en

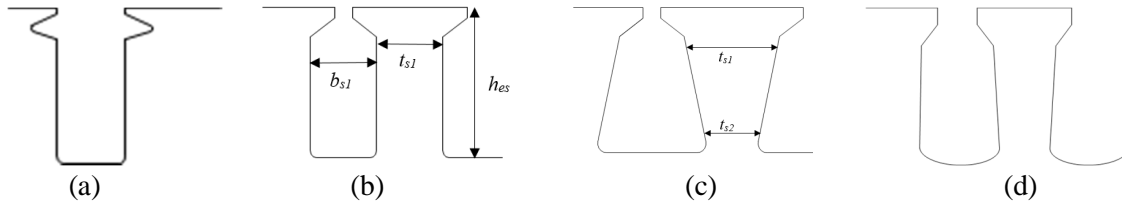


Fig.4.14. Différentes formes d'encoches ouverte semi-ouverte (a) rectangulaire ouverte (b) rectangulaire semi-ouverte (c) trapézoïdale (d) encoche arrondie.

cuiivre émaillé. Les côtés de ces bobines sont formés par des brins de conducteurs, ce qui facilite l'insertion des bobines dans les encoches, dans ce cas les encoches semi-ouvertes Fig.4.14 (b) (c) (d) sont les plus convenables [153].

L'induction magnétique maximale dans le noyau ferromagnétique doit clairement être maintenue en dessous de certaines valeurs afin d'éviter des niveaux de saturations importantes [153-154], [172], [196]. Dans les machines électriques la saturation est généralement se produit au niveau des dents [153-154]. En supposant que l'induction magnétique de l'entrefer passe exclusivement par les dents Fig.4.15 (a), dans ce cas les dents faiblement saturées ou ne sont pas saturées, donc, l'induction au niveau des encoches est nulle ou négligé devant l'induction de l'entrefer [153-154], [172], [196]. Ainsi, l'induction entrant dans une dent  $B_d$  du stator est liée approximativement à l'induction de l'entrefer  $B_{\delta 1}$  par (4.94). Les sections ( $S_d = l \cdot t_1$ ) et ( $S_{\tau_d} = l \cdot \tau_d$ ) dans (4.94) sont respectivement la section dentaire et la section correspondante au pas dentaire  $\tau_d$ , ces sections  $S_d$  et  $S_{\tau_d}$  sont illustré sur Fig.4.16, en substituant  $S_d$  et  $S_{\tau_d}$  par leurs expressions en fonction de  $l$ ,  $\tau_d$  et  $t_1$ , on obtient (4.95). Par suite, la relation (4.96) entre  $B_d$  et  $B_{\delta 1}$  est déduite.

$$B_d \cdot S_d = B_{\delta 1} \cdot S_{\tau_d} \quad (4.94)$$

$$B_d \cdot l \cdot t_1 = B_{\delta 1} \cdot \tau_d \cdot l \quad (4.95)$$

$$B_d = \frac{\tau_d}{t_1} B_{\delta 1} \quad (4.96)$$

Évidemment, le pas dentaire  $\tau_d$  est plus grand que la largeur de la dent  $t_1$  Fig.4.13, en conséquence l'induction dans la dent est supérieure à celle dans l'entrefer, ce qui représente une contrainte sur  $B_{\delta 1}$  et également sur la largeur de la dent. Usuellement, la valeur de l'inductance de dent est comprise 1.55T et 2.0T [196]. Le Tableau.4.2 présente des valeurs généralement utilisées de  $B_d$ . La référence [196] estime que  $B_{\delta 1}$  est le demi de  $B_{t1}$  ( $B_{\delta 1} = B_d/2$ ).

La largeur  $t_1$  de la dent est donnée par (4.97).

$$t_1 = \tau_d \frac{B_{\delta 1}}{B_d} \quad (4.97)$$

Néanmoins, en pratique une partie de l'induction magnétique  $B_e$  de l'entrefer passe par l'encoche vers le noyau statorique Fig.4.15 (b) même si la saturation est négligeable [153].

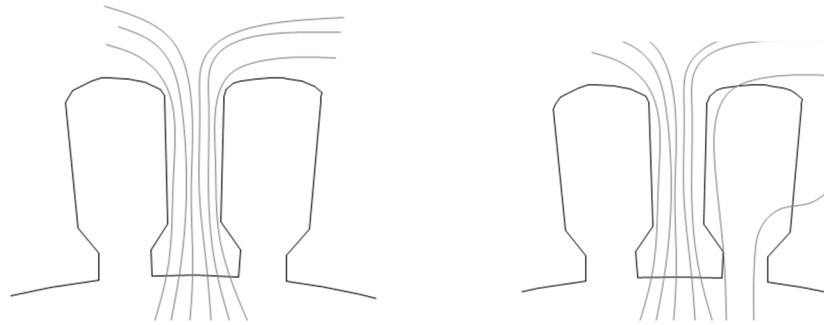


Fig.4.15 passage de l'induction magnétique de l'entrefer (a) passe exclusivement par les dents (b) passage par dent et encoche.

L'induction passant par l'encoche est estimé par [153] par la relation (4.94), où  $H_d$  dans (4.94) est la composante tangentielle du champ magnétique à l'interface dent/encoche [153].

$$B_e = \frac{S_{\tau_d}}{S_d} \mu_0 H_d \quad (4.94)$$

#### 4.3.1.2.2 Hauteur de la Culasse du Stator

Pour des fins de simplification, une machine asynchrone bipolaire polyphasée est choisie pour illustrer dans Fig.4.17 la distribution de l'induction magnétique dans ses différentes régions, stator, rotor et entrefer. L'induction pénétrant l'entrefer et les sections dentaires est

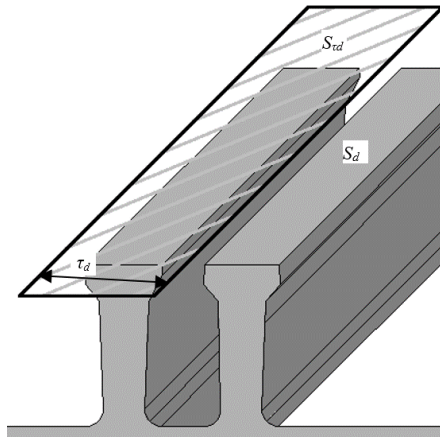


Fig.4.16 Sections de passage de l'induction de l'entrefer au noyau statorique  $S_{\tau_d}$  (a) section correspond au pas dentaire (b) section de passage dentaire  $S_{\tau_d}$  (section de dent)

divisée en deux parties égales au niveau des culasses du stator et du rotor [153], comme montré sur Fig.4.17. Usuellement, le champ d'induction de la machine est étudié par rapport aux deux axes, l'axe Direct et l'axe en Quadrature, ces deux axes sont perpendiculaire l'un par rapport à l'autre. Dans les culasses statorique et rotorique, l'induction selon l'axe direct est faible Fig.4.17, alors que, selon l'axe en quadrature l'induction est importante Fig.4.17. Par contre, dans l'entrefer, l'induction est importante selon l'axe direct, et faible selon l'axe en quadrature. La valeur maximale de l'induction de la culasse du stator  $B_{cs}$  peut être calculée sur l'axe en quadrature en utilisant (4.99), où  $\phi_m$  est le flux par pôle [153] donné par (4.100), en substituant  $\phi_m$  dans (4.99) on trouve (4.101) l'induction dans la culasse statorique en fonction de la surface

d'alésage et le nombre de pair de pôles  $P$  et en fonction de  $h_{cs}$  la hauteur de culasse statorique,  $h_{cs}$  est illustrée sur Fig.4.17. D'après (4.101) l'induction magnétique dans la culasse du stator est inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles.

De l'équation (4.97), la relation (4.102) de  $h_{cs}$  en fonction du rapport  $B_{\delta l}/B_{cs}$ , est obtenue.

$$B_{cs} = \frac{\phi_m}{2 \cdot S_{cs}} \quad (4.99)$$

$$\phi_m = \frac{D_s \cdot l}{P} B_{\delta} \quad (4.100)$$

$$B_{cs} = \frac{D_s \cdot l}{P \cdot h_{cs}} B_{\delta} \quad (4.101)$$

$$h_{cs} = \frac{D_s \cdot l}{P} \cdot \frac{B_{\delta}}{B_{cs}} \quad (4.102)$$

#### 4.3.1.2.3 Section de l'Encoche Statorique

La section de l'encoche  $S_{es}$  est liée à celle nécessaire pour loger le cuivre dans cette encoche, par la relation (4.103). La section de cuivre  $S_{cr}$  donnée par (4.104), est en fonction du courant statorique  $I_s$  maximum et la densité de courant  $J_s$ .

En fait, c'est le choix de la densité de courant  $J_s$  qui a le plus grand impact sur le courant max et la section d'encoche nécessaire. La densité de courant choisie, dépend avant tout du refroidissement [153-154], [172], [196], pour les machines usuelle la densité de courant  $J_s$  est comprise 4A/mm<sup>2</sup> et 8A/mm<sup>2</sup>.

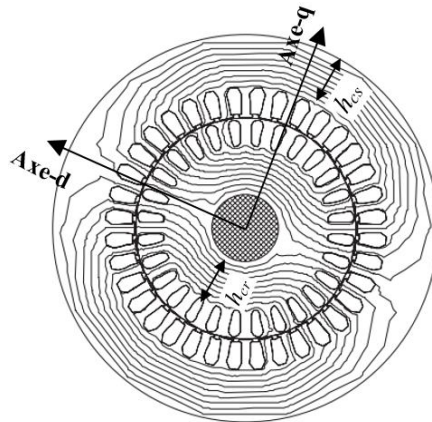


Fig.4.17 hauteur de culasse statorique  $h_{cr}$  et rotorique  $h_{cs}$ , et lignes du champ magnétique selon les axes d et q.

Le facteur  $k_{esp}$  est le facteur d'espace qui représente la surface nécessaire à l'isolation et aux dispositions des conducteurs. Il est possible de déterminer la hauteur de la dent en fonction de la section de l'encoche. Par exemple dans le cas d'une encoche trapézoïdale, sa section est donnée en fonction de la hauteur de la dent est donnée par (4.105), par suite la hauteur de dent  $h_{ds}$  en fonction de la section de l'encoche est déduite (4.106). En substituant (4.103) et (4.104) dans (4.106) on obtient (4.107) qu'exprime la hauteur  $h_{ds}$  en fonction  $I_s$ ,  $J_s$ ,  $n_b$  est  $k_{esp}$ .

$$S_{cr} = k_{esp} S_{es} \quad (4.103)$$

$$S_{cr} = \frac{n_b \cdot I_s}{J_s} \quad (4.104)$$

$$S_{es} = h_{ds} (t_{s1} + t_{s2}) \quad (4.105)$$

$$h_{ds} = \frac{S_{es}}{(t_{s1} + t_{s2})} \quad (4.106)$$

$$h_{ds} = \frac{1}{k_{esp}} \frac{1}{(t_{s1} + t_{s2})} \frac{n_b \cdot I_s}{J_s} \quad (4.107)$$

Par ailleurs, le diamètre extérieur du stator en fonction du diamètre intérieur, en fonction de la hauteur de dents et celle de la culasse statorique est déduit et donné par (4.108).

$$D_{ex} = D_s + 2 \cdot h_{cs} + 2 \cdot h_{ds} \quad (4.108)$$

#### 4.3.1.2.4 Hauteur de la Culasse du Rotor

La valeur maximale de l'induction magnétique  $B_{cr}$  dans la culasse du rotor Fig.4.16, est celle sur l'axe en quadrature Fig.4.16. Cette induction peut être calculée en utilisant (4.109), le flux par pôle  $\phi_m$  est donné par (4.110) dans [153]. Donc, la relation (4.111) est conclue, dans laquelle l'induction de la culasse statorique est exprimée en fonction de la surface d'alésage et le nombre de pair de pôles  $P$  et en fonction de  $h_{cs}$  la hauteur de la culasse rotorique,  $h_{cr}$  est illustrée sur Fig.4.16. L'induction  $B_{cr}$  dans la culasse rotorique, est inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles.

De l'équation (4.111), la relation (4.112) de  $h_{cs}$  en fonction du rapport  $B_{\delta 1}/B_{cr}$ , est obtenue.

$$B_{cs} = \frac{\phi_m}{2 \cdot S_{cs}} \quad (4.109)$$

$$\phi_m = \frac{D_s \cdot I}{P} B_{\delta} \quad (4.110)$$

$$B_{cs} = \frac{D_s \cdot I}{P \cdot h_{cs}} B_{\delta} \quad (4.111)$$

$$h_{cs} = \frac{D_s \cdot I}{P} \cdot \frac{B_{\delta}}{B_{cs}} \quad (4.112)$$

#### 4.3.1.2.5 Encoche et Dent Rotorique

De la même manière utilisée dans le cas de la dent du stator, on retrouve la relation (4.113) qui exprime l'induction de la dent du rotor en fonction de l'induction de l'entrefer, du pas dentaire, et de la largeur de la dent rotorique. Par suite, la largeur de la dent rotorique peut être estimée par (4.114).

$$B_{dr} = \frac{\tau_d}{t_{r1}} B_{\delta 1} \quad (4.113)$$

$$t_{r1} = \frac{B_{\delta 1}}{B_{dr}} \tau_d \quad (4.114)$$

Le courant du rotor est plusieurs fois supérieur au courant du stator [153-154], [172], [196], ce qui nécessite une section d'encoche plus grande, réduisant ainsi la résistance du rotor. Par ailleurs, la résistance du rotor dépend de la densité de courant  $J_r$  utilisée ; plus la densité de courant est élevée, plus la surface du conducteur est faible et la résistance est élevée [153-154], [172], [196].

Une machine conçue avec une résistance rotorique élevée présente l'avantage d'avoir un couple de démarrage élevé [153-154], [172], [196]. Par conséquent, un rotor conçu avec une valeur élevée de densité de courant  $J_r$  entraîne un couple de démarrage élevé. Cependant, un

rotor avec une résistance élevée présente l'inconvénient que ses pertes par effet Joule, augmente et donc son rendement diminue.

Pour avoir un couple de démarrage élevé et réduire les pertes, la topologie de l'encoche rotorique joue un rôle essentiel [153-154], [172], [196]. Pour cette raison, il existe de nombreuses formes proposées d'encoches de rotor [153-154], [172], [196], dont certaines sont illustrées sur Fig.4.18.

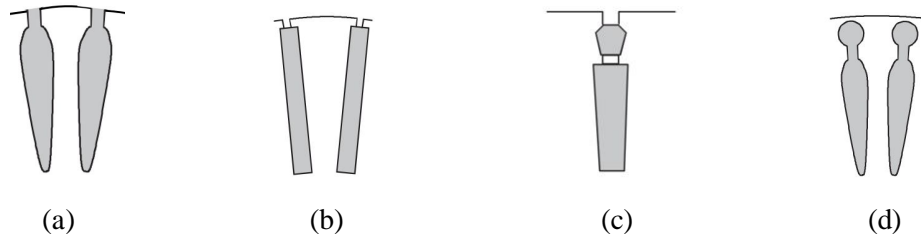


Fig.4.18 Formes des encoches et des barres du rotor (a) encoches semi-ouverte du rotor à simple cage (b) encoches profondes (semi-ouverte) (c) encoches de rotor à double cage (semi-ouverte) (d) encoches fermées de rotor à double cage.

#### 4.3.1.2.6 Entrefer

Un petit entrefer est avantageux dans les machines asynchrones, car il ne nécessite pas un courant magnétisant important [196]. Néanmoins, la longueur de l'entrefer a une valeur min limitée mécaniquement, en dessous de laquelle il n'est pas possible de maintenir l'espacement requis entre le stator et le rotor en raison de tolérances mécaniques [153-154], [196]. L'entrefer le plus petit techniquement possible est d'environ 0,2 mm [196].

La longueur de l'entrefer change d'une machine à une autre. Cependant, en général, les entrefers des machines à haut rendement sont souvent un peu plus grands que ceux des machines standard, afin de réduire les pertes dues aux harmoniques spatiaux. Cela se traduit souvent par un facteur de puissance légèrement plus faible puisque le courant magnétisant est nécessairement élevé [196].

Dans une machine bien conçue la FMM nécessaire pour créer l'induction au différent partie du circuit magnétique, est approximativement celle au niveau de l'entrefer [153]. De ce fait, dans une machine bien conçue le courant magnétisant est déterminé principalement par l'entrefer [153].

### 4.4. Transformation d'une machine asynchrone Triphasée en une machine asynchrone Pentaphasée

Il est possible de concevoir une machine asynchrone polyphasée, en spécifiant certaines caractéristiques sur la base desquelles les dimensions de la machine sont calculées, en suivant les étapes de la conception discutées dans la section précédente. Cependant, concrétiser le design est un processus complexe, multidisciplinaire et coûteux, c'est pourquoi les chercheurs ont recours à transformer des machines triphasées disponibles sur le marché [194-195]. Si le nombre de phases de la machine polyphasée à concevoir est un multiple de trois, la possibilité de trouver une machine triphasée adaptée à la transformation est plus élevée que dans le cas où le nombre de phases n'est pas un multiple de trois. Il s'agit de la non-disponibilité des stators aux nombres convenables d'encoches. Pour remédier à ce problème l'article [194] présente une



technique générale pour rembobiner des stators des machines triphasées de nombre d'encoches quelconque, pour avoir un enroulement polyphasé de nombre de phases désiré, tout en préservant le même volume de cuivre. Cette technique nécessite des bobines de nombre de spires différents, de plus les enroulements phasiques ne sont pas identiques. Par conséquent, l'enroulement présente une dissymétrie, donc l'utilisation d'un tel enroulement dans une machine qui est l'objet d'étude, représente un cas particulier.

Une autre méthode pour contourner le problème de nombre d'encoches et nombre de paires de pôles, est une technique présentée par [200]. L'enroulement obtenu s'appelle enroulement asymétrique. Dans lequel les enroulements de phase ne sont pas identiques.

L'objectif est la réalisation d'une machine pentaphasé asynchrone avec un enroulement conventionnel, en transformant une machine asynchrone triphasée en pentaphasée. L'obstacle c'est de trouver une machine disponible sur le marché, avec un stator de nombre d'encoches convenable pour l'enroulement pentaphasé de nombre de paires pôles, égal à celui de la machine initiale. Étant donné que la combinaison des nombres d'encoches stator/rotor est choisie en fonction du nombre de paires de pôles de la machine triphasée à transformer, le nombre de paires de pôles de la machine pentaphasée (résultat de la transformation) doit être égal à celui de la machine triphasée à transformer.

Donc le nombre d'encoche statorique de la machine recherchée doit vérifier les conditions (4.115) et (4.116), où  $q_{ph3}$  et  $q_{ph5}$  sont le nombre d'encoches par pôle et phase de la machine triphasée initiale et celui de la machine pentaphasée.

Ainsi, le nombre d'encoches statoriques  $Q_s$  de la machine triphasée requise doit être un commun multiple de trois et cinq. Néanmoins, les nombres d'encoches statoriques des machines triphasées asynchrones disponibles sont généralement des multiple de trois, et n'a pas de commun multiple avec cinq, tels que 36, 48 etc. Ce qui rend difficile la recherche d'une machine à  $Q_s$  désiré.

$$Q_s = q_{ph3} \cdot 2 \cdot P \cdot 3 \quad (4.115)$$

$$Q_s = q_{ph,m} \cdot 2 \cdot P \cdot m, \quad (m=5) \quad (4.116)$$

#### 4.4.1. Machine triphasé asynchrone à transformer

Difficilement, une machine à cage asynchrone bipolaire triphasé de  $Q_s=30$  encoches statoriques et  $Q_r=26$  barres rotoriques a été obtenu, les données de la plaque signalétique sont présentées dans Tableau.4.3. Afin de mesurer les dimensions du noyau magnétique stator/rotor, et d'identifier l'enroulement de la machine triphasée, cette dernière a été démonté et débobiné. Les dimensions mesurées de la machine à transformer sont donnés dans Tableau.4.4.

L'enroulement de la machine triphasé à transformer était à simple couche concentrique avec  $q=5$ . De plus, chaque enroulement de phase était constitué d'un seul groupe de bobines, où le nombre de spires en série par phase est  $N_s=150$ . Les caractéristiques de l'enroulement triphasé :  $K_d$ ,  $q$ ,  $N_s$ ,  $P$  et la densité de courant  $J_s$  sont donnés par Tableau.4.5.

Tableau 4.3 Données de la plaque signalétique de la machine triphasée à transformer en pentaphasée

Puissance Nominale (kW)	Courant Nominal (A)	Tension Nominale (V)	Fréquence Nominale (Hz)	Facteur de Puissance	Rendement Nominal	Vitesse Nominale (Tr/min)
7.5	14	380	50	0.88	87%	2900

Le stator de la machine triphasée était couplé en triangle et la tension nominale 380V Tableau.4.3, donc la tension appliquée aux bornes de l'enroulement de phase est 380V.

Puisque toutes les dimensions requises sont déterminées Tableau.4 et Tableau.4.4, ainsi que le nombre de spires en série par phase  $N_s$  est identifié, l'induction magnétique de l'entrefer peut être déterminée à l'aide de la relation (4.117), où  $U_s$  est la tension aux bornes d'un enroulement de phase.

$$B_\delta = \frac{P.U_s}{\sqrt{2}.D_s.l.K_b.f_s.N_s} \quad (4.117)$$

#### 4.4.2. Machine pentaphasée aboutie de la transformation

Le processus de transformation d'une machine triphasée en une machine à pentaphasée est essentiellement la transformation de l'enroulement triphasé en un enroulement pentaphasée. Avec 30 encoches statoriques de la machine triphasée à transformer Tableau.4.4, deux types d'enroulements pentaphasés sont possibles : le premier régulier avec deux pôles où  $q=3$  Fig.4.7, alors que le deuxième est fractionnaire avec quatre pôles où  $q=1.5$  Fig.4.8.

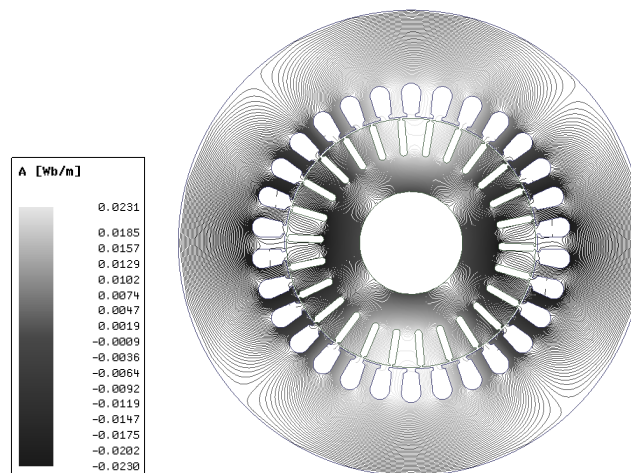


Fig4.19 Les lignes de champ magnétique de l'enroulement tétrapolaire de  $q=1.5$ ,  $Q_s=30$  et  $P=2$ .

La possibilité d'utiliser un enroulement tétrapolaire de  $q=1.5$  est explorée en utilisant la simulation par MEF, où le comportement de la machine, à vide et en charge (sous différentes valeurs de couple résistant), est simulé. Les résultats de la simulation MEF de la machine chargée avec un couple résistant de 25 Nm sont présentés. Les lignes de champ magnétique sont illustrées sur Fig4.19, de plus, le spectre de la pulsation du couple électromagnétique et celui du courant statorique sont montrés, respectivement, sur Fig4.20 (a) et (b). Il est constaté sur le spectre de la pulsation du couple Fig4.20 (a) que la fréquence fondamentale est de 744Hz avec une amplitude de 7.6Nm, ce qui représente environ 30% du couple résistant. En plus, le spectre du courant statorique montre l'existence des harmoniques de 600Hz, 650, 700 et de 710Hz, où l'amplitude des harmoniques de 600 Hz et 650 Hz représente chacune environ 20% du fondamental. Par conséquent, la possibilité d'utiliser l'enroulement de  $q=1.5$  est exclue.

Donc, l'utilisation de l'enroulement de  $q=3$  présenté sur Fig.4.7 s'impose comme le seul choix.

Il reste donc à déterminer la tension appropriée aux bornes de l'enroulement de phase, tout en gardant l'induction magnétique de l'entrefer, proche ou égale à celle du cas triphasé. Une fois

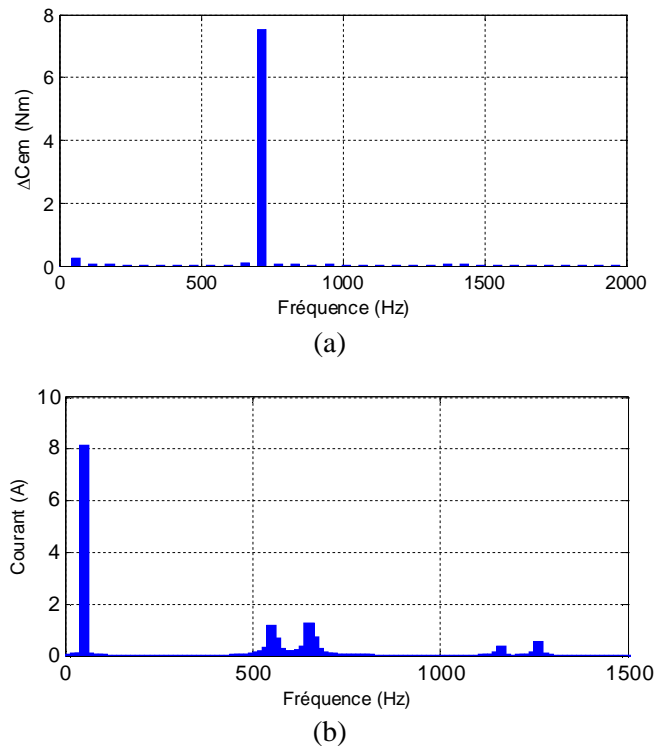


Fig4.20 Spectre du couple et du courant (a) couple électromagnétique (b) courant de phase

la tension déterminée, le nombre de spire en série par phase  $N_s$  est conclu. En outre, le courant peut être estimé ce qui permet de déterminer la section du conducteur.

En supposant que la machine pentaphasée a la même puissance apparente que la machine triphasée initiale, on obtient la relation (4.118). Lorsque la tension de la machine pentaphasée est la même que celle triphasée les courants liés par (4.119). Alors que, si on suppose que les courants sont égaux, on obtient entre les tensions (4.120).

Si la tension de la machine pentaphasée est choisie égale à celle de la machine initiale 380V, le nombre de spires par phase de la machine pentaphasée doit être égale à celui de la machine triphasée initiale. Par conséquent, le nombre total de spires de l'enroulement pentaphasé est approximativement 5/3 plus grand que celui de la machine triphasée initiale.

Par contre, si les courants sont supposés égaux, la tension de la machine pentaphasée est inférieure de deux cinquième de celle de la machine triphasée (4.120). Par conséquent, le nombre de spire en série par phase est égal 3/5 de celui de la machine triphasée. La puissance par phase dans la machine pentaphasée est également 3/5 de celle de la machine triphasée.

Par conséquent, la réduction de la tension de la machine pentaphasée à concevoir apparait la plus appropriée. Par suite, la tension choisie est 220V.

L'inductance de l'entrefer dans la machine triphasée calculée est 0,81T Tableau 4, cette valeur nous a semblé un peu élevée, c'est pourquoi une valeur inférieure de 3.7 % a été choisie.

$$5.V_{5ph}I_{5ph} = 3.V_{3ph}I_{3ph} \quad (4.118)$$

$$I_{5ph} = \frac{3}{5}.I_{3ph} \quad (4.119)$$

$$V_{5ph} = \frac{3}{5} \cdot V_{3ph} \quad (4.120)$$

On note que les relations déduites (4.118), (4.119), et (4.120) sont les mêmes que ceux déduites dans le chapitre 3.

En se basant sur la tension et l'induction de l'entrefer choisies, le nombre de spires en série par phase est déduit qui est 90 spires Tableau.4.5.

La densité de courant sur laquelle la section du conducteur est calculée est 8A/mm<sup>2</sup>. Par conséquent, les bobines sont en faisceau constitué de conducteurs de diamètre de 0.85mm. Dans la machine initiale, le bobinage est en faisceau de deux conducteurs de deux diamètres différents 0.85mm et 0.75mm.

Tableau 4.4 Dimensions de la machine

Diamètre extérieur du stator $D_{ex}$ (mm)	Diamètre d'lisage $D_{sl}$ (mm)	Diamètre du rotor $D_r$ (mm)	Longueur du noyau magnétique (mm)	Longueur de l'entrefer (mm)	Nombre d'encoches statoriques $Q_s$	Nombre d'encoches rotoriques $Q_r$	Nombre de paires de pôles P
115	116	114.5	125	0.75	30	26	1

Afin de vérifier l'adéquation de l'enroulement et la tension choisies, ainsi que le nombre de spire par phase déterminé, la simulation par MEF est utilisée. Les figures 4.21, Fig.4.22 et

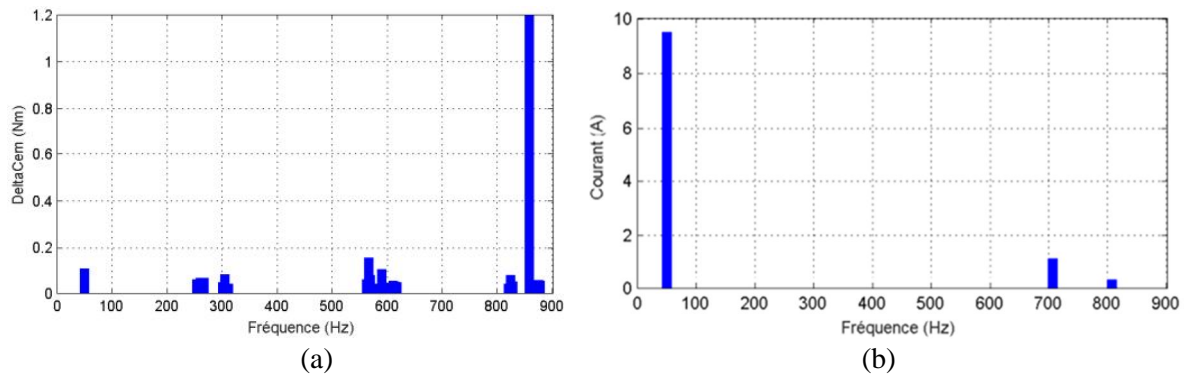


Fig.4.21 Spectre du couple et du courant (a) spectre du couple électromagnétique (b) spectre de courant de phase statorique

Fig.4.23 montrent les résultats de simulation du comportement de la machine qui est alimentée par un système de tension pentaphasé équilibré de tension simple de 220V, et avec un couple résistant de 25 Nm. Les figures 4.21 (a) (b) montrent, respectivement, le spectre de la pulsation du couple et celui du courant statorique. Les amplitudes des harmoniques de la pulsation du couple Fig.4.21 est négligeable devant le couple résistant représentant 4%. De plus, l'harmonique fondamental du courant statorique Fig.4.21 (b) est le dominant, où les autre harmoniques sont négligeable devant le fondamental. La distribution de l'induction magnétique et les lignes du champ magnétique correspondant sont présentés, respectivement, sur Fig.4.22 (a) (b).

Le cas où la séquence trois est dominante, est également simulé par MEF, dans ce cas le champ tournant a trois paires de pôles, la distribution de l'induction magnétique est montré sur Fig.4.23(a), et les lignes de champ sont présentées sur Fig.4.23(b).

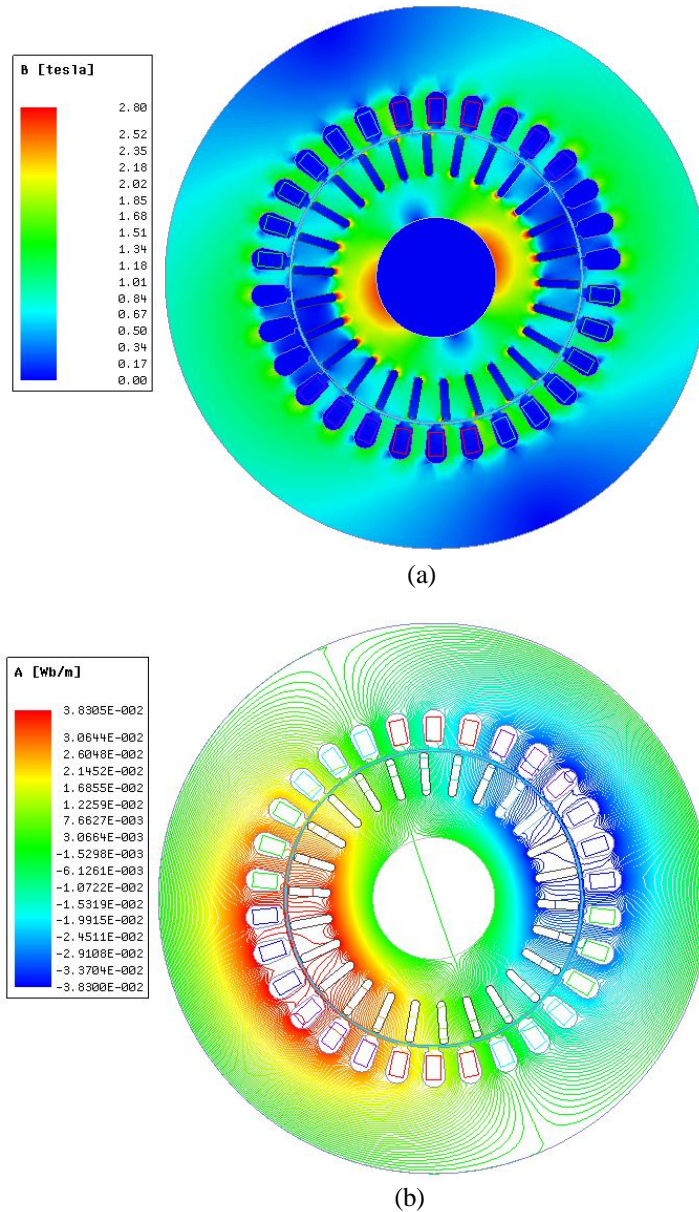


Fig4.22 Induction magnétique et ligne du champ de la machine pentaphasée (a) induction magnétique (b) lignes de champ magnétique.

#### 4.4.2. Modèle dynamique de la Machine Asynchrone Pentaphasée

Dans le modèle dynamique de machine à induction polyphasée avec un nombre impair de phase  $m$  et avec un enroulement régulier, où le nombre d'encoches par pôle et par phase est un nombre entier, les grandeurs phasiques (courants, tensions, ...) sont transformés et représentés dans  $(m-1)/2$  plans  $d-q$  orthogonaux et une composante homopolaire [18], [60-61], [63]. La transformation est effectuée en utilisant la transformation de Park généralisée lorsque  $m$  impaire est donnée par (4.121). Chaque plan orthogonal est associé à un harmonique [60-61], [63] dont les coordonnées sont obtenues par les lignes correspondantes mentionnées dans la matrice (4.121). Le premier plan correspond au courant harmonique fondamental, et le fondamental de la FMM (de  $P$  paires de pôles). Ce plan est le producteur principal de flux/couple de la machine

[60]. Les autres plans orthogonaux correspondent aux courants harmoniques et aux harmoniques spatiaux. Ces plans permettent d'améliorer la densité de couple par injection des harmoniques de courants [18], [32], [60-61]. De plus, dans des conditions de déséquilibre, l'existence de ces plans dans le modèle améliore son fiabilité et son précision.

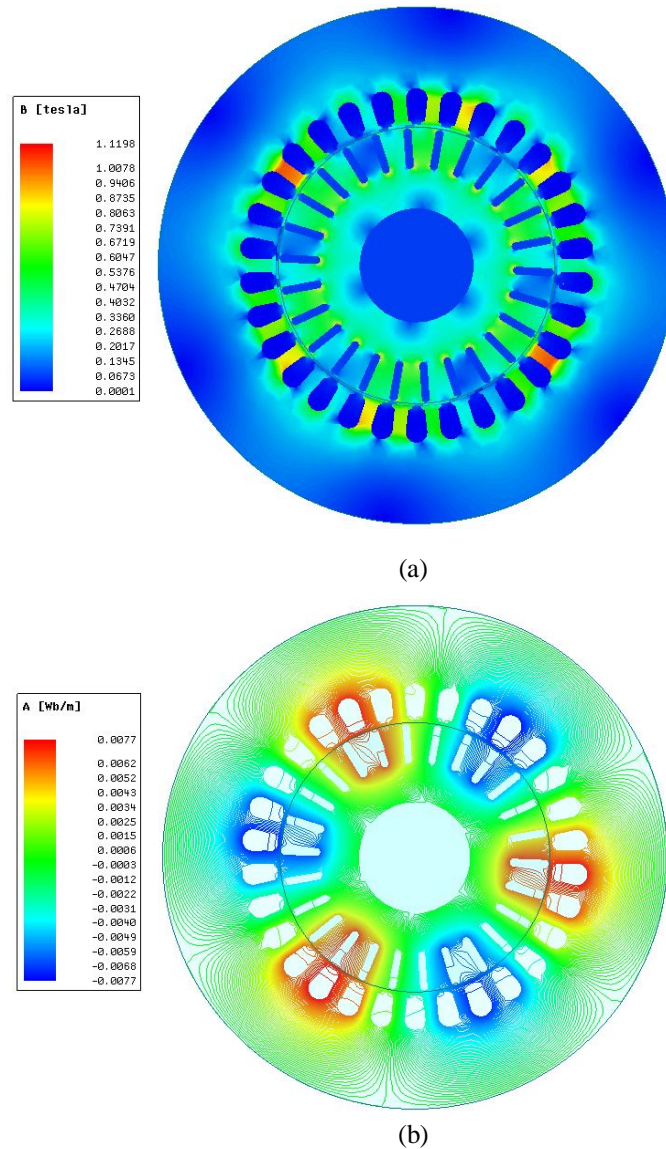


Fig4.23 Induction magnétique et ligne du champ tournant de six-pôles (a) induction magnétique (b) Lignes de champ magnétique.

Le modèle dynamique est utile pour le contrôle et l'étude du comportement dynamique des machines polyphasées. Dans le cas d'une machine à induction pentaphasées, le modèle dynamique contient deux plans orthogonaux : le premier correspondant aux fondamentaux (courant/FMM) et le deuxième correspond au troisième harmonique de la FMM et la troisième séquence de courant, la matrice de transformation est donnée par (4.122). Le modèle est donné par les équations (4.123–4.127).

Le couple électromagnétique résultant produit par la séquence fondamentale et la troisième séquence est donné par (4.127).

### 4.4.3. Modèle en Régime Permanent

En régime permanent, les composantes symétriques CS sont les plus adaptés à la modélisation et à l'analyse du comportement des machines à induction polyphasées alimentées par des tensions sinusoïdales dans des conditions d'équilibre et de déséquilibre [13]. La théorie classique des machines décrit la machine à induction polyphasée utilisant des CS, qui sont liées au champ tournant produit par la FMM résultante des courants statoriques. Ainsi, la FMM dans la machine est la résultante des FMM associés à chaque séquence  $m$ -phasé, ce qui conduit à représenter la machine par  $(m-1)$  circuits et un circuit correspondant à la séquence homopolaire. La figure 4.24 représente les circuits dans le cas d'une machine asynchrone pentaphasée.

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{m}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{m}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{m}\right) & \cos\left(\theta - (m-1)\frac{2\pi}{m}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{m}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{m}\right) & \sin\left(\theta - (m-1)\frac{2\pi}{m}\right) \\ \cos(3\theta) & \cos\left(3\theta - \frac{2\pi}{m}\right) & \cos\left(3\theta - \frac{4\pi}{m}\right) & \cos\left(3\theta - (m-1)\frac{2\pi}{m}\right) \\ \sin(3\theta) & \sin\left(3\theta - \frac{2\pi}{m}\right) & \sin\left(3\theta - \frac{4\pi}{m}\right) & \sin\left(3\theta - (m-1)\frac{2\pi}{m}\right) \\ \cos\left(\frac{(m-1)}{2}\theta\right) & \cos\left(\frac{(m-1)}{2}\left(\theta - \frac{2\pi}{m}\right)\right) & \cos\left(\frac{(m-1)}{2}\left(\theta - \frac{4\pi}{m}\right)\right) & \cos\left(\frac{(m-1)}{2}\left(\theta - (m-1)\frac{\pi}{m}\right)\right) \\ \sin\left(\frac{(m+1)}{2}\theta\right) & \sin\left(\frac{(m+1)}{2}\left(\theta - \frac{2\pi}{m}\right)\right) & \sin\left(\frac{(m+1)}{2}\left(\theta - \frac{4\pi}{m}\right)\right) & \sin\left(\frac{(m+1)}{2}\left(\theta - (m-1)\frac{\pi}{m}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (4.121)$$

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos(3\theta) & \cos\left(3\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(3\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(3\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(3\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin(3\theta) & \sin\left(3\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(3\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(3\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(3\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (4.122)$$

$$v_{dsk} = R_s i_{dsk} + \frac{d\lambda_{dsk}}{dt} - k\omega_e \lambda_{qsk} \quad (4.123)$$

$$v_{qsk} = R_s i_{qsk} + \frac{d\lambda_{qsk}}{dt} + k\omega_e \lambda_{dsk} \quad (4.124)$$

$$0 = R_r i_{drk} + \frac{d\lambda_{drk}}{dt} - k(\omega_e - \omega_r) \lambda_{qsk} \quad (4.125)$$

$$0 = R_r i_{qrk} + \frac{d\lambda_{qrk}}{dt} + k(\omega_e - \omega_r) \lambda_{dsk} \quad (4.126)$$

$$C_e = P \sum_{k=1,3} k \frac{L_{mk}}{L_{rk}} (\lambda_{dsk} i_{qsk} - \lambda_{qrk} i_{dsk}) \quad (4.127)$$

Où  $k=1,3$ .

Pour un cas déséquilibré, les courants et les tensions de la machine à induction pentaphasée sont représentés par quatre séquences pentaphasée symétrique et une séquence homopolaire,

comme indiqué sur la Fig.2.20. La première séquence directe  $abcde$  sur la Fig.2.20 (a), où  $I_1^+$  et  $V_1^+$  sont respectivement des composants symétriques de courants et de tensions. Étant donné que ces composantes ( $I_1^+$  et  $V_1^+$ ) produisent la FMM principale avec  $P$  paires de pôles, ces composantes sont appelées composantes positives de première séquence [174]. Le champ tournant correspondant à cette séquence tourne à la vitesse synchrone, ce qui donne naissance au couple moteur [60-61], [63]. La séquence inverse pentaphasées  $edcba$  Fig.2.20 (d), où  $I_1^-$  et  $V_1^-$  sont respectivement les composants symétriques correspondantes, de courants et de tensions. Cette séquence produit une FMM de  $P$  paires de pôles tournant dans le sens inverse de celui de la première séquence. Ainsi, produire un couple résistant. Par conséquent, les composantes symétriques correspondantes à cette séquence sont appelées composantes négatives de la première séquence [174]. Dans ce chapitre, les séquences  $abcde$  et  $edcba$  sont appelées respectivement première séquence positive et première séquence négative. La troisième séquence pentaphasées  $acebd$  Fig.2.20 (b), où  $I_3^+$  et  $V_3^+$  sont respectivement des composants symétriques de courants et de tensions. Cette séquence produit une FMM de  $3 \times P$  paires de pôles tournant dans le même sens que celui produit par la première séquence. Ainsi, ces composantes sont appelées composantes positives de la troisième séquence. La quatrième séquence pentaphasée  $adbec$  Fig.2.20 (c), où  $I_3^-$  et  $V_3^-$  sont respectivement des composants symétriques de courants et de tensions. Cette séquence produit la FMM avec  $3 \times P$  paires de pôles tournant dans le sens inverse de celui produit par la première séquence. Ainsi, ces composantes sont appelés composantes négatives de la troisième séquence. Les séquences  $acebd$  et  $adbec$  sont appelées respectivement troisième séquence positive et troisième séquence négative.

#### 4.4.4. Identification des Paramètres de la machine Asynchrone Pentaphasée

Dans la littérature, il existe peu de travaux sur l'identification des paramètres des machines à induction pentaphasées. Dans la référence [60], une méthode **off line** d'identification est proposée utilisant un onduleur pentaphasés pour alimenter le stator par une tension quasi rectangulaire à vide et à rotor bloqué. Pour les machines à induction pentaphasées à enroulement distribué, une méthode d'identification **off line** est proposée par [58] et deux méthodes d'identification à l'arrêt **standstill** sont proposées par [59], où seuls les paramètres de la première séquence sont déterminés en supposant que la troisième séquence se comporte

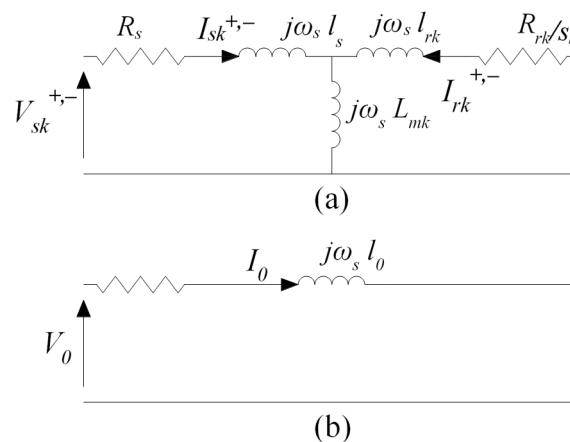


Fig.4.24 Circuit équivalent de la machine asynchrone pentaphasée (a) Circuit équivalent de la 1<sup>ère</sup> séquence ( $k=1$ ) and 3<sup>ème</sup> séquence ( $k=3$ ) (b) circuit équivalent de l'homopolaire.



comme une séquence homopolaire, dans le cas d'un enroulement distribué. Ainsi, le modèle utilisé dans [15–16] considère uniquement le plan orthogonal fondamental comme producteur de couple électromagnétique ; un tel modèle ne peut pas décrire le comportement de la machine dans des conditions de déséquilibre. De plus, ce modèle ne peut pas expliquer le couple lorsque la machine est alimentée uniquement par la troisième séquence. Il a été constaté dans [60] que même dans le cas d'un enroulement distribué, l'effet de la troisième séquence ne peut pas être annulé, ce qui a été prouvé expérimentalement dans notre laboratoire LRE de l'ENP.

La machine pentaphasée conçue, est alimentée par le transformateur tri-pentaphasé conçu présenté dans le chapitre précédent. Dans ce cas, la séquence fondamentale de tension est dominante au secondaire pentaphasé du transformateur. Donc, lorsque la machine est connectée au secondaire du transformateur tri-pentaphasé comme indiqué sur Fig.4.25 (a), dans ce cas, la machine est alimentée par un système de tension pentaphasé équilibré. Par conséquent, la première séquence est dominante et le circuit équivalent Fig.4.24 (a), pour  $k=1$ , décrit le comportement en régime permanent de la machine. Ainsi, les paramètres correspondants peuvent être déterminés à l'aide des essais conventionnels, à vide et à rotor bloqué.

Les paramètres restants, correspondant à la troisième séquence, peuvent être déterminés lorsque la troisième séquence est dominante sur le comportement de la machine. Ceci est obtenu lorsque la transposition de phases montrée sur la Fig.4.25 (b) est utilisée, cette transposition est présentée pour la première fois, selon [169], par [201] en 2000 pour contrôler deux machines à induction pentaphasées en série par un seul onduleur.

En utilisant la transposition des phases montrée sur Fig.4.25 (b), le rotor de la machine à vide, tourne à une vitesse de 1/3 de celle dans le cas où la première séquence est dominante. Le circuit équivalent Fig.4.24 (a), pour  $k=3$ , décrit la machine en régime permanent. Ainsi, les paramètres peuvent être déterminés à l'aide des tests conventionnels (à vide et à rotor bloqué). Dans ce cas, la tension doit être réduite pour éviter des courants élevés dus à la faible inductance magnétisante de la troisième séquence qui est d'environ 1/11 de celle de la première séquence [32], [60]. Il est constaté que la valeur de tension appropriée est de 72 V, soit approximativement 1/3 de la tension nominale de 220 V, où le courant à vide est de 6 A. De nombreux tests ont permis de conclure que pour obtenir un couple électromagnétique à vide, correspondant à la troisième séquence, les courants sont environ 2,2 fois le courant (à vide) de la première séquence. Ainsi, des courants plus faibles augmentent les pertes mais ne produisent pas de couple significatif.

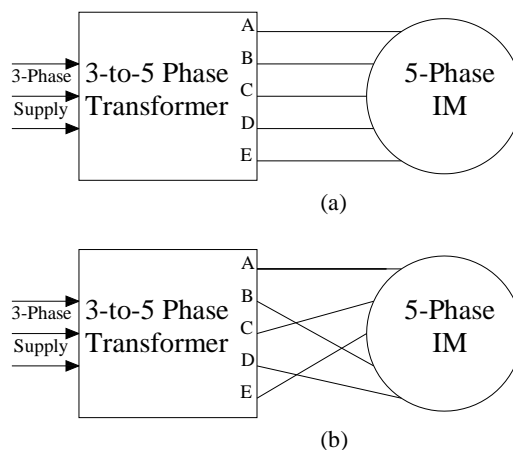


Fig.4.25 Transposition des phases (a) séquence fondamentale dominante (b) troisième séquence dominante.

La machine conçue est testée expérimentalement à l'aide du banc d'essai présentée sur Fig.4.26. Ce banc d'essai comprend : un autotransformateur triphasé, le transformateur tri-pentaphasé conçu, présenté dans le précédent, et la machine à tester. Les paramètres de la machine sont déterminés à l'aide de la méthode proposée, ces paramètres sont indiqués sur le Tableau.4.5

#### 4.4.5. Résultat de simulations est des tests Expérimentaux (Validation des Modèles)

La figure 4.24 montre la vitesse expérimentale de démarrage direct, de la machine à vide, dans le cas du couplage Fig.4.22(a) où le fondamental est dominant, la vitesse en régime établie est très proche de celle de synchronisme qui est 3000tr/min. De plus, la Fig.4.24 montre la vitesse de démarrage dans le cas du couplage Fig.4.22 (b) où la séquence trois est dominante, la vitesse en régime établi est très proche de 1000 tr/min qui représente 1/3 de la vitesse de synchronisme.

Donc, nous avons montré expérimentalement qu'une machine pentaphasée à enroulement réparti, dans la machine conçue  $q=3$ , peut produire un couple moteur lorsque la troisième séquence est dominante.

En outre, les forme d'ondes des courants du primaire du transformateur tri-pentatphasé conçu, qui alimente la machine pentaphasée conçue sont présentées sur Fig.4.26, ainsi que les courants du stator, qui sont aussi les courants du secondaire pentaphasé du transformateur. Les figures 4.26 (a) (c) illustrent les courants primaires secondaires (statoriques) du test à vide de la machine, alors que les Fig4.26 (e) (g) présentent les courants primaires secondaires (statoriques) du test en charge de la machine.

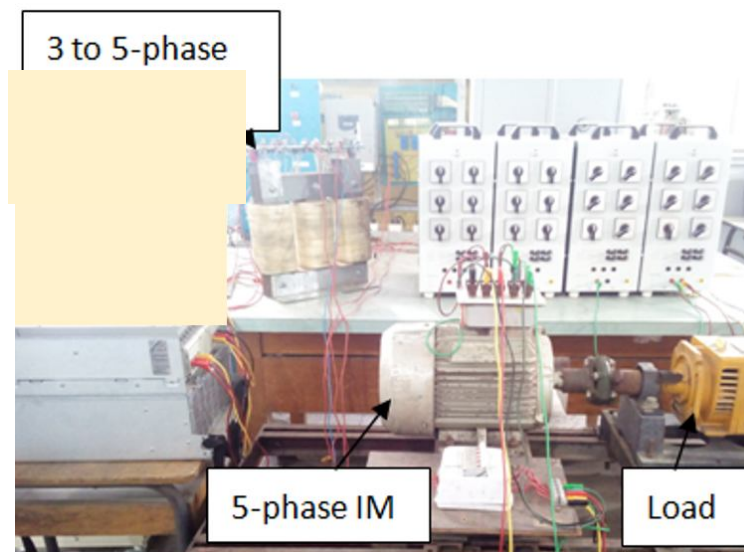


Fig.4.26 Banc de tests de la machine pentaphasée.

Quant à la simulation de la machine pentaphasée, utilisant le modèle dynamique, la tension appliquée est de 220V lorsque le fondamental est dominant, alors que la tension appliquée est de 72V. Les vitesses de démarrages obtenues par simulation, correspondantes au fondamental et à la troisième séquence, sont montrées sur Fig.4.27.

Par ailleurs, les Fig4.28 (b) (d) (f) (h) sont des résultats de simulation de l'alimentation de la machine pentaphasée par le transformateur tri-pentaphasé. La simulation des courants primaires et secondaires (statoriques) du test à vide sont montrés sur Fig.4.28 (b) (d). Les courants

primaires et secondaires (statoriques) obtenus à partir de la simulation de la machine en charge sont montrés sur Fig4.28 (f) (h).

La comparaison des résultats expérimentaux et ceux de simulations montrent que ces résultats sont proches. Ainsi, le modèle a une bonne précision.

#### 4.5. Comportement de la machine dans des conditions de déséquilibre

La machine est étudiée expérimentalement dans des conditions de déséquilibre, avec différentes connexions statoriques, où les courants statoriques résultants sont analysés par SC. Le déséquilibre dû à l'ouverture d'une phase du stator est étudié. De plus, le cas où deux phases adjacentes sont ouvertes est également étudié. Ces cas peuvent être considérés comme des cas extrêmes de déséquilibre. L'ouverture d'une phase ou des phases de la machine est effectuée comme indiqué sur la Fig.4.29 (a), et la Fig.4.29 (b) présente le banc de tests.

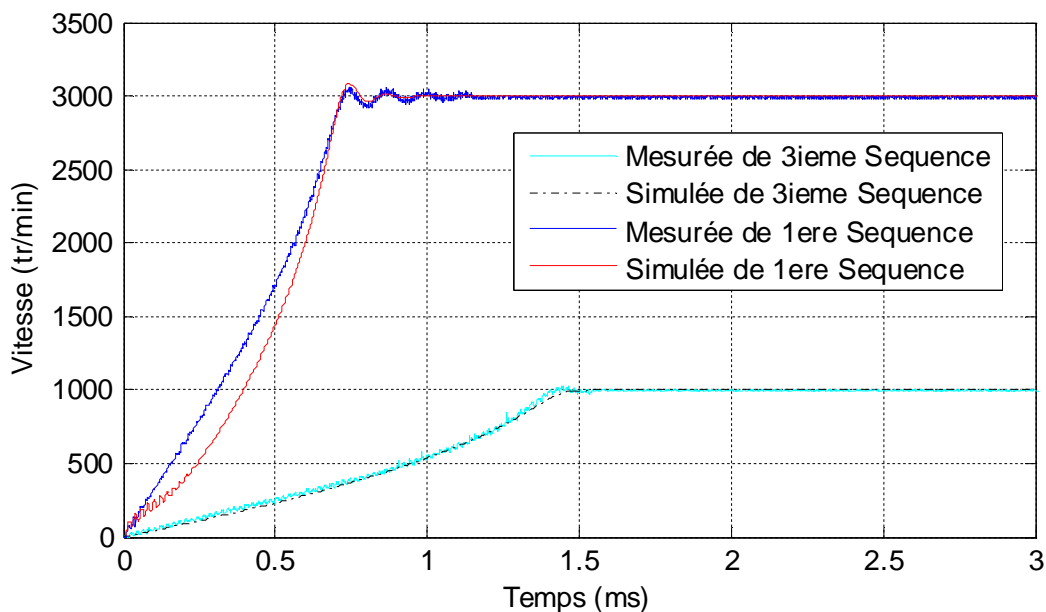


Fig.4.27 Vitesse lorsque la première séquence est dominante et lorsque la troisième séquence est dominante

##### 4.5.1. Démarrage direct avec une phase ouverte

Afin d'étudier le démarrage direct de la machine asynchrone pentaphasée, à vide avec une phase ouverte, la machine pentaphasée conçue présentée sur la Fig.4.29 est testée. Dans le test de démarrage direct avec une phase ouverte, la phase ouverte est la phase E illustrée sur la Fig.4.29 (a). Les tests sont effectués pour les trois couplages statoriques dans le cas pentaphasé : couplage en étoile, en pentagone et en pentacle. Le Tableau.4.6 montre les courants mesurés de chaque couplage en cas sain et en phase cas d'une phase ouverte.

Dans le cas du couplage en étoile avec neutre isolé, la vitesse en régime permanent est environ 1/3 de celle en cas sain Fig.4.27, ce qui signifie que la troisième séquence positive est dominante comme indiqué dans le Tableau.4.7 où les SC sont dérivés des courants mesurés. En plus, les courants de phase sont très élevés où la valeur moyenne des quatre courants de phase est de 30,5 A, alors que dans le cas sain, le courant est de 2,7 A. Cependant, lorsque le stator est couplé en étoile avec connexion du neutre, la vitesse en régime permanent est la même que

celle dans le cas sain, alors que le temps pour atteindre le régime établi est plus long, comme le montre la Fig.4.30. Les courants de phase sont légèrement supérieurs à ceux du cas sain, le courant du neutre est de 2,8A. Les CS du Tableau.4.7 montrent que la première séquence positive est dominante. La première composante négative de la séquence représente 22% de la

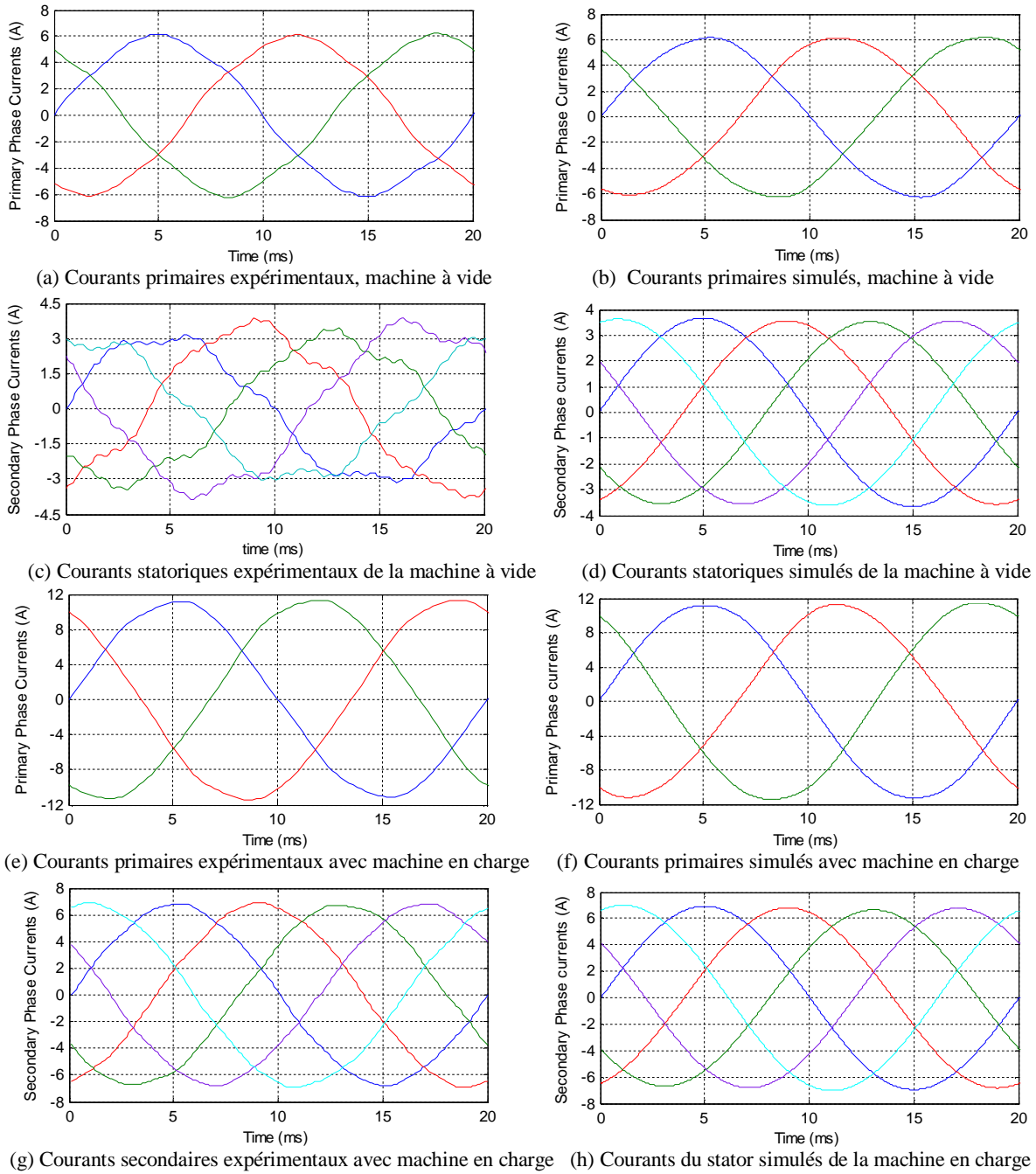


Fig.4.28 Résultats d'expérimentation et de simulation de la machine pentaphasée alimentée par le transformateur tri-pentaphasés conçus.

composante positive, ce qui entraîne un couple résistant et des pertes croissantes. Les composantes positives et négatives de la troisième séquence sont respectivement de 34% et 28%.

Dans le cas du couplage en pentagone, avec une phase ouverte, la vitesse en régime permanent est la même que celle dans le cas sain, mais avec un temps plus long pour atteindre le régime établi, comme le montre la Fig.4.31. Contrairement au cas de couplage en étoile, où les courants mesurés sont les courants de phase de la machine, dans ce cas, les courants mesurés sont les courants de ligne.

Tableau.4.5 Paramètres de la machine pentaphasée conçue

$R_s (\Omega)$	1.5
$L_{s1} (mH)$	240
$L_{m1} (mH)$	215
$L_{s3}(mH)$	25
$L_{m3}(mH)$	18.7
$R_{r1} (\Omega)$	1.1
$R_{r3} (\Omega)$	0.5

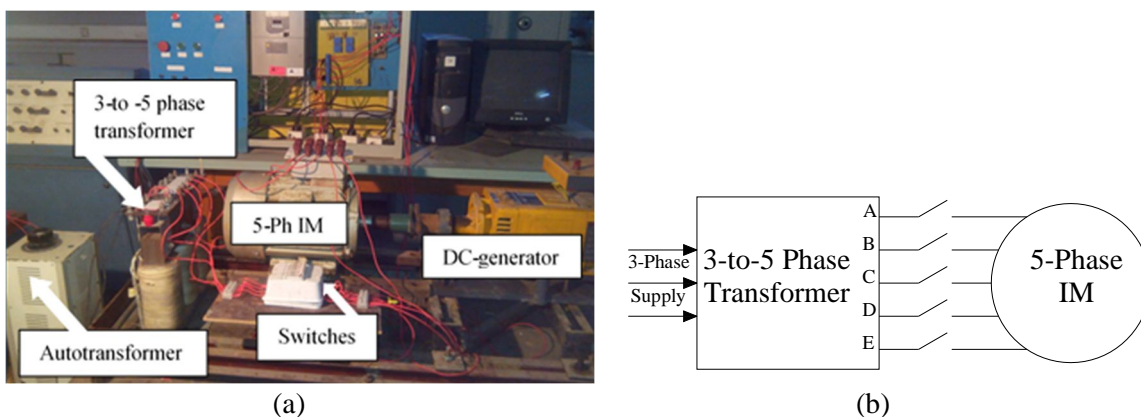


Fig.4.29 Test de la machine pentaphasée avec une phase ouverte (a) Ouverture de phase de la machine à l'aide d'interrupteurs (b) Banc de tests.

Dans le cas sain, le courant à vide du stator couplé en pentagone est de 3A Tableau.4.6, ce qui représente environ 1,17 de celui du couplage en étoile. D'après les CS des courants sur le Tableau.4.7, on peut considérer qu'en régime permanent, le cas du couplage en pentagone et celui du couplage en étoile avec neutre connecté, ont approximativement le même comportement.

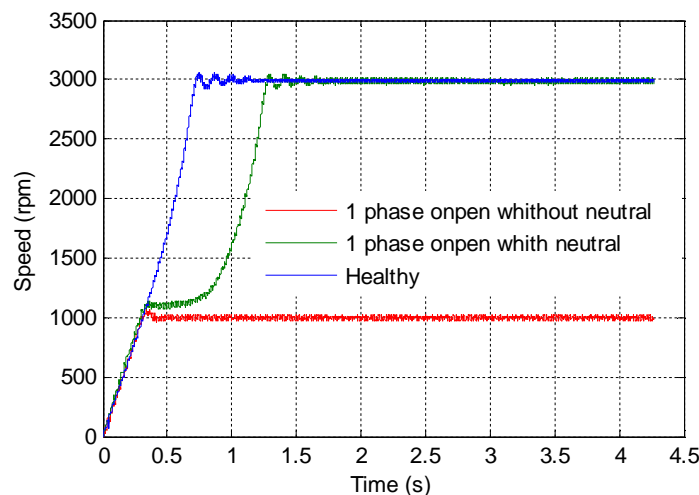


Fig.4.30 Vitesses de démarrage direct avec une phase ouverte, de la machine pentaphasée à vide, stator connecté en étoile avec neutre isolé et en étoile avec neutre connecté.

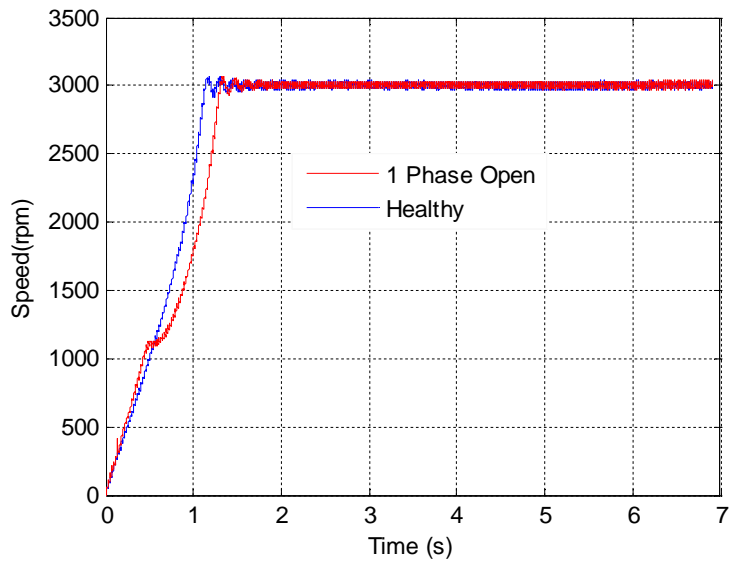


Fig.4.31 Vitesse de démarrage direct avec une phase ouverte, de la machine pentaphasée à vide, stator couplé en pentagone.

Tableau.4.6 Courants statoriques (régime permanent) de démarrage avec une phase ouverte.

	Couplage	Courants des phases mesurés				
Cas Sain	Etoile	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7
	Pentagone	3	3	3	3	3
	Pentacle	4.5	4.5	4.5	4.5	4.5
Une Phase ouverte	Etoile avec neutre isolé	31	27	34	30	-
	Etoile avec neutre relié	3.2	3	3.1	3.4	-
	Pentagone	4.5	3.7	3.3	4.5	-
	Pentacle	22	19.5	23	21	-

Tableau.4.7 Composantes symétriques des courants (régime permanent) de démarrage avec une phase ouverte.

Case	Couplage	Composantes symétriques			
		$I_1^+$	$I_1^-$	$I_3^+$	$I_3^-$
Une Phase ouverte	Etoile avec neutre isolé	9.65	5.61	20.0	15.2
	Etoile avec neutre relié	2.5	0.56	0.86	0.69
	Pentagone	3.13	0.77	1.32	0.75
	Pentacle	7.72	8.34	12.4	7.81

#### 4.6. Conclusion

La conception des machines polyphasées, en termes de détermination des dimensions principales, suit les mêmes étapes et est soumise aux mêmes contraintes que la conception des machines triphasées conventionnelles. Car cela est principalement lié aux caractéristiques de saturation du matériau ferromagnétique utilisé, à la température de fonctionnement, et au système de refroidissement utilisé. De plus, les enroulements polyphasés sont formés en respectant les mêmes principes. Autrement dit, le nombre de phases ne modifie pas les principes de base permettant de déterminer les dimensions de base et la formation des enroulements.

Néanmoins, l'augmentation du nombre de phases offre des avantages, notamment la réduction de contenu harmoniques d'espaces. Par ailleurs, il est montré que les harmoniques des courants des rangs  $k \leq (m+1)/2$  avec  $k$  impair, peuvent produire des champs tournants de  $k \times P$  paires de pôles tournent de la vitesse de synchronisme. Ce qui signifie qu'un couple moteur peut être engendré par les harmoniques de rangs  $k \leq (m+1)/2$ , dans le cas pentaphasé  $k \leq 3$ ,  $k$  impair.

Afin de surmonter les difficultés liées à la mise en œuvre d'une conception de machine polyphasée, la possibilité de transformer une machine asynchrone triphasée à cage (disponible sur le marché), en une machine asynchrone polyphasée a été étudiée. La contrainte majeure est de trouver une machine avec un nombre d'encoches statoriques approprié pour réaliser un enroulement symétrique adapté à la machine polyphasée souhaitée. Cependant, il est nécessaire de vérifier l'adéquation du nombre de barres rotoriques de la machine triphasée originale, à la machine polyphasée souhaitée. En l'absence de méthode analytique fiable et convenable pour déterminer le nombre de barres rotoriques dans le cas des machines polyphasées, le moyen le plus fiable de vérifier l'adéquation du nombre de barres à la machine polyphasée souhaitée est la MEF.

Ainsi, une machine triphasée est transformée en machine pentaphasée. De plus, la pentaphasée obtenue est modélisée, où deux modèles sont présentés : le premier modèle décrit le régime permanent, et le deuxième décrit le régime dynamique de la machine pentaphasée. Outre la détermination des paramètres des modèles de la machine correspondant à la séquence fondamentale qui s'effectue simplement à l'aide d'une alimentation pentaphasée fournie par le transformateur conçu. Alors que les paramètres correspondant à la troisième séquence peuvent être déterminés en effectuant une transposition de phases adaptée. Ceci peut être généralisé pour les machines polyphasées. Les modèles sont vérifiés expérimentalement, où ces derniers présentent une bonne précision.

Par ailleurs, l'étude expérimentale du démarrage direct de la machine pentaphasée avec une phase ouverte, est effectuée pour le couplage en étoile neutre relié et isolé, le couplage en pentagone, et le couplage en pentacle. Dans le cas du couplage en étoile avec neutre relié et dans le cas du couplage en pentagone, la machine peut démarrer avec une phase ouverte et atteindre la même vitesse que dans le cas sain, sans atteindre des courants élevés. Cependant, le couplage en pentagone est avantageux par rapport au couplage en étoile avec neutre relié, car il n'a pas besoin de conducteur supplémentaire, contrairement au couplage en étoile avec neutre relié, un conducteur supplémentaire est nécessaire pour relier le neutre. Dans le cas du couplage en étoile

avec neutre isolé et dans le cas du couplage en pentacle, la machine démarre, avec phase ouverte, mais la vitesse est d'environ  $1/3$  de celle du cas sain. En plus, les courants dans ces deux cas sont très élevés.



## **Chapitre 5**

# **ASSOCIATION MACHINE A SYNCHRONE PENTAPHASE & TRANSFORMATEUR TRI- PENTAPHASES**

### 5.1. Introduction

Ce chapitre traite de l'association du transformateur asymétrique tri-pentaphasé et la machine à induction pentaphasée ainsi que les possibilités de contrôler cette machine avec un onduleur (PWM) triphasé via un transformateur asymétrique tri-pentaphasé. Pour cela, deux modèles du système formé par le transformateur et la machine sont proposés basés sur le concept conventionnel de modélisation par phase, à savoir :

- Le premier représente le système comme une machine à induction triphasée équivalente.
- Le second représente le système comme une machine à induction pentaphasée équivalente.

Le comportement dynamique du système est déduit du modèle par phase, donc la dynamique du système est décrite par un modèle dynamique de machine triphasée ou pentaphasée équivalente, dans lequel la séquence fondamentale est dominante. Deux schémas de contrôle indirect de flux orienté correspondant aux modèles dynamiques sont proposés. L'étude est menée par simulation et essais expérimentaux pour les modèles proposés, et uniquement par simulation pour les schémas de commande proposés. Le contrôle de la machine, via le transformateur tri-pentaphasé, à l'aide d'un variateur de fréquence conventionnel connu par Variable Frequency Drives VFD est également testé.

### 5.2. Modèle par phase d'une machine pentaphasé

La machine à induction pentaphasée est alimentée par un transformateur tri-pentaphasé sain, la séquence fondamentale de la tension est dominante. Aussi, le modèle par phase d'une machine à induction triphasée qui décrit le régime permanent, convient pour décrire le régime permanent d'une machine à induction pentaphasée. Comme nous l'avons mentionné précédemment, ce modèle est généralement représenté par un circuit équivalent ramené au stator, Fig.5.1. Habituellement, ce type de représentation de la machine à induction est utilisé pour identifier les paramètres de cette machine Chapitre 04.

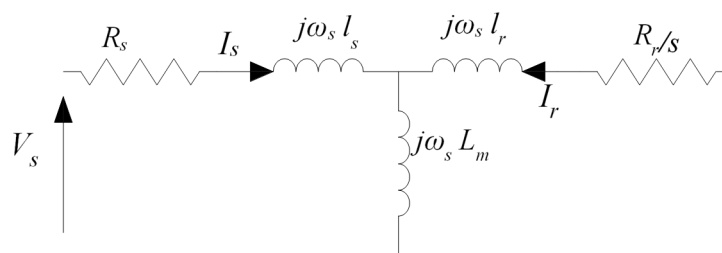


Fig.5.1 Modèle par phase de la machine asynchrone polyphasée ramené au stator.

### 5.3. Machine à induction triphasé équivalente à celle pentaphasée

Il est possible de représenter une machine à induction polyphasée par une autre machine de nombre de phase différent, et ceci en utilisant le modèle par phase. Dans le cas où le fondamental est dominant sur le comportement de la machine  $m$ -phases, la résistance et l'inductance du rotor dans le modèle par phase ramené au stator, sont données, dans [10], par Eq.(5.1) et (5.2) respectivement.

$$R_r = \frac{4m}{Q_r} \left( \frac{N_s k_w}{k_s} \right)^2 R_{r1} \quad (5.1)$$

$$l_r = \frac{4m}{Q_r} \left( \frac{N_s k_w}{k_s} \right)^2 l_{rt} \quad (5.2)$$

Où  $R_{rt}$  et  $l_{rt}$  sont respectivement la résistance équivalente du rotor et l'inductance de fuite données, dans [10], par les expressions (5.3) et (5.4).

$$R_{rt} = R_{bar} + \frac{R_{ring}}{2 \sin^2 \left( \frac{\pi.P}{Q_r} \right)} \quad (5.3)$$

$$l_{rt} = l_{bar} + \frac{l_{ring}}{2 \sin^2 \left( \frac{\pi.P}{Q_r} \right)} \quad (5.4)$$

Les paramètres  $R_{bar}$ ,  $R_{ring}$ ,  $l_{bar}$ ,  $l_{ring}$  et  $Q_r$  sont respectivement résistance de barre, résistance d'anneau de la cage d'écureuil rotorique, l'inductance de fuite de la barre du rotor, l'inductance de fuite de l'anneau de court-circuit, et le nombre d'encoches au rotor.

Donc, le calcul de la résistance et de l'inductance rotorique du modèle de la machine à induction triphasé équivalente est effectué à l'aide des relations (5.1) et (5.2). En supposant que la machine équivalente a le même rotor donc, les résistances, les inductances rotoriques et le nombre d'encoches au rotor sont les même. Il est clair que la résistance et l'inductance du rotor sont obtenus en multipliant les expressions (5.1) et (5.2) par le coefficient  $3/m$ , d'où les équations (5.5) et (5.6).

$$R_{r3ph} = \frac{3}{m} \frac{4m}{Q_r} \left( \frac{N_s k_w}{k_s} \right)^2 R_{rt} \quad (5.5)$$

$$l_{r3ph} = \frac{3}{m} \frac{4m}{Q_r} \left( \frac{N_s k_w}{k_s} \right)^2 l_{rt} \quad (5.6)$$

En conséquence, les paramètres du rotor de la machine équivalente triphasée déduits du modèle par phase de la machine à induction pentaphasée sont tirés des Eq.(5.7) et (5.8).

$$R_{r3ph} = \frac{3}{5} R_{r5ph} \quad (5.7)$$

$$l_{r3ph} = \frac{3}{5} l_{r5ph} \quad (5.8)$$

L'inductance magnétisante de la machine  $m$ -phasée est donnée, dans [60], par (5.9).

$$L_m = \frac{mD}{\pi p^2 g Q_r} \mu_0 l (N_s k_w)^2 \quad (5.9)$$

Ainsi, l'inductance magnétisante dans le modèle de la machine triphasée équivalente est déduite en multipliant l'équation (5.7) par  $3/m$ , ou en utilisant l'égalité de l'énergie magnétique. Par conséquent, l'inductance magnétisante de la machine triphasée équivalente est donnée par l'équation (5.10).

$$L_{m3ph} = \frac{3}{5} \frac{5D}{\pi p^2 g Q_r} \mu_0 l (N_s k_w)^2 \quad (5.10)$$

Par conséquent, l'inductance magnétisante de la machine à induction triphasée équivalente en fonction de celle pentaphasée est donnée par (5.11).

$$L_{m3ph} = \frac{3}{5} L_{m5ph} \quad (5.11)$$

La machine triphasée équivalente possède la même puissance apparente que celle pentaphasée, par conséquent, en utilisant (3.60) dans le cas du transformateur, la même relation entre le courant efficace du primaire triphasé du transformateur et le courant secondaire efficace du secondaire pentaphasé du transformateur. Cette relation est la même entre le courant efficace du stator machine triphasée équivalente et le courant efficace de la machine pentaphasée.

Ainsi,

$$I_{s5ph} = 3/5 I_{s3ph} \quad (5.12)$$

Ensuite, en utilisant la même hypothèse que le cas du transformateur, égalité des pertes par effet Joule et légalité des énergies magnétiques stockées. Les relations entre les paramètres du stator de la machine triphasée équivalente et ceux de la machine pentaphasée sont déduites et sont exprimées par (5.13), (5.14).

$$R_{s3ph} = 3/5 R_{s5ph} \quad (5.13)$$

$$l_{s3ph} = 3/5 l_{s5ph} \quad (5.14)$$

#### 5.4. Machine asynchrone Triphasé équivalente au Système formé par l'ensemble Transformateur/Machine

Les bornes primaires du transformateur alimentant la machine à induction pentaphasée peuvent être vues comme les bornes du stator d'une machine triphasée équivalente. Ainsi, l'ensemble du système formé par le transformateur et la machine pentaphasée, peut être représenté par le modèle par phase du transformateur ramené au primaire Fig.3.11 (a), où la charge est le circuit qui représente une machine triphasée équivalente à celle pentaphasée. Par conséquent, le système formé par le transformateur tri-pentaphasé et la machine pentaphasée peut être représenté par le modèle par phase Fig.5.1. Donc les paramètres correspondants doivent être déterminés.

D'après le modèle représenté à la Fig.5.1, on voit que les résistances  $R_p$ ,  $R_{seceq}$  du circuit ramené au primaire du transformateur et la résistance du stator de la machine équivalente sont en série. Il en est de même pour l'inductance du primaire  $l_p$ , l'inductance du secondaire ramené au primaire  $l_{seceq}$  et l'inductance  $l_{s3ph}$  de la machine triphasée équivalente. L'inductance magnétisante du circuit équivalent est celle de la machine triphasée équivalente. Donc, Les paramètres du circuit équivalent de la Fig.5.1 représentant l'ensemble du système i.e., le transformateur tri-pentaphasé et la machine pentaphasée, sont obtenus par les relations (5.15), (5.16), et (5.17).

$$R_s = R_p + R_{seceq} + R_{s3ph} \quad (5.15)$$

$$l_s = l_p + l_{seceq} + l_{s3ph} \quad (5.16)$$

$$L_m = L_{m3ph} \quad (5.17)$$

Les paramètres du circuit équivalent du système peuvent être déterminés séparément. Les paramètres du transformateur déterminés comme indiqué dans le Chapitre 03 et, les paramètres

de la machine pentaphasée sont déterminés à l'aide de tests conventionnels, à savoir : à vide et à rotor bloqué.

Les résultats obtenus sont présentés sur le Tableau.5.1. Les résultats des tests expérimentaux présentés dans le Tableau.5.2, montrent que les courants mesurés sont proches de ceux calculés en utilisant le circuit équivalent. Aussi, le comportement dynamique de la machine triphasée équivalente peut être décrit par le modèle dynamique exprimé par (4.19–4.23) lorsque  $k=1$  Chapitre 04.

### 5.5. Machine à induction Pentaphasée équivalente au système Transformateur/Machine

Il est mentionné dans le Chapitre 03 que le circuit équivalent ramené au secondaire du transformateur tri-pentaphasé conçu, est équivalent à la représentation par phase d'un transformateur pentaphasé. Pareillement, dans le cas de la machine pentaphasée le circuit par phase ramené au stator représente un système pentaphasé. Le système pentaphasé équivalent représentant l'association transformateur tri-pentaphasé et la machine à induction pentaphasée, n'est qu'une machine pentaphasée équivalente. Donc, le circuit illustré sur la Fig.5.1 peut représenter l'association.

Les paramètres correspondants peuvent être déterminés par les relations (5.18) et (5.19), dont l'inductance magnétisante est la même que celle de la machine asynchrone pentaphasée conçu. Les paramètres obtenus du circuit équivalent sont présentés dans le Tableau.5.1. Ce modèle équivalent est testé expérimentalement à vide et en charge et les résultats expérimentaux obtenus, présentés dans le Tableau.5.2, sont proches à ceux simulés.

$$R_s = R_{peq} + R_{sec} + R_{s5ph} \quad (5.18)$$

$$l_s = l_{peq} + l_{sec} + l_{s5ph} \quad (5.19)$$

### 5.6. Modèle Dynamique de l'association Transformateur/Machine pentaphasée

Dans le cas où la séquence fondamentale est dominante dans une machine à induction à polyphasée, le modèle dynamique de cette machine est le même que celui de la machine triphasée conventionnelle. Le modèle par phase de la machine triphasée qui décrit le comportement de la machine en régime permanent, est une représentation simplifiée du modèle dynamique. Il existe dans la littérature des développements mathématiques, visant à passer du modèle dynamique vers le modèle en régime permanent. Aussi, le modèle en régime permanent est souvent utilisé pour identifier les paramètres du modèle dynamique.

En suivant le même raisonnement que dans le cas de la machine triphasée, cela conduit à déduire que le comportement dynamique de l'association du transformateur et de la machine représentée par une machine triphasée équivalente, peut être décrit par le même modèle dynamique de la machine à induction triphasée. Le modèle d'état stationnaire de l'association qui représente le système par une phase de la machine pentaphasée, traduit le comportement dynamique de l'association transformateur/machine et peut-être décrit par le même modèle dynamique.

Afin de valider les déductions ci-dessus, plusieurs tests expérimentaux et de simulations ont été effectués. Les résultats expérimentaux et ceux de simulations Fig.5.2 montrent que les deux modèles dynamiques ont une bonne précision. Donc, le comportement dynamique de l'association transformateur/machine est le même que celui de la machine triphasée. Par suite,

ces modèles dynamiques peuvent être utilisés pour développer des schémas de commande de machine pentaphasée associée au transformateur tri-pentaphasé.

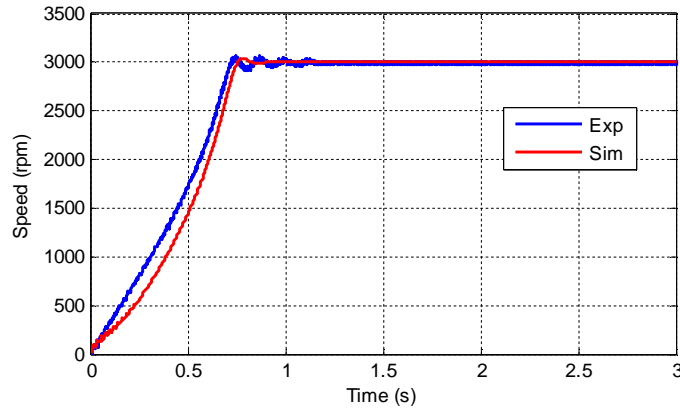


Fig.5.2 Vitesse simulée et expérimentale

Table 5.1 Paramètres des machines équivalentes

	<i>Original five-phase machine</i>	<i>Equivalent three phase machine</i>	<i>Equivalent five phase machine</i>
$R_s(\Omega)$	1.5	2.17	3.62
$l_s(mH)$	5	9.17	15.28
$L_m(mH)$	225	135	225
$R_r(\Omega)$	1.1	0.66	1.1
$l_r(mH)$	4	2.4	4

### 5.7. Commande à Flux Orienté de la Machine asynchrone pentaphasé via le Transformateur Tri-pentaphasé

Dans la littérature la commande à flux orienté est connue par "Indirect Flux Oriented Control" en abrégé IFOC. Dans ce Chapitre, l'acronyme IFOC est utilisé pour désigner la commande à flux orienté indirect. L'objectif principal de la commande IFOC est de faire découpler le courant statorique en composante dite de flux  $i_{sd}$  et composante dite de couple  $i_{sq}$ , [202]. Ainsi, selon les exigences de l'IFOC, le flux en fonction du courant direct  $i_{sd}$ , le couple en fonction du courant en quadrature  $i_{sq}$  et la vitesse de glissement sont respectivement donnés par (5.20) et (5.21), et (5.22). Puisque l'ensemble du système, transformateur et machine, est représenté soit par une machine équivalente triphasée, soit par une machine équivalente pentaphasée, où leur comportement dynamique est décrit par le même modèle que la machine triphasée classique. Par suite, deux schémas IFOC sont possibles pour commander la machine à induction pentaphasée via le transformateur tri-pentaphasé. Le premier est basé sur la machine triphasée équivalente tandis que le second est basé sur la machine pentaphasée équivalente.

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m}{1 + \tau_r s} i_{ds} \tag{5.20}$$

$$T_e = P \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \tag{5.21}$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r \cdot \lambda_{dr}} i_{qs} \tag{5.22}$$

Où  $\tau_r = R_r / L_r$ .

Les matrices de transformation de  $abc$  à  $d-q$  et de  $abcde$  à  $d-q$  sont respectivement  $P_3(\theta)$  et  $P_5(\theta)$

$$P_3(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e) \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$P_5(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) \cos(\theta_e - \frac{6\pi}{5}) \cos(\theta_e - \frac{8\pi}{5}) \\ \sin(\theta_e) \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) \sin(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) \sin(\theta_e - \frac{6\pi}{5}) \sin(\theta_e - \frac{8\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Par ailleurs, les courants du primaire triphasé du transformateur tri-pentaphasé sont liés à ceux du secondaires pentaphasé par la relation (5.25).

### 5.7.1. IFOC utilisant la machine triphasée équivalente

Comme le système, la machine asynchrone pentaphasée et le transformateur tri-pentaphasé, peut être présenté par une machine asynchrone triphasée équivalente, le schéma IFOC conventionnel de la machine triphasée peut être utilisé pour contrôler la machine pentaphasée via le transformateur tri-pentaphasé. Les paramètres de la machine triphasée équivalente Tableau.5.2 sont utilisés dans les équations (5.20–5.22) pour calculer le flux, le couple électromagnétique et la vitesse de glissement. Le schéma IFOC utilisé pour contrôler la machine pentaphasée via un transformateur de tri-pentaphasé est illustré sur la Fig.5.3.

### 5.7.2. IFOC utilisant la machine pentaphasée équivalente

Lorsque le système formé par le transformateur tri-pentaphasé et la machine asynchrone pentaphasée est considéré comme une machine à induction pentaphasée équivalente, le comportement dynamique de la machine équivalente est décrit par les équations du modèle (4.19–4.23) avec  $k=1$ . Ainsi, un schéma IFOC approprié Fig.5.25 peut être utilisé pour contrôler la machine à induction pentaphasée d'origine via le transformateur tri-pentaphasé.

Dans ce schéma IFOC, les courants secondaires du transformateur, qui sont les courants statorique de la machine, sont transformés à l'aide de la matrice  $P_5(\theta)$  en courant direct et en quadrature pour calculer la vitesse de glissement. Étant donné que la régulation est effectuée du côté triphasé, les courants, direct et en quadrature du côté triphasé peuvent être calculés en utilisant (5.25) pour transformer les courants pentaphasés en courants triphasés, et en utilisant également  $P_3(\theta)$  on obtient les courants direct et en quadrature. Les courants, direct et en quadrature du côté triphasé peuvent être déduits de ceux du côté pentaphasé, sans utiliser les transformations (5.25) et  $P_3(\theta)$ . Cela suppose que l'axe direct du côté triphasé est aligné avec celui du côté pentaphasé avec l'utilisation de la relation entre la valeur du courant de crête et ceux directs et en quadrature en régime permanent, en plus de la relation (5.12). On déduit donc la relation (5.26).

$$\begin{bmatrix} I_{p1} \\ I_{p2} \\ I_{p3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.67 & 0.21 & -0.54 & -0.54 & -0.21 \\ -0.33 & 0.45 & 0.61 & -0.07 & -0.65 \\ -0.33 & -0.65 & 0. & -0.07 & 0.61 & -0.45 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sec1} \\ I_{sec2} \\ I_{sec3} \\ I_{sec4} \\ I_{sec5} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

$$I_{dq3ph} = \sqrt{5/3}..I_{dq5ph} \quad (5.26)$$

Où  $K_{dq}$  est égal à 1,29 dans le schéma IFOC, Fig.5.3 (b).

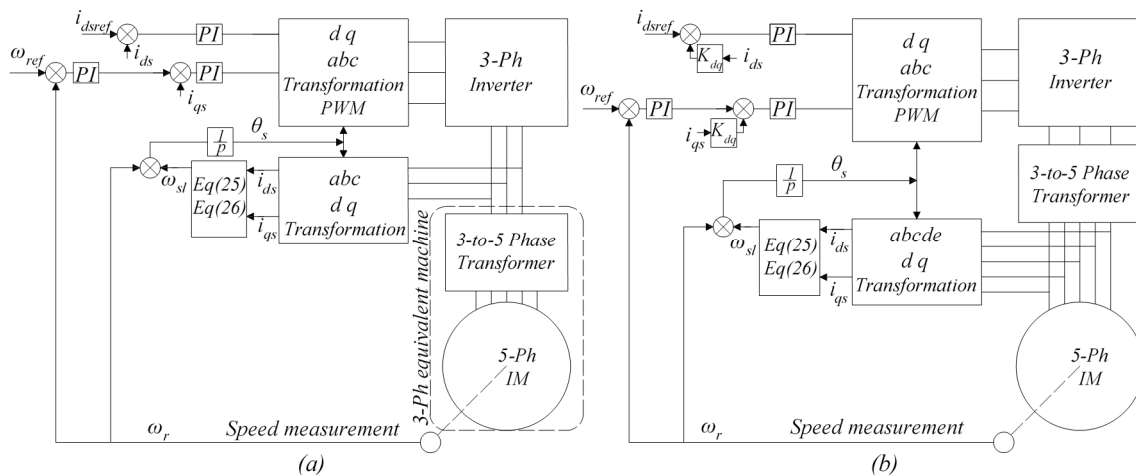


Fig.5.3 Schéma IFOC pour contrôler la machine pentaphasée via le transformateur de tri-pentaphasé (a) IFOC utilisant la machine triphasée équivalente (b) IFOC utilisant la machine pentaphasée équivalente

On remarque que les deux schémas ont le même  $\tau_r$  ; il est montré que la dynamique des deux machines équivalentes est proche. On peut donc s'attendre à ce que les dynamiques des IFOCs Fig.5.2 (a) (b) soient également proche, ce qui est montré par les simulations de ces IFOCs. Ainsi, seuls les résultats de simulation de l'IFOC utilisant une machine pentaphasée équivalente sont illustrés sur la Fig.5.4.

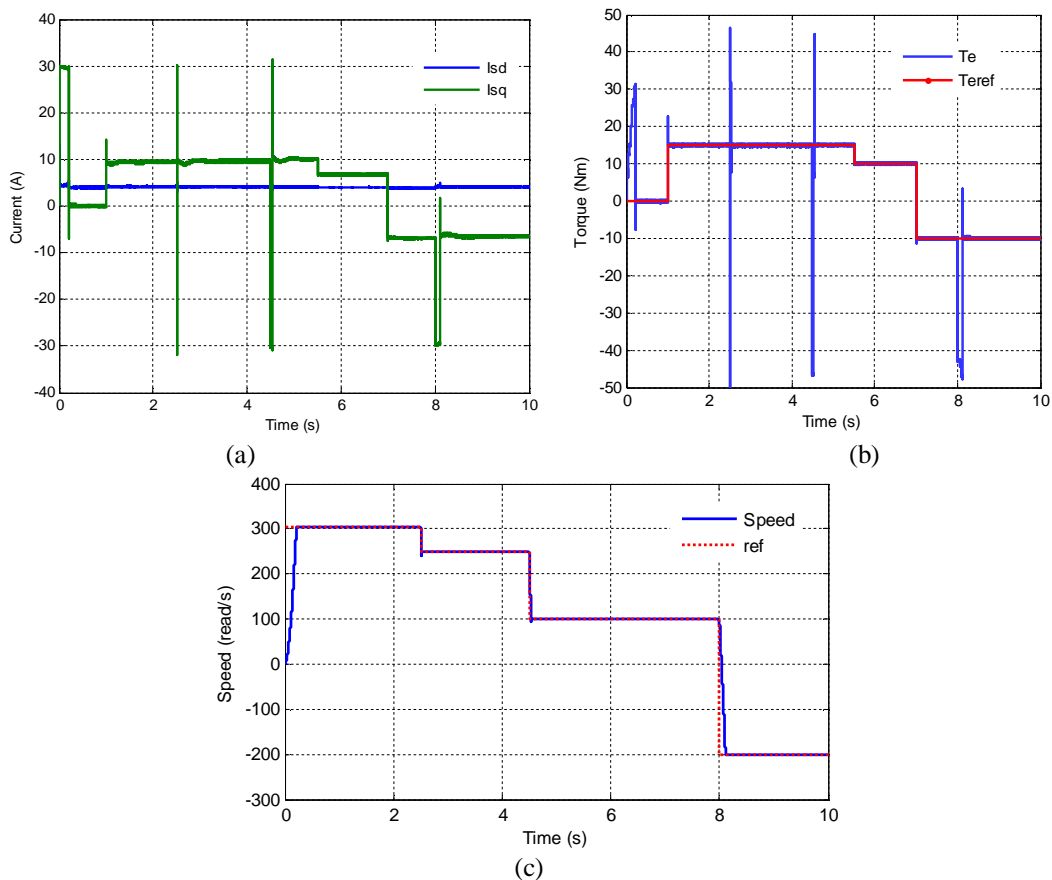


Fig.5.4 Résultats de simulation de l'IFOC sur machine à induction pentaphasée équivalente (a) Courants d'axe direct et d'axe quadrature (b) Couple électromagnétique et Couple de référence (c) Vitesse de la machine et vitesse de référence.



### 5.8. Utilisation du VFD pour le Contrôle d'une Machine à Induction Pentaphasée via un Transformateur Tri-Pentaphasé

Le système formé par le transformateur et la machine, peut être représenté par une machine à induction triphasée équivalente. Par conséquent, il est possible de piloter la machine à induction pentaphasée à l'aide d'un VFD conventionnel via le transformateur tri-pentaphasé, où le transformateur représente une interface entre le VFD et la machine pentaphasée. Dans ce cas, les bornes primaires du transformateur sont considérées par le VFD, comme celles du stator de machine triphasée équivalente. Ce système est testé à l'aide d'un VFD industriel, le montage expérimental est illustré sur la Fig.5.5. Plusieurs tests ont été effectués et le comportement de l'ensemble du système lors des tests est similaire à un système conventionnel (machine triphasée et VFD). L'une des caractéristiques les plus importantes fournies par le VFD utilisé est le démarrage avec rampe d'accélération jusqu'à atteindre la vitesse de référence, ainsi que la rampe de décélération d'une vitesse donnée à une autre vitesse. Cette fonction est présentée dans la Fig.5.6 ; la vitesse de référence entrée dans le VFD en tant que fréquence et la rampe d'accélération/décélération entrée en termes de secondes pour atteindre la vitesse de référence nulle. Dans le test présenté à la Fig.5.6, le temps d'accélération et de décélération est de 2s et la référence de vitesse de 3000 tr/mn.

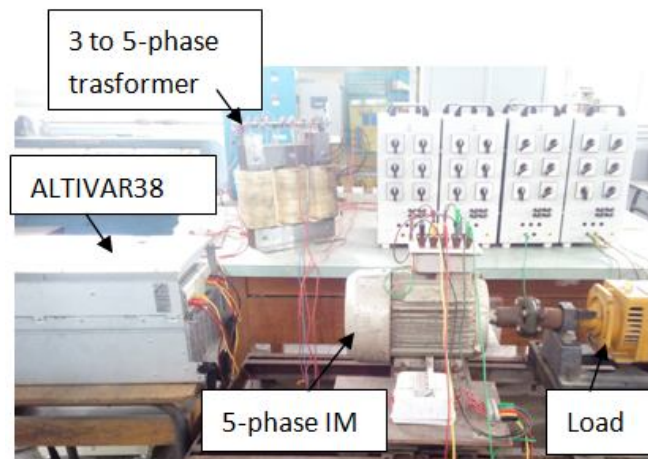


Fig.5.5 Banc de tests et de contrôle expérimental

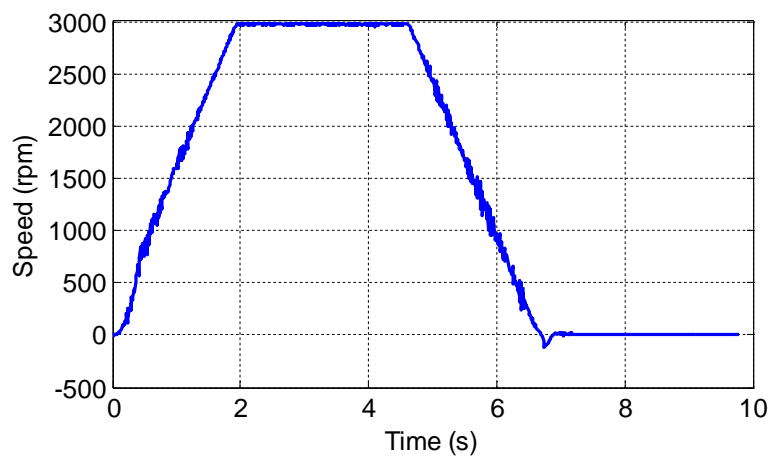


Fig.5.6 Vitesse de la machine contrôlée par le VFD via un transformateur

Table 5.2 Comparaison des résultats obtenus par tests expérimentaux et théoriques

	<i>Mesures</i>		<i>Machine Triphasé équivalente IM</i>		<i>Machine Pentaphasé équivalente IM</i>	
	No-Load	Loaded	No-Load	Loaded	No-Load	Loaded
$I_p(A)$	4.38	7.11	4.3	6.83	4.5	7.2
$I_s(A)$	2.6	4.2	2.65	4.1	2.7	4.32

## 5.9. Conclusion

Il a été présenté dans ce chapitre, une étude de l'association transformateur tri-pentaphasé / machine pentaphasée, ainsi que les possibilités de commande de cette machine avec un onduleur triphasé via le transformateur tri-pentaphasé. Ce dernier effectue la transformation de phase du triphasé en pentaphasé, et représente une interface entre la machine à induction pentaphasée et l'onduleur triphasé.

Nous avons proposé deux modèles de régime permanent utilisant le concept de modélisation par phase, en supposant que la séquence fondamentale est dominante. Ces modèles sont validés expérimentalement, le premier représente le système comme machine triphasée équivalente, tandis que le second comme une machine pentaphasée équivalente. Ces modèles en régime permanent permettent de déduire les modèles dynamiques correspondants qui sont présentés comme suit :

- le premier est le même que celui de la machine à induction triphasée, où ses paramètres sont déterminés à l'aide du modèle du régime permanent correspondant,
- le second est le même que celui de la machine à induction à cinq phases, où la séquence fondamentale est dominante, ses paramètres sont déterminés à l'aide du modèle du régime permanent correspondant. Les résultats des tests montrent une bonne précision des modèles dynamiques proposés.

Sur la base de ces modèles, deux schémas IFOC sont proposés pour contrôler la machine pentaphasée via le transformateur tri-pentaphasé. Le premier schéma est le même que celui de l'IFOC conventionnel ; dans ce cas le système est représenté par la machine triphasée équivalente, où les courants primaires sont utilisés pour la régulation. Le second schéma est basé sur un modèle équivalent de machine pentaphasée, dans ce cas les courants secondaires doivent être transformés en courants triphasés pour obtenir les courants direct et en quadrature nécessaires à la régulation. Ce schéma peut être utile pour obtenir un contrôleur approprié dans le cas défectueux : ouverture d'une phase de la machine, où la transformation des courants présentée n'est plus valide. Dans le cas sain, l'axe direct du côté pentaphasé et celui du côté triphasé sont alignés, par conséquent, les courants direct et en quadrature du pentaphasé et du côté triphasé sont liés par une relation linéaire qui simplifie le schéma de commande IFOC. Cependant, en cas sain les deux schémas ont presque la même dynamique.

La machine à induction pentaphasée commandée par un VFD industriel via un transformateur tri-pentaphasé, se comporte comme une machine triphasée conventionnelle. Ainsi, un VFD conventionnel peut être utilisé pour contrôler la machine via le transformateur, et exploiter les avantages fournis par la machine à induction pentaphasée.

## Conclusion Générale

Dans cette thèse, nous avons étudié les systèmes électromagnétiques polyphasés qui sont des systèmes à enroulements (machines et transformateur polyphasés). Cela se fait par :

- Discuter et analyser les possibilités de modifications, les degrés de liberté, apportés par les caractéristiques du nombre de phases.
- Etudier la particularité de conception et modélisation de ces systèmes électromagnétiques polyphasés (machine et transformateur polyphasés) qui sont à nombre de phases élevé.
- Réaliser la conception d'une machine et d'un transformateur polyphasés.

Dans le Chapitre 1, nous avons conclu qu'un système polyphasé est modifiable si son nombre de phases est factorisable. De ce fait, le nombre de phases peut être réduit et/ou le système polyphasé peut être transformé en un système multi-étoiles. Le nombre de couplages est  $(m+1)/2$  si  $m$  impair, et  $m/2$  si  $m$  est pair. Dans le cas où le nombre de phases  $m$  est un nombre premier, les couplages possibles sont : un couplage en étoile, et  $((m+1)/2-1)$  couplages polygones fermés. Alors que si  $m$  est factorisable, les couplages sont : un couplage en étoile, couplage en polygones fermés, et des couplages constitués de deux ou plusieurs polygones identiques séparés. En outre, on distingue trois types de tensions dans un système polyphasé : une tension simple, une tension entre phases adjacentes, et des tensions entre phases non-adjacentes. Lorsque le nombre de phases  $m$  est impair et  $m > 3$ , le nombre de tensions non-adjacentes est  $(m-3)/2$ , tandis que lorsque  $m$  est pair, le nombre des tensions non-adjacentes est  $(m/2-1)$ .

Quant à la conception et la réalisation d'un transformateur polyphasé, nous avons proposé d'utiliser un noyau asymétrique à trois colonnes en raison de ses avantages (compact, quantité réduite du matériau). Dans ce contexte, nous avons conçu et réalisé un transformateur tri-pentaphasé à noyau asymétrique à trois colonnes (chapitre 3). Il apparaît que la détermination de l'enroulement est suffisante pour concevoir un transformateur équilibré et performant. Mais en réalité ce n'est pas suffisant, car si les bobines de l'enroulement ne sont pas correctement positionnées sur le noyau magnétique, le déséquilibre provoqué par la différence des impédances secondaires ne peut être évité, bien que le nombre de spires des enroulements secondaires soit très proche. Ceci est la conséquence de la sensibilité des inductances de phase de fuite aux positions et dimensions des bobines d'enroulement de phase. Par suite, la conception assistée par ordinateur utilisant les Éléments Finis est pratique pour trouver un agencement approprié des bobines d'enroulement, ce qui diminue la différence des inductances de fuite par phase et réduit également le déséquilibre. En outre, le modèle dynamique proposé d'un transformateur tri-pentaphasé à noyau asymétrique à trois colonnes, basé sur le principe de dualité, montre une bonne fiabilité, ce qui en fait un outil approprié pour la simulation du transformateur permettant d'étudier le comportement du transformateur dans différentes conditions, avec des charges statiques ou dynamiques.

Pour ce qui est de la conception des machines polyphasées, en termes de détermination des dimensions principales, suit les mêmes étapes et est soumis aux mêmes contraintes que la conception des machines triphasées conventionnelle. De plus, les enroulements polyphasés sont formés en respectant les mêmes principes. Autrement dit, l'augmentation du nombre de phases

ne modifie pas les principes de base conception des enroulements. Néanmoins, l'augmentation du nombre de phases améliore les performances de la machine, où un nombre de phase élevé entraîne la réduction de contenu harmoniques d'espaces. Par ailleurs, nous avons montré que les harmoniques des courants des rangs  $k \leq (m+1)/2$  avec  $k$  impair, peuvent produire des champs tournants de  $k \times P$  paires de pôles tournent de la vitesse de synchronisme. Ce qui signifie qu'un couple moteur peut être engendré par les harmoniques de rangs  $k \leq (m+1)/2$ , dans le cas pentaphasé  $k \leq 3$ ,  $k$  impair.

Afin de surmonter les difficultés liées à la concrétisation d'une conception de machine polyphasée, il est possible de transformer une machine asynchrone triphasée à cage (disponible sur le marché), en une machine asynchrone polyphasée. Cependant, il est nécessaire de vérifier l'adéquation du nombre de barres rotoriques de la machine triphasée originale, à la machine polyphasée souhaitée. Nous avons réalisé une machine asynchrone pentaphasée en transformant une machine asynchrone triphasée. De plus, nous avons modélisé, identifié les paramètres du modèle, et testé machine réalisée. La modélisation de la machine réalisée a été vérifiée expérimentalement.

Par ailleurs, nous avons étudié expérimentalement le démarrage direct de la machine pentaphasée (réalisée) avec une phase ouverte, est effectué pour le couplage en étoile neutre relié et isolé, le couplage en pentagone, et le couplage en pentacle. Dans le cas du couplage en étoile avec neutre relié et dans le cas du couplage en pentagone, la machine peut démarrer avec une phase ouverte et atteindre la même vitesse que dans le cas sain, sans atteindre des courants élevés. Cependant, le couplage en pentagone est avantageux par rapport au couplage en étoile avec neutre relié, car il n'a pas besoin de conducteur supplémentaire, contrairement au couplage en étoile avec neutre relié, un conducteur supplémentaire est nécessaire pour relier le neutre. Dans le cas du couplage en étoile avec neutre isolé et dans le cas du couplage en pentacle, la machine démarre, avec phase ouverte, mais la vitesse est d'environ 1/3 de celle du cas sain. En plus, les courants dans ces deux cas sont très élevés.

Dans le chapitre 5, nous avons étudié l'association transformateur tri-pentaphasé / machine pentaphasée, ainsi que les possibilités de commande de cette machine avec un onduleur triphasé via le transformateur tri-pentaphasé. Dans cette association transformateur/machine, le transformateur tri-pentaphasé représente une interface entre la machine pentaphasée et l'onduleur triphasé. De plus, nous avons proposé deux modèles de régime permanent du système transformateur/machine utilisant le concept de modélisation par phase. Ces modèles sont validés expérimentalement. Le premier représente le système comme machine triphasée équivalente, tandis que le second comme une machine pentaphasée équivalente.

Sur la base de ces modèles, deux schémas IFOC sont proposés pour contrôler la machine pentaphasée via le transformateur tri-pentaphasé. Le premier schéma est le même que celui de l'IFOC conventionnel. Le second schéma est basé sur un modèle équivalent de machine pentaphasée, dans ce cas les courants secondaires doivent être transformés en courants triphasés pour obtenir les courants directs et en quadrature nécessaires à la régulation. Ce schéma peut être utile pour obtenir un contrôleur approprié dans le cas défectueux : ouverture d'une phase de la machine, où la transformation des courants présentée n'est plus valide. Dans le cas sain, l'axe direct du côté pentaphasé et celui du côté triphasé sont alignés, par conséquent, les

courants directs et en quadrature du pentaphasé et du côté triphasé sont liés par une relation linéaire qui simplifie le schéma de commande IFOC. Cependant, en cas sain les deux schémas ont presque la même dynamique.

La machine asynchrone pentaphasée commandée par un VFD industriel via un transformateur tri-pentaphasé, se comporte comme une machine triphasée conventionnelle. Ainsi, un VFD conventionnel peut être utilisé pour contrôler la machine via le transformateur, et exploiter les avantages fournis par la machine à induction pentaphasée.

## Références

- [1] International Energy Agency IEA, "Electricity production", <https://www.iea.org/reports/electricity-information-overview/electricity-production>.
- [2] Our World in Data, "Electricity production by source, World", <https://ourworldindata.org/grapher/electricity-prod-source-stacked>.
- [3] Gonen, Turan. Electrical Power Transmission System Engineering: Analysis and Design, Third Edition. États-Unis, CRC Press, 2015.E
- [4] Gonen, Turan. Electrical Power Transmission System Engineering: Analysis and Design, 2nd Edition. États-Unis, CRC Press, 2011.
- [5] FLANAGAN, William. "Handbook of transformer design and applications". McGraw-Hill, Inc., 1993.
- [6] Edison Tech Center , "AC Power History and Timeline", <https://edisontechcenter.org/AC-PowerHistory.html>.
- [7] J. Blalock, "The first polyphase system: a look back at two-phase power for AC distribution," in IEEE Power and Energy Magazine, vol. 2, no. 2, pp. 63-66, March-April 2004, doi: 10.1109/MPAE.2004.1269626
- [8] Hughes, T.P. (1983) Networks of Power: Electrification in Western Society, 1880–1930, John Hopkins University Press.
- [9] Elektrotechnisches Institut, The invention of the electric motor 1856-1893, <https://www.eti.kit.edu/english/1390.php>.
- [10] M. Guarnieri, "The Beginning of Electric Energy Transmission: Part One [Historical]," in IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 7, no. 1, pp. 50-52, March 2013, doi: 10.1109/MIE.2012.2236484.
- [11] F. E. Terman, "A brief history of electrical engineering education," in Proceedings of the IEEE, vol. 64, no. 9, pp. 1399-1407, Sept. 1976, doi: 10.1109/PROC.1976.10333
- [12] M. Guarnieri, "The Beginning of Electric Energy Transmission: Part Two [Historical]," in IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 7, no. 2, pp. 52-59, June 2013, doi: 10.1109/MIE.2013.2256297.
- [13] IEEE Spectrum, "May 1888: Tesla Files His Patents for the Electric Motor", <https://spectrum.ieee.org/may-1888-tesla-files-his-patents-for-electric-motor>.
- [14] Nicola Tesla, " ELECTRO-MAGNETIC MOTOR", UNITED STATES, Patent No. 381.968, May 1, 1888.
- [15] Nicola Tesla, "ELECTRO-MAGNETIC MOTOR", UNITED STATES, Patent No. 382,279, dated May 1, 1888.
- [16] Nicola Tesla, "SYSTEM OF ELECTRICAL DISTRIBUTION", UNITED STATES, Patent No. 381,970, dated May 1, 1888.
- [17] J.E. Parton, "A general theory of phase transformation," Proceedings of the IEE–Part IV: Institution Monographs 99 (2) (1952) 12–23.
- [18] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - a technology status review," in IET Electric Power Applications, vol. 1, no. 4, pp. 489-516, July 2007.
- [19] E. E. Ward and H. Härer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor," in Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 116, no. 6, pp. 980-984, June 1969.

- [20] Rubino, Sandro, et al. "A novel matrix transformation for decoupled control of modular multiphase PMSM drives." *IEEE Transactions on Power Electronics* 36.7 (2020): 8088-8101.
- [21] Garcia-Entrambasaguas, Paula, et al. "Direct torque and predictive control strategies in nine-phase electric drives using virtual voltage vectors." *IEEE Transactions on Power Electronics* 34.12 (2019): 12106-12119.
- [22] Slunjski, Marko, et al. "Symmetrical/asymmetrical winding reconfiguration in multiphase machines." *IEEE Access* 8 (2020): 12835-12844.
- [23] Cervone, Andrea, et al. "Optimal third-harmonic current injection for asymmetrical multiphase permanent magnet synchronous machines." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 68.4 (2020): 2772-2783.
- [24] E. Libbos, E. Krause, A. Banerjee and P. T. Krein, "Inverter Design Considerations for Variable-Pole Induction Machines in Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 11, pp. 13554-13565, Nov. 2022.
- [25] Barrero, Federico, "Control of Multiphase Machines and Drives". N.p., MDPI AG, 2020.
- [26] J. Gong, H. Zahr, E. Semail, M. Trabelsi, B. Aslan and F. Scuiller, "Design Considerations of Five-Phase Machine with Double p/3p Polarity," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 1, pp. 12-24, March 2019.
- [27] M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, L. Parsa, G. Serra and D. Casadei, "High-Torque-Density Control of Multiphase Induction Motor Drives Operating Over a Wide Speed Range," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 814-825, Feb. 2015.
- [28] J. Wang, R. Qu and L. Zhou, "Dual-Rotor Multiphase Permanent Magnet Machine With Harmonic Injection to Enhance Torque Density," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 22, no. 3, pp. 5202204-5202204, June 2012, Art no. 5202204.
- [29] Liu, Zicheng, Yongdong Li, and Zedong Zheng. "A review of drive techniques for multiphase machines." *CES Transactions on Electrical Machines and Systems* 2.2 (2018): 243-251.
- [30] S. Rubino, O. Dordevic, R. Bojoi and E. Levi, "Modular Vector Control of Multi-Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 10, pp. 9136-9147, Oct. 2021,
- [31] Liu, Zicheng, Yongdong Li, and Zedong Zheng. "A review of drive techniques for multiphase machines." *CES Transactions on Electrical Machines and Systems* 2.2 (2018): 243-251
- [32] **Khelafi Abdelhakim**, D. Abdelmalik, T. Omar and I. Rachid, "Assessment of Torque Density Improvement by Third Harmonic Injection in Five-Phase Induction Machine with Full Pitch Concentrated and Distributed Winding," 2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE), Algiers, Algeria, 2019, pp. 1-5
- [33] W. Taha, P. Azer, A. D. Callegaro and A. Emadi, "Multiphase Traction Inverters: State-of-the-Art Review and Future Trends," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 4580-4599, 2022,
- [34] E. Libbos, E. Krause, A. Banerjee and P. T. Krein, "Inverter Design Considerations for Variable-Pole Induction Machines in Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 11, pp. 13554-13565, Nov. 2022.
- [35] H. Hussain, G. Yang, R. Deng and J. Yang, "Harmonic Injection Strategy Considering Multiplane Iron Loss Impact With Optimal Magnetizing Flux Distribution for

- Multiphase Induction Machines," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 70, no. 7, pp. 6530-6539, July 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3203683.
- [36] M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, L. Parsa, G. Serra and D. Casadei, "High-Torque-Density Control of Multiphase Induction Motor Drives Operating Over a Wide Speed Range," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 2, pp. 814-825, Feb. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2334662.
- [37] M. Morawiec, P. Strankowski, A. Lewicki, J. Guziński and F. Wilczyński, "Feedback Control of Multiphase Induction Machines With Backstepping Technique," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 6, pp. 4305-4314, June 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2931236.
- [38] A. G. Yepes et al., "Selection Criteria of Multiphase Induction Machines for Speed-Sensorless Drives Based on Rotor Slot Harmonics," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 8, pp. 4663-4673, Aug. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2548979
- [39] Mossa, M.A.; Echeikh, H.; Iqbal, A.; Duc Do, T.; Al-Sumaiti, A.S. A Novel Sensorless Control for Multiphase Induction Motor Drives Based on Singularly Perturbed Sliding Mode Observer-Experimental Validation. *Appl. Sci.* 2020, 10, 2776. <https://doi.org/10.3390/app10082776>.
- [40] G. Sala, M. Mengoni, G. Rizzoli, M. Degano, L. Zarri and A. Tani, "Impact of Star Connection Layouts on the Control of Multiphase Induction Motor Drives Under Open-Phase Fault," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 4, pp. 3717-3726, April 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3024205
- [41] Yepes AG, Lopez O, Gonzalez-Prieto I, Duran MJ, Doval-Gandoy J. A Comprehensive Survey on Fault Tolerance in Multiphase AC Drives, Part 1: General Overview Considering Multiple Fault Types. *Machines*. 2022; 10(3):208.
- [42] Yepes AG, Gonzalez-Prieto I, Lopez O, Duran MJ, Doval-Gandoy J. A Comprehensive Survey on Fault Tolerance in Multiphase AC Drives, Part 2: Phase and Switch Open-Circuit Faults. *Machines*. 2022; 10(3):221.
- [43] B. P. Reddy, M. Rao A, M. Sahoo and S. Keerthipati, "A Fault-Tolerant Multilevel Inverter for Improving the Performance of a Pole-Phase Modulated Nine-Phase Induction Motor Drive," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 2, pp. 1107-1116, Feb. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2733474
- [44] G. Yang, H. Hussain, S. Li, J. Zhang and J. Yang, "Fault-Tolerant Control for Multiphase Induction Machines With Torque Ripple Reduction Considering Harmonic Injection," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 12, pp. 14005-14010, Dec. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3188999
- [45] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, no. 3, pp. 578-584, Sept. 1996, doi: 10.1109/60.537028.
- [46] M. J. Duran and F. Barrero, "Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines—Part II," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 459-468, Jan. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2448211.
- [47] T. S. de Souza, R. R. Bastos and B. J. Cardoso Filho, "Modeling and Control of a Nine-Phase Induction Machine with Open Phases," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 6, pp. 6576-6585, Nov.-Dec. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2852282.
- [48] Kestelyn, Xavier. Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés. Diss. Lille 1, 2003.



- [49] Ryndzionic, R., Blecharz, K., Kutt, F., Michna, M., & Kostro, G. (2022). Fault-tolerant performance of the novel five-phase doubly-fed induction generator. *IEEE Access*, 10, 59350-59358.
- [50] Mishra, N. K., Husain, Z., & Khan, M. R. (2019). D, Q reference frames for the simulation of multiphase (six phase) wound rotor induction generator driven by a wind turbine for disperse generation. *IET Electric Power Applications*, 13(11), 1823-1834
- [51] Beik, O., & Al-Adsani, A. S. (2020). Wind turbine multiphase operational trajectory in an all-DC wind generation system. *IET Renewable Power Generation*, 14(15), 2916-2923.
- [52] Khelifi, M. A., & Slimene, M. B. (2023). Efficiency of a Six-Phase Induction Generator Employing a Static Excitation Controller to Generate AC Power for Wind Energy. *IEEE Access*, 11, 28791-28799
- [53] Beik, O., & Al-Adsani, A. S. (2019). Parallel nine-phase generator control in a medium-voltage DC wind system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(10), 8112-8122.
- [54] Yaramasu, V., Wu, B., Sen, P. C., Kouro, S., & Narimani, M. (2015). High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. *Proceedings of the IEEE*, 103(5), 740-788.
- [55] Chandramohan, K., Padmanaban, S., Kalyanasundaram, R., & Blaabjerg, F. (2018). Modeling of five-phase, self-excited induction generator for wind mill application. *Electric Power Components and Systems*, 46(3), 353-363.
- [56] Lee, C. H., Chau, K. T., & Liu, C. (2015). Design and analysis of a cost-effective magnetless multiphase flux-reversal DC-field machine for wind power generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(4), 1565-1573.
- [57] Y. Wang, J. Yang, S. Li, G. Yang, R. Deng and H. Hussain, "Multiplane Rotor Resistance Online Estimation Strategy for Multiphase Induction Machine Under Nonsinusoidal Power Supply," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 8, pp. 9487-9500, Aug. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3051213.
- [58] A. G. Yepes, J. A. Riveros, J. Doval -Gandoy, F. Barrero, O. Lopez, B. Bogado, M. Jones, and E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings -- Part 1: Sinusoidal excitation methods," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 27, no. 4, pp. 1056-1066, Dec. 2012.
- [59] J. A. Riveros, A. G. Yepes , F. Barrero , J. Doval -Gandoy , B. Bogado, O. Lopez, M. Jones, and E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings -- Part 2: Time-domain techniques," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 27, no. 4, pp. 1067-1077, Dec. 2012.
- [60] A. S. Abdel-Khalik, M. I. Daoud, S. Ahmed, A. A. Elserougi and A. M. Massoud, "Parameter Identification of Five-Phase Induction Machines With Single Layer Windings," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5139-5154, Oct.
- [61] A. S. Abdel-Khalik, A. S. Morsy, S. Ahmed and A. M. Massoud, "Effect of Stator Winding Connection on Performance of Five-Phase Induction Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 3-19, Jan. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2242417.
- [62] M. Slunjski, O. Dordevic, M. Jones and E. Levi, "Symmetrical/Asymmetrical Winding Reconfiguration in Multiphase Machines," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 12835-12844, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2965652.

- [63] **Khelafi Abdelhakim**, Abedmalik Djebli, O.Touhami, R.Ibtiouen : Design and modeling of three-to-five phase three-limbed transformer. IET Electr. Power Appl. 17(5), 670–686 (2023). <https://doi.org/10.1049/elp2.12292>.
- [64] El Kahel, K M., Olivier, G., Guimaraes, C. and April, G. E.: Five and seven phase converter transformers, in Proc. CCECE and IEEE Conf., Montreal, QC, Canada, 1995, pp. 708–711 (in French).
- [65] El -Kahel, M., Olivier, G and BA, A. O.: Five and seven phase converters: A feasibility study, in Proc. CCECE & IEEE Conf., Calgary, 1996, pp. 1000–1003 (in French).
- [66] Iqbal, A., Moinuddin, S., Khan, M. R., Ahmed, S. M and Abu-Rub, H.: A Novel Three-Phase to Five-Phase Transformation Using a Special Transformer Connection, IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25, (3), pp. 1637-1644.
- [67] Abdel-Khalik, A.S., Shafik, Z., Elserougi, A., Ahmed, S and Massoud, A.: A static three-phase to five-phase transformer based on Scott connection, Electric Power Systems Research, 2014, 110, pp. 84-93.
- [68] Moinoddin, S., Iqbal, A., Abu-Rub, H., Rizwan Khan, M and Moin Ahmed, S.: Three-Phase to Seven-Phase Power Converting Transformer, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27, (3), pp. 757-766.
- [69] Moinoddin, S., Abu-Rub, H and Iqbal, A.: Dual five-phase power supply system using a three to ten-phase transformer connection, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov 2013, Vienna, Austria, pp. 5167-5172.
- [70] Abedmalik Djebli, **Abdelhakim Khelafi**, A., Touhami, O and Ibtouen, R.: Impact of Windings Stacking of Three-phase to Multiphase Transformer on the Output Voltage Balance, 2019 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF), Nancy, France, August 2019, pp. 1-2.
- [71] Tabrez, M., Sadhu, P.K., Iqbal, A. et al.: Analysis of a three-phase to seven-phase transformer under unbalanced input. Microsyst Technol, 2020, 26, (8), pp. 2507-2516.
- [72] Husain, M.A., Tabrez, M., Bakhsh, F.I., Nat, A and Mahmood, F.M.: Simulation and experimental study of power flow in a seven-phase transformer under fault conditions. IET Gener. Transm. Distrib. 16, 4806– 4817 (2022).
- [73] <https://vietnamtransformer.com/our-news/advantages-and-disadvantages-of-three-phase-transformers>.
- [74] Gamil, A., Schatzl, F.: Determining Transformer core losses based on investigation of core material behaviour during test and operation – mathematical interpretation, TRANSFORMERS MAGAZINE., 2015, 02, Issue 4.
- [75] Electricity Market Report, July 2021, <https://iea.blob.core.windows.net/assets/01e1e998-8611-45d7-acab-5564bc22575a/ElectricityMarketReportJuly2021.pdf>
- [76] Resources of the future, Global Energy Outlook 2023: Sowing the Seeds of an Energy Transition, <https://www.rff.org/publications/reports/global-energy-outlook-2023/>.
- [77] Our World in Data, Electricity demand, 1990 to 2022, <https://ourworldindata.org/grapher/electricity-demand?tab=chart&time=earliest..2022&facet=none&country=USA~GBR~FRA~DEU~IND~BRA~DZA~CHN>.
- [78] K. Ni et al., "Electrical and Electronic Technologies in More-Electric Aircraft: A Review," in IEEE Access, vol. 7, pp. 76145-76166, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2921622.
- [79] Gonen, Turan. Electrical Power Transmission System Engineering: Analysis and Design, 2nd Edition. États-Unis, CRC Press, 2011.

- [80] Gonen, Turan. *Electrical Power Transmission System Engineering: Analysis and Design*, Third Edition. Royaume-Uni, Taylor & Francis, 2014.
- [81] T.S. Kishore, S.K. Singal, Optimal economic planning of power transmission lines: A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 39, 2014, Pages 949-974, ISSN 1364-0321.
- [82] SINGH, L. P. et SINHA, V. P. Analysis of multiphase power system networks. *IFAC Proceedings Volumes*, 1979, vol. 12, no 5, p. 160-167.
- [83] PORTELA, C. M. et TAVARES, M. C. Six-phase transmission line-propagation characteristics and new three-phase representation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1993, vol. 8, no 3, p. 1470-1483.
- [84] TIWARI, S. N., SINGH, Girish Kumar, et SAROOR, AS Bin. Multiphase Power transmission research—A survey. *Electric power systems research*, 1992, vol. 24, no 3, p. 207-215.
- [85] STEWART, J. R. et WILSON, D. D. High phase order transmission--A feasibility analysis Part I--steady state considerations. *IEEE Transactions on power apparatus and systems*, 1978, no 6, p. 2300-2307.
- [86] J. R. Stewart and D. D. Wilson, "High Phase Order Transmission--A Feasibility Analysis Part II--Overvoltages and Insulation Requirements," in *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-97, no. 6, pp. 2308-2317, Nov. 1978, doi: 10.1109/TPAS.1978.354735.
- [87] Nadolny, Zbigniew. "Impact of Changes in Limit Values of Electric and Magnetic Field on Personnel Performing Diagnostics of Transformers." *Energies* 15.19 (2022): 7230.
- [88] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection. "ICNIRP statement on the "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)"." *Health physics* 97.3 (2009): 257-258.
- [89] Tong, Ziyuan, Zhaoyang Dong, and Trevor Ashton. "Analysis of electric field influence on buildings under high-voltage transmission lines." *IET Science, Measurement & Technology* 10.4 (2016): 253-258.
- [90] Nicolaou, Charalambos P., et al. "Measurements and predictions of electric and magnetic fields from power lines." *Electric Power Systems Research* 81.5 (2011): 1107-1116.
- [91] Kokoruš, M., et al. "Analysis of the possible solutions for the reduction of electric and magnetic fields near 400 kV overhead transmission lines." *WIT Transactions on Ecology and the Environment* 181 (2014): 225-236.
- [92] Alhassan, Ahmad Bala, et al. "Power transmission line inspection robots: A review, trends and challenges for future research." *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 118 (2020): 105862.
- [93] Diamantis, Apostolos, and Antonios G. Kladas. "Mixed numerical methodology for evaluation of low-frequency electric and magnetic fields near power facilities." *IEEE Transactions on Magnetics* 55.6 (2019): 1-4.
- [94] Gouda, Osama E., and Mostafa A. Al-Gabalawy. "Overhead transmission lines impacts on neighboring buried metallic gas pipelines." *Electrical Engineering* 103.6 (2021): 3119-3137.
- [95] Aliyari, Hamed, et al. "Analysis of the effects of high-voltage transmission line on human stress and attention through electroencephalography (EEG)." *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering* 43 (2019): 211-218.

- [96] Deng, Xianda. Exploring six-phase transmission lines for increasing power transfer with limited right of way. Arizona State University, 2012.
- [97] Kishore, T. S., & Singal, S. K. (2014). Optimal economic planning of power transmission lines: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 39, 949-974.
- [98] Peng, X., Liu, Z., & Jiang, D. (2021). A review of multiphase energy conversion in wind power generation. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 147, 111172.
- [99] Mousa, H. H., Youssef, A. R., & Mohamed, E. E. (2019). Model predictive speed control of five-phase permanent magnet synchronous generator-based wind generation system via wind-speed estimation. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 29(5), e2826.
- [100] Valikhani, M., Wu, T., & Schäfer, U. (2020, June). Dynamic Modelling and Control of Multiphase Doubly Fed Induction Generator in Wind Turbine Systems. In 2020 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM) (pp. 774-778). IEEE.
- [101] Shao, L., Hua, W., Soulard, J., Zhu, Z. Q., Wu, Z., & Cheng, M. (2020). Electromagnetic performance comparison between 12-phase switched flux and surface-mounted PM machines for direct-drive wind power generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(2), 1408-1422.
- [102] Mousa, H. H., Youssef, A. R., & Mohamed, E. E. (2019). Variable step size P&O MPPT algorithm for optimal power extraction of multi-phase PMSG based wind generation system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 108, 218-231.
- [103] Beik, O., & Schofield, N. (2017). High-voltage hybrid generator and conversion system for wind turbine applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(4), 3220-3229.
- [104] Mirnikjoo, S. A., Abbaszadeh, K., & Abdollahi, S. E. (2020). Multiobjective design optimization of a double-sided flux switching permanent magnet generator for counter-rotating wind turbine applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(8), 6640-6649.
- [105] Liu, Y., Niu, S., & Fu, W. N. (2015). A novel multiphase brushless power-split transmission system for wind power generation. *IEEE Transactions on Magnetics*, 52(2), 1-7.
- [106] Zhou, Z. (2014). Modeling and power control of a marine current turbine system with energy storage devices (Doctoral dissertation, Université de Bretagne occidentale-Brest).
- [107] Zhou, Z., Scuiller, F., Charpentier, J. F., Benbouzid, M., & Tang, T. (2014, November). An up-to-date review of large marine tidal current turbine technologies. In 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition (pp. 480-484). IEEE.
- [108] Mekri, F., Elghali, S. B., & Benbouzid, M. E. H. (2012). Fault-tolerant control performance comparison of three-and five-phase PMSG for marine current turbine applications. *IEEE Transactions on sustainable Energy*, 4(2), 425-433.
- [109] Yao, G., Pang, S., Ying, T., Benbouzid, M., Ait-Ahmed, M., & Benkhoris, M. F. (2020). VPSO-SVM-based open-circuit faults diagnosis of five-phase marine current generator sets. *Energies*, 13(22), 6004.
- [110] Cavagnino, A., Li, Z., Tenconi, A., & Vaschetto, S. (2013). Integrated generator for more electric engine: Design and testing of a scaled-size prototype. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(5), 2034-2043.

- [111] Golovanov, D., Gerada, D., Sala, G., Degano, M., Trentin, A., Connor, P. H., ... & Gerada, C. (2021). 4-MW class high-power-density generator for future hybrid-electric aircraft. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 7(4), 2952-2964.
- [112] Bojoi, R., Cavagnino, A., Tenconi, A., & Vaschetto, S. (2015). Control of shaft-line-embedded multiphase starter/generator for aero-engine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1), 641-652.
- [113] Chen, Y., & Liu, B. (2019). Design and analysis of a five-phase fault-tolerant permanent magnet synchronous motor for aerospace starter-generator system. *IEEE Access*, 7, 135040-135049.
- [114] Abdel-Majeed, M. S., Eldeeb, H. M., Metwly, M. Y., Abdel-Khalik, A. S., Hamad, M. S., Hamdy, R. A., & Ahmed, S. (2020). Postfault operation of onboard integrated battery charger via a nine-phase EV-drive train. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(7), 5626-5637.
- [115] Global Wind Energy Council: GWEC, Global Wind Report 2022, <https://gwec.net/global-wind-report-2022/>.
- [116] Ryndzionek, R., Blecharz, K., Kutt, F., Michna, M., & Kostro, G. (2022). Fault-tolerant performance of the novel five-phase doubly-fed induction generator. *IEEE Access*, 10, 59350-59358
- [117] Chinmaya, K. A., & Singh, G. K. (2018). Performance evaluation of multiphase induction generator in stand-alone and grid-connected wind energy conversion system. *IET Renewable Power Generation*, 12(7), 823-831..
- [118] Singh, G. K. (2008). Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation. *Renewable energy*, 33(7), 1605-1621.
- [119] Khan, M. F., & Khan, M. R. (2020). Modeling and analysis of a six-phase self excited induction generator feeding induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 36(2), 746-754.
- [120] Damiano, A., Marongiu, I., Monni, A., & Porru, M. (2013, November). Design of a 10 MW multi-phase PM synchronous generator for direct-drive wind turbines. In *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 5266-5270). IEEE.
- [121] Al-Adsani, A. S., & Beik, O. (2019). Characterization of a hybrid PM generator using a 32-phase brushless excitation scheme. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34(3), 1391-1400.
- [122] Kumar, R. R., Devi, P., Chetri, C., Vardhan, A. S. S., Elavarasan, R. M., Mihet-Popa, L., & Saket, R. K. (2020). Design and characteristics investigation of novel dual stator pseudo-pole five-phase permanent magnet synchronous generator for wind power application. *IEEE Access*, 8, 175788-175804.
- [123] J. Wang, R. Qu, Y. Liu and J. Li, "Study of Multiphase Superconducting Wind Generators with Fractional-Slot Concentrated Windings," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 24, no. 3, pp. 1-6, June 2014, Art no. 5202106, doi: 10.1109/TASC.2014.2304300.
- [124] J. Wang, R. Qu and Y. Liu, "Comparison Study of Superconducting Generators With Multiphase Armature Windings for Large-Scale Direct-Drive Wind Turbines," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 23, no. 3, pp. 5201005-5201005, June 2013, Art no. 5201005, doi: 10.1109/TASC.2013.2241172.

- [125] Egbert, G. D., & Ray, R. D. (2017). Tidal prediction. *Journal of Marine Research*, 75(3), 189-237.
- [126] Zhou, Z., Benbouzid, M., Charpentier, J. F., Scuiller, F., & Tang, T. (2012, May). Energy storage technologies for smoothing power fluctuations in marine current turbines. In 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (pp. 1425-1430). Ieee.
- [127] Madonna, V., Giangrande, P., & Galea, M. (2018). Electrical power generation in aircraft: Review, challenges, and opportunities. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4(3), 646-659.
- [128] Zhang, X. (2019). Multiphase Synchronous Generator-Rectifier System for More-Electric Transport Applications. The University of Manchester (United Kingdom).
- [129] Rini, G. (2015). Analysis and design of high performance multiphase electric drives for vehicle and aircraft applications.
- [130] D. Golovanov et al., "4-MW Class High-Power-Density Generator for Future Hybrid-Electric Aircraft," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, no. 4, pp. 2952-2964, Dec. 2021, doi: 10.1109/TTE.2021.3068928.
- [131] Sayed, E., Abdalmagid, M., Pietrini, G., Sa'adeh, N. M., Callegaro, A. D., Goldstein, C., & Emadi, A. (2021). Review of electric machines in more-/hybrid-/turbo-electric aircraft. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 7(4), 2976-3005.
- [132] Al-Adsani, A. S., & Beik, O. (2018). Design of a multiphase hybrid permanent magnet generator for series hybrid EV. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 33(3), 1499-1507.
- [133] Bojoi, R., Rubino, S., Tenconi, A., & Vaschetto, S. (2016, October). Multiphase electrical machines and drives: A viable solution for energy generation and transportation electrification. In 2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE) (pp. 632-639). IEEE.
- [134] Levi, E. (2015). Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1), 433-448.
- [135] Salem, A., & Narimani, M. (2019). A review on multiphase drives for automotive traction applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 5(4), 1329-1348.
- [136] Reusser, C. A., Young, H. A., Osses, J. R. P., Perez, M. A., & Simmonds, O. J. (2020). Power electronics and drives: Applications to modern ship propulsion systems. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 14(4), 106-122.
- [137] Sun, C., Ai, S., Hu, L., & Chen, Y. (2015). The development of a 20MW PWM driver for advanced fifteen-phase propulsion induction motors. *Journal of Power Electronics*, 15(1), 146-159.
- [138] Liu, Z., Wu, J., & Hao, L. (2018). Coordinated and fault-tolerant control of tandem 15-phase induction motors in ship propulsion system. *IET Electric Power Applications*, 12(1), 91-97.
- [139] Apsley, J. M., Gonzalez-Villasenor, A., Barnes, M., Smith, A. C., Williamson, S., Schuddebeurs, J. D., ... & McDonald, J. R. (2009). Propulsion drive models for full electric marine propulsion systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(2), 676-684.

- [140] Ni, K., Hu, Y., Wang, Z., Wen, H., & Gan, C. (2019). Asynchronized synchronous motor-based more electric ship—Less power electronics for more system reliability. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 24(5), 2353-2364.
- [141] Patel, V. I., Wang, J., Nugraha, D. T., Vuletić, R., & Tousen, J. (2015). Enhanced availability of drivetrain through novel multiphase permanent-magnet machine drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1), 469-480.
- [142] Frikha, M. A., Croonen, J., Deepak, K., Benômar, Y., El Baghdadi, M., & Hegazy, O. (2023). Multiphase motors and drive systems for electric vehicle powertrains: State of the art analysis and future trends. *Energies*, 16(2), 768.
- [143] Subotic, I., Bodo, N., Levi, E., Dumnic, B., Milicevic, D., & Katic, V. (2016). Overview of fast on-board integrated battery chargers for electric vehicles based on multiphase machines and power electronics. *IET Electric Power Applications*, 10(3), 217-229.
- [144] Polater, N., & Tricoli, P. (2022). Technical review of traction drive systems for light railways. *Energies*, 15(9), 3187.
- [145] de Lillo, L., Empringham, L., Wheeler, P. W., Khwan-On, S., Gerada, C., Othman, M. N., & Huang, X. (2009). Multiphase power converter drive for fault-tolerant machine development in aerospace applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(2), 575-583.
- [146] Xu, J., Zhang, B., Fang, H., & Guo, H. (2020). Guaranteeing the fault transient performance of aerospace multiphase permanent magnet motor system: An adaptive robust speed control approach. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 4(2), 114-122.
- [147] Hammad, R., Dabour, S. M., & Rashad, E. M. (2022). Asymmetrical six-phase induction motor drives based on Z-source inverters: Modulation, design, fault detection and tolerance. *Alexandria Engineering Journal*, 61(12), 10055-10070.
- [148] Reusser, C. A., & Pérez Osses, J. R. (2021). Challenges for zero-emissions ship. *Journal of Marine Science and Engineering*, 9(10), 1042.
- [149] Pereira, N. N. (2008). A diagnostic of diesel-electric propulsion for ships. *Ship Science and Technology*, 1(2), 27-42.
- [150] Liu, Z., Wu, J., & Hao, L. (2018). Coordinated and fault-tolerant control of tandem 15-phase induction motors in ship propulsion system. *IET Electric Power Applications*, 12(1), 91-97.
- [151] Iftikhar, M. H., Park, B. G., & Kim, J. W. (2021). Design and analysis of a five-phase permanent-magnet synchronous motor for fault-tolerant drive. *Energies*, 14(2), 514.
- [152] Laksar, J., Cermak, R., & Hruska, K. (2021). Challenges in the electromagnetic design of multiphase machines: Winding and equivalent circuit parameters. *Energies*, 14(21), 7335.
- [153] Pyrhonen, J., Jokinen, T., & Hrabovcova, V. (2013). *Design of rotating electrical machines*. John Wiley & Sons.
- [154] Toliyat, H. A., & Kliman, G. B. (Eds.). (2018). *Handbook of electric motors (Vol. 120)*. CRC press.
- [155] Bolvashenkov, I., Kammermann, J., Willerich, S., & Herzog, H. G. (2015, September). Comparative study for the optimal choice of electric traction motors for a helicopter drive train. In *Proceedings of the 10th Conference on Sustainable Development of Energy, Water and Environment Systems (SDEWES'15)* (pp. 1-15).
- [156] Zhang, Z., Wu, B., Kang, J., & Luo, L. (2009). A multi-purpose balanced transformer for railway traction applications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 24(2), 711-718.

- [157] Guangye, L., & Yihan, Y. (2002). Three-phase-to-four-phase transformer for four-phase power-transmission systems. *IEEE Transactions on power delivery*, 17(4), 1018-1022.
- [158] Scott-connection transformer / Roof-delta connection transformer| For railways | MEIDENSHA CORPORATION, <https://www.meidensha.com/catalog/BA65-2683.pdf>.
- [159] Kalantari, M., Sadeghi, M. J., Fazel, S. S., & Farshad, S. (2010). Investigation of power factor behavior in AC railway system based on special traction transformers. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, 2010.
- [160] Choi, S., Enjeti, P. N., & Pitel, I. J. (1996). Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11(5), 680-690.
- [161] Martinius, S., Halimi, B., & Dahono, P. A. (2002, October). A transformer connection for multipulse rectifier applications. In *Proceedings. International Conference on Power System Technology (Vol. 2, pp. 1021-1024)*. IEEE.
- [162] Verboomen, J., Van Hertem, D., Schavemaker, P. H., Kling, W. L., & Belmans, R. (2005, November). Phase shifting transformers: principles and applications. In *2005 International Conference on Future Power Systems (pp. 6-pp)*. IEEE.
- [163] Abdollahi, R. (2020). Multi-phase shifting autotransformer based rectifier. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 1, 38-45.
- [164] Fortescue, C. L. (1918). Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 37(2), 1027-1140.
- [165] White, D. C., & Woodson, H. H. (1959). *Electromechanical energy conversion*. Wiley, 1959.
- [166] Semail, Eric. *Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés. Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace*. Diss. Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2000.
- [167] E. A. Klingshirn, "High Phase Order Induction Motors - Part I. Description and Theoretical Considerations," in *IEEE Power Engineering Review*, vol. PER-3, no. 1, pp. 27-27, Jan. 1983.
- [168] E. A. Klingshirn, "High Phase Order Induction Motors - Part II-Experimental Results," in *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 1, pp. 54-59, Jan. 1983.
- [169] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic and H. A. Toliyat, "A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 320-335, March 2004.
- [170] Édouard Lefranc, Jean Poinard et Georges Auclerc, *Électricité – Courant alternatif. Électrostatique - Isolants - Tubes électroniques - Courants alternatifs - Machines - Redresseurs*, Paris, Les Éditions Foucher, 1957, p. 128-130.
- [171] Lyon, W. V. (1937). *Applications of the method of symmetrical components*, McGRAW-HILL BOOK COMPANY, Inc. NEW YORK AND LONDON 1937.
- [172] Kostenko, M., & Piotrovski, L. (1969). *Machines électriques-Tome 2: Machines à courant alternatif*. Editions Mir, Moscou.
- [173] Hadjsaid, N., & Sabonnadière, J. C. (2013). *Power Systems and Restructuring*. John Wiley & Sons.



- [174] Pereira, L. A., Pereira, L. F., Haffner, S., & Nicol, G. (2015, November). Unbalanced operation of five-phase induction machines using steady state symmetrical components—Part I: Theoretical considerations. In *IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 001807-001812). IEEE.
- [175] Furfari, F. A., & Brittain, J. (2002). Charles LeGeyt Fortescue and the method of symmetrical components. *IEEE Industry Applications Magazine*, 8(3), 7-9.
- [176] Das, J. C. (2016). *Understanding symmetrical components for power system modeling*. John Wiley & Sons.
- [177] Chicco, G., & Mazza, A. (2019). 100 years of symmetrical components. *Energies*, 12(3), 450.
- [178] Bhatt, N. B., Venkata, S. S., Guyker, W. C., & Booth, W. H. (1977). Six-phase (multi-phase) power transmission systems: fault analysis. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 96(3), 758-767.
- [179] Ciontea, C. I. (2022). Symmetrical Components and Sequence Networks Connections for Short-Circuit Faults in Five-Phase Electrical Systems. *Electricity*, 3(3), 251-263.
- [180] Liu, Z., Zheng, Z., Xu, L., Wang, K., & Li, Y. (2015). Current balance control for symmetrical multiphase inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(6), 4005-4012.
- [181] Levi, E., Jones, M., & Vukosavic, S. N. (2003). Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 150(5), 580-590.
- [182] Rockhill, A. A., & Lipo, T. A. (2015, May). A generalized transformation methodology for polyphase electric machines and networks. In *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)* (pp. 27-34). IEEE.
- [183] Della Torre, F., Leva, S., & Morando, A. P. (2008). Symmetrical components and space-vector transformations for four-phase networks. *IEEE transactions on power delivery*, 23(4), 2191-2200.
- [184] Karimi-Ghartemani, M., & Karimi, H. (2007). Processing of symmetrical components in time-domain. *IEEE Transactions on Power Systems*, 22(2), 572-579.
- [185] Liu, Z., Zheng, Z., Wang, Q., & Li, Y. (2019). Enhanced rotor field-oriented control of multiphase induction machines based on symmetrical components theory. *IET Power Electronics*, 12(4), 656-666.
- [186] de Morais, J. L. D. S., de Morais, J. C. D. S., Alceu, A. B., & Gules, R. (2015, November). Development of a 20-pulse AC-DC converter based in three-to-five phases transformer. In *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)* (pp. 1-5). IEEE.
- [187] Parton, J.E., Chan, Y.K. : The three-limbed phase transformer with controlled zero sequence effect, *IEEE Transactions on Power Apparatus PAS-90* (5) (1971)2019–2029.
- [188] Djebli, A., Touhami, O and Ibtouen, R.: Configuration of Three-phase to Eleven-phase Power Transformer, 2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Algiers, Algeria Oct 2018, pp. 1-6.
- [189] Tabreza, M., Iqbal, A., Sadhu, P. K., Husain, M. A., Bakhsh, F. I. and Singh, S. P.: Equivalent Circuit Modelling of a Three-phase to Seven-phase Transformer Using PSO and GA in *Journal of Intelligent & Fuzzy Systems.*, 2022, 42, (2), pp. 689-698.

- [190] Jialong Wang and Raluca Lasca.: Zero sequence circuit of three-legged core type transformers, 2009 62nd Annual Conference for Protective Relay Engineers, March 2009, College Station, TX, USA, pp. 188-213.
- [191] François, L. : Sur la Modélisation Numérique des Transformateurs Monophasé et Triphasé Application aux Montages Redresseurs et Gradateurs, Doctoral thesis, Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, 1989.
- [192] Joksimović, G., Mezzarobba, M., Tessarolo, A., & Levi, E. (2020). Optimal selection of rotor bar number in multiphase cage induction motors. *IEEE Access*, 8, 135558-135568.
- [193] Joksimovic, G., Djurovic, M., & Penman, J. (2001). Cage rotor MMF: winding function approach. *IEEE Power Engineering Review*, 21(4), 64-66.
- [194] Abdel-Khalik, A. S., Massoud, A. M., & Ahmed, S. (2018). Application of standard three-phase stator frames in prime phase order multiphase machine construction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(4), 2506-2517.
- [195] Al-Aimi, H., & Masoud, M. I. (2017, May). A case study for five phase induction motor design: Evaluation using finite element analysis. In 2017 9th IEEE-GCC Conference and Exhibition (GCCCE) (pp. 1-9). IEEE.
- [196] Lipo, T. A. (2017). *Introduction to AC machine design*. John Wiley & Sons.
- [197] Boldea, I. (2020). *Induction machines handbook*. CRC press.
- [198] H. R. Fudeh and C. M. Ong, "Modeling and Analysis of Induction Machines Containing Space Harmonics Part II: Analysis of Asynchronous and Synchronous Actions," in *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 8, pp. 2616-2620, Aug. 1983, doi: 10.1109/TPAS.1983.317782.
- [199] Fudeh, H. R., & Ong, C. M. (1983). Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics part III: Three-phase cage rotor induction machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, (8), 2621-2628.
- [200] Liwshitz-Garik, M. (1950). *Winding alternating-current machines: a book for winders, repairmen, and designers of electric machines*. van Nostrand.
- [201] S. Gataric, "A polyphase Cartesian vector approach to control of polyphase ac machines," in *Proc. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting IAS'00*, Rome, Italy, 2000.
- [202] HuangshengXu, H. A. Toliyat and L. J. Petersen, "Five-phase induction motor drives with DSP-based control system," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 4, pp. 524-533, July 2002