HAL
open science

Contribution à la Conception de Machines Asynchrones à Cage Multipolarité à Effet Boîte de Vitesse Continue pour Application Automobile

Abdelhak Mekahlia

To cite this version:

Abdelhak Mekahlia. Contribution à la Conception de Machines Asynchrones à Cage Multipolarité à Effet Boîte de Vitesse Continue pour Application Automobile. Energie électrique. HESAM Université, 2020. Français. NNT : 2020HESAE061 . tel-03124154

HAL Id: tel-03124154

https://pastel.hal.science/tel-03124154

Submitted on 28 Jan 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

HESAM UNIVERSITÉ

Arts et Métiers Sciences et Technologies

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES DES MÉTIERS DE L'INGÉNIEUR
[Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance « L2EP » – Campus de Lille]

THÈSE

présentée par : **Abdelhak MEKAHLIA**
soutenue le : **17 Décembre 2020**

pour obtenir le grade de : **Docteur d'HESAM Université**
préparée à : **École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers**
Spécialité : **Génie Electrique**

Contribution à la Conception de Machines Asynchrones à Cage Multipolarité à Effet Boîte de Vitesse Continue pour Application Automobile

THÈSE dirigée par :

[M SEMAIL Eric]

et co-encadrée par :

[M SCUILLER Franck]

Jury

Mme. Maria PIETRZAK-DAVID, Professeur des universités, LAPLACE, ENSEEIHT Toulouse	Présidente
M. Christophe ESPANET, Professeur des universités, FEMTO-ST, Université de Franche-Comté	Rapporteur
M. Smail MEZANI, Maitre de conférences, HdR, GREEN, Université de Loraine	Rapporteur
M. Eric SEMAIL, Professeur des universités, L2EP, Arts et Métiers ParisTech	Examinateur
M. Franck SCUILLER, Maitre de conférences, IRENav, Ecole navale, Brest	Examinateur
M. Hussein ZAHR, Ingénieur-Docteur Arts et Métiers, Institut Vedecom, Versailles	Examinateur

T H È S E

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée au sein des deux laboratoires L2EP et IRENAV, l'école des Arts et Métiers, et l'institut Vedecom. Cette expérience de plusieurs années m'a été très bénéfique sur les plans professionnel et personnel. Je tiens à remercier toute personne qui a contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

De prime abord, je remercie M. Eric Semail le directeur de thèse, pour m'avoir accordé sa confiance et pour m'avoir orienté tout au long de cette expérience. Eric a été, pour moi, un encadrant exemplaire, qui veillait toujours à me faire bénéficier de ses conseils précieux sur tous les aspects du travail réalisé. Grâce à son expérience très riche dans le domaine, et à sa vaste vision sur la recherche à l'échelle internationale, Eric a su mettre à ma disposition des références bibliographiques très intéressantes et pertinentes. Les discussions avec lui, étaient toujours passionnantes, non seulement dans le cadre scientifique mais aussi général, et parfois se prolongeaient pendant des heures et des heures, ce qui m'a apporté une richesse intellectuelle considérable.

Ensuite, je remercie M. Franck Scuiller le co-encadrant de cette thèse, pour sa forte implication scientifique et technique dans les travaux réalisés. Franck a toujours veillé à mettre à ma disposition les éléments nécessaires pour la compréhension de différents aspects liés à la modélisation des machines électriques, ce qui m'a été primordial pour le développement de plusieurs outils et méthodes. Grâce à ses remarques scientifiques et ses analyses approfondies, j'ai pu surmonter plusieurs difficultés liées au développement de modèles de machines électriques.

Eric et Franck ont contribué considérablement à l'amélioration de : ce mémoire de thèse, l'ensemble des publications, mais également tous les rapports et présentations que j'ai dû fournir au cours de cette thèse. Leur forte contribution m'a toujours permis de mieux valoriser mes travaux scientifiques. Je tiens donc à leur exprimer ma reconnaissance la plus sincère !

Je remercie Mme. Maria Pietrzak-David, présidente du jury de soutenance, de m'avoir fait l'honneur d'évaluer mon travail, et de présider le jury de soutenance. Mme. Pietrzak-David a enrichi la discussion scientifique lors de la soutenance avec des questions pertinentes et des remarques bien valorisantes de ce travail de thèse sur les plans industriel et sociétal.

Ensuite, je remercie M. Christophe Espanet et M. Smail Mezani, les deux rapporteurs dans le jury de thèse, d'abord d'avoir accepté d'examiner ce mémoire, mais également pour l'ensemble des remarques très pertinentes qu'ils m'ont faites suite à leur lecture, très détaillée, du mémoire avant la soutenance. Ils ont contribué ainsi à l'amélioration de ce manuscrit de thèse. La discussion scientifique et technique approfondie que nous avons eue lors de la soutenance de thèse m'a été très enrichissante et bénéfique.

Je remercie Hussein Zahr, examinateur dans le jury de soutenance. Hussein a suivi mes travaux de thèse pendant 1 an et demi, depuis son début parmi les collaborateurs de l'institut Vedecom. Lors de cette période, Hussein et moi, avions des discussions fort enrichissantes dans le domaine des machines électriques. Grâce à son expérience dans le domaine, Hussein m'a été d'une grande aide sur plusieurs aspects scientifiques et techniques. Par la même occasion, je remercie Tahar Hamiti et Raouf Benlamine, qui ont suivi mes travaux pendant la première moitié de la période de thèse, et qui ont enrichi plusieurs de mes travaux scientifiques. Je remercie également Franck Vangraefschepe, responsable de l'équipe Machines Electriques à Vedecom, et l'ensemble des membres de cette équipe, dont j'ai fait partie pendant 3 ans et demi.

Enfin je remercie tous mes collègues et amis au sein de l'institut Vedecom, pour les moments mémorables que nous avons partagés durant la période de thèse.

Je remercie l'ensemble des membres du laboratoire L2EP, notamment mes collègues et amis à l'ENSAM Lille, avec qui j'ai passé 1 an et demi dans le cadre de la thèse. Et je remercie les membres du laboratoire IRENAV, avec qui j'ai passé de bons moments pendant mes visites occasionnelles à l'école navale de Brest, dans le cadre de la thèse.

Je tiens à remercier l'ensembles des professeurs et enseignants, qui sont intervenus dans ma formation, lors du master MVE au sein du réseau des écoles ParisTech (Arts et Métiers, Mines, Ponts et Chaussées et ENSTA), et par la même occasion je remercie la fondation Renault et tous ses membres, pour l'unique opportunité que cet organisme m'a offerte, et l'ensemble des évènements organisés lors du master, et qui sont toujours inscrits dans ma mémoire.

Je remercie de tout cœur, les professeurs et enseignants qui sont intervenus dans ma formation d'ingénieur au sein de l'Ecole Nationale Polytechnique à Alger (Algérie), et grâce à qui j'ai eu une formation très solide, polyvalente et enrichissante. Je remercie particulièrement les professeurs du département d'électrotechnique, entre autres, les professeurs Rachid Ibtiouen et Ahmed Boubakeur, qui m'ont toujours soutenu même après mes études d'ingénieur, et jusqu'à ce jour.

Je remercie également, l'ensemble des enseignants qui ont assuré ma formation de base en Algérie, allant du lycée jusqu'à l'école primaire.

Jusqu'à ce paragraphe, j'ai tenu à exprimer mes remerciements envers l'ensemble des personnes que j'ai connues dans le contexte académique ou professionnel. Maintenant, je me permets d'exprimer les plus profonds de mes sentiments de gratitude et d'amour envers : avant toute personne qui soit, mes parents, qui me sont très chers et qui ont été toujours là pour moi, pendant tous les moments, aussi bien agréables que difficiles, quoi que je dise je ne les remercierai jamais assez, que dieu les préserve ! Je remercie mes très chers frère et sœurs, pour leur soutien et amour. Je remercie également l'ensemble de mes proches, et de mes amis qui me sont chers, aussi bien en Algérie qu'en France. Sans que je cite leurs noms, toutes les personnes qui me sont spéciales, le savent déjà, et sauront bien lire entre mes mots toutes les pensées chaleureuses et profondes que je leur adresse.

Merci à vous tous !

Table des matières

Introduction générale 1

1 Etat de l'art 4

1.1 Contexte et enjeux 4

1.1.1 Enjeux de l'électrification des véhicules 4

1.1.2 Caractéristique d'une machine de traction 10

1.1.3 Machines de traction dans le marché de l'automobile 13

1.1.4 Machine à induction triphasée dans le domaine de la traction 18

1.1.5 Introduction à la piste de l'augmentation du nombre de phases 20

1.2 Avantages potentiels des machines polyphasées : Multi-séquences d'alimentation . 20

1.2.1 Principe de Multi-séquences d'alimentation : Théorie de familles d'harmoniques indépendantes 21

1.2.2 Modes d'utilisation des séquences d'alimentation 25

1.2.3 Avantages du point de vue convertisseur de puissance 31

1.2.4 Elargissement du champ de bobinages intéressants : intérêts d'utilisation des bobinages à pas non diamétral 33

1.2.5 Machine à aimants polyphasée et Multi-séquences 38

1.2.6 Machine à induction polyphasée et Multi-séquences 42

1.3 Changement de polarité pour machine à induction 52

1.3.1 Changement physique de polarité dans les machines à induction triphasées : Reconfiguration physique du bobinage 52

1.3.2 Changement électronique de polarité dans les machines à induction polyphasées 57

2 Modélisation de la machine à induction polyphasée 73

2.1 Modélisation analytique et réduction de dimensions 73

2.1.1 Représentation généralisée par les équations de tension 73

2.1.2 Transformation de Concordia généralisée : Réduction de dimensions statorique et rotorique 76

2.1.3 Elaboration d'un modèle analytique : calcul des courants rotoriques et du couple à courants statoriques imposés 84

2.2 Calcul analytique des paramètres de la machine à induction polyphasée 90

2.2.1 Calcul des résistances 90

2.2.2 Calcul des inductances 91

2.3 Applications 103

2.3.1 Application sur machine à induction à 3 phases 103

2.3.2 Application sur une machine à induction à 5 phases 115

3 Prototype de drive pour application de traction 132

3.1 Prise en compte d'un cahier des charges automobile de référence 132

3.2 Choix de la topologie de machine à induction polyphasée 134

3.2.1 Choix du nombre de phases 134

3.2.2 Choix du bobinage 135

3.2.3 Choix du nombre de barres 136

3.3 Impact de la connexion électrique entre les phases 137

3.3.1 Variété de connexions électriques possibles pour un bobinage polyphasé 137

3.3.2 Effet de la connexion sur les amplitudes de courant et tension statoriques 138

3.3.3 Connexion choisie pour le prototype à 13 phases 140

3.4 Démarche de dimensionnement d'une machine à induction polyphasée fonctionnant sous différentes polarités 141

3.4.1 Dimensions globales 141

3.4.2 Paramètres d'alimentation 143

3.4.3 Dimensionnement au stator 144

3.4.4 Dimensionnement au rotor 146

3.5 Simulations Eléments-Finis du prototype (Ansys, Maxwell) 148

3.5.1 Présentation de la démarche de simulation 148

3.5.2 Elaboration de la caractéristique Couple-Vitesse nominale en multipolarité .. 150

3.5.3 Elaboration des cartographies de pertes et du rendement 156

Conclusion générale et perspectives 165

Annexe 1 168

Annexe 2 170

Annexe 3 175

Annexe 4 178

Annexe 5 178

Références bibliographiques 180

Liste des figures

Figure 1.1 : Relation entre les émissions de GES des véhicules et le type de production d'énergie [3]. 5

Figure 1.2 : Consommation totale d'énergie primaire des véhicules thermiques et électriques [7]. 5

Figure 1.3 : Potentiel d'épuisement des ressources fossiles pour des véhicules thermiques et un véhicule électrique (rapport de l'ADEME considérant le mix énergétique français) [7]. 6

Figure 1.4 : Émissions de CO_2 sur le cycle de vie d'un véhicule électrique et thermique en Europe [8]. 7

Figure 1.5 : Ventes de voitures neuves en Norvège par type de motorisation en pourcentage [8]. 8

Figure 1.6 : Émissions moyennes de CO2 des voitures neuves en Norvège et en Union européenne [8]. 8

Figure 1.7 : Caractéristique théorique Couple-Vitesse d'une machine de traction [5]. 10

Figure 1.8 : Caractéristique de fonctionnement du véhicule thermique « OPEL CORSA 140i 3-dr » (moteur thermique + Boite de vitesse) [10]. 11

Figure 1.9 : Machine à induction triphasée de la Tesla Roadster Sport [11]. 15

Figure 1.10 : Comparaison de la caractéristique couple -vitesse du moteur de la Tesla Roadster Sport à un moteur à combustion interne [11]. 15

Figure 1.11 : Machine à induction avec bobinage statorique à cage – General Motors [11]... 16

Figure 1.12 : Une spire d'un bobinage à épingles [12]. 16

Figure 1.13 : Topologies de rotors à aimants pour machines de traction dans le marché de l'automobile [11]. 17

Figure 1.14 : Bobinage distribué du moteur de la Toyota Prius 2004 [11]. 18

Figure 1.15 : Bobinage dentaire du moteur de la Hyundai Sonata 2011 [11]. 18

Figure 1.16 : Bobinage triphasé symétrique alimenté par les deux séquences : 1 « directe » et 2 « inverse ». 21

Figure 1.17 : Bobinage à 5 phases symétrique alimenté par les deux séquences : 1 et 4. 22

Figure 1.18 : Bobinage à 5 phases symétrique alimenté par les deux séquences : 2 et 3. 23

Figure 1.19 : Caractéristique Couple/Vitesse théorique d'une machine polyphasée avec changement de polarité 28

Figure 1.20 : Machine à bobinage toroïdal présentée dans l'article [30]. 30

Figure 1.21 : Caractéristique de fonctionnement de la machine de l'article [30]. 31

Figure 1.22 : Schéma de l'onduleur considéré dans l'article [31]..... 32

Figure 1.23 : Schémas de bobinages croisé et dentaire [34]. 34

Figure 1.24 : Bobinage dentaire à 11 phases [35] 34

Figure 1.25 : Schéma du bobinage à 11 phases [35] 35

Figure 1.26 : Facteurs de bobinage liés aux 5 premiers harmoniques d'espace – (a) : configuration à 1.5 tours par phase, (b) : configuration classique à 1 tour par phase 35

Figure 1.27 : FMM développée et son contenu harmonique - (a) : sous la séquence « 1 » donc 1 paire de pôles (b) : sous la séquence « 2 » donc 2 paires de pôles. 36

Figure 1.28 : Lignes de flux dans la machine à aimants avec le bobinage à 11 phase (sous la séquence « 5 ») [35] 36

Figure 1.29 : Cartographie d'induction magnétique avec : (a) : une paire de pôles (séquence 1) (b) : deux paires de pôles (séquence 2) [35]..... 37

Figure 1.30 : Caractéristique couple/vitesse avec deux polarités [35] 37

Figure 1.31 : Structures de machines à aimants enterrés 20/8 et 20/14 [34]..... 38

Figure 1.32 : Les deux méthodes proposées pour la conception d'un rotor bi-harmonique [34] 41

Figure 1.33 : Cartographie du potentiel vecteur magnétique A de la machine à 65 barres sous les deux harmoniques d'alimentation. 44

Figure 1.34 : Synthèse des résultats E-F-non-linéaire sur le couple, avec les 5 nombres de barres, sous les deux polarités « p » et « 3p ». 45

Figure 1.35 : Géométries des machines comparées [42]..... 47

Figure 1.36 : Résultats de simulation avec alimentation sinusoïdale : (a) Courbes du couple en fonction de la vitesse mécanique (à fréquence statorique fixe), (b) Courant efficace en fonction du couple [42]..... 47

Figure 1.37 : Effet de l'injection simultanée des séquences de courant sur l'induction dans la machine à 5 phases (a) : séquence 1 ; (b) : séquences 1 & 3 ; (c) : séquences 1 & 3, avec élargissement de 20% de la culasse..... 48

Figure 1.38 : Résultats de simulation avec alimentation multi-séquences : (a) Courbes du couple en fonction de la vitesse mécanique (à fréquence statorique fixe), (b) Courant efficace en fonction du couple [42] 49

Figure 1.39 : Comparaison entre les différents types d'alimentation pour la machine à 11 phases (a) : courbes du courant efficace en fonction du couple, (b) : courbes du couple en fonction de la vitesse mécanique [43] 51

Figure 1.40 : Bobinage de Dahlander avec une connexion engendrant deux paires de pôles (A) : Distribution des phases dans les encoches, (B) : Distribution des bobines de la phase A, (C) Connexion Δ engendrant $p_2 = 2$, (D) Force magnétomotrice à $p_2 = 2$ [38]. 53

Figure 1.41 : Bobinage de Dahlander avec une connexion engendrant une paire de pôles (A) : Distribution des phases dans les encoches, (B) : Distribution des bobines de la phase A, (C) Connexion YY engendrant $p_1 = 1$, (D) Force magnétomotrice à $p_1 = 1$ [38]. 54

Figure 1.42 : Circuit d'alimentation de la machine à induction avec trois bobinages : un bobinage monophasé à 6 pôles, un bobinage monophasé à 4 pôles et un bobinage auxiliaire à 4 pôles [45]. 55

Figure 1.43 : Distribution des trois bobinages dans les encoches du stator (les chiffres encerclés correspondent au nombre de conducteurs par encoche) [45]. 55

Figure 1.44 : Caractéristiques couple-vitesse des deux bobinages, plage de fréquence statorique : (30-200 Hz) (a) : bobinage à 4 pôles, haute vitesse, puissance maximale de sortie :400W (b) : bobinage à 6 pôles, basse vitesse, puissance maximale de sortie :177W [45]. 56

Figure 1.45 : Exemples de bobinages symétrique et non symétrique. 58

Figure 1.46 : Caractéristique Couple-Vitesse du drive à 5 polarités, proposé dans [48] 60

Figure 1.47 : Trois topologies comparées dans l'article [49] 61

Figure 1.48 : Concept ISCAD, (a) : Stator avec la cage, (b) : Le bobinage en cage [27]. 63

Figure 1.49 : Onduleur polyphasée alimentant le bobinage de l'ISCAD [27]. 63

Figure 1.50 : Classement des niveaux de tension de batteries pour véhicules électriques [53]. 65

Figure 1.51 : Evolution de la chute de tension pour un IGBT et un MOSFET en fonction du courant [54]. 66

Figure 1.52 : Drive ISCAD avec onduleur à 60 bras intégré [54]. 68

Figure 1.53 : Caractéristique Couple-Vitesse de la machine ISCAD avec les pourcentages d'amélioration de rendement par rapport à la machine de référence [54]. 69

Figure 1.54 : Cartographie de rendement sur le plan Couple-Vitesse de la machine ISCAD – Application à haute vitesse [53]. 71

Figure 1.55 : Ordre d'utilisation des polarités (mode séquentiel) pour l'application à haute vitesse de l'ISCAD [53]. 71

Figure 2.1 : Représentation de la cage rotorique [57]. 74

Figure 2.2 : Matrice d'inductance mutuelle stator-rotor transformée $Lsr\alpha\beta\theta$. 79

Figure 2.3 : Exemple de distribution des bobines dans un stator à 5 phases, 20 encoches et 8 pôles. 92

Figure 2.4 : Fonction de bobinage du stator à 5 phases, 20 encoches et 8 pôles. 93

Figure 2.5 : Fonction de densité de conducteurs du stator à 5 phases, 20 encoches et 8 pôles. 94

Figure 2.6 : Modélisation du flux de fuite d'une encoche statorique..... 98

Figure 2.7 : Géométrie et schéma de bobinage de la machine à induction à 3 phases..... 103

Figure 2.8 : Facteur d'effet de peau, et son impact sur la valeur de la résistance de barre AC, pour la machine triphasée à 48 barres. 105

Figure 2.9 : Maillage utilisé dans le modèle E-F-linéaire de la machine à 3 phases. 107

Figure 2.10 : Une période de courant rotorique pour la machine à induction triphasée (résultats E-F Maxwell avec matériau linéaire). 108

Figure 2.11 : Caractéristique couple-glissement pour la machine à induction triphasée à 48 barres. (A) : comparaison entre calcul analytique, avec considération de « v = 1 à 40 », et résultats E-F-linéaire, (B) : calcul analytique pour glissement de 0 à 100%. 110

Figure 2.12 : Variation temporelle du couple selon le modèle E-F-linéaire, pour la machine triphasée à 48 barres, avec analyse du contenu harmonique. 112

Figure 2.13 : Répartition des rangs des harmoniques d'espace au sein des 23 plans et deux droites rotoriques, 1 plan et 1 droite statorique dans la matrice Lsrαβθ pour la machine triphasée à 48 barres, à 2 paires de pôles. 112

Figure 2.14 : Répartition des rangs des harmoniques d'espace au sein des 24 plans et 1 droite rotorique, 1 plan et 1 droite statorique, dans la matrice Lsrαβθ pour la machine triphasée à 49 barres. 114

Figure 2.15 : Comparaison entre le couple développé avec 48 barres et 49 barres rotoriques – Résultats E-F-linéaire (à gauche) et calcul analytique (à droite). 115

Figure 2.16 : Géométrie et schéma de bobinage de la machine à induction à 5 phases (Stator fixe). 116

Figure 2.17 : Maillage utilisé dans le modèle E-F-linéaire de la machine à 5 phases. 119

Figure 2.18 : Une période de courant rotorique pour la machine à induction à 5 phases, 64 barres, pour les deux séquences statoriques : 1 et 3 (résultats E-F avec matériau linéaire)... 120

Figure 2.19 : Caractéristique couple-glissement pour la machine à induction à 5 phases, avec les 5 nombres de barres, sous la séquence : « u = 1 » (comparaison entre calcul analytique, avec considération de « v = 1 à 40 », et résultats E-F-linéaire)..... 122

Figure 2.20 : Caractéristique couple-glissement pour la machine à induction à 5 phases, avec les 5 nombres de barres, sous la séquence : « u = 3 » (comparaison entre calcul analytique, avec considération de « v = 1 à 40 », et résultats E-F-linéaire)..... 122

Figure 2.21 : Contribution des harmoniques d'espace dans la production du couple de la machine à 64 barres, sous les deux séquences : 1 et 3 – Calcul analytique. 125

Figure 2.22 : Variation temporelle du couple selon le modèle E-F-linéaire, pour la machine à 5 phases à 64 barres, sous la séquence « u = 1 », avec analyse du contenu harmonique (glissement de 0.5%). 126

Figure 2.23 : Variation temporelle du couple issus du modèle E-F-linéaire, pour la machine à 5 phases à 64 barres, sous la séquence « u = 3 », avec analyse du contenu harmonique (glissement de 2%). 126

Figure 2.24 : : Répartition des rangs des harmoniques d'espace au sein des 31 plans et 2 droites rotoriques, 2 plans et 1 droite statorique, dans la matrice Lsrαβθ pour la machine à 5 phases à 64 barres, avec $p_1 = 4$. 127

Figure 2.25 : Répartition des rangs des harmoniques d'espace au sein des 32 plans et 1 droite rotoriques, 2 plans et 1 droite statorique, dans la matrice Lsrαβθ pour la machine à 5 phases à 65 barres, à 4 paires de pôles..... 129

Figure 2.26 : Comparaison entre le couple développé avec 64 barres et celui avec 65 barres rotoriques pour la machine à induction à 5 phases, sous les séquences statoriques : 1 (g=0.5%) et 3 (g=2%) – Résultats E-F-linéaire..... 130

Figure 2.27 : Comparaison entre le couple développé avec 64 barres et celui avec 65 barres rotoriques pour la machine à induction à 5 phases, sous les séquences statoriques : 1 (g=0.5%) et 3 (g=2%) – Calcul analytique..... 131

Figure 3.1 : Caractéristiques de fonctionnement de la machine triphasée de référence (Audi) [65]. 133

Figure 3.2 : Evolution de la valeur du couple maximal, en fonction de la polarité de la machine (application de l'équation 2-111, avec des facteurs de bobinage harmoniques unitaires)..... 135

Figure 3.3 : Répartition des harmoniques d'espace (de v= 1 à 50) au sein de 6 plans et 1 droite statoriques, et 33 plans et 1 droite rotoriques, dans la matrice Lsrαβθ pour la machine à 13 phases à 67 barres, à une paire de pôles (p_1=1)..... 137

Figure 3.4 : Connexions électriques possibles entre les phases d'une machine triphasée. 137

Figure 3.5 : Connexions électriques possibles entre les phases d'une machine à 5 phases. .. 137

Figure 3.6 : Calculs des courants dans les phases statoriques pour connexions pentagone et pentacle d'une machine à 5 phases. 139

Figure 3.7 : Schéma de la connexion polygonale « SHph = 5 » choisie pour le prototype à 13 phases 141

Figure 3.8 : Géométrie d'une encoche statorique [38]..... 146

Figure 3.9 : Géométrie d'une encoche rotorique [38]..... 147

Figure 3.10 : Cartographies des lignes du champ magnétique dans la machine à 13 phases, sous les trois séquences. 148

Figure 3.11 : Points de fonctionnement simulés par éléments-finis. 149

Figure 3.12 : pulsation rotorique à couple maximal, en fonction de l'amplitude du courant pour chaque séquence d'alimentation..... 149

Figure 3.13 : Couple moyen sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases. 151

Figure 3.14 : Facteur d'ondulation du couple sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases. 151

Figure 3.15 : Valeurs crêtes de tension statorique sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases, et détermination des vitesses de base par interpolation.152

Figure 3.16 : Caractéristique couple-vitesse sur la région à couple constant – comparaison entre la machine à induction à 13 phases avec 3 polarités et la machine triphasée de référence.... 153

Figure 3.17 : Caractéristique couple-vitesse (avec courbes de défluxage hypothétiques) – comparaison entre la machine à induction à 13 phases avec 3 polarités et la machine triphasée de référence. 155

Figure 3.18 : Courbes iso-puissance maximale avec les valeurs globales de CPSR pour la machine à 13 phases fonctionnant sous 3 polarités différentes..... 156

Figure 3.19 : Pertes Joule statoriques (tenant compte des têtes de bobines) sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases à 100°C (pourcentages par rapport à la puissance de la Figure 3.25)..... 157

Figure 3.20 : Pertes Joule dans les barres rotoriques sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases à 100°C (pourcentages par rapport à la puissance de la Figure 3.25). 158

Figure 3.21 : Répartition non homogène de la densité de courant et des pertes Joule dans les barres rotoriques. 158

Figure 3.22 : Pertes fer totales (stator et rotor) sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases (pourcentages par rapport à la puissance de la Figure 3.25). 159

Figure 3.23 : Détermination vectorielle de la relation entre les courants dans les barres et dans l'anneau de court-circuit rotorique [38]. 159

Figure 3.24 : Pertes Joule dans un anneau de court-circuit rotorique sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases (résultats pour un seul anneau). 160

Figure 3.25 : Puissance d'entrée sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases (100 °C). 161

Figure 3.26 : Rendement sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases (100°C)..... 162

Figure 3.27 : Facteur de puissance sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases. 163

Figure 3.28 : Maillage utilisé dans le modèle E-F-non-linéaire de la machine à 13 phases. . 163

Liste des tableaux

Table 1.1 : Exemples de moteurs de traction pour véhicules tout-électrique..... 13

Table 1.2 : Exemples de moteurs de traction pour véhicules hybrides 14

Table 1.3 : Répartition des harmoniques d'espace selon les machines fictives [18] 24

Table 1.4 : Polarités utilisables dans la machine de l'article [30]. 30

Table 1.5 : prix des semiconducteurs de puissance en fonction du nombre de phases [32]. ... 33

Table 1.6 : Comparaison entre les topologies 20/8 et 20/14 [34] 39

Table 1.7 : Comparaison entre les deux géométries du rotor bi-harmonique pour la machine 20/8 [34] 41

Table 1.8 : Tableau de synthèse des résultats E-F-non-linéaire sur le couple, avec les 5 nombres de barres, sous les deux polarités. 45

Table 1.9 : Densité de puissance et du couple des machines à induction étudiées, avec une alimentation sinusoïdale [42]. 50

Table 1.10 : Densité de puissance et du couple des machines à induction étudiées, avec une alimentation multi-séquences et avec extension de la culasse [42]. 50

Table 1.11 : Rapport entre les amplitudes des harmoniques injectés et la valeur crête de tension statorique [43] 51

Table 1.12 : Angles des courants traversant les phases statoriques pour N_{ph} = 7 (nombre premier) 59

Table 1.13 : Angles des courants traversant les phases statoriques pour N_{ph} = 9 (nombre non premier) 59

Table 1.14 : Déphasages entres les barres pour « p = 1 » et « Q_s = 60 ». 64

Table 1.15 : Déphasages entres les barres pour « p = 2 » et « Q_s = 60 ». 64

Table 1.16 : Exemples de valeurs de tension de bus et de puissance pour des véhicules électriques [53] 65

Table 1.17 : Caractéristiques de la machine à induction ISCAD 60 barres Vs machine à induction triphasée de la Tesla Model S [52]. 67

Table 1.18 : Résultats de simulation pour la machine ISCAD Vs Tesla [52]. 68

Table 1.19 : Caractéristiques de la machine à induction ISCAD - Application à haute vitesse [53]. 70

Table 2.1 : Vecteur courant statorique transformé Isαβ (base découplée de Concordia). 81

Table 2.2 : Vecteur de courant rotorique transformé Irαβ (base découplée de Concordia). ... 83

Table 2.3 : Coefficients des composantes pulsatoires du couple, dues aux interactions entre les harmoniques d'espace et les harmoniques du courant rotorique (hors homopolaire rotorique) 89

Table 2.4 : coefficients des composantes pulsatoires du couple, dues aux harmoniques des composantes homopolaires rotoriques. 90

Table 2.5 : Dimensions de la machine à induction triphasée. 104

Table 2.6 : Valeurs de Kws, v et de Msrvp avec leurs modules pour la machine triphasée à 48 barres. 106

Table 2.7 : Paramètres du maillage utilisé dans le modèle E-F-linéaire de la machine à 3 phases 108

Table 2.8 : Harmoniques du courant rotorique pour la machine à induction triphasée. 109

Table 2.9 : Fréquences des composantes pulsatoires du couple, générées à cause de l'interaction entre les harmoniques au rotor, pour la machine triphasée à 48 barres. 113

Table 2.10 : Comparaison entre amplitudes de composantes pulsatoires du couple, déterminées analytiquement et par Eléments-Finis, pour la machine triphasée à 48 barres. 114

Table 2.11 : Dimensions de la machine à induction à 5 phases, avec différents nombres de barres. 116

Table 2.12 : Valeurs de résistance DC de barres et résistance de portions d'anneau pour les 5 rotors choisis pour la machine à induction à 5 phases. 117

Table 2.13 : Paramètres de la matrice inductance rotorique, pour les 5 rotors choisis pour la machine à induction à 5 phases. 118

Table 2.14 : Facteurs de bobinage harmoniques pour la machine à induction à 5 phases. 118

Table 2.15 : Amplitudes des coefficients harmoniques d'inductance mutuelle stator-rotor « Msrvp » [μH]. 118

Table 2.16 : Paramètres du maillage utilisé dans le modèle E-F-linéaire de la machine à 5 phases. 120

Table 2.17 : Harmoniques du courant rotorique pour la machine à induction à 5 phases, 64 barres, pour les deux séquences statoriques : 1 et 3. 121

Table 2.18 : : Points à couple maximal sous les deux séquences avec les 5 nombres de barres pour la machine à 5 phases. 123

Table 2.19 : Analyse des points à couple maximal sous les deux séquences avec les 5 nombres de barres pour la machine à 5 phases. 124

Table 2.20 : Fréquences des composantes pulsatoires du couple, générées à cause de l'interaction entre les harmoniques au rotor, pour la machine à 5phases à 64 barres, sous la séquence « u = 1 », selon les équations analytiques 2-45 et 2-46. 128

Table 2.21 : Fréquences des composantes pulsatoires du couple, générées à cause de l'interaction entre les harmoniques au rotor, pour la machine à 5phases à 64 barres, sous la séquence « u = 3 » , selon les équations analytiques 2-45 et 2-46. 128

Table 2.22 : Comparaison entre amplitudes de composantes pulsatoires du couple, déterminées analytiquement et par Eléments-Finis, pour la machine à 5 phases à 64 barres, sous les deux séquences statoriques. 129

Table 3.1 : Paramètres de la machine triphasée de référence (Audi) [65]. 132

Table 3.2 : Répartition des harmoniques d'espace selon les différents plans α-β pour une machine à 13 phases nombre entier d'encoches par paire de pôles et par phase (2*spp = entier) 134

Table 3.3 : Valeurs de « TMRratio », rapport entre le courant d'enroulement et le courant de ligne (courant interrupteur statique), pour les 6 connexions polygonales possibles pour la machine à 13 phases (sous les séquences utilisables de 2 à 5)..... 141

Table 3.4 : Rapport entre diamètre extérieur et diamètre intérieur du stator en fonction de la polarité [38] 142

Table 3.5 : Rapport entre la longueur active et le pas polaire en fonction de la polarité [38] 142

Table 3.6 : Paramètres géométriques du prototype de machine à induction à 13 phases. 143

Table 3.7 : Paramètres d'alimentation de la machine à induction à 13 phases proposée..... 144

Table 3.8 : Paramètres du maillage utilisé dans le modèle E-F-non-linéaire de la machine à 13 phases. 164

Liste des symboles

Grandeurs scalaires

- a : nombre de voies en parallèle d'un bobinage statorique
- TMR_{ratio} : Rapport de transformation (entre courant statorique et courant de l'onduleur) lié à « l'effet de transformateur électrique multi-rapports »
- f_{r_v} : fréquence de l'harmonique « v.p » du courant rotorique
- f_{s_u}: fréquence de la séquence « u » du courant statorique
- F_u : ensemble d'harmoniques de courant rotorique générés par une séquence statorique « u »
- g : glissement
- i_c : indice de circularité du bobinage statorique
- I_{r_v} : amplitude de l'harmonique « v.p » du courant rotorique
- I_{s_u} : amplitude de la séquence « u » du courant statorique
- K_c : coefficient de Carter
- K_{fill} : facteur de remplissage d'une encoche statorique
- K_p : coefficient d'effet de peau
- $\widehat{K_{w_{s,v}}}$: Facteur de bobinage complexe lié à l'harmonique d'espace de rang « v.p »
- L_b : inductance de fuite d'une barre rotorique
- L_e : inductance de fuite d'une portion de l'anneau de court-circuit entre deux barres rotoriques
- L_{er} : longueur d'une portion de l'anneau de court-circuit entre deux barres rotoriques
- L_{ew} : longueur d'une tête de bobine statorique
- L_z : longueur active de la machine
- $(\widehat{M_{sr}})_k$: coefficient complexe de l'harmonique de rang « k.p » l'inductance mutuelle stator-rotor
- M_{sr_k} : amplitude de l'harmonique de rang « k.p » l'inductance mutuelle stator-rotor
- n_{cd_s} : nombre de conducteurs par encoche statorique
- N_{bar} : nombre de barres rotoriques
- N_{ph} : nombre de phases statoriques
- N_s : nombre d'encoches statoriques
- N_{sp}: nombre de spires en série
- N_{vp} : nombre de voies en parallèle
- p : nombre de paires de pôles fondamental de la machine (paramètre lié uniquement au bobinage, indépendant de l'alimentation)
- p_u : nombre de paires de pôles magnétiques induit par la séquence d'alimentation « u » ($p_1 = p$, $p_u = u.p$)
- R_b : résistance d'une barre rotorique considérée dans la modélisation (généralement $R_{b_{AC}}$)
- $R_{b_{AC}}$: résistance d'une barre rotorique avec prise en compte de l'effet de peau
- $R_{b_{DC}}$: résistance d'une barre rotorique sans prise en compte de l'effet de peau
- R_e : résistance d'une portion de l'anneau de court-circuit entre deux barres rotoriques
- R_{int_s} : rayon interne du stator
- R_{ext_s} : rayon externe du stator
- R_{rotor} : rayon du rotor
- S_{cd_r} : section d'une barre rotorique

- S_{cd_s} : section d'un conducteur statorique
- S_{er} : section d'une portion de l'anneau de court-circuit entre deux barres rotoriques
- S_s : surface d'une encoche statorique
- SH_{ph} : shift entre deux phases statoriques connectées dans le cadre d'une connexion polygonale d'un bobinage polyphasé.
- spp : nombre d'encoches statoriques par pôle et par phase
- T : couple total
- T_v : couple développé par l'interaction de l'harmonique d'espace « v.p » avec l'harmonique de courant rotorique du même rang (couple de valeur constante)
- $T_{v_1-v_2}$: couple développé par l'interaction de l'harmonique d'espace de rang « v_1.p » avec l'harmonique de courant rotorique de rang « v_2.p »
- u : séquence d'alimentation statorique
- v.p : rang d'harmonique d'espace généré par une alimentation quelconque du bobinage statorique (les harmoniques sont multiples du nombre de paires de pôles « p », dans le cas des bobinages réguliers ayant un nombre entier d'encoches par paire de pôles et par phase).
- ε_r : ouverture d'encoche rotorique
- ε_s : ouverture d'encoche statorique
- φ_{r_v} : phase de l'harmonique « v.p » du courant rotorique
- φ_{s_u}: phase de la séquence « u » du courant statorique
- φ_{sr_k} : phase de l'harmonique de rang « k.p » l'inductance mutuelle stator-rotor
- ρ : résistivité

<u>Grandeurs matricielles</u>

- $\underline{I_r}$: vecteur de courant rotorique dans la base naturelle (dimension = N_{bar})
- $\underline{I_s}$: vecteur de courant statorique dans la base naturelle (dimension = N_{ph})
- $\underline{L_{r_{mag}}}$: matrice d'inductance magnétisante rotorique (dimensions = N_{bar} x N_{bar})
- $\underline{L_{rr}}$: matrice d'inductance rotorique dans la base naturelle (dimensions = N_{bar} x N_{bar})
- $\underline{L_{rs}}(\theta)$: matrice d'inductance mutuelle stator-rotor dans la base naturelle, dont les éléments varient en fonction de la position du rotor « θ » (dimensions = N_{ph} x N_{bar})
- $\underline{L_{s_{mag}}}$: matrice d'inductance magnétisante statorique (dimensions = N_{ph} x N_{ph})
- $\underline{L_{ss}}$: matrice d'inductance statorique dans la base naturelle (dimensions = N_{ph} x N_{ph})
- $\underline{R_r}$: matrice de résistance rotorique dans la base naturelle (dimensions = N_{bar} x N_{bar})
- $\underline{R_s}$: matrice de résistance statorique dans la base naturelle (dimensions = N_{ph} x N_{ph})
- $\underline{V_r}$: vecteur de tension rotorique dans la base naturelle (dimension = nombre de barres rotoriques N_{bar})
- $\underline{V_s}$: vecteur de tension statorique dans la base naturelle (dimension = nombre de phases statoriques N_{ph})
- $\underline{W_r}$: matrice de fonction de bobinage de la cage rotorique (dimensions = N_{bar} x N_{bar})
- $\underline{W_s}$: matrice de fonction de bobinage statorique (dimensions = N_{ph} x N_{ph})
- $\underline{\phi_r}$: vecteur de flux rotorique dans la base naturelle (dimension = N_{bar})
- $\underline{\phi_s}$: vecteur de flux statorique dans la base naturelle (dimension = N_{ph})

Introduction générale

Le développement de la mobilité électrique individuelle est devenu une priorité absolue dans le secteur des transports, tenant compte du contexte actuel de transition énergétique. Avec l'augmentation de la part, des véhicules électrifiés, dans le marché de l'automobile, la pollution atmosphérique causée par ce secteur peut être réduite si l'électricité, qui alimente les voitures, est produite à base de ressources non polluantes [1], [2].

A leur niveau technologique actuel, les véhicules électrifiés, surtout tout électrique, peuvent toutefois constituer un handicap important pour l'utilisateur qui risque de ne pas pouvoir effectuer librement ses trajets quotidiens, à cause de l'autonomie limitée des véhicules alimentés par des batteries, notamment en les comparant avec les véhicules thermiques conventionnels [3].

Par ailleurs, les véhicules électrifiés, hybrides ou tout électrique, sont actuellement caractérisés par des prix, à l'achat, beaucoup plus élevés que les véhicules thermiques aux mêmes performances, ce qui les rend moins compétitifs sur le marché de l'automobile. Cela est dû aux coûts relativement élevés des organes de la chaine de traction électrique : batterie, convertisseur de puissance et machine électrique [3].

Dans une chaine de traction, la machine électrique est un organe majeur, et elle doit répondre à un cahier des charges spécifique, avec de nombreuses exigences, entre autres : une grande densité de puissance et du couple, une large plage de fonctionnement à puissance constante, un rendement élevé et un coût optimisé [4].

Pour un cahier des charges de traction, deux familles de machines électriques sont principalement candidates : les machines synchrones à aimants permanents et les machines asynchrones à cage « également dites : à induction ». Malgré sa robustesse et son coût relativement réduit (rotor à base de matériaux moins coûteux que les aimants), la machine à induction triphasée classique se trouve limitée, par rapport à la machine à aimants, sur divers aspects. On cite entre autres : rendement, facteur de puissance, densité de puissance et du couple et plage de fonctionnement à puissance constante [5].

Ces limitations impactent les caractéristiques globales de l'entrainement en termes de poids, de volume, et particulièrement, de dimensionnement du convertisseur de puissance du fait d'une plage de fonctionnement à puissance constante limitée. Cela entrave notamment l'utilisation des machines à induction triphasées pour le segment de véhicules automobiles du milieu de gamme, où les machines à aimants permanents sont majoritairement utilisées. En effet, ce segment de véhicules requiert généralement des capacités d'accélération plus réduites, mais avec une plage de fonctionnement à puissance constante relativement large pour un dimensionnement moindre de l'onduleur.

La machine à induction à plus de trois phases, offre plus de degrés de liberté du point de vue alimentation, ce qui permet de repousser certaines limites de la machine à induction triphasée. En effet, avec plus de trois phases, le bobinage statorique peut être alimenté par plusieurs harmoniques de courant, sans nuire à la qualité du couple développé, ce qui permet de générer différents nombres de pôles magnétiques dans la machine, d'où vient la notion de « multipolarité » [6].

Cette thèse se focalise particulièrement sur l'extension de la plage de fonctionnement à puissance constante dans les machines à induction polyphasées grâce à la multipolarité.

Avec une machine triphasée, l'augmentation de la vitesse, après que la limite en tension imposée par l'onduleur est atteinte (à la vitesse « de base »), se fait uniquement par le procédé de « défluxage ». Ce procédé consiste à réduire la part magnétisante du courant statorique, et donc réduire le flux, en augmentant la vitesse, ce qui permet de conserver une tension statorique constante, mais avec une diminution du couple. La zone de fonctionnement à puissance constante, correspond donc à la partie de la caractéristique couple-vitesse de la machine, en mode défluxage, où le produit du couple par la vitesse de rotation reste constant. L'étendue de cette zone de fonctionnement est limitée dans les machines à induction, à cause de la complexité du contrôle de flux en mode défluxage. Généralement les machines à induction conventionnelles ont un CPSR « Constant Power Speed Ratio » compris entre 2 et 3 (rapport entre la vitesse maximale, à partir de laquelle la conservation d'une puissance constante n'est plus assurée, et la vitesse de base) [5].

Or, les véhicules électriques du milieu de gamme peuvent se satisfaire d'entrainements électriques avec CPSR supérieur à 3. L'utilisation des machines à induction polyphasées avec un fonctionnement en multipolarité peut donc être adaptée pour ce type de véhicules.

Avec une machine à induction polyphasée à cage, il est possible de réaliser un fonctionnement avec changement de polarité, en changeant la séquence d'alimentation (harmonique de courant). Chaque polarité correspond à une caractéristique couple-vitesse, avec une région à couple maximum constant, et une région à puissance constante réalisée par défluxage du même ordre que celle d'une machine triphasée. Plusieurs caractéristiques couple-vitesse, liées à plusieurs polarités, sont donc superposées idéalement de façon complémentaire. On peut par exemple, utiliser une polarité relativement élevée pour les basses vitesses, et donc avoir un couple important mais avec une basse vitesse de base, et à la fin de la courbe de défluxage de cette première polarité, le changement vers une polarité plus basse, capable d'atteindre des vitesses plus importantes avec un couple maximal plus bas, s'effectue. Ce changement de polarité permet de maintenir un niveau acceptable de flux aux grandes vitesses, et donc facilite son contrôle en mode défluxage, par rapport à une machine triphasée avec une seule polarité.

Un effet d'extension de la plage de fonctionnement à puissance constante est donc obtenu grâce au changement de polarité, accompagné de l'opération du défluxage (sous chaque polarité). Cela peut être assimilé à un effet de « boite de vitesse électromagnétique continue » mais avec un changement de polarité sans nécessité de composants électroniques ou électromécaniques de puissance supplémentaires.

Il faut noter que, pour la technique de changement de polarité avec un bobinage statorique polyphasé, les rotors à cage peuvent être considérés comme de meilleurs candidats par rapport aux rotors à aimants, car ils s'adaptent à la polarité imposée par le stator, contrairement à leurs concurrents où la polarité dépend de la distribution des aimants. En d'autres termes, avec une machine à aimants, il est difficile de concevoir un rotor assurant des performances suffisantes sous plusieurs polarités (au-delà de 2 polarités par exemple). Avec une machine à induction, il suffit de choisir le nombre de barres convenablement, pour pouvoir fonctionner, sans phénomènes parasites, sous de nombreuses polarités.

Dans ce mémoire de thèse, le premier chapitre présente un état de l'art détaillé sur les machines polyphasées et les enjeux qui les entourent. Les contraintes liées à la conception d'une chaine de traction électrique, sont d'abord introduites, avec un positionnement de la machine à induction par rapport à sa concurrente principale, la machine à aimants. Ensuite, les avantages potentiels de l'augmentation du nombre de phases sont montrés, avec une analyse

bibliographique approfondie. A la fin de ce chapitre, l'accent est mis sur l'orientation des travaux de thèse vers l'aspect de changement de polarité pour machines à induction polyphasées.

Le deuxième chapitre présente une démarche analytique généralisée de modélisation de la machine à induction polyphasée (fonctionnant sous différentes polarités), aboutissant sur des outils d'analyse du couple, moyen et pulsatoire, en fonction de plusieurs paramètres : nombre de phases statoriques, polarité et nombre de barres rotoriques. En fonction des harmoniques d'espace retenus pour le fonctionnement à différentes polarités, la dimension nécessaire du rotor équivalent, toujours plus faible que le nombre de barres, est déduite, mettant en évidence l'impossibilité de se contenter d'un rotor diphasé équivalent comme dans le cas triphasé. Ces outils analytiques permettent notamment d'identifier les nombres de barres à éviter pour une topologie donnée, c.à.d. un nombre de phases donné avec des polarités de fonctionnement définies. Deux applications, à 3 et à 5 phases, avec comparaison entre résultats analytiques et simulations par éléments-finis, sont présentées à la fin de ce chapitre.

Le troisième chapitre, présente la conception d'un prototype de machine à induction à 13 phases, avec fonctionnement sous trois différentes polarités, pour application automobile. La machine à induction proposée, sera composée d'un bobinage à distribution particulière, permettant d'optimiser le fonctionnement sous différentes polarités. Une connexion électrique particulière entre les phases statoriques sera également utilisée, pour assurer une meilleure extension de la plage de vitesse de la machine, sans augmenter les contraintes en courant et en tension sur l'onduleur. A la fin de ce chapitre, une étude détaillée des performances, par une approche de simulation Eléments-Finis, sera présentée, et permettra de mettre en évidence l'effet de « boite de vitesse électromagnétique continue » réalisé, permettant l'extension de la plage de fonctionnement à puissance constante de la machine proposée par rapport à une machine triphasée de référence.

1 Etat de l'art

1.1 Contexte et enjeux

Les travaux de thèse se positionnent dans le contexte de l'électrification des véhicules qui requiert des entrainements électriques dont les caractéristiques sont adaptées aux contraintes d'un marché de masse, avec donc un aspect coût très fort, ainsi qu'au cahier des charges des véhicules en termes de caractéristique Effort/ Vitesse.

Après avoir rappelé les enjeux de l'électrification des véhicules, nous aborderons ceux des entrainements électriques adaptés à la propulsion/traction des véhicules terrestres. Différentes solutions utilisées actuellement seront examinées et nous présenterons une solution en émergence, utilisant des machines à induction à plus de trois phases, afin de mieux répondre aux deux familles d'enjeux précédemment décrites.

1.1.1 Enjeux de l'électrification des véhicules

La pollution atmosphérique se place au cœur des problématiques mondiales, ses conséquences sont néfastes sur la santé publique et l'environnement. Dans plusieurs régions, la qualité de l'air est dégradée à cause de divers polluants tels que les NOx (x=1 : monoxyde d'azote, x=2, dioxyde d'azote …) et les particules de matière fine (PM), dont les seuils fixés par les standards sont régulièrement dépassés. Les origines de cette pollution sont diverses et peuvent dépendre de l'homme ou de la nature. On peut citer notamment l'énergie fossile utilisée dans l'industrie et dans les moyens de transport [1].

Le secteur du transport occupe particulièrement une part importante de la pollution atmosphérique. A titre d'exemple, l'agence européenne pour l'environnement « AEE » a annoncé en 2008 que ce secteur représente environ un tiers de la consommation énergétique globale et plus du cinquième des émissions de gaz à effet de serre des pays membres, cela étant dû principalement à la dépendance des transports à l'égard des combustibles provenant des ressources fossiles [2].

Afin de réduire cette dépendance des transports vis-à-vis des énergies fossiles, l'électrification des moyens de transport routier, s'avère incontournable, ce qui permet d'utiliser les sources d'électricité pour alimenter les transports, en l'occurrence les énergies renouvelables qui sont les plus intéressantes du point de vue environnement et durabilité [3].

L'intérêt et la modalité de l'augmentation du taux de pénétration des véhicules électrifiés dans le marché de l'automobile doivent tenir compte des sources de production d'électricité qui changent d'un pays à un autre. En effet, certains modes de production d'électricité ont des émissions de GES importantes, ce qui réduit l'intérêt pour les véhicules tout électrique. La Figure 1.1 montre les émissions de CO_2 de plusieurs types de véhicules, avec ou sans électrification, en fonction de la source d'électricité. A l'instar de l'hybridation des véhicules, son apport énergétique est moins équivoque du fait de la récupération de l'énergie de freinage et le « downsizing » des moteurs thermiques qu'elle permet, indépendamment du mode de production de l'énergie électrique.

Sur le plan énergétique, la chaine de traction tout électrique possède un rendement beaucoup plus important que celui de la chaine de traction thermique [7]. Ceci peut permettre, avec les véhicules tout électrique, une réduction de la consommation globale d'énergie (du puits à la roue) comme montré dans la Figure 1.2.

On peut voir dans la Figure 1.2, que la consommation de l'énergie primaire pendant le fonctionnement d'un véhicule (en considérant un kilométrage total de 150 000 km des véhicules), est plus réduite pour les véhicules électriques, par rapport aux véhicules thermiques à essence et à diesel (voir la colonne en orange pour l'électricité et les colonnes jaunes pour le carburant), cela est dû au meilleur rendement de la chaine de traction électrique par rapport aux chaines de traction thermiques conventionnelles (surtout aux basses vitesses). Par ailleurs, si on considère la consommation globale de l'énergie primaire (tenant compte des phases de production des véhicules), la consommation totale du véhicule électrique s'approche de celle d'un véhicule diesel (comme montré dans la Figure 1.2), à cause de l'énergie importante consommée lors de la fabrication de la batterie pour le véhicule électrique (colonne en bleu).

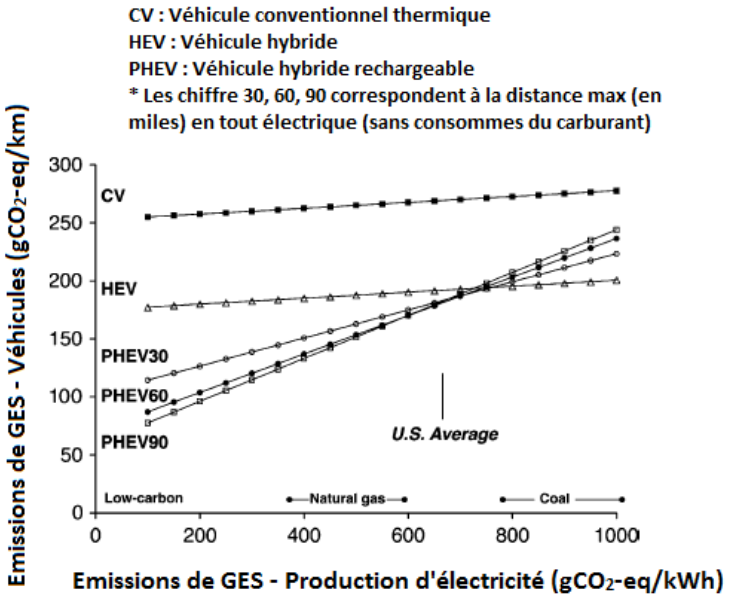


Figure 1.1 : Relation entre les émissions de GES des véhicules et le type de production d'énergie [3].

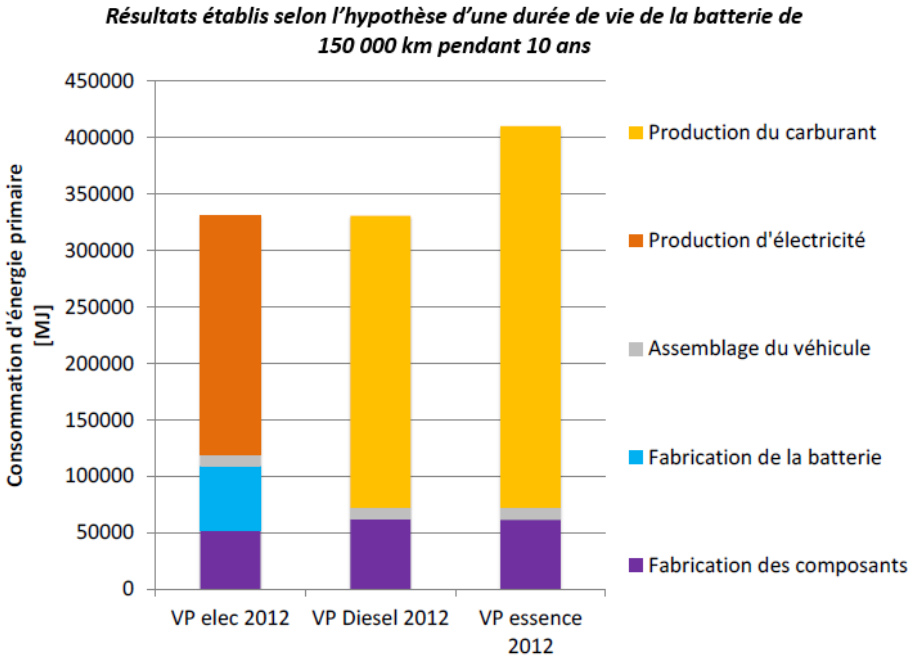


Figure 1.2 : Consommation totale d'énergie primaire des véhicules thermiques et électriques [7].

Cependant, même si la consommation énergétique totale sur un cycle de vie de véhicule électrique est proche de celle d'un véhicule diesel, la nature de l'énergie consommée est un facteur déterminant. En effet, dans le cas d'une production d'électricité peu dépendante des énergies fossiles polluantes (comme c'est le cas de la France), le véhicule électrique conduit à beaucoup moins de déplétion de ressources fossiles, comme le montre la Figure 1.3. Si l'électricité est produite par des centrales nucléaires (source d'électricité principale en France), il n'y a quasiment pas d'émissions en GES, les seuls points négatifs consistent en la gestion des déchets radioactifs, le risque de catastrophes nucléaires et l'épuisement de ressources en Uranium. Si l'électricité est produite par des ressources renouvelables « non polluantes », le véhicule électrique devient encore plus intéressant, vu que le flux d'énergie primaire est illimité et « gratuit », les seuls coûts sont donc liés à la réalisation, l'exploitation et la maintenance des centrales de production.

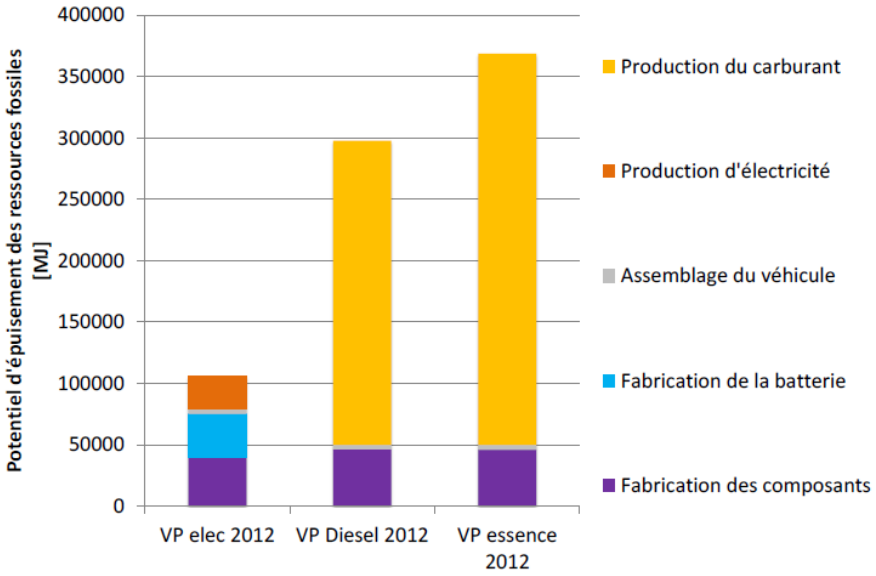


Figure 1.3 : Potentiel d'épuisement des ressources fossiles pour des véhicules thermiques et un véhicule électrique (rapport de l'ADEME considérant le mix énergétique français) [7].

Donc sur le plan environnemental, le seul moyen de réduire la dépendance du secteur de transport routier (véhicules particuliers) vis-à-vis des carburants à base de ressources fossiles polluantes est l'augmentation du taux de pénétration des véhicules électrifiés dans le marché. Bien entendu, cela ne réduit fortement les émissions de GES, liées aux véhicules particuliers, que dans les pays ou l'électricité est essentiellement produite à base de sources « propres ». A ce sujet, France Stratégie (strategie.gouv.fr) a publié un rapport qui synthétise et analyse les enjeux de la réduction des émissions des voitures avec un focus sur l'union européenne [8]. La Figure 1.4, extraite de ce rapport, illustre les émissions moyennes de CO_2 sur le cycle de vie d'un véhicule thermique et électrique en Europe. On remarque que, de façon générale, le véhicule électrique (dont les émissions dépendent du mix énergétique du pays) émet moins de CO_2 que le véhicule thermique (pour tous les pays présentés dans la figure, ainsi que la moyenne de l'UE).

Parmi les pays présents dans la Figure 1.4, c'est en Allemagne que le véhicule électrique a le plus d'émissions (remplacement de la source de production nucléaire par le charbon). D'un autre côté, le pays qui présente le moins d'émissions est la Norvège, considéré comme pays exemplaire en matière d'énergie électrique propre, avec 95% de l'électricité du pays provenant des centrales hydroélectriques (source : iea.org « International Energy Agency »).

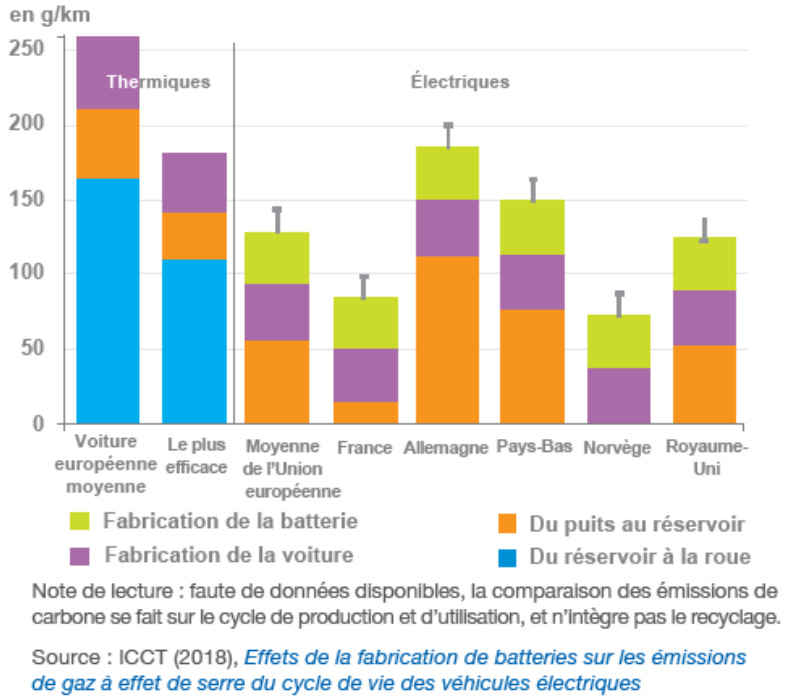


Figure 1.4 : Émissions de CO_2 sur le cycle de vie d'un véhicule électrique et thermique en Europe [8].

La Norvège a donc adopté une politique orientée « véhicules électrifiés » pendant cette dernière décennie, comme le montre la Figure 1.5. Dans cette figure, on peut constater que les véhicules Diesel (presque 70% des ventes en 2010, moins que 20% en 2018) ont cédé une bonne partie du marché de l'automobile norvégien aux véhicules électrifiés pendant entre 2010 et 2018. En 2018, on peut noter les pourcentages suivants sur les ventes des voitures en Norvège : 32% pour le tout-électrique, 18% pour l'hybride rechargeable et 10% pour l'hybride non rechargeable. En effet, ce qui a favorisé ce « bouleversement » du marché de l'automobile en faveur des véhicules électrifiés, est l'exemption de la taxe à l'importation dès le début des années 1990, puis une exemption de TVA en 2001. Ces mesures ont fait de la Norvège le seul pays où un véhicule électrique coûte moins cher que son équivalent thermique à l'achat. On peut également noter plusieurs incitations indirectes à l'usage des véhicules électrifiés, entre autres : exemption de la taxe de circulation annuelle en 1996, péages gratuits en 1997 (autoroutes, ponts, tunnels), parkings gratuits en 1999, accès aux voies de bus en 2005 et transport de véhicules en ferry gratuit depuis 2009.

Grâce à cette augmentation considérable de la part des véhicules électrifiés dans le marché automobile norvégien, les émissions moyennes en CO_2 liées aux voitures neuves dans ce pays ont considérablement chuté ces dernières années, comme le montre la Figure 1.6. Selon cette figure, la moyenne des émissions en Norvège est devenue inférieure à la moyenne de l'union européenne en 2010. Après 2010, la pente de réduction des émissions dans ce pays est sensiblement constante, contrairement à la moyenne européenne.

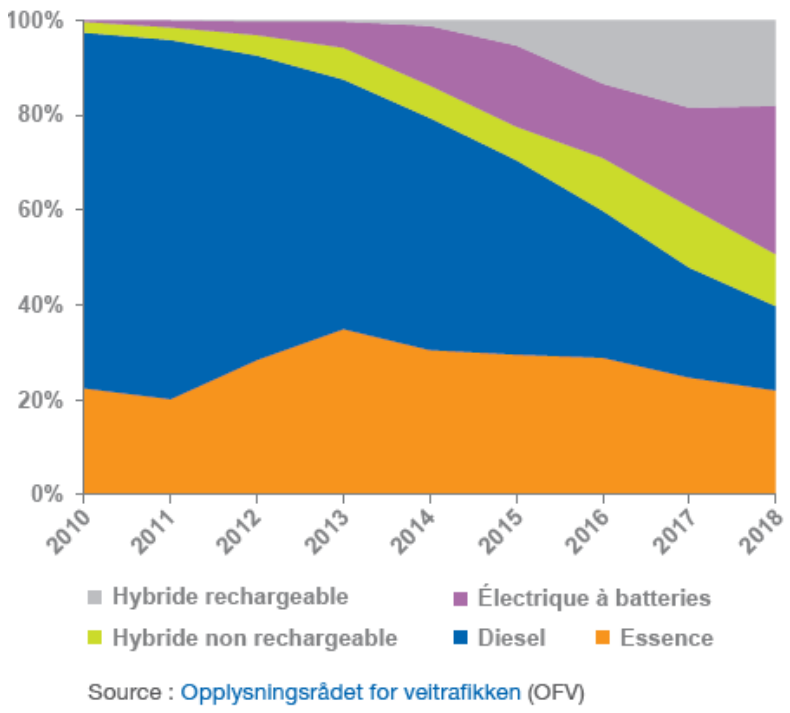


Figure 1.5 : Ventes de voitures neuves en Norvège par type de motorisation en pourcentage [8].

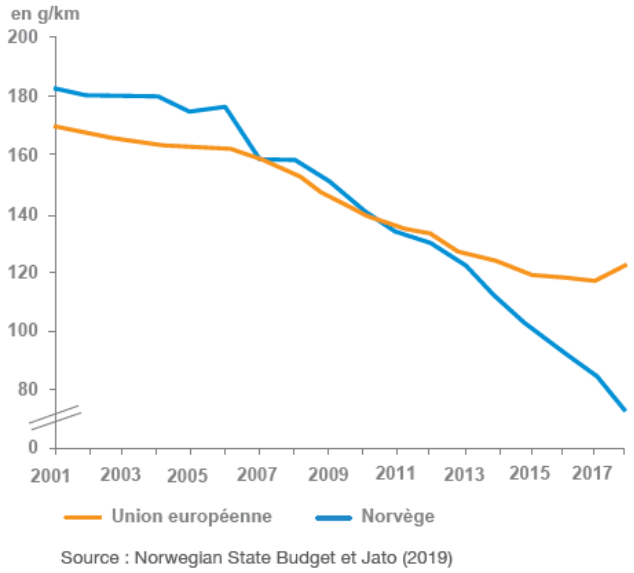


Figure 1.6 : Émissions moyennes de CO2 des voitures neuves en Norvège et en Union européenne [8].

Généralement, afin de rendre les véhicules électrifiés compétitifs sur le marché mondial de l'automobile, il est incontournable de relever trois défis majeurs :

- **Coût d'achat** : Les véhicules électriques et hybrides sont plus chers que les véhicules thermiques conventionnels, ce qui les rend moins compétitifs sur le marché de l'automobile. Néanmoins le coût évoqué correspond au prix du véhicule uniquement à l'achat. Bien sûr, si on comptabilise également le coût d'utilisation du véhicule pendant toute sa durée de vie, la réduction de consommation moyenne de carburant fossile pour les véhicules hybrides purs, et/ou l'utilisation d'une énergie électrique peu coûteuse

pour les véhicules électriques rechargeables, impliquent que les véhicules électrifiés sont en général économiques à terme, du point de vue de l'utilisateur. Néanmoins, il est compréhensible que tant que le coût d'achat est plus élevé pour ce dernier, l'achat d'un véhicule électrifié, à capacité d'investissement donné, est une prise de risque, en supposant par exemple que le surcout soit financé par un prêt. Par conséquent, pour accélérer l'électrification il est absolument nécessaire de réduire le prix à l'achat d'un véhicule électrifié pour l'utilisateur, fiscalement et/ou en travaillant sur l'optimisation technico-économique de la chaine de traction électrifiée. Ceci nécessite l'exploration de toutes les pistes technologiques possibles, afin d'améliorer de plus en plus les différents composants du véhicule.

- **Autonomie** : L'autonomie, généralement limitée, d'un véhicule tout électrique constitue un handicap majeur pour plusieurs usagers. En effet, avec un véhicule thermique les distances parcourues sans s'approvisionner en carburant sont généralement plus longues, et les stations de carburant sont assez répandues notamment dans les grandes villes et avec une recharge rapide. En revanche, pour les véhicules tout électrique, le contenu énergétique volumique des batteries qui sont actuellement utilisées est beaucoup plus faible que l'énergie fournie par le volume de carburant équivalent, ce qui nécessite une recharge plus fréquente [3] et avec des durées conséquentes. Par conséquent, l'amélioration de l'autonomie du véhicule, tout en minimisant le coût, constitue un défi majeur pour les constructeurs automobiles, à travers l'exploration de nouvelles pistes pour le stockage d'énergie (nouvelles technologies de batteries, piles à combustible, super condensateurs…etc.), et également l'optimisation du rendement global de la chaine de traction électrique. Une amélioration de la mobilité peut aussi réduire les exigences en termes d'autonomie.
- **Infrastructures de recharge** : Le développement et l'expansion des véhicules électrifiés rechargeables doivent être accompagnés du déploiement des infrastructures de recharge. Actuellement les recharges se font majoritairement à domicile ou dans les lieux de travail dotés de parkings avec des bornes de recharge. Cependant, afin de réduire les contraintes sur l'utilisateur, il est indispensable de déployer à grande échelle des stations de recharge munies de bornes puissantes qui permettent des recharges « rapides ». En France, plusieurs dispositifs d'aide au déploiement des bornes de recharge pour véhicules électriques et hybrides ont été mis en place. A titre d'exemple, l'ADEME a ouvert un programme de soutien pour l'établissement de plusieurs infrastructures de recharge à l'initiative des collectivités territoriales, avec 77 projets représentant 20500 points de recharge à la fin de l'année 2015. En outre, plusieurs incitations fiscales liées à l'installation des bornes de recharge sont mises en place par le gouvernement, notamment un crédit d'impôts de 30% au profit des usagers qui s'équipent d'infrastructures de recharge est en vigueur [9].

Il est à noter que les véhicules hybrides (y compris de type rechargeable/plug-in) sont évidemment moins sujets aux deux précédents points (autonomie et infrastructure de recharge) mais c'est le surcoût et les contraintes spatiales qui sont plus fortes que pour les véhicules tout électriques.

1.1.2 Caractéristique d'une machine de traction

Dans une chaine de traction électrique, la machine doit répondre à un cahier des charges particulier, plusieurs caractéristiques de base sont requises, on cite entre autres :

1) Grande densité (volumique) de puissance et de couple (Assurer un bon niveau de compacité pour l'intégration dans le véhicule) ;
2) Large plage de vitesse définie par celle de l'automobile et par la nature des transmetteurs mécaniques (boite de vitesse, engrenage, train épicycloïdal, etc.) entre moteur et roues ;
3) Coût réduit (optimisation du coût total de l'entrainement Machine + Onduleur) ;
4) Aptitude à une variabilité importante des conditions de fonctionnement (régime transitoire thermique) avec un rendement élevé ;
5) Bonne fiabilité et robustesse selon l'environnement de roulage du véhicule ;
6) Minimisation du bruit acoustique, des vibrations mécaniques et du couple pulsatoire (Confort du conducteur et des passagers) [4].

La caractéristique de fonctionnement sur le plan Couple-Vitesse d'une machine de traction (en mode moteur) est composée de plusieurs zones, comme illustré dans la Figure 1.7. Par rapport à une application de l'industrie classique, la particularité de cette caractéristique consiste en l'existence de zones où il est admis par le cahier des charges mécanique que le couple maximum délivrable puisse diminuer lorsque la vitesse augmente.

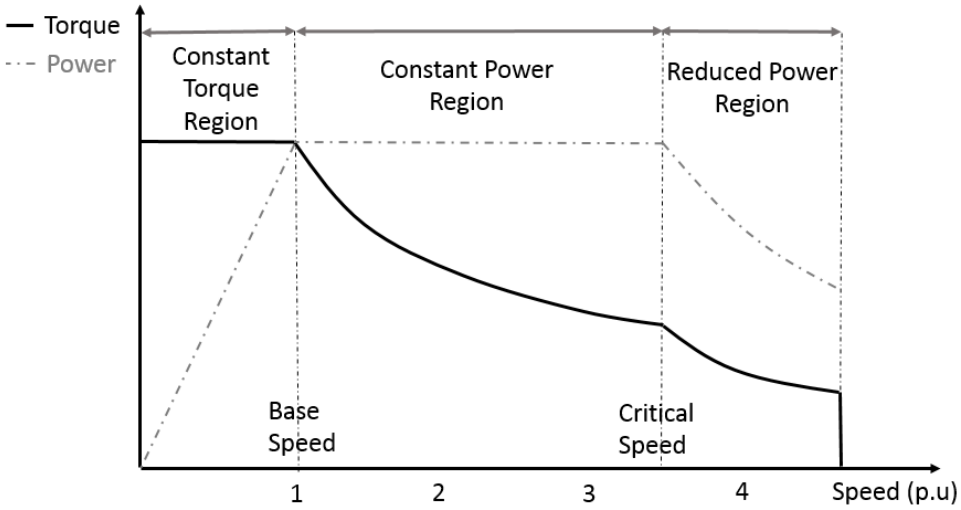


Figure 1.7 : Caractéristique théorique Couple-Vitesse d'une machine de traction [5].

Pour une chaine de traction conventionnelle thermique, réaliser cette fonctionnalité de machine de traction à l'aide d'un moteur thermique seul n'est pas physiquement possible, car la plage de vitesse au sein de laquelle un moteur thermique peut travailler avec un bon rendement à puissance constante est bien plus faible que celle requise (par exemple de 2000 à 3000 tr/min). A cet effet, la solution historiquement adoptée est d'adjoindre au moteur thermique une boite de vitesse. En fonction de la vitesse du véhicule, est choisi le rapport permettant de fournir le couple avec un « bon » rendement. Un exemple de caractéristique de fonctionnement d'un véhicule thermique (Modèle : OPEL CORSA 140i 3-dr) est fourni dans la Figure 1.8, où on voit comment la caractéristique est étendue grâce à l'utilisation de cinq rapports de la boite de vitesse.

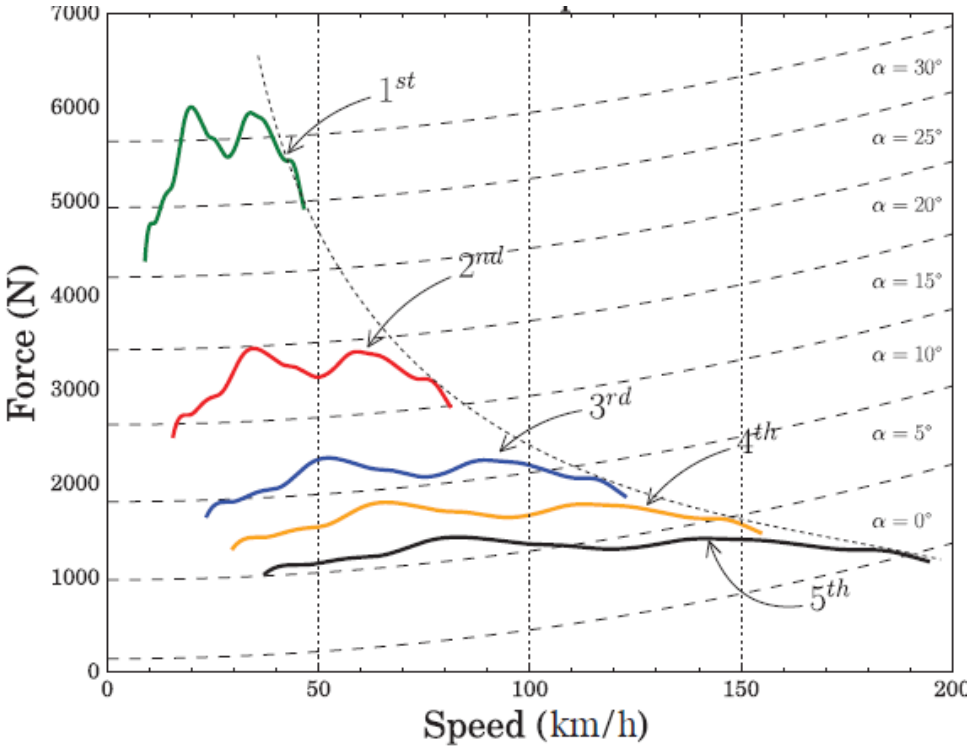


Figure 1.8 : Caractéristique de fonctionnement du véhicule thermique « OPEL CORSA 140i 3-dr » (moteur thermique + Boite de vitesse) [10].

Analysons à présent la caractéristique de la Figure 1.7 en considérant une machine électrique sans boite de vitesse. On considérera cette machine régie par les équations constitutives suivantes (connues dans le cas d'une machine à courant continu) :

$$C = k.\varphi.I \qquad 1\text{-}1$$

$$E = k.\varphi.\Omega \qquad 1\text{-}2$$

Tel que : « C » est le couple, « E » est la force électromotrice, « φ » est le flux, « I » est le courant, « Ω » est la vitesse de rotation, « k » sont des coefficients constants.

On négligera dans le paragraphe ci-dessous toute chute de tension ohmique et inductive, la force électromotrice « E » est alors égale à la tension d'alimentation « U » du moteur

Pour la première région de la Figure 1.7, « Région à couple maximum constant », lorsque la vitesse « Ω » augmente, la valeur maximale « C_{max} » du couple délivrable « $C_{max} = k.\varphi_{max}.I_{max}$ » peut, selon « $U = E = k.\varphi_{max}.\Omega$ », être maintenue constante en accroissant la valeur efficace « U » de la tension d'alimentation tout en maintenant constantes et maximales les valeurs efficaces de flux « φ_{max} » et de courant « I_{max} ». Dans cette zone, la puissance maximale nécessaire « $U.I_{max}$ » à fournir à la machine augmente donc quasi-linéairement avec la vitesse. Cette première région se termine en atteignant la puissance maximale « $U_{max}.I_{max}$ », qui correspond à la vitesse dite « de base » « Ω_b » où la tension maximale « U_{max} » qui peut être délivrée aux bornes d'une phase de la machine, par le convertisseur statique d'électronique de puissance, est atteinte.

Une fois la tension maximale « U_{max} » atteinte « $U_{max} = E_{max} = k.\varphi_{max}.\Omega_b$ », l'augmentation de la vitesse ne peut se faire, dans le cas des machines triphasées (ainsi que pour la machine à courant continu), que par le fonctionnement en « **défluxage** ». Ce mode de fonctionnement se fait par diminution du flux magnétique « φ » dans la machine de façon à pouvoir garder la tension statorique constante (valeur maximale « U_{max} ») en augmentant la vitesse selon « $\varphi = \frac{U_{max}}{k.\Omega}$ ». Cette baisse de flux entraine inévitablement la diminution du couple maximum disponible (toujours sous le même courant maximal « I_{max} » fourni par le convertisseur statique « $C_{max} = \frac{U_{max}.\ I_{max}}{\Omega}$ »), comme illustré dans la deuxième région, dite « Région à puissance constante », de la Figure 1.7. Cette diminution de couple maximum disponible avec l'augmentation de la vitesse, se traduit sensiblement alors selon une hyperbole « $C_{max} = \frac{P_{max}}{\Omega}$ » ce qui est tout à fait compatible au cahier des charges d'un moteur assurant la traction d'un véhicule. Dans cette plage, étant à courant efficace maximum donné, les pertes Joule statoriques, et donc la chaleur à évacuer par le système de refroidissement, restent sensiblement[1] constantes.

Dans la troisième plage, à partir d'une vitesse dite « critique », il est nécessaire pour poursuivre le défluxage de diminuer la composante active du courant « I_q », entrainant celle de la puissance maximale et encore plus rapidement celle du couple maximum.

Pour un cahier des charges de traction, il est nécessaire que la région de fonctionnement à puissance constante, caractérisée par son ratio « CPSR » (en anglais « Constant Power Speed Ratio »), soit suffisamment grande en fonction du segment du véhicule. En se référant à la Figure 1.7, le ratio CPSR correspond au rapport entre la vitesse critique (fin de la deuxième région) et la vitesse de base (début de la deuxième région). Par exemple pour les voitures de sport, la capacité élevée d'accélération est requise même à des vitesses élevées, la région de fonctionnement à couple maximal doit donc être assez large (vitesse de base élevée), par conséquent il n'est pas nécessaire d'avoir un CPSR élevé pour atteindre la vitesse maximale du véhicule (CPSR entre 2 et 3). Néanmoins, pour les véhicules du milieu de gamme, la capacité d'accélération (donc la disponibilité du couple maximal) n'est pas nécessairement maintenue jusqu'à des vitesses élevées. Par conséquent, une vitesse de base relativement basse, soit encore un CPSR relativement important (généralement supérieur à 3) requis pour atteindre la vitesse maximale avec une puissance suffisante (en supposant l'absence d'une boite de vitesse à plusieurs rapports). Concevoir une machine à induction pouvant être alimentée avec une large plage à puissance constante (requis par les véhicules du milieu de gamme, présente l'intérêt de limiter la puissance apparente nécessaire du convertisseur de puissance, et donc éviter un « surdimensionnement » des composants de puissance.

Comme précisé précédemment, cette plage de fonctionnement à puissance constante est classiquement obtenue par le défluxage. A priori les machines à induction sont mieux positionnées que les machines à aimants pour cette plage puisqu'il « suffit » d'imposer moins de courant magnétisant pour automatiquement défluxer. Il n'y a pas, comme c'est le cas pour les machines à aimants, à consacrer du courant à démagnétiser la machine. Néanmoins, la complexité du contrôle du flux[2] limite, au final, l'étendue de cette plage par rapport au cahier des charges des machines de traction pour automobile de moyenne gamme. En effet, une plage

[1] Les pertes Fer peuvent devenir conséquentes si la fréquence d'alimentation augmente trop (au-delà de 400 Hz typiquement) ainsi que des pertes dans les bobinages en cuivre, par effet de peau.

[2] Le contrôle vectoriel classique dit à « flux rotorique orienté » suppose une estimation du flux rotorique à partir d'un modèle de connaissance, dont les paramètres dépendent par exemple de la température et de l'état de saturation magnétique de la machine.

de défluxage large signifie un ratio élevé entre flux maximum (dans la zone à couple maximum constant) et flux minimum (à grande vitesse). Dans la plage à puissance constante le couple devient une fonction quadratique du courant (proportionnel à « I_d. I_q »), le flux étant lui-même dépendant de la connaissance des paramètres de la machine puisqu'il n'y a pas de capteur fournissant directement le flux magnétique.

En fait il y a tout de même une autre méthode, mais non utilisée, qui s'ajoute au défluxage, pour étendre encore plus la plage de vitesse : c'est le changement de polarité. Dans le cas d'une machine à induction triphasée, la méthode traditionnelle consiste en l'utilisation d'un type de bobinage particulier dit « de Dahlander » qui permet de changer le nombre de paires de pôles au stator avec des connexions particulières du bobinage. Ce changement est physique et nécessite donc des interrupteurs/contacteurs en plus. Avec une machine polyphasée à plus de 3 phases, il est possible de changer la polarité de la machine juste en changeant la séquence d'alimentation[3] et donc sans recours à des interrupteurs/contacteurs supplémentaires, ce procédé de commutation électronique de pôles pour machines polyphasées sera développé dans les sections à venir.

1.1.3 Machines de traction dans le marché de l'automobile

Plusieurs constructeurs automobiles à travers le monde commercialisent de plus en plus des véhicules avec chaine de traction électrique (tout électrique ou hybride). La Table 1.1 et la Table 1.2 illustrent des exemples de moteurs de traction pour des véhicules tout-électriques et hybrides déjà commercialisés [11].

Modèle de voiture	Type de moteur	Puissance max (kW)	Couple max (N.m)
Tesla model S	Moteur à induction triphasé	330	600
Renault Zoé	Moteur synchrone triphasé à rotor bobiné	65	220
Audi Etron	Moteur à induction triphasé	140	314
GM Chevy Spark EV	Moteur à induction triphasé	96	542
Nissan Leaf 2012	Moteur synchrone triphasé à aimants enterrés	80	280

Table 1.1 : Exemples de moteurs de traction pour véhicules tout-électrique

[3] Alimenter une machine à « N » phases régulières (ou symétriques) à la séquence « u » consiste à faire circuler dans deux phases consécutives (A et B, ou B et C…) des courants sinusoïdaux d'amplitude identique mais déphasés de « u x 2pi/N ».

Modèle de voiture	Type de moteur	Puissance max (kW)	Couple max (N.m)
Toyota Prius 2004	Moteur synchrone triphasé à aimants enterrés	50	400
Honda Accord 2006	Moteur synchrone triphasé à aimants enterrés	12.4	136
Toyota Camry 2007	Moteur synchrone triphasé à aimants enterrés	70	270
Lexus LS 600h 2008	Moteur synchrone triphasé à aimants enterrés	110	300
Toyota Prius 2010	Moteur synchrone triphasé à aimants enterrés	60	207
Hyundai Sonata 2011	Moteur synchrone triphasé à aimants surfaciques	30	205

Table 1.2 : Exemples de moteurs de traction pour véhicules hybrides

Comme constaté dans les tableaux ci-dessus, les véhicules hybrides utilisent des moteurs synchrones à aimants, principalement avec des rotors à aimants enterrés, vu les avantages en termes de compacité et de plage de vitesse étendue que peuvent avoir ces machines. Les machines à induction triphasées, caractérisées par moins de densité de puissance et de couple et une plage de vitesse réduite par rapport aux machines à aimants enterrés (comme sera expliqué dans la prochaine section), sont utilisées dans des véhicules tout-électrique vu qu'il y a moins de contraintes de volume par rapport aux véhicules hybrides.

Pour les moteurs à induction utilisés en traction, on peut prendre l'exemple de l'automobile « Tesla Roadster Sport », dont le moteur est illustré dans la Figure 1.9. La caractéristique couple-vitesse de ce moteur à induction triphasé est comparée à celle d'un moteur à combustion interne de haute performance, comme illustré dans la Figure 1.10. Il peut être constaté qu'est mis en évidence que le moteur électrique de la Tesla Roadster permet avant tout d'atteindre une meilleure performance en basse vitesse.

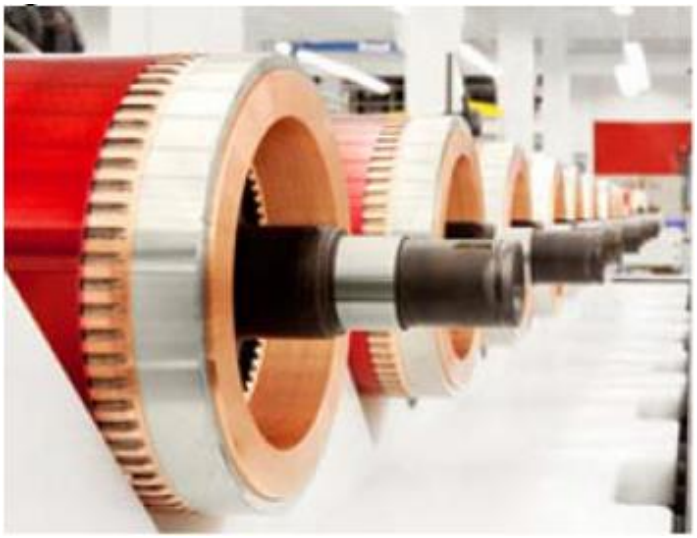


Figure 1.9 : Machine à induction triphasée de la Tesla Roadster Sport [11].

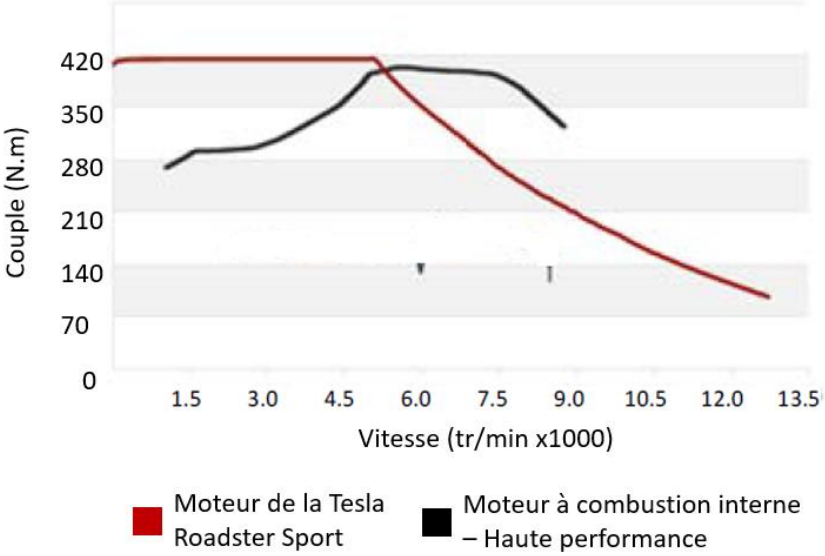


Figure 1.10 : Comparaison de la caractéristique couple -vitesse du moteur de la Tesla Roadster Sport à un moteur à combustion interne [11].

Un autre exemple de machine à induction triphasée de traction peut être considéré, qui est le modèle utilisé par General Motors, il s'agit d'une machine à induction avec un bobinage à « épingles », comme illustré dans la Figure 1.11. Le principe de ce type de bobinages est d'utiliser des conducteurs « méplats » au lieu des fils « ronds » classiques. Pour ce type de bobinages, chaque spire doit être formée par des outils spécialisés avant d'être insérée dans les encoches, comme illustré dans la Figure 1.12. Les spires sont ensuite insérées dans les encoches, et soudées entre-elles à la fin du processus. Avec ce type de bobinages le coefficient de remplissage des encoches peut être élevé par rapport au fils ronds classiques. Cependant, le nombre de conducteurs par encoches ainsi que le pas de bobinage doivent être limités.

Figure 1.11 : Machine à induction avec bobinage statorique à cage – General Motors [11].

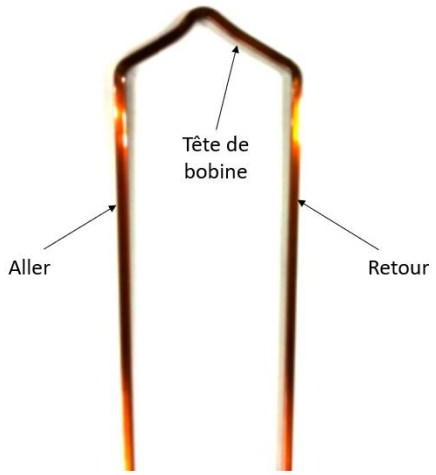


Figure 1.12 : Une spire d'un bobinage à épingles [12].

A l'instar des machines à aimants permanents, notamment utilisées pour le mode de traction électrique dans les véhicules hybrides, la Figure 1.13 illustre plusieurs topologies de rotors à aimants enterrés utilisés par certains constructeurs automobiles. De façon générale la forme des aimants largement utilisé est en « V », en monocouche ou en double-couche. On note que des travaux publiés ont montré que la topologie en V double-couche est la plus favorable pour une large plage de fonctionnement à puissance constante [13]. Avec ces machines, une partie non négligeable du couple est due à l'effet de reluctance, en plus de la partie due aux aimants.

Pour une bonne partie des machines de traction à aimants, les aimants Néodyme-fer-bore (NdFeB) sont utilisés (avec un peu de Dysprosium pour supporter les hautes températures). Ces aimants à terres rares sont caractérisés par une rémanence magnétique élevée et densité énergétique très importante, ce qui est favorable pour les machines à fort couple et grande densité de puissance.

Cependant, à cause du coût élevé des matériaux terres rares, certains constructeurs ont commencé à utiliser des aimants de la famille ferrite pour le rotor, comme General Motors qui a annoncé l'utilisation d'une machine à aimants en ferrite pour une nouvelle génération de la Chevy Volt. L'inconvénient majeur de ce matériau est sa faible densité énergétique par rapport aux terres rares, ce qui réduit la densité de puissance de la machine qui est donc moins compacte par rapport aux machines utilisant le Néodyme-fer-bore.

Un autre matériau peut être utilisé pour la fabrication des aimants, c'est le Samarium Cobalt (SmCo) qui peut bien fonctionner à des températures beaucoup plus importantes que le Néodyme-fer-bore ou la ferrite avec de plus une faible sensibilité à la température. Cependant il est caractérisé par une rémanence magnétique plus faible que les meilleurs NdFeB et une dureté plus importante ce qui rend le processus de fabrication plus complexe. Par ailleurs les deux terres rares Samarium et Cobalt sont à coût plus élevé que le néodyme « Nd ».

Figure 1.13 : Topologies de rotors à aimants pour machines de traction dans le marché de l'automobile [11].

En ce qui concerne les topologies de bobinages utilisées dans des machines de traction dans des véhicules déjà commercialisés, la majorité des constructeurs utilisent des bobinages distribués à pas diamétral, comme l'exemple de la Toyota Prius 2005 illustré dans la Figure 1.13. Peu de constructeurs utilisent des bobinages « dentaires » (c.à.d. concentrés autour des dents), du type de celui mis en œuvre en l'occurrence dans le moteur de la Hyundai Sonata 2011 (voir Figure 1.15).

Du point de vue encombrement et facilité de fabrication, les bobinages « dentaires » sont favorables grâce aux têtes de bobines plus courtes et sans enchevêtrement, ce qui réduit également les pertes Joule (car réduction des têtes de bobines). En plus, avec ces bobinages l'utilisation des conducteurs « épingles » est plus aisée, ce qui améliore le coefficient de remplissage de façon considérable. Cependant le contenu harmonique spatial de ces bobinages est en général plus riche que celui des bobinages distribués, ce qui détériore la qualité du couple, surtout pour les machines à induction, et provoquent des pertes par courant induits supplémentaires [14].

Figure 1.14 : Bobinage distribué du moteur de la Toyota Prius 2004 [11].

Figure 1.15 : Bobinage dentaire du moteur de la Hyundai Sonata 2011 [11].

1.1.4 Machine à induction triphasée dans le domaine de la traction

Comme vu dans la section précédente 1.1.3, la machine à induction triphasée est adoptée par de nombreux constructeurs automobiles, notamment pour des véhicules de type tout électrique. Ces machines sont attractives des points de vue robustesse et coût, cependant elle sont moins performantes que les machines à aimants à base de terres rares [4], [15].

Les limitations principales des machines à induction triphasées sont liées à : la faible densité de puissance et de couple ainsi que la faible plage de fonctionnement à puissance constante. Ces deux limitations rendent cette machine moins favorable pour un cahier des charges de traction automobile de milieu de segment. Par ailleurs la nécessité de magnétiser la machine en injectant en permanence un courant « magnétisant » induit logiquement une baisse du rendement et du facteur de puissance (impactant le dimensionnement de l'onduleur) dans la zone à flux constant par rapport aux machines à aimants.

1.1.4.1 Densité de puissance

Dans un véhicule automobile routier, le volume et le poids sont deux facteurs cruciaux, vu la complexité de la chaine de traction et le grand nombre de composants dans le véhicule, à cet effet le moteur électrique doit être le plus compact possible.

Du point de vue compacité, la machine synchrone à aimants permanents, à base de terres rares, est considérée meilleure par rapport à la machine à induction, cette dernière est caractérisée par une plus faible densité de puissance et de couple, ce qui est dû à l'utilisation d'un rotor à cage en cuivre ou en aluminium à la place des aimants permanents qui créent naturellement un champ magnétique indépendamment de l'alimentation au stator. En d'autres termes, les aimants sont des éléments « actifs » qui apportent une énergie magnétisante, tandis que la cage d'une machine à induction est un élément « passif » qui ne peut pas créer un champ magnétique en l'absence d'alimentation au stator [4].

C'est donc une composante « magnétisante » des courants statoriques qui doit être utilisée pour magnétiser le rotor d'une machine à induction. Cette composante implique une section plus importante pour les bobinages statoriques en comparaison avec les machines synchrones. Il est logique que la densité énergétique des machines à induction à cage soit donc plus faible que celle des machines à aimants.

1.1.4.2 Plage de vitesse

La plage de vitesse de la machine à induction est réduite à cause de son couple maximum qui décroit fortement avec l'opération de défluxage, ce qui est expliqué par l'équation suivante [5]:

$$C_{max} \propto \frac{p.Vs^2}{f_s * X_k} \propto \frac{p.\phi_s{}^2}{L_k} \qquad 1\text{-}3$$

p : Nombre de paires de pôles, V_s : Tension statorique, ϕ_s : flux magnétique, f_s : fréquence d'alimentation au stator, X_k : réactance totale de la machine, L_k inductance de fuite totale.

D'après la Figure 1.7, dans la deuxième région, qui correspond au fonctionnement à puissance constante, la diminution du flux, nécessaire pour garder la tension induite constante lorsque la vitesse augmente, entraine une expression quadratique (type I_d I_q) du couple maximum. On comprend la sensibilité du contrôle du couple maximum d'autant que le flux ne peut pas être mesuré mais seulement estimé, dépendant d'une connaissance de paramètres de la machine eux-mêmes sensibles à la saturation et à la température. On peut comprendre que la plage pratique de fonctionnement à puissance constante de la machine à induction soit réduite. Selon la référence [5], cette plage peut atteindre 2 à 3 fois la vitesse de base pour une machine à induction classique

Divers travaux de recherche ont été menés pour analyser la limitation de la plage à puissance constante pour une machine à induction. En l'occurrence, les travaux publiés dans l'article [16], montrent que l'étendue de la plage de fonctionnement à puissance constante de la machine à induction est notamment liée au ratio entre l'inductance de fuite totale de la machine (stator et rotor) et l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor. Plus ce ratio est faible (inductance de fuites négligeable devant l'inductance mutuelle), plus la plage à puissance constante est large. Or, pour une machine à induction les fuites magnétiques, surtout au niveau des encoches rotoriques, sont assez importantes, ce qui justifie en d'autres termes cette limitation de la machine à induction. Selon le même article ([16]), cette plage à puissance constante est également impactée, négativement, par les résistances statorique et rotorique.

D'autres travaux ont été dédiés au développement de nouvelles méthodes de dimensionnement d'une machine à induction pour une large plage de vitesse, en optimisant l'inductance statorique [17]. Ces travaux montrent que la plage à puissance constante peut être

étendue en minimisant l'inductance statorique, néanmoins, au détriment du couple maximal de la machine qui se trouve réduit avec une faible inductance statorique.

1.1.5 Introduction à la piste de l'augmentation du nombre de phases

Comme expliqué précédemment, les limitations de la machine à induction triphasée en termes de densité de puissance et de couple et de plage de fonctionnement à puissance constante rendent contraignante l'utilisation de cette machine pour une application de traction.

Cependant, si on se permet d'augmenter le nombre des phases au stator, plus de degrés de liberté s'offrent au niveau de l'alimentation de la machine avec plus de séquences possibles. Une séquence d'alimentation correspondant à un ordre particulier d'alimentation des phases statoriques, plus le nombre de phases augmente, plus le nombre de séquences d'alimentation est important. La notion de séquences d'alimentation différentes dans une machine polyphasée, sera expliquée en détails dans la section 1.2.1.

Chaque séquence d'alimentation, génère un nombre de paires de pôles magnétiques qui lui correspond. Avec plusieurs séquences, la machine peut a priori fonctionner sous différentes polarités, soit de façon simultanée ce qui permettrait d'améliorer la densité du couple, soit de façon séquentielle, ce qui permettrait d'étendre la plage de vitesse. Ces aspects seront détaillés dans la section 1.2.2.

1.2 Avantages potentiels des machines polyphasées : Multi-séquences d'alimentation

L'énergie électrique est transportée conventionnellement par des réseaux triphasés, ce qui a conduit au développement des machines électriques triphasées, qui sont généralement alimentées par des onduleurs de tension dans le domaine de la vitesse variable.

Cependant avec trois phases uniquement, plusieurs problèmes peuvent être rencontrés dans les applications caractérisées par des fortes puissances (tensions et/ou courants élevés), notamment les contraintes sur les composants de puissance constituant l'onduleur. D'un côté, les tensions élevées engendrent des contraintes au niveau des diélectriques, de l'autre, les courants élevés engendrent des contraintes thermiques importantes au niveau des composants, ce qui nécessite parfois la mise en parallèle de plusieurs interrupteurs (pour répartir la charge thermique). Cette mise en parallèle, impose elle-même des contraintes sur le dimensionnement afin de garantir un bon fonctionnement synchrone, dans le temps, des interrupteurs.

L'augmentation du nombre de phases au niveau de la machine, et qui est possible du fait de l'alimentation par un onduleur qui peut avoir un nombre quelconque de phases, s'avère une solution très intéressante vu qu'elle permet de segmenter la puissance. Cette segmentation permet notamment la réduction des contraintes de tension et de courant sur les composants de puissance, qui peuvent par conséquent fonctionner à des fréquences plus élevées afin de réduire le contenu harmonique, entre autres celui du couple. Par ailleurs dans le domaine de la traction électrique, les tensions utilisées sont relativement basses, ce qui accentue les contraintes de courant sur l'onduleur. Pour cela l'utilisation des machines polyphasées dans ce domaine s'annonce prometteuse [6].

Cette segmentation de puissance sur différentes phases, n'est de notre point de vue qu'un avantage secondaire des machines polyphasées. En effet, avec une machine polyphasée, la densité du couple peut être améliorée, et la plage de vitesse de la machine peut être étendue,

grâce à des modes d'alimentation particuliers qui seront détaillés dans les paragraphes qui suivent.

1.2.1 Principe de Multi-séquences d'alimentation : Théorie de familles d'harmoniques indépendantes

1.2.1.1 Notions sur les séquences d'alimentation et les familles d'harmoniques

Dans une machine triphasée, on peut définir deux séquences d'alimentation : directe et inverse, comme illustré dans la Figure 1.16.

La séquence « 1 » ou « directe » (séquence principale) est réalisée par l'alimentation des phases par un système équilibré de courants sinusoïdaux, déphasés d'un angle électrique de « 2π/3 » entre deux phases adjacentes (entre les phases : 1 et 2 par exemple, comme montré dans la Figure 1.16). En d'autres termes, cela correspond à un ordre chronologique d'alimentation des phases qui est : Phase 1 – Phase 2 – Phase 3 (voir la partie à droite de la Figure 1.16).

La séquence « 2 » ou « inverse » est réalisée par l'alimentation des phases par un système équilibré de courants sinusoïdaux, déphasés d'un angle électrique de « 2*2π/3 » entre deux phases adjacentes. En d'autres termes, cela correspond à un ordre chronologique d'alimentation des phases qui est : Phase 1 – Phase 3 – Phase 2 (ce qui est l'ordre inverse par rapport la séquence directe).

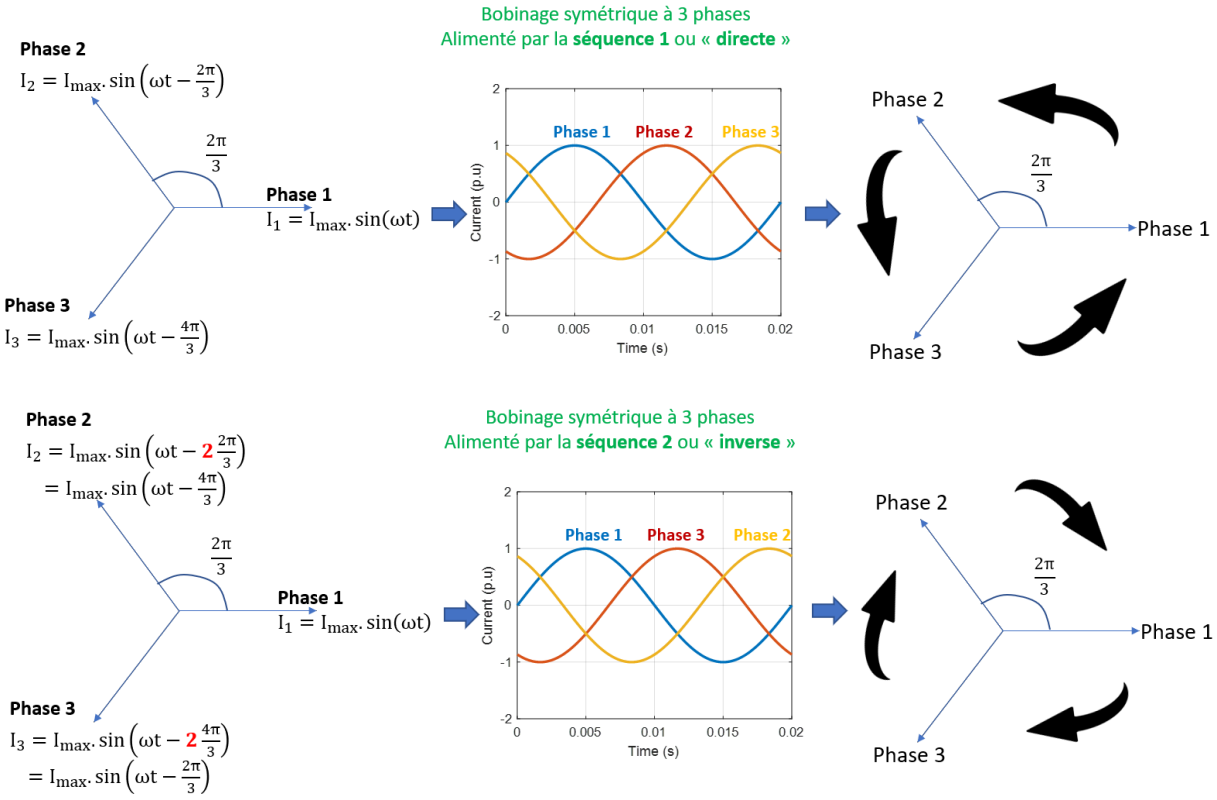


Figure 1.16 : Bobinage triphasé symétrique alimenté par les deux séquences : 1 « directe » et 2 « inverse ».

Maintenant, si on prend l'exemple d'une machine à 5 phases, 4 séquences d'alimentation sont possibles.

La Figure 1.17 illustre la séquence « 1 » et la séquence qui lui est inverse « 4 », pour une machine à 5 phases. L'utilisation de l'une de ces deux séquences génère la série d'harmoniques de FMM (ou harmoniques d'espace) : si le bobinage est à nombre entier d'encoches par paire de pôles et par phase, les harmoniques d'espace de rang « 1p, 4p, 6p, 9p …etc » (« p » étant le nombre de paires de pôles « fondamental », qui caractérise le bobinage), sont générées. Chaque harmonique d'espace est caractérisé par son amplitude dans la fonction « spatiale » du bobinage (décomposée en série de Fourier). Ces « amplitudes spatiales » dépendent de la distribution du bobinage, par exemple un bobinage à distribution antipériodique (à pas diamétral classique) est caractérisé par des amplitudes nulles pour les harmoniques d'espace de rang kp avec k pair. De façon générale, l'amplitude liée à une polarité « v.p » donnée dans la FMM, décroit avec l'augmentation du rang « v.p », et donc l'utilisation de l'une de ces deux séquences (1 et 4) pour une machine à 5 phases génère principalement « 1p » (le rang le plus bas des harmoniques d'espace) comme polarité dominante.

La Figure 1.18 illustre les deux séquences « 2 » et « 3 » pour une machine à 5 phases. L'utilisation de l'une de ces deux séquences, génère la série d'harmoniques d'espace : « 2p, 3p, 7p, 8p …etc ». La polarité dominante, entre « 2p » ou « 3p », dans la machine, dépend des coefficients de bobinage liés à ces harmoniques (ou leurs amplitudes dans la décomposition en série de Fourier de la fonction de bobinage).

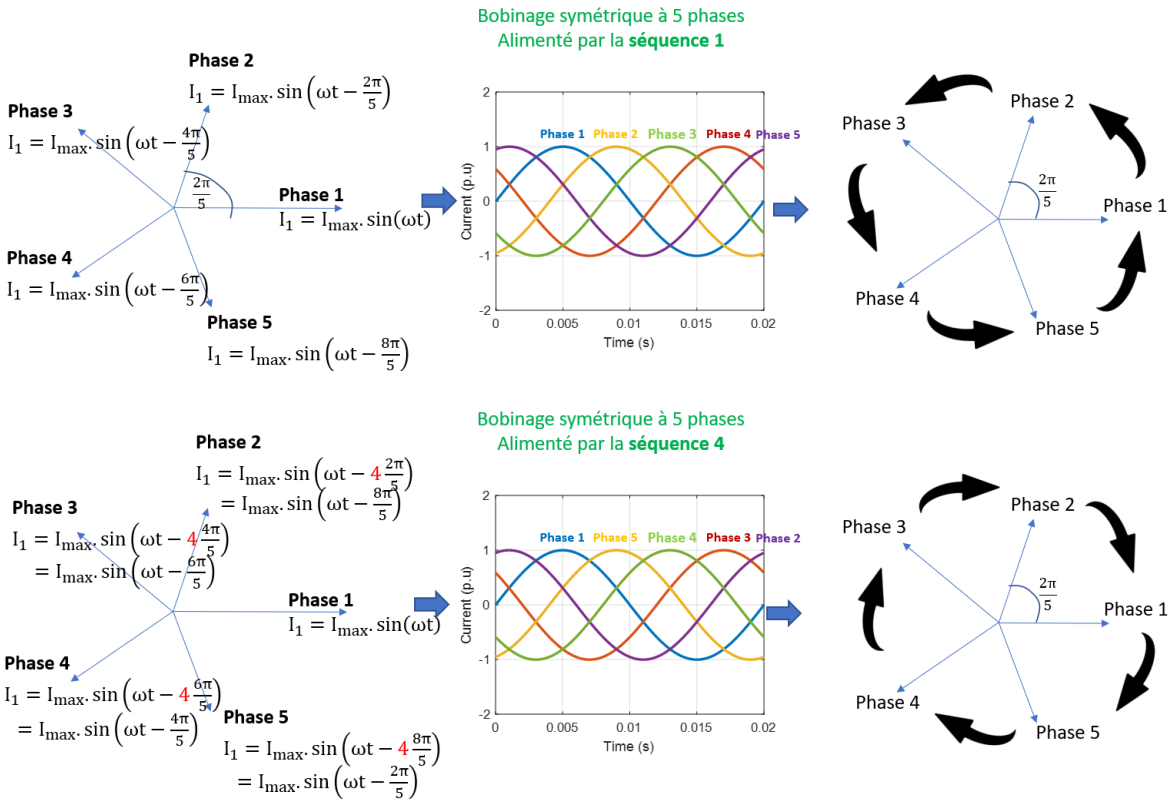


Figure 1.17 : Bobinage à 5 phases symétrique alimenté par les deux séquences : 1 et 4.

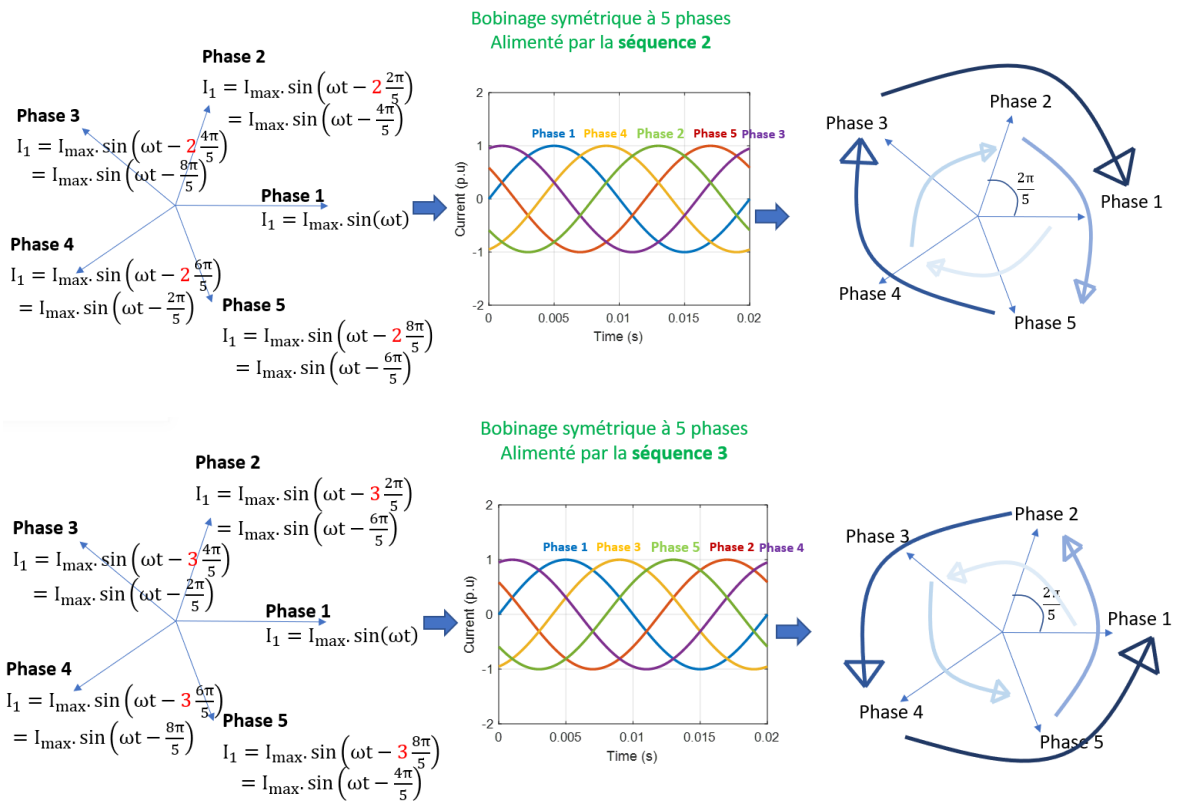


Figure 1.18 : Bobinage à 5 phases symétrique alimenté par les deux séquences : 2 et 3.

Donc le nombre de séquences d'alimentation possibles, augmente avec le nombre de phases. Pour une machine à « N » phases « N-1 » séquences d'alimentation sont possibles (la séquence d'ordre « 0 » correspond à une composante homopolaire du courant). Il faut noter que les séquences « i » et « N - i » sont opposées, et génèrent la même série d'harmoniques d'espace ($i \in [1, N-1]$). Il y a donc, en réalité, « $\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor$ » séquences indépendantes (générant des séries d'harmoniques d'espace différentes).

Dans une machine polyphasée, l'avantage majeur est donc de pouvoir générer des harmoniques d'espace différents, et donc des polarités différentes, par des séquences d'alimentation qui leur correspondent (à noter que chaque séquence génère une « polarité dominante »).

Par ailleurs, plusieurs séquences peuvent être utilisées, même simultanément, dans une machine polyphasée. Si les séquences n'interagissent pas entre elles (comme dans une machine à aimants déposés), alors les couples liés aux séquences se superposent. Ceci est expliqué par la théorie des machines fictives avec des familles d'harmoniques indépendantes [18].

Cette théorie de machines fictives, est à l'origine liée à la transformation de Concordia généralisée [19], [20]. Dans le cas d'une machine triphasée, la transformation de Concordia permet de passer d'une base naturelle composée des trois vecteurs orthogonaux liés aux trois phases du bobinage, à une base découplée, constituée d'une composante homopolaire engendrée par un vecteur (non excitée si l'alimentation des phases est équilibrée), et d'un plan orthogonal à la droite homopolaire et engendré par deux vecteurs eux-mêmes orthogonaux entre eux. Si on prend l'exemple de 4 phases (nombre pair), deux composantes homopolaires existent, avec un seul plan. Pour 5 phases, la base découplée de Concordia est constituée d'une composante homopolaire, et de deux plans indépendants orthogonaux entre eux. Donc, plus le

nombre de phase augmente, plus le nombre de plans indépendants (conféré par l'orthogonalité) est important.

Pour un nombre de phases donné « N » :

- si N est impair, la base découplée de Concordia est constituée de : $\frac{N-1}{2}$ plans + 1 composantes homopolaires ;
- si N est pair, la base découplée de Concordia est constituée de : $\frac{N-2}{2}$ plans + 2 composante homopolaire.

Chaque plan de la base découplée de Concordia correspond à une machine diphasée fictive, qui génère une famille d'harmonique d'espace donnée. Les machines fictives, et donc les familles d'harmoniques, sont indépendantes et n'interagissent pas entre elles. La Table 1.3 montre la répartition des harmoniques d'espace sur différentes familles liées à différentes machines fictives indépendantes, pour les nombres de phases 3, 4, 5, 6 et 7. Cette table n'est valable que pour les bobinages ayant un nombre d'encoches entier par paire de pôles et par phase (donc 2*spp entier).

Nombre de phases	1ère Machine homopolaire	2ème Machine homopolaire	Machine primaire	Machine secondaire	Machine tertiaire
3	3p, 6p, 9p …	/	1p, 2p, 4p, 5p…	/	/
4	4p, 8p, 12p …	2p, 6p, 10p …	1p, 3p, 5p, 7p …	/	/
5	5p, 10p, 15p …	/	1p, 4p, 6p, 9p …	2p, 3p, 7p, 8p …	/
6	6p, 12p, 18p …	3p, 9p, 15p …	1p, 5p, 7p, 11p …	2p, 4p, 8p, 10p …	/
7	5p, 10p, 15p …	/	1p, 6p, 8p, 13p …	2p, 5p, 9p, 12p …	3p, 4p, 10p, 11p …

Table 1.3 : Répartition des harmoniques d'espace selon les machines fictives [18]

1.2.1.2 Interaction entre les séquences de courant et les harmoniques d'espace

Dans une machine à « N » phases, la séquence de courant statorique « u » excite la machine fictive sur laquelle se projette l'harmonique d'espace « u.p », et crée une force magnétomotrice « FMM », qui peut être exprimée par le produit scalaire du vecteur de fonction de bobinage par le vecteur de courant statorique :

$$\mathrm{FMM} = \overrightarrow{\mathrm{F}_{\mathrm{bob}}^{\mathrm{N}}} . \overrightarrow{\mathrm{I}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{N}}} \qquad 1\text{-}4$$

Tel que « $\overrightarrow{F_{bob}^{N}}$ » et « $\overrightarrow{I_s^{N}}$ » sont des vecteurs qu'on construit d'abord dans la base naturelle. En se basant sur la propriété d'orthogonalité dans la base découplée de Concordia, la FMM peut être exprimée comme suit :

$$FMM = \overrightarrow{F_{bob}^{M_1}}.\overrightarrow{I_s^{M_1}} + \overrightarrow{F_{bob}^{M_2}}.\overrightarrow{I_s^{M_2}} + \cdots + \overrightarrow{F_{bob}^{M_0}}.\overrightarrow{I_s^{M_0}} \qquad 1\text{-}5$$

Tel que « $\overrightarrow{F_{bob}^{M_k}}$ » et « $\overrightarrow{I_s^{M_k}}$ » sont la projection des vecteurs « $\overrightarrow{F_{bob}^{N}}$ » et « $\overrightarrow{I_s^{N}}$ » dans la machine fictive N° « k » (« k=0 » correspond à la machine homopolaire).

Si on considère que deux machines fictives « M_{u1} » et « M_{u2} » sont excitées à la fois par les deux séquences du courant statorique « u_1 » et « u_2 » (alimentation les deux séquences simultanément). Les deux séquences « u_1 » et « u_2 » pulsent aux vitesses « $\omega_{s_{u1}}$ » et « $\omega_{s_{u2}}$ » respectivement, le courant statorique dans une phase « i » est donc exprimé comme suit :

$$I_{s_i} = I_{s_{u1}}.\sin\left(\omega_{s_{u1}}.t - i.u_1.\frac{2\pi}{N}\right) + I_{s_{u2}}.\sin\left(\omega_{s_{u2}}.t - i.u_2.\frac{2\pi}{N}\right) \qquad 1\text{-}6$$

Si on ne considère qu'un seul harmonique d'espace par machine fictive, c.à.d. « u_1.p » pour « M_{u1} » et « u_2.p » pour « M_{u2} », la FMM totale est la superposition des deux ondes progressives de FMM créées sur les deux machines fictives :

$$\begin{aligned} FMM &= \overrightarrow{F_{bob}^{M_{u1}}}.\overrightarrow{I_s^{M_{u1}}} + \overrightarrow{F_{bob}^{M_{u2}}}.\overrightarrow{I_s^{M_{u2}}} \\ &= k_{bob_{u1}}.I_{s_{u1}}.\sin(u_1.p.\theta - \omega_{s_{u1}}.t) + k_{bob_{u2}}.I_{s_{u2}}.\sin(u_2.p.\theta - \omega_{s_{u2}}.t) \end{aligned} \qquad 1\text{-}7$$

Tel que : « $k_{bob_{u1}}$ » et « $k_{bob_{u2}}$ » sont les amplitudes des deux harmoniques d'espace « u_1.p » et « u_2.p » dans la fonction de bobinage (décomposée en série de Fourier).

Afin d'optimiser la production du couple, il est préférable que les deux ondes progressives de FMM (sur les deux machines fictives excitées) aient la même vitesse, donc :

$$\frac{\omega_{s_{u1}}}{u_1.p} = \frac{\omega_{s_{u2}}}{u_2.p} \qquad 1\text{-}8$$

Si on prend l'exemple d'une machine à 5 phases, où les deux machines fictives (primaire et secondaire) sont excitées par les deux séquences de courant : « 1 » et « 3 » (alimentation par les deux séquences simultanément). Et qu'on ne considère que l'harmonique d'espace « 1.p » pour la machine primaire et « 3.p » pour la machine secondaire, la pulsation de la séquence « 3 » doit être 3 fois la pulsation de la séquence « 1 » ($\omega_{s3} = 3.\omega_{s1}$).

1.2.2 Modes d'utilisation des séquences d'alimentation

Les séquences d'alimentation peuvent être utilisées de deux façons différentes dans une machine polyphasée : d'une façon simultanée, ce qui permet d'augmenter le couple temporairement dans la limite de la thermique et de la saturation magnétique de la machine, et d'une façon séquentielle, où les séquences sont commutées de façon à étendre la plage de vitesse de la machine en utilisant des polarités différentes.

1.2.2.1 Mode simultané :

Ce mode d'utilisation permet d'augmenter le couple maximal de la machine grâce à l'utilisation de plusieurs séquences de courant statorique simultanément, et donc avec des courants non-sinusoïdaux. Chaque séquence développe un couple, dont la valeur moyenne dépend de l'harmonique d'espace principal généré par la séquence du courant statorique. Le couple total obtenu, est la superposition des couples développés par les différentes séquences [18].

Les séquences imposées simultanément doivent générer des séries différentes et indépendantes d'harmoniques d'espace, c.à.d. chacune appartenant à une machine fictive indépendante des autres. Si on prend l'exemple d'une machine à 5 phases (voir la Table 1.3), si les séquences 1 et 2 sont imposées, chacune va générer une série d'harmoniques d'espace (présents dans la FMM), les deux séries générées sont indépendantes l'une de l'autre, et n'interagissent pas entre elles.

Dans le début des années 1990, des travaux de recherches ont été menés dans le cadre d'une thèse de doctorat au sein de l'université de Wisconsin-Madison, par A.H.Toliyat, sur des machines polyphasées, avec deux applications : une machine à induction et une machine synchro-réluctante [21]. Ces travaux ont montré que dans certains cas, des formes rectangulaires de courants statoriques conduisent à l'augmentation du couple maximal des machines polyphasées, grâce à la présence de plusieurs séquences d'alimentation (ou harmoniques de courant). Cependant, ce type d'alimentation doit intégrer des processus d'optimisation qui permettent de choisir les ratios et les déphasages entre les séquences de courant pour maximiser le couple.

Ces dernières années, les travaux de recherche sur cette thématique sont de plus en plus conséquents, plusieurs publications liées à l'amélioration de la densité de couple dans les machines polyphasées, grâce à l'utilisation des harmoniques de courants statoriques (séquences simultanées) ont été faites. On peut citer les articles [22]–[26].

Une équipe de recherche de l'université d'Alexandrie (Egypte), dirigé par Pr. A. S. Abdelkhalik, a mené des travaux conséquents sur l'amélioration de la densité du couple des machines à induction par l'utilisation simultanée des séquences d'alimentation. On peut par exemple citer l'article [22] qui montre clairement les avantages qui peuvent être obtenus grâce à l'utilisation de plusieurs séquences de courant statorique simultanément pour une machine à induction à 11 phases. Utilisant une approche basée sur les algorithmes génétiques, les auteurs ont pu alimenter les machines par des courants statoriques optimaux (avec plusieurs séquences, donc différents harmoniques), cette optimisation complexe consiste à déterminer les ratios entre les amplitudes des séquences (ou harmoniques injectés) ainsi que les déphasages entre elles, pour maximiser le flux par pôle. Cette approche d'alimentation par des courants riches en harmoniques, a donc permis d'obtenir plus de couple, pour la même valeur crête de courant, par rapport à un mode d'alimentation sinusoïdal (mono-harmonique). Ce gain en couple, est obtenu grâce à une forme presque carrée de l'induction magnétique dans le fer de la machine, due à l'alimentation par un courant statorique contenant plusieurs harmoniques, et donc une meilleure exploitation magnétique du fer. Il faut préciser que ce type d'alimentation non-sinusoïdale, n'est intéressant que si le nombre de phases est suffisamment important pour qu'il y ait suffisamment de familles d'harmoniques indépendantes (ou machines fictives), ce qui permet de réduire les interactions entre les harmoniques générés dans la FMM, et donc d'éviter d'amplifier les pulsations de couple. La présence d'harmoniques de courants dans une machine

triphasée, ne conduit donc surtout qu'à l'augmentation du couple pulsatoire. Plus d'éléments par rapport aux travaux de cette équipe seront présentés dans la section 1.2.6.2.

L'article [23], présente un système de contrôle-commande d'une machine à induction à 7 phases, avec l'injection de la 3ème séquence de courant statorique (et donc présence d'un 3ème harmonique du champ magnétique). Il a été montré que l'injection de la 3ème séquence (simultanément avec la 1ère séquence) permet d'augmenter le couple maximum de la machine, quel que soit la vitesse de rotation, avec un pourcentage d'augmentation atteignant 17%. Il faut noter que l'injection de la séquence 3 n'a été bénéfique que pour les points de fonctionnement sur les niveaux élevés de couple. Pour les niveaux bas de couple, l'injection de la séquence 3 n'a pas d'intérêt, à cause de l'important courant magnétisant lié au troisième harmonique d'espace, qui conduit à une réduction du courant produisant un couple.

L'article [24], étudie l'amélioration de la densité du couple d'une machine à induction polyphasée grâce à l'injection de la séquence 3 du courant statorique (simultanément avec la séquence 1) qui permet d'avoir un flux magnétique de forme trapézoïdale (au lieu de la forme sinusoïdale). L'étude est comparative, et considère plusieurs nombres de phases, en conservant constantes la valeur crête de l'induction dans l'entrefer et la valeur efficace du courant statorique. Enfin, il a été montré que la densité du couple est améliorée par l'alimentation bi-harmoniques (séquences 1 et 3 simultanément) pour les nombres élevés de phases, par rapport à une alimentation mono-harmonique (séquence 1 uniquement), avec un gain en couple pouvant atteindre 9% dans le cas d'une machine à 11 phases (en conservant la même valeur crête d'induction dans l'entrefer, et le même courant RMS).

L'article [25], compare deux machines à induction, une à 5 phases, et l'autre à 9 phases. Les deux machines ont des bobinages à pas diamétral et les mêmes dimensions globales (diamètres intérieur et extérieur, hauteur de culasse …etc.). Dans le cas de la machine à 5 phases (caractérisée par deux familles d'harmoniques), uniquement la séquence 3 du courant statorique peut être injectée (simultanément avec la 1ère séquence), tandis que pour la machine à 9 phases (ayant plus de degrés de liberté avec 4 familles d'harmoniques), 4 différentes séquences : 1ère ; 3ème ; 5ème et 7ème ont pu être utilisées simultanément (puisque chacune, excite une série d'harmoniques d'espace indépendante des autres pour 9 phases). Pour les deux machines, les paramètres d'alimentation multi-harmonique (les amplitudes et phases liés aux différentes séquences de courant) ont été déterminés par un algorithme génétique d'optimisation, ayant comme contraintes les valeurs maximales d'induction dans l'entrefer et la culasse statorique. Il a été montré que pour la machine à 5 phases, l'injection de la séquence 3 a conduit à l'augmentation de la valeur crête d'induction dans la culasse, et donc à plus de saturation, ce qui a conduit à une diminution pouvant atteindre 5% sur le couple (par rapport à une alimentation sinusoïdale à la 1ère séquence de courant). Le fait d'avoir la possibilité d'utiliser 4 différentes séquences avec la machine à 9 phases, a permis de respecter les valeurs crêtes de l'induction dans l'entrefer et dans la culasse, tout en utilisant les 4 séquences simultanément, avec des ratios optimaux entre les amplitudes, ce qui a conduit à une augmentation du couple pouvant atteindre 5% par rapport à une alimentation sinusoïdale à la 1ère séquence. Enfin il a été montré que l'injection des 4 séquences simultanément est plutôt intéressante pour les points de fonctionnement à fort couple.

L'article [26] présente un concept particulier de machine à induction à 6 phases (deux bobinages triphasés déphasés d'un angle électrique de 30°) avec l'amélioration de la densité du couple par l'injection simultanée du 1er et 3ème harmonique du courant statorique. Dans ces travaux, l'utilisation du 3ème harmonique du courant aplatit la forme de l'induction dans l'entrefer en réduisant sa valeur crête, de ce fait, l'amplitude du 1er harmonique d'alimentation

peut être augmentée pour atteindre la valeur crête maximale de l'induction, ce qui permet d'augmenter encore plus le couple. Enfin, dans cette publication, il a été prouvé que le couple moyen peut être augmenté de 40% par rapport à une machine triphasée avec alimentation classique, grâce à une meilleure exploitation du fer (forme trapézoïdale de l'induction dans l'entrefer). Il faut noter que ce pourcentage d'augmentation du couple a été obtenu sans s'imposer de contrainte sur le courant RMS ou crête et donc ne convient qu'à des régimes transitoires.

1.2.2.2 Mode séquentiel :

Ce mode d'utilisation permet d'étendre la plage de vitesse de la machine grâce à l'utilisation de plusieurs séquences de courant statorique de façon séquentielle, et donc avec des courants sinusoïdaux (mono-harmonique).

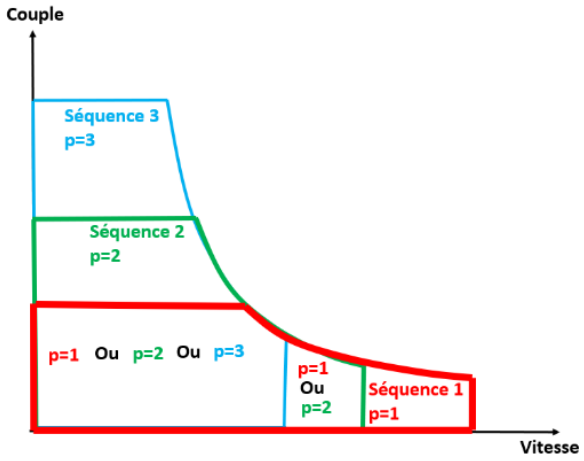


Figure 1.19 : Caractéristique Couple/Vitesse théorique d'une machine polyphasée avec changement de polarité

Comme illustré dans la Figure 1.7, la caractéristique Couple/Vitesse théorique d'une machine de traction est composée de trois régions. Cette caractéristique classique correspond aux machines triphasées, et à ce nombre de phases (3), une seule famille d'harmoniques (machine fictive) existe, il n'est donc possible que d'utiliser une seule séquence d'alimentation (le fondamental ou la première séquence) pour alimenter la machine, ce qui correspond à une seule polarité (la polarité physique fondamentale de la machine).

Avec une machine polyphasée, la caractéristique Couple/Vitesse peut être différente de celle d'une machine triphasée classique. En effet, grâce à la possibilité de changer la séquence d'alimentation, l'harmonique d'espace principal excité change également, et donc la polarité prédominante dans la machine change. Le fait de fonctionner sous « N » polarités différentes (de façon séquentielle), permet d'avoir « N » caractéristiques Couple/Vitesse différentes qui se superposent et se complètent, de façon à étendre la caractéristique globale tout en restant avec une variation du flux « modérée » garantissant une maitrise suffisante de son amplitude mais aussi en limitant l'augmentation de la fréquence avec la vitesse. La Figure 1.19, illustre la caractéristique Couple/Vitesse théorique d'une machine polyphasée avec changement de polarité (changement séquentiel de séquence d'alimentation), avec exemple : le changement entre les séquences 1, 2 et 3 (pour une machine à 7 phases ou plus, avec polarité fondamentale de la machine égale à 1). Cette caractéristique globale est la superposition des trois caractéristiques liées aux trois polarités (1, 2 et 3). Certains points de fonctionnement peuvent être réalisés par plusieurs polarités (intersections entre les caractéristiques), pour ces points le

choix de la polarité à imposer se fait donc de façon à minimiser les pertes dans la machine, ce qui rajoute un degré de liberté important.

L'utilisation des polarités pour étendre la caractéristique couple-vitesse d'une machine polyphasée doit se faire selon l'ordre illustré dans la Figure 1.19 (plus grandes polarités pour les basses vitesses, plus faibles polarités pour les grandes vitesses).

En effet les polarités élevées sont utilisées dans la région à fort couple et basse vitesse, ces polarités sont favorables pour le développement d'un couple important, surtout que les culasses statorique et rotorique sont exploitées de façon optimale grâce au nombre élevé de paires de pôles. En revanche, avec une polarité élevée, la tension maximale disponible à la sortie de l'onduleur est rapidement atteinte, et donc la vitesse de base sous ce mode d'alimentation est relativement faible. En contrepartie, les basses polarités sont utilisées dans la région à grande vitesse et bas couple, car la tension maximale disponible dans une phase du stator est atteinte à des vitesses relativement élevées.

Plusieurs travaux de recherche sur le changement de polarité pour machines polyphasées ont été publiés, on peut en citer les [27]–[29].

Les premiers travaux à citer, ont été menés par une équipe de recherche de l'université de Munich, dirigée par Pr. D. Gerling. Cette équipe a développé un nouveau concept de stator pour machines polyphasées basse tension à « stator à cage ». Le bobinage est alors constitué d'une cage en aluminium, court-circuitée par un anneau d'un côté, et raccordée aux bras de l'onduleur de l'autre, avec autant de bras que d'encoches. La spécificité de ce bobinage est que les encoches sont, théoriquement, pleinement remplies. Une présentation générale de ce concept est faite dans l'article [27]. Dans cet article, deux applications de machines polyphasées intégrant ce stator ont été étudiées : une machine à induction et une machine synchro-réluctante. Dans cette étude, la technique de changement de polarité a été utilisée pour la machine à induction avec stator à cage, il a été montré que le fait de commuter entre différentes polarités de façon séquentielle pendant le fonctionnement permet d'élargir la plage de vitesse de la machine. Plus d'éléments par rapport aux travaux de cette équipe seront présentés dans la section 1.3.2.

D'autres travaux, provenant d'autres chercheurs, peuvent être cités. L'article [28] développe une technique de contrôle-commande d'une machine à induction à 9 phases, appuyé par des résultats expérimentaux. Dans l'application présentée dans l'article, deux polarités sont utilisées dans la machine : polarité fondamentale $p_1 = 3$ (obtenue par la séquence « 1 » du courant statorique) et la polarité $p_3 = 9$ (obtenue par la séquence « 3 »). L'algorithme de commande permet de passer entre les deux polarités aisément et avec un bon contrôle du couple. Enfin l'accent est mis sur le potentiel de cette application en vue de l'extension de la plage de fonctionnement à puissance constante, en utilisant la séquence 3 (9 paires de pôles) en basses vitesses, et la séquence 1 (3 paires de pôles) en grandes vitesses.

L'article [29] présente une autre topologie de machine à induction avec changement de polarité. La machine étudiée comporte 36 encoches statoriques, avec bobinage toroïdal particulier, donc chaque encoche est liée à une bobine indépendante, comme illustré dans la Figure 1.20. Chacune des 36 bobines est donc liée à un bras d'onduleur, ce qui permet d'alimenter chaque bobine (encoche) indépendamment des autres.

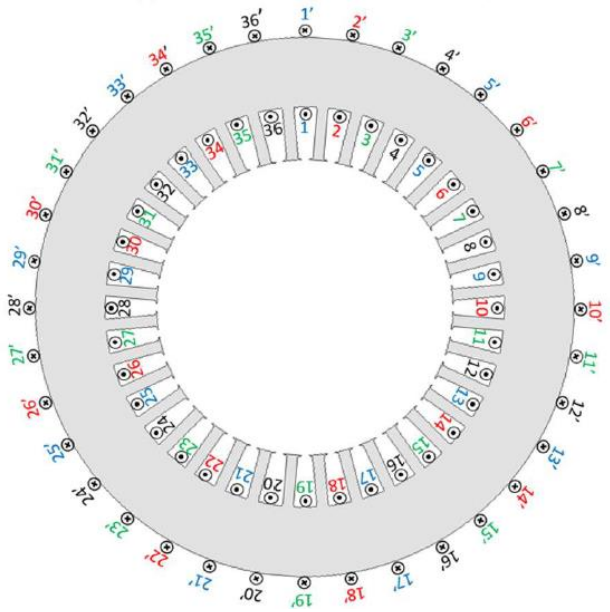


Figure 1.20 : Machine à bobinage toroïdal présentée dans l’article [30].

Selon le déphasage imposé entre deux bobines adjacentes, le nombre de paires de pôles dans la machine est imposé, et ainsi le nombre de phases « virtuelles » est déterminé, comme illustré dans la Table 1.4. Le nombre phases « virtuelles » dépend donc du déphasage imposé entre les bobines indépendantes, et donc de la polarité imposée. Dans cette publication, on donne des nombres non-entiers de phases « virtuelles », quand le nombre de paires de pôles imposé et le nombre de bobines indépendantes (encoches) sont premiers entre eux.

Nombre de paires de pôles	Déphasage électrique entre 2 bobines adjacentes	Nombre de phases statoriques « virtuelles »
1	10°	18
2	20°	9
3	30°	6
4	40°	4.5
5	50°	3.6
6	60°	3

Table 1.4 : Polarités utilisables dans la machine de l’article [30].

Pour mieux comprendre la relation entre le nombre de pôles et le nombre de phases statoriques « virtuelles », on prend l’exemple de la polarité 3. Cette polarité correspond à la séquence « 3 » du courant statorique, cette séquence impose donc un déphasage entre deux

phases adjacentes de : $\frac{360°}{36} * 3 = 30°$ (comme indiqué dans la Table 1.4). Par ailleurs, si on prend un nombre d'encoches par pôle et par phase unitaire, le nombre de phases statoriques « virtuelles » est donc déterminé par $N_{phases} = \frac{N_{encoches}}{2p}$, « p » étant le nombre de paires de pôles, donc pour p=3, $N_{phases} = \frac{36}{2*3} = 6$ (comme indiqué dans la Table 1.4).

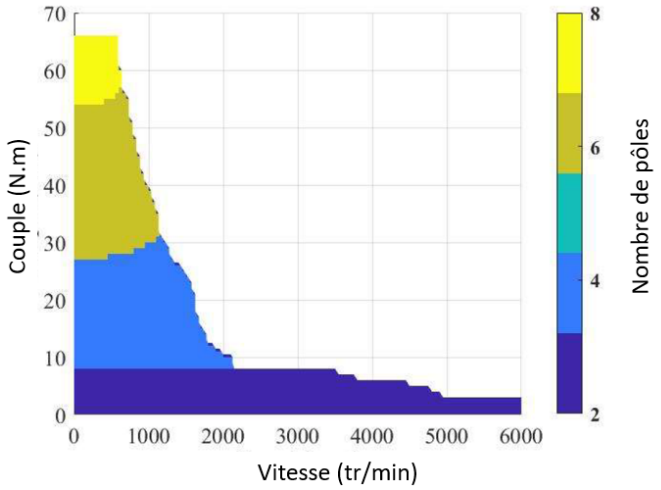


Figure 1.21 : Caractéristique de fonctionnement de la machine de l'article [30].

Enfin l'algorithme de contrôle-commande utilisé dans ce drive, permet de changer efficacement la polarité (ce qui change virtuellement le nombre de phases statoriques) pendant le fonctionnement, ce qui permet d'étendre la plage de vitesse de la machine. Les polarités optimales exploitées dans cette application sont de 1 à 4 paires de pôles, comme illustré dans la Figure 1.21. Il est clairement montré dans cette caractéristique que les polarités élevées sont favorables pour les régions à fort couple et basse vitesse, et vice-versa pour les faibles polarités.

Cependant l'inconvénient majeur de ce type d'applications est le nombre élevé des composants d'électronique de puissance qui doit être utilisé ce qui augmente le volume et le coût du convertisseur, ainsi que la difficulté de contrôle d'un nombre aussi élevé de bras (autant de bras que de bobines statoriques).

Plus d'éléments par rapport aux techniques de modulation pôles-phases seront présentés dans la section 1.3.2.

1.2.3 Avantages du point de vue convertisseur de puissance

Comme mentionné précédemment, l'augmentation du nombre de phases conduit à une meilleure segmentation de la puissance, et donc il y a moins de contraintes sur les bras de l'onduleur. Plusieurs travaux de recherche ont été menés par rapport aux convertisseurs de puissance dans un drive polyphasé [31]–[33].

L'article [31] mène une étude comparative entre des onduleurs de tension à : 3, 5 et 7 bras. Il a été montré que pour la même tension de bus DC, l'augmentation du nombre de phases conduit à l'augmentation de la puissance récupérée au niveau de la charge (à la sortie de l'onduleur). Les résultats ont été établis pour des montages en étoile pour les 3 nombres de phases étudiés, tel qu'illustré dans la Figure 1.22 pour 5 phases. L'étude comparative a montré qu'avec 7 phases le gain en puissance récupérée au niveau de la charge (RL dans le cas de cette

étude) a été chiffré à 10% par rapport au cas triphasé. De même, la tension entre phase et neutre (par exemple la tension V_{AN} dans le schéma de la Figure 1.22) dans le cas de 7 phases est de $0.99*V_{DC}/2$, au lieu de $0.94*V_{DC}/2$ pour 3 phases, ce qui est traduit par une meilleure exploitation de la tension de bus grâce à un nombre de phases élevé. Du point de vue courant du bus DC, plus le nombre de phases est élevé, moins les harmoniques de courant apparaissent. Les résultats ont été établis par simulation, et validés expérimentalement.

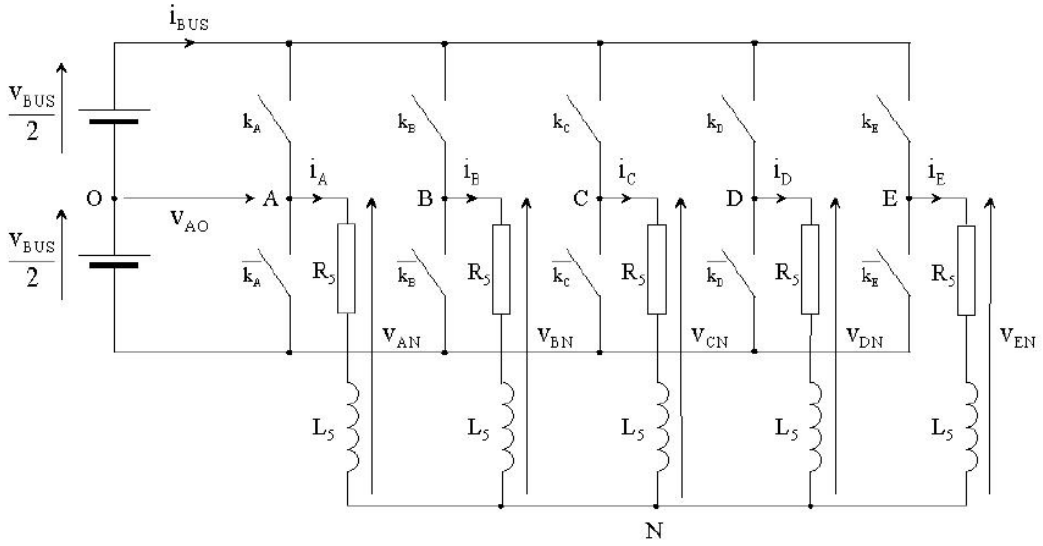


Figure 1.22 : Schéma de l'onduleur considéré dans l'article [31]

L'article [32] met en évidence les avantages, du point de vue convertisseur de puissance, qui peuvent être apportés par l'augmentation du nombre de phases. Dans cet article, les auteurs montrent que l'augmentation du nombre de phases, et donc la segmentation de puissance qui réduit les contraintes de courant dans les bras de l'onduleur, facilite l'utilisation des composants en Silicium Carbide « SiC » (sans mise en parallèle des bras). En effet ce type de composants ne peut pas supporter des courants élevés, d'où la nécessité de mettre des onduleurs en parallèle afin de pouvoir utiliser ces composants en triphasé. Cependant, cette mise en parallèle des onduleurs, augmente la complexité du contrôle des bras, et présente des problèmes de déséquilibre des courants des bras à cause de la distribution asymétrique des inductances parasites entre les composants mis en parallèle.

Cet article mène une étude comparative entre les nombres de phases : 3, 11 et 21. Pour la même puissance de 50 kW, le prix du convertisseur a été déterminé sous les hypothèses suivantes :

- En triphasé, le courant par bras est important, d'où la nécessité d'utiliser des composants IGBT (pour éviter la mise en parallèle de plusieurs onduleurs)
- Avec 11 et 21 phases, il est possible d'utiliser des composant SiC MOSFET (compte tenu du courant réduit par bras)

La comparaison de coûts a débouché sur la Table 1.5, ce qui montre une réduction du coût total des semi-conducteurs avec l'augmentation du nombre de phases. Il faut noter que cette comparaison ne concerne que les semi-conducteurs de puissance, même si leur coût total est réduit, cela n'assure pas une réduction du coût de l'onduleur, car le nombre d'organes de commande augmente avec l'augmentation du nombre des bras.

Nombre de phases	3	11	21
Semiconducteurs utilisés	FZ300R12KE3G	C2M0040120D	C2M0080120D
Prix unitaire ($)	118.55	31.98	15.63
Prix total ($)	711.3	703.56	656.46

Table 1.5 : prix des semiconducteurs de puissance en fonction du nombre de phases [32].

Un autre point important est considéré dans cet article, il s'agit du condensateur du bus DC, qui sert à lisser la tension du bus DC. L'utilisation des composants SiC, permet d'augmenter la fréquence de découpage (par rapport aux composants IGBT classiques), et avec des fréquences de découpage élevées, des condensateurs de capacité plus petite peuvent être utilisés, ce qui réduit le coût, le volume ainsi que le taux d'ondulation du courant de la batterie.

Enfin dans cette étude, il a également été montré que le niveau total de pertes diminue avec l'augmentation du nombre de phases.

L'article [33] analyse l'impact du nombre de phases sur les pertes dans le convertisseur de puissance. De façon générale, il a été montré que l'augmentation du nombre de phases conduit à une réduction des pertes par commutation et par conduction dans les composants.

1.2.4 Elargissement du champ de bobinages intéressants : intérêts d'utilisation des bobinages à pas non diamétral

Comme expliqué précédemment, dans les cas des machines triphasées il est important de réduire le contenu harmonique de la fonction de bobinage, vu qu'il y a un seul plan de Concordia (machine fictive) sur lequel se projettent l'ensemble des harmoniques d'espace lié au bobinage (hormis les rangs multiples de 3 de la composante homopolaire). Ceci a donc conduit à l'utilisation massive des bobinages distribués à pas diamétral classiques, avec des nombres d'encoches par pôle et par phase importants, ce qui fait que la distribution du bobinage se rapproche d'une forme sinusoïdale, et donc élimine les harmoniques de rangs pairs.

Un bobinage à distribution sinusoïdale, et donc ayant un contenu harmonique faible, est très intéressant pour une machine triphasée, qui n'est alimentée que par des courants sinusoïdaux, pour éviter les phénomènes parasites liés à la présence d'harmoniques dans la force magnétomotrice (pulsations de couple, pertes dans le rotor …etc.). Cependant, pour une machine polyphasée où il est envisagé d'injecter différentes séquences d'alimentation, et donc générer plusieurs harmoniques d'espaces (grâce au principe de familles d'harmoniques indépendantes), d'autres types de bobinages, non souhaités pour les machines triphasées, peuvent être utilisés et même favorables.

On peut citer, en l'occurrence, les bobinages dentaires ou quasi-dentaires qui sont relativement faciles à fabriquer. Ces bobinages sont en général très riches en harmoniques d'espace, d'où l'intérêt de les utiliser dans une machine avec un grand nombre de phases.

Au contraire des bobinages classiques (à pas diamétral), les bobinages à pas dentaires sont caractérisés par des têtes de bobines relativement courtes et non enchevêtrées, ce qui facilite la fabrication et diminue les pertes Joule dans le bobinage statorique (liées aux têtes de bobines), la structure des deux types de bobinage est illustrée dans la Figure 1.23 [34].

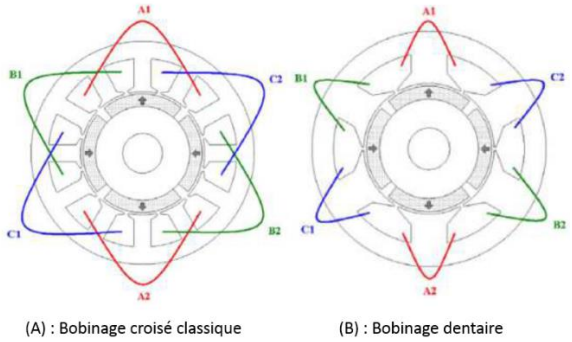


Figure 1.23 : Schémas de bobinages croisé et dentaire [34].

Pour les machines triphasées, les bobinages dentaires sont le plus souvent utilisés dans les machines synchrones à aimants permanents, et rarement dans les machines à induction. En effet, dans les machines à aimants le champ créé par le rotor est indépendant de l'alimentation au stator, et donc le rotor peut être conçu de façon à ne contenir que les harmoniques d'espace que l'on désire sans qu'il n'y ait d'impact de l'alimentation du stator. Cependant dans le cas d'une machine à induction, le champ créé par le rotor à cage est dépendant de l'alimentation au stator puisqu'il réagit aux harmoniques d'excitation et/ou peut en générer d'autres par effet non-linéaire. Pour cela l'utilisation du bobinage dentaire dans ce type de machines à induction est plus contraignante et a été beaucoup moins développé.

Pour les machines polyphasées, vu que l'on ne cherche plus forcément à s'approcher d'une distribution sinusoïdale, le champ des topologies de bobinages intéressantes s'élargit. Parmi les éléments déjà présentés dans la section 1.2.2, on peut à nouveau citer à titre d'exemple la topologie particulière de bobinage en cage d'aluminium pour machines polyphasées [27], ou encore le bobinage toroïdal présenté dans la Figure 1.20 [30].

L'article [35] présente une structure particulière de bobinage dentaire pour machine à 11 phases. Le stator contient 11 encoches (une phase par dent) tel qu'illustré dans la Figure 1.24. On note que chaque phase est constituée d'un unique enroulement autour d'une dent, et chaque phase est connecté à un bras d'onduleur.

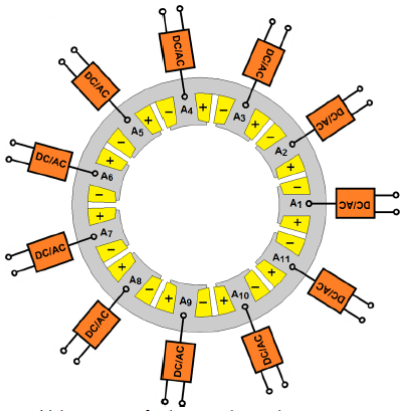


Figure 1.24 : Bobinage dentaire à 11 phases [35]

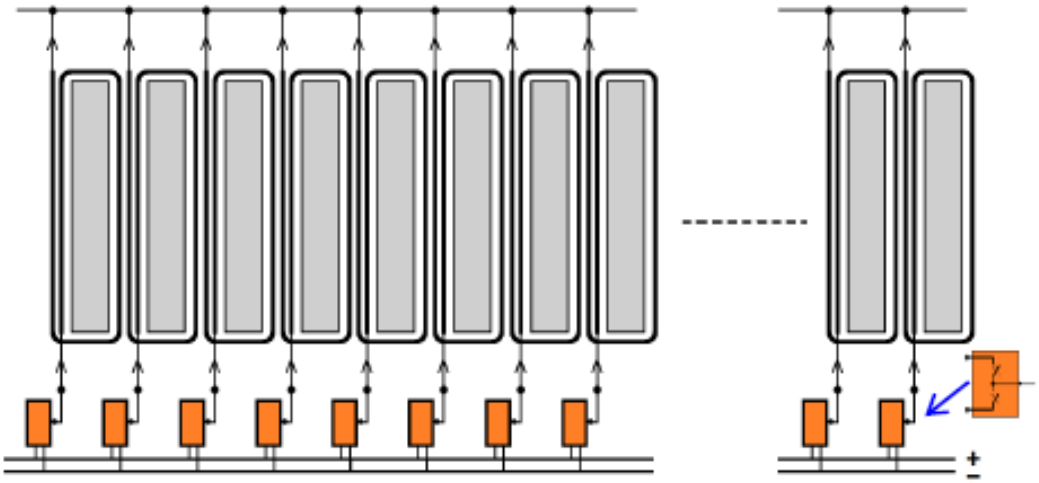


Figure 1.25 : Schéma du bobinage à 11 phases [35]

La Figure 1.25 illustre le schéma détaillé du bobinage, chaque encoche contient 3 conducteurs, 2 conducteurs consacrés à l'aller d'une phase et 1 consacré au retour de la phase adjacente, chaque phase contient donc un nombre fractionnaire de tours (1.5), cette particularité permet d'améliorer les facteurs de bobinages liés aux 5 premières séquences d'alimentation de cette machine (donc les polarités de 1 à 5), tel qu'illustré dans la Figure 1.26.

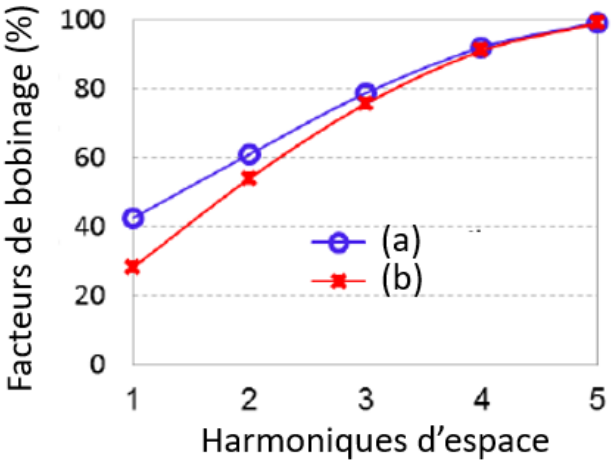


Figure 1.26 : Facteurs de bobinage liés aux 5 premiers harmoniques d'espace – (a) : configuration à 1.5 tours par phase, (b) : configuration classique à 1 tour par phase

Le nombre de phases est de 11, il y a donc 5 machines fictives (familles d'harmoniques indépendantes), ces familles d'harmoniques d'espace sont réparties comme suit (avec la polarité fondamentale p = 1 pour ce bobinage) :

- Famille d'harmoniques 1 : 1p, 10p, 12p, 21p …
- Famille d'harmoniques 2 : 2p, 9p, 13p, 20p …
- Famille d'harmoniques 3 : 3p, 8p, 14p, 19p …
- Famille d'harmoniques 4 : 4p, 7p, 15p, 18p …
- Famille d'harmoniques 5 : 5p, 6p, 16p, 17p …
- Composante homopolaire : 11p, 22p …

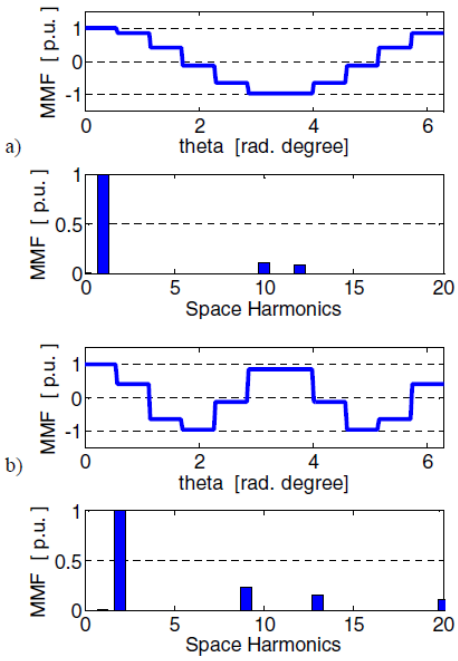


Figure 1.27 : FMM développée et son contenu harmonique -
(a) : sous la séquence « 1 » donc 1 paire de pôles
(b) : sous la séquence « 2 » donc 2 paires de pôles.

Dans ce cas-là si la séquence « 1 » du courant statorique est imposée, les harmoniques d'espace générés dans la FMM sont 1p (principal), 10p, 12p …etc., la polarité dominante dans la machine est donc 1p. Si la séquence « 2 » est imposée, les harmoniques d'espace générés sont 2p (principal), 9p, 13p …etc., la polarité dominante dans la machine est donc 2p. La Figure 1.27 permet de voir clairement la FMM développée sous chacune des deux séquences avec son contenu harmonique.

Ce bobinage a été examiné dans le cas d'une machine à aimants permanents montés en surface du rotor. Le rotor à aimants est conçu pour avoir 5 paires de pôles, donc pour cette machine il n'est possible de développer un couple qu'avec la séquence « 5 ». La Figure 1.28 illustre la distribution des pôles dans la géométrie de machine.

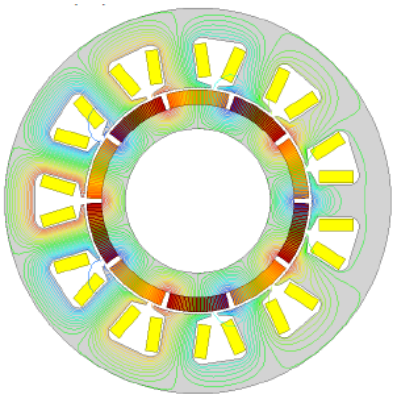


Figure 1.28 : Lignes de flux dans la machine à aimants avec le bobinage à 11 phase (sous la séquence « 5 ») [35]

Pour cette application avec rotor à aimants, les auteurs présentent une approche de compensation d'un mode vibratoire lié à la force radiale, par l'injection de la séquence « 4 » du courant statorique. En effet, le rotor à aimants (ayant 5 paires de pôles) ne répond qu'à la 5ème

séquence d'alimentation, la séquence « 4 » n'a donc pas d'influence sur le fonctionnement électromagnétique de la machine.

Dans le même article, une autre application avec un rotor à cage d'écureuil a été examinée [35]. Pour cette application, le rotor n'a pas sa propre polarité (contrairement au rotor à aimants) et il s'adapte à la polarité imposée par le stator, et donc induite par la séquence d'alimentation. Ceci permet donc de profiter des avantages de changement de polarité pour étendre la plage de vitesse. Dans cet article, deux polarités (p=1 et p=2) ont été imposées, comme illustré dans la Figure 1.29 qui montre la distribution des pôles magnétiques dans la machine sous les deux séquences d'alimentation, et la Figure 1.30 qui montre la caractéristique couple/vitesse avec les deux polarités utilisées.

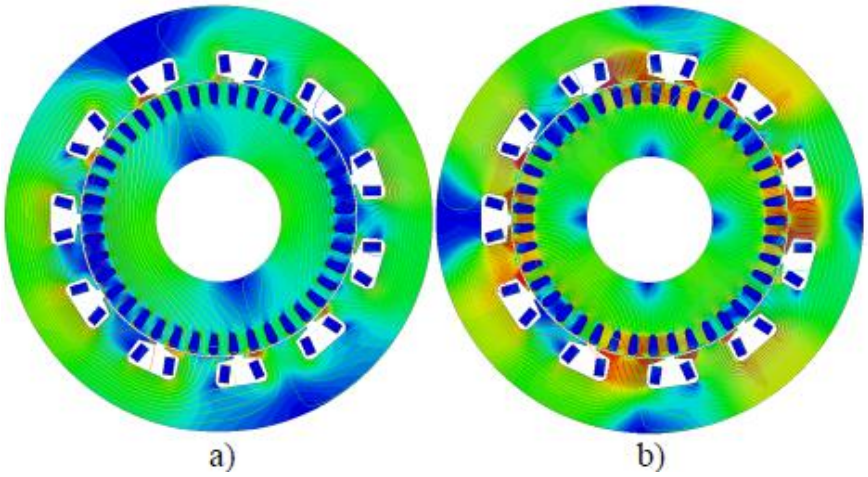


Figure 1.29 : Cartographie d'induction magnétique avec :
(a) : une paire de pôles (séquence 1)
(b) : deux paires de pôles (séquence 2) [35]

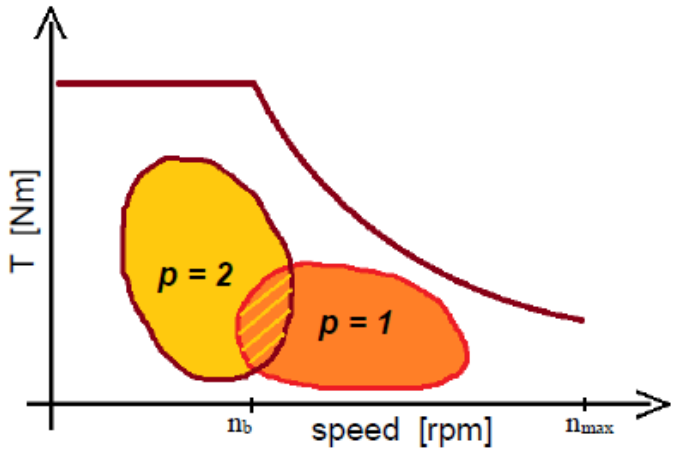


Figure 1.30 : Caractéristique couple/vitesse avec deux polarités [35]

De façon générale, grâce au principe de séparation entre les harmoniques dans les machines polyphasées, le choix d'un bobinage ne doit plus se faire selon les critères classiques établis pour les machines triphasées, mais plutôt par rapport aux polarités que l'on désire imposer dans la machine. Cependant, les contraintes liées au rotor sont différentes entre les machines synchrones à aimants et les machines à induction, ce qui sera expliqué dans les sections à venir.

1.2.5 Machine à aimants polyphasée et Multi-séquences

Outre la tolérance aux défaillances d'alimentation, l'un des intérêts majeurs des machines polyphasées réside dans la potentialité de créer facilement des couples constants, sans couple pulsatoire associé, cela même en alimentant le stator par plusieurs séquences (harmoniques de courant) simultanément. Une séquence de courant peut effectivement ne générer qu'un nombre réduit d'harmoniques d'espace dont celui du même rang, et qui détermine la polarité dominante dans la machine. Cependant, quand il s'agit d'une machine à aimants permanents, il faut que le rotor soit conçu convenablement pour un fonctionnement en multipolarité.

En effet, le rotor à aimants est caractérisé par sa propre polarité, ou « ses propres polarités », ces polarités dépendent donc de la distribution des aimants. Le stator, à son tour, doit être excité par les séquences d'alimentation qui induisent des polarités égales à celle présentes dans le rotor. Ceci peut également être considéré comme avantage, par rapport à la machine à induction, puisque le champ magnétique du rotor ne contient que les harmoniques liés à la distribution des aimants. En d'autres termes, les harmoniques d'espace supérieurs générés par le stator n'impactent pas les grandeurs rotoriques, et donc n'ont pas d'effet sur le couple (au contraire de la machine à induction).

On cite principalement à ce sujet trois thèses effectuées au cours des dernières années [34], [36], [37].

1.2.5.1 Conception des rotors à aimants à plusieurs polarités :

Les rotors à aimants sont classifiés selon deux catégories principales : rotors à aimants déposés en surface et rotors à aimants enterrés. Généralement, ce sont les moteurs à aimants enterrés qui ont suscité le plus d'intérêts vu les avantages qu'ils présentent du point de vue densité de puissance et plage de fonctionnement à puissance constante (avec moins de risque de démagnétisation par rapport aux rotors à aimants surfaciques lors du défluxage).

Deux topologies de machines pentaphasées à aimants ont été étudiées dans [34] : la 20/8 (20 encoches statoriques, 8 pôles rotoriques) et la 20/14, comme illustré dans la Figure 1.31.

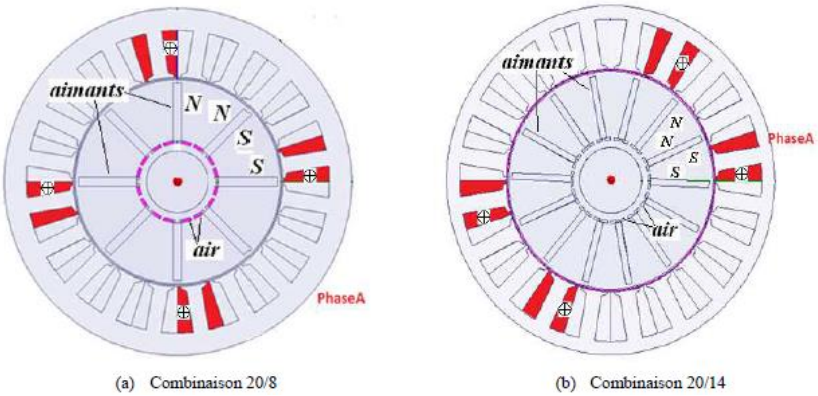


Figure 1.31 : Structures de machines à aimants enterrés 20/8 et 20/14 [34]

Avec 5 phases, les harmoniques d'espace sont répartis sur deux machines fictives indépendantes : primaire (1p, 4p, 6p, 9p …etc.) et secondaire (2p, 3p, 7p, 8p …etc.), voir la Table 1.3. Pour les deux topologies de machines étudiées, on peut donc utiliser simultanément deux séquences d'alimentation : la 1ère et la 3ème, afin de produire un couple sur chacune des

deux machines fictives. Il faut noter que pour la machine fictive secondaire, c'est la séquence « 3 » qui est utilisée (et non pas la séquence « 2 »), car c'est l'harmonique de rang « 3 » qui est présent dans la fonction d'aimantation (et donc dans le flux rotorique). Si les vecteurs courants $\underline{I_1}$ et $\underline{I_3}$ sont bien calés sur les angles optimaux, et si on néglige la saturation, le couple total est obtenu par la superposition des couples développés sur les deux machines fictives, et peut donc être exprimé comme suit :

$$C_{em} = \frac{5}{2} p. (I_1 \phi_1 + 3\, I_3 \phi_3), \qquad 1\text{-}9$$

Tel que (I_1, I_3) : amplitudes des courants de la séquence « 1 » et « 3 », (ϕ_1, ϕ_3) : amplitudes des composantes harmoniques du flux généré par les aimants (fondamental et 3ème harmonique), p : nombre de paires de pôles fondamental.

On définit le rapport de distribution « r » de la 1ère séquence (fondamentale) par rapport au courant total avec : $r \epsilon [0, 1]$, $I_{eff} = \sqrt{(I_1^2 + I_3^2)/2}$ et $r = I_1/\sqrt{I_1^2 + I_3^2}$. L'équation du couple est donc simplifiée comme suit :

$$C_{em} = \frac{5}{2} p. (r. I_{eff}. \phi_1 + 3\sqrt{1 - r^2}. I_{eff}. \phi_3), \qquad 1\text{-}10$$

La valeur de ϕ_3 par rapport à ϕ_1 est déterminée pour les deux topologies [34] :

$$\frac{\{\phi_3\}_{20/14}}{\{\phi_1\}_{20/14}} = 1.74\ \%, \qquad 1\text{-}11$$

$$\frac{\{\phi_3\}_{20/8}}{\{\phi_1\}_{20/8}} = 17.82\ \%, \qquad 1\text{-}12$$

On remarque que pour la topologie 20/14, l'harmonique « 3 » du flux dû aux aimants est très faible par rapport au fondamental, l'injection de la 3ème séquence dans cette machine n'a donc pas un effet considérable sur le couple, au contraire de la topologie 20/8 qui est caractérisée par une présence non négligeable de l'harmonique 3.

Ayant connaissance des valeurs de flux, et du courant I_{eff}, en utilisant l'équation 1-10, la valeur de « r » qui permet de maximiser le couple peut être déterminée « r_{opt} ». Le gain en couple, par rapport à une alimentation sinusoïdale à la première séquence, peut être calculé, et représenté par le symbole « G_{couple} ». La Table 1.6 synthétise les valeurs moyennes de couple obtenu avec différentes alimentations pour les deux topologies 20/14 et 20/8, pour la même valeur I_{eff}.

Topologie	r_{opt}	G_{couple} (théorique)	Couple E-F (I_1=I_{eff}, I_3=0)	Couple E-F (I_1=0, I_3= I_{eff})	Couple E-F (I_1= $r. I_{eff}$, I_3= $\sqrt{1-r^2}. I_{eff}$)	G_{couple} (E-F)
20/14	1	1	29.8			
20/8	0.882	1.13	9.37	18	19.2	1.06

Table 1.6 : Comparaison entre les topologies 20/8 et 20/14 [34]

Pour la topologie 20/14, comme montré dans la Table 1.6, il n'est pas intéressant d'injecter la séquence « 3 », tenant compte du coefficient de distribution optimal « r_{opt} » qui est unitaire, ce qui correspond à un gain unitaire. Ceci est principalement dû à la fonction d'aimantation de ce rotor qui est presque sinusoïdale et que l'harmonique « 3 » du flux créé par le rotor est négligeable (1.74 % du fondamental). Donc pour cette topologie, uniquement l'alimentation sinusoïdale à la séquence « 1 » a été simulée, et le couple développé est de 29.8 N.m.

Pour la topologie 20/8, le coefficient « r_{opt} » est de 0.882, la séquence « 3 » est donc injectée ce qui conduit à un gain théorique en couple « G_{couple}=1.13 ». Les résultats sur le couple calculé par éléments-finis montrent effectivement une augmentation de la valeur moyenne du couple grâce à l'utilisation des deux séquences « 1 » et « 3 » simultanément (selon le coefficient de distribution optimal). Cependant, même avec ce mode d'alimentation bi-harmonique, le couple développé est de 19.2 N.m, donc inférieur au couple de la topologie 20/14. En effet cela est dû principalement aux facteurs de bobinage qui sont différents entre les deux topologies. Le bobinage de la topologie 20/14 est caractérisé par un facteur de bobinage au 1er harmonique de 0.88, tandis que celui de la topologie 20/8 est de 0.59 (pour le 1er harmonique d'espace).

L'amélioration apportée par l'injection de la séquence 3, pour la topologie 20/8, n'est donc pas suffisante. Néanmoins, le facteur de bobinage lié au 3ème harmonique pour cette topologie est assez élevé (0.95), le problème n'est donc pas tant lié au bobinage qu'au rotor qui n'est pas tout à fait adapté à un fonctionnement bi-harmonique (l'amplitude de l'harmonique 3 du champ rotorique n'est pas suffisant).

Afin de s'approcher des performances de la topologie 20/14, il faut donc modifier la géométrie du rotor de la topologie 20/8 de façon à rendre l'harmonique « 3 » plus important. En d'autres termes concevoir un « rotor bi-harmonique » ou à « double polarité », soit les polarités « 1p = 4 » et « 3p=12 ». A cet effet, deux géométries modifiées ont été examinées, comme illustré dans la Figure 1.32.

Comme on peut voir dans cette figure, la première modification possible du rotor consiste à mettre des creux sur la périphérie du rotor au milieu de chaque pôle. La deuxième méthode consiste à placer au milieu de chaque pôle, deux petits aimants de façon à créer un pôle supplémentaire, inverse par rapport au pôle principal.

Pour les deux méthodes, le paramètre clé de la modification est l'ouverture « D_t », ou bien le taux d'ouverture « χ_{rotor} » par rapport à la largeur d'un pôle, ces paramètres sont définis dans la figure.

Selon le taux d'ouverture « χ_{rotor} », les amplitudes des harmoniques « 1 » (fondamental) et « 3 » de l'induction dans l'entrefer sont modifiées. Et donc les amplitudes des harmoniques de flux « ϕ_1 » et « ϕ_3 » sont modifiées. Ces valeurs liées au flux sont exprimées en fonction du taux d'ouverture rotorique « χ_{rotor} », ce qui permet d'exprimer le couple en fonction de cette ouverture. On peut donc déterminer la valeur optimale de « χ_{rotor} » qui permet de maximiser le couple. Cette valeur optimale a été déterminée pour les deux géométries, et sa valeur est de 0.36.

Avec cette valeur optimale de l'ouverture rotorique, les deux géométries proposées du rotor bi-harmoniques ont été simulées par Eléments-Finis et les résultats sont synthétisés dans la Table 1.7.

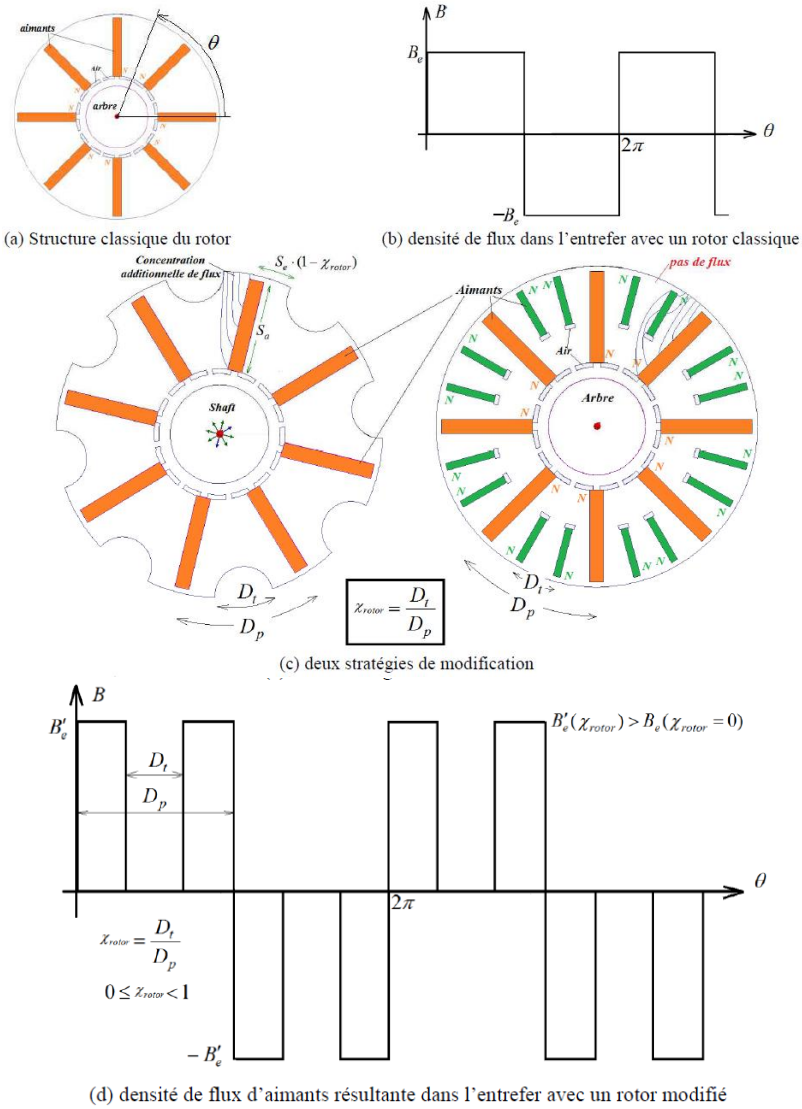


Figure 1.32 : Les deux méthodes proposées pour la conception d'un rotor bi-harmonique [34]

Géométrie du rotor	$\frac{\phi_3}{\phi_1}$	r_{opt}	G_{couple} (théorique)	Couple E-F (I_1=I_{eff}, I_3=0)	Couple E-F (I_1=0, I_3= I_{eff})	Couple E-F (I_1= r. I_{eff}, I_3= $\sqrt{1-r^2}.I_{eff}$)	G_{couple} (E-F)	Amélioration du couple par rapport au rotor classique
Avec des creux	77.5%	0.395	2.53	13.5	20.2	23.7	1.75	24%
Avec des petits aimants	77.5%	0.395	2.53	10.7	23.4	26	2.43	35%

Table 1.7 : Comparaison entre les deux géométries du rotor bi-harmonique pour la machine 20/8 [34]

Dans la Table 1.7, on remarque que la géométrie avec des petites pièces d'aimants supplémentaires au milieu de chaque pôle, est la meilleure du point de vue augmentation du

couple, avec 35% d'augmentation par rapport à la géométrie classique du rotor, cela est dû aux aimants supplémentaires qui augmentent le flux dans l'entrefer.

Pour conclure, afin de pouvoir profiter des avantages des machines à aimants polyphasées (amélioration de la densité de couple par injection de plusieurs séquences à courant efficace donné), il faut bien concevoir le rotor avec une distribution des aimants et une géométrie qui permet de fonctionner sous plusieurs polarités.

1.2.5.2 Limitation des machines polyphasées à aimants : difficulté de réalisation d'un mode séquentiel

Comme expliqué précédemment, dans le cas d'une machine polyphasée à aimants, pour que l'utilisation de plusieurs séquences d'alimentation (appartenant à des machines fictives indépendantes) soit possible, il faut que la géométrie du rotor soit adaptée et que le champ créé par les aimants comporte les composantes harmoniques correspondantes aux polarités souhaitées, et avec des amplitudes importantes.

Rien qu'avec « deux polarités », cette tâche d'optimisation de la géométrie du rotor et des aimants s'avère déjà difficile. C'est donc encore plus difficile, d'adapter un rotor à aimants à plus de deux polarités, alors que pour une machine à induction avec un rotor à cage d'écureuil, l'utilisation de plusieurs séquences d'alimentation, et donc plusieurs polarités (même plus que 2) est plus accessible, à condition que le nombre de barres soit bien choisi (comme cela sera expliqué dans la prochaine section).

Cette limitation de la machine à aimants, entrave entres autres la réalisation d'un mode d'alimentation séquentiel à plus de deux polarités, en vue de l'extension de la plage de vitesse.

1.2.6 Machine à induction polyphasée et Multi-séquences

Les machines à induction sont caractérisées par leurs rotors qui peuvent être soit bobinés soit à cage. L'intérêt de ces machines est surtout leur coût, relativement plus bas que les machines à aimants. En contrepartie, les machines à induction triphasées classiques sont moins compétitives que les machines triphasées à aimants, à cause des limitations en termes de densité de puissance et du couple ainsi que la plage de fonctionnement à puissance constante (comme expliqué dans la section 1.1.4).

Néanmoins, dans un contexte de machines polyphasées, les machines à induction avec rotor à cage deviennent beaucoup plus compétitives. En effet, à la différence des rotors à aimants, les rotors à cage peuvent s'adapter à la polarité imposée par la séquence d'alimentation statorique.

Du point de vue fonctionnement, cela peut être vu comme avantage important, car la géométrie globale du rotor reste la même, sans besoin de l'adapter comme le rotor à aimants (section précédente), en outre, il n'est pas difficile d'utiliser plus de deux polarités tant que le rotor répond dans tous les cas. Cependant, du point de vue conception, réussir à fabriquer un rotor à cage qui ne présente pas de phénomènes parasites (couple pulsatoire, vibrations mécaniques …etc.) sous toutes les polarités imposées par le stator, est un « verrou technologique » de premier ordre.

1.2.6.1 Spécificités des rotors à cage fonctionnant sous plusieurs polarités :

Pour une machines triphasée, les règles de conception du rotor à cage ont été largement abordées dans la littérature [38][39]. Ces règles concernent notamment les choix liés aux combinaisons de nombre de barres, nombre d'encoches statoriques et nombre de pôles. En effet certaines combinaisons conduisent à des phénomènes parasites indésirables comme : les pulsations de couple, la génération de couples synchrones ou encore les vibrations mécaniques. Ces règles ont été établies et validées pour des bobinages triphasés à nombre entier d'encoches par pôle et par phase, et on peut les résumer ci-dessous [39] :

- Nombres de barres causant un couple synchrone au démarrage du moteur (glissement = 1) :

$$N_{bar} \neq N_{ph} * p * k, \quad 1\text{-}13$$

- Nombres de barres causant un couple de denture :

$$N_{bar} \neq N_s \qquad N_{bar} \neq \frac{N_s}{2} \qquad N_{bar} \neq 2N_s, \quad 1\text{-}14$$

- Nombres de barres causant un couple synchrone quand le glissement est différent de 1 :

$$N_{bar} \neq N_{ph} * p * k \pm 2p, \quad 1\text{-}15$$

- Nombres de barres induisant des harmoniques de denture dangereux :

$$N_{bar} \neq N_s \pm 2p, \quad 1\text{-}16$$

$$N_{bar} \neq 2N_s \pm 2p, \quad 1\text{-}17$$

$$N_{bar} \neq N_s \pm p, \quad 1\text{-}18$$

$$N_{bar} \neq \frac{1}{2}N_s \pm p, \quad 1\text{-}19$$

- Nombres de barres causant des vibrations mécaniques importantes :

$$N_{bar} \neq N_{ph} * p * k \pm 1, \quad 1\text{-}20$$

$$N_{bar} \neq N_{ph} * p * k \pm 2p \pm 1, \quad 1\text{-}21$$

$$N_{bar} \neq N_{ph} * p * k \pm 2p \mp 1, \quad 1\text{-}22$$

Tel que « N_s » : Nombre d'encoches au stator, « N_{bar} » : nombre d'encoches au rotor, « N_{ph} » : Nombre de phases, « p » : nombre de paires de pôles, « k » : Nombre entier positif.

Pour le dimensionnement des machines à induction triphasées, avec des bobinages classiques à nombre entier d'encoches par pôle et par phase, ces règles ont déjà été validées expérimentalement. Cependant, quand il s'agit du dimensionnement d'une machine à induction polyphasée, qui doit fonctionner correctement sous différentes séquences d'alimentation, et donc différentes polarités, le respect de ces règles ne suffit plus à garantir l'absence des phénomènes parasites suscités.

D'abord, dans le cadre de cette thèse, une première étude a été réalisée sur l'impact du nombre de barres sur la qualité du couple d'une machine à induction à 5 phases, avec le même stator (et donc le même bobinage) utilisé dans la topologie de machine à aimants 20/8, illustrée

dans la Figure 1.31. Cette étude, par éléments-finis, a été réalisée pour deux séquences d'alimentation différentes « u = 1 » et « u = 3 ». Le rotor à aimants, a été remplacé par un rotor à cage d'écureuil, avec 5 simulations à 5 nombres de barres différents.

Les paramètres statoriques étant figés (nombre de phases, nombre d'encoches, polarité fondamentale 1p=4), les 5 nombres de barres ont été choisies selon les règles établies dans les équations de 1-13 à 1-22. Pour les deux polarités choisies, la qualité du couple avec ces nombres de barres a été étudiée par approche éléments-finis. Le volume de cuivre au rotor a été conservé pour tous les nombres de barres choisis. Cette étude a fait l'objet de la publication [40].

Après l'application des règles applicables en triphasé, et en considérant les deux polarités « 1p = 4 » et « 3p=12 », 5 nombres de barres parmi les nombres qui respectent les règles (et donc censés ne pas présenter des phénomènes parasites) ont été choisis : 13, 18, 35, 64 et 65 barres. Pour chacune des machines, les deux polarités ont été imposées de façon séparée, comme illustré dans la Figure 1.33.

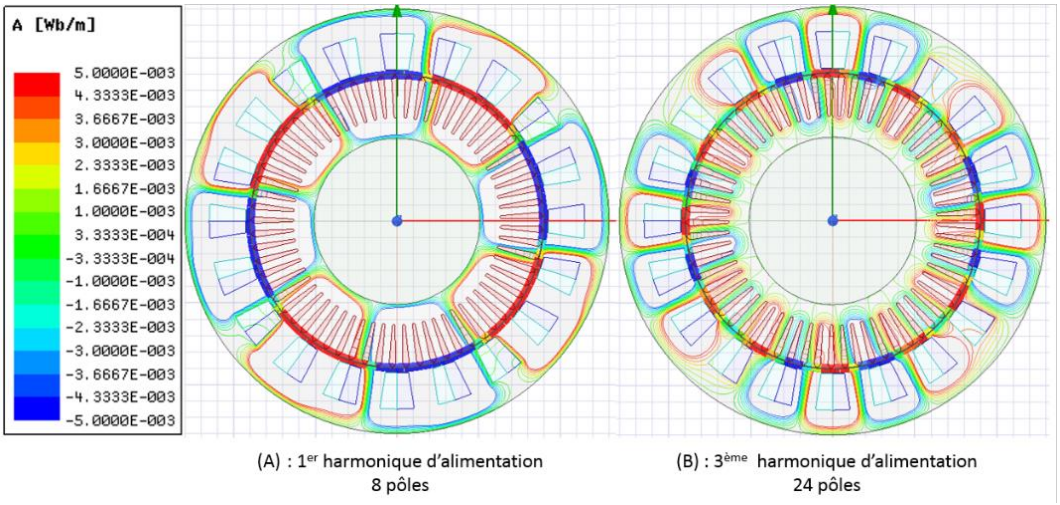


Figure 1.33 : Cartographie du potentiel vecteur magnétique A de la machine à 65 barres sous les deux harmoniques d'alimentation.

Les courbes du couple en fonction du glissement, ainsi que la variation temporelle du couple à son niveau maximal, ont été déterminées par approche E-F (Ansys, Maxwell, avec alimentation des phases par des courants sinusoïdaux, et l'utilisation de matériaux tenant compte de la saturation magnétique), les résultats sont illustrés dans la Figure 1.34 et détaillés dans la Table 1.8. On remarque que la valeur moyenne du couple maximum augmente avec le nombre de barres, mais avec une augmentation du glissement de couple maximum. En effet, une augmentation du nombre de barres augmente le nombre de degrés de liberté du rotor pour générer les deux polarités (8 et 24 poles) et améliore le couplage entre le stator et le rotor. Une interprétation de ces résultats basée sur une approche analytique sera fournie dans la section 2.3.2.

Cependant, la relative surprise concerne plutôt les taux d'ondulations obtenus avec les différents nombres de barres. En effet, même en appliquant les règles de la littérature (équations de 1-13 à 1-22), des machines avec certains nombres de barres présentent des ondulations très importantes du couple, en l'occurrence le nombre 64 sous les deux polarités et le nombre 18 sous la polarité « 3p=12 ». Ces résultats confirment donc que les règles établies dans la littérature, et qui sont fondamentalement valables pour les machines triphasées à bobinages

classiques, ne peuvent plus être utilisées pour choisir le nombre de barres pour une machine à induction ayant plus que 3 phases, et surtout avec des bobinages particuliers.

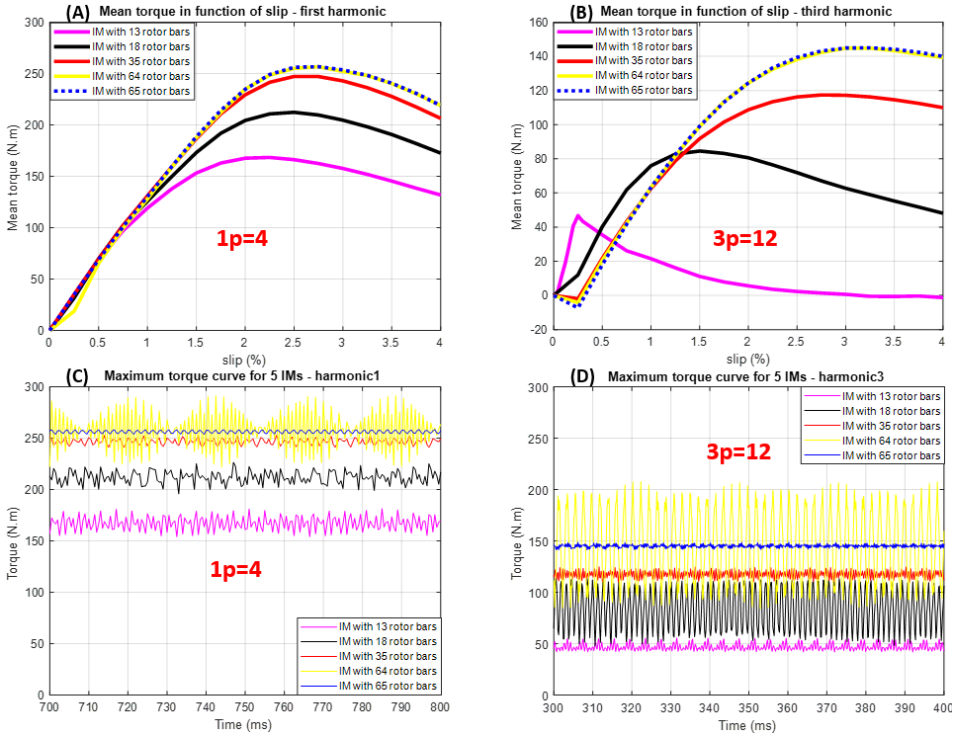


Figure 1.34 : Synthèse des résultats E-F-non-linéaire sur le couple, avec les 5 nombres de barres, sous les deux polarités « p » et « 3p ».

Nombre de barres	1ère séquence « 1p=4 » Au couple maximum			3ème séquence « 3p=12 » Au couple maximum		
	Glissement (%)	Couple (N.m)	Taux d'ondulation (%)	Glissement (%)	Couple (N.m)	Taux d'ondulation (%)
13	2.25	168	16.4	0.25	47	30.4
18	2.5	212	14.5	1.5	84	84.0
35	2.5	247	4.9	2.75	117	15.7
64	2.75	256	27.6	3.25	144	85.9
65	2.75	256	1.8	3.25	144	8.1

Table 1.8 : Tableau de synthèse des résultats E-F-non-linéaire sur le couple, avec les 5 nombres de barres, sous les deux polarités.

Il est donc impératif de comprendre le mécanisme d'apparition des ondulations du couple dans une machine à induction, et de le généraliser sur tous les nombres de phases et toutes les polarités possibles.

A cet effet, dans le cadre de cette thèse, un outil mathématique qui permet de prédire les interactions entre les harmoniques d'espace dans une machine à induction polyphasée, en fonction du nombre de barres, et leurs impacts sur les ondulations du couple a été développé [41].

Cet outil fournit une approche nouvelle et généralisée pour le choix du nombre de barres pour une machine à induction polyphasée fonctionnant sous plusieurs polarités, ce qui sera détaillé dans le deuxième chapitre.

1.2.6.2 Synthèse détaillée des travaux publiés sur les machines à induction polyphasées en mode simultané :

Dans la section 1.2.2, le « mode simultané » d'utilisation des séquences d'alimentation dans une machine polyphasée a été introduit. De façon générale, ce mode permet d'améliorer la densité du couple « maximal » des machines en utilisant mieux les tôles ferromagnétiques. L'utilisation de ce mode avec une machine polyphasée à aimants, a été introduite dans la section 1.2.5, avec toutes les contraintes qui en découlent.

L'utilisation de ce mode d'alimentation, est généralement opérée pour « booster » le couple, par l'augmentation de la valeur efficace du courant statorique (et donc du flux magnétique), tout en respectant la valeur crête de courant à ne pas dépasser. L'augmentation de la valeur efficace dans ce cas-là, ne peut se faire que par l'injection des harmoniques de courant (autres que le fondamental).

En d'autres termes, pour une valeur crête de courant « $I_{crête}$ », si une seule séquence d'alimentation (courant sinusoïdal avec la séquence « 1 ») est utilisée, l'amplitude du fondamental « I_1 » est limitée à « $I_{crête}$ ». Cependant, si par exemple le troisième harmonique est injecté avec la même phase que le premier harmonique, l'amplitude du fondamental « I_1 » peut dépasser la valeur de « $I_{crête}$ », tout en gardant le courant total (somme des deux harmoniques « 1 » et « 3 ») limité à « $I_{crête}$ », grâce au bon choix de l'amplitude « I_3 ». On note que l'augmentation de l'amplitude du fondamental, au-delà de la valeur crête, atteint son maximum avec une forme carrée du courant, où $I_1 = 1.27 * I_{crête}$.

Il faut noter que ce mode d'alimentation utilisé pour booster le couple, permet d'un côté d'utiliser au maximum le fer de la machine, mais d'un autre côté fait probablement travailler la machine au-dessus de sa limite thermique, du fait de l'augmentation de la valeur efficace du courant. Ce mode de fonctionnement doit donc être temporaire.

Quant à la machine à induction polyphasée, divers travaux de recherche ont abordé son alimentation avec des courants non-sinusoïdaux (donc utilisation des séquences en mode simultané) ont été évoqués dans la section 1.2.2, avec les références [21]–[25].

Parmi ces travaux publiés, on s'intéresse particulièrement aux travaux de l'équipe de l'université d'Alexandrie (Egypte), dont l'article [22] a déjà été évoqué. Dans cette section, on cite d'autres travaux de cette équipe [42], [43], et qui permettent de voir clairement l'intérêt des machines à induction polyphasées avec injection simultanée des séquences de courant statorique.

L'article [42] mène une étude comparative entre plusieurs nombres de phases pour machine à induction, en conservant le volume du rotor. La machine de référence est une machine triphasée, à bobinage diamétral. Ensuite, en partant des mêmes dimensions que la machine triphasée, 3 autres machines à 5, 7 et 11 phases ont été conçues (toutes avec des bobinages à pas diamétral, la Figure 1.35 illustre les géométries des machines étudiées avec leurs schémas de bobinages.

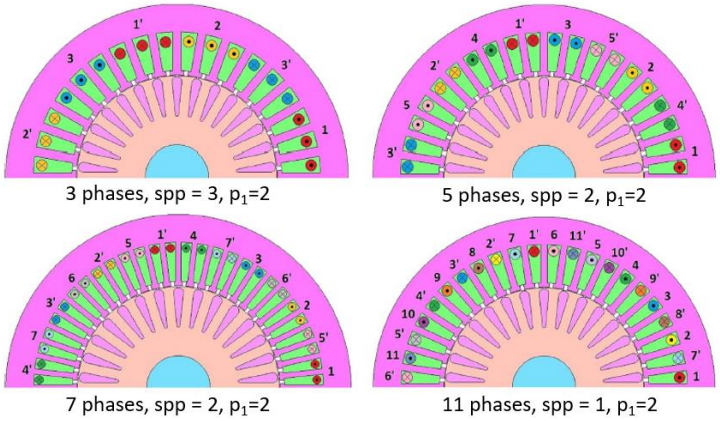


Figure 1.35 : Géométries des machines comparées [42]

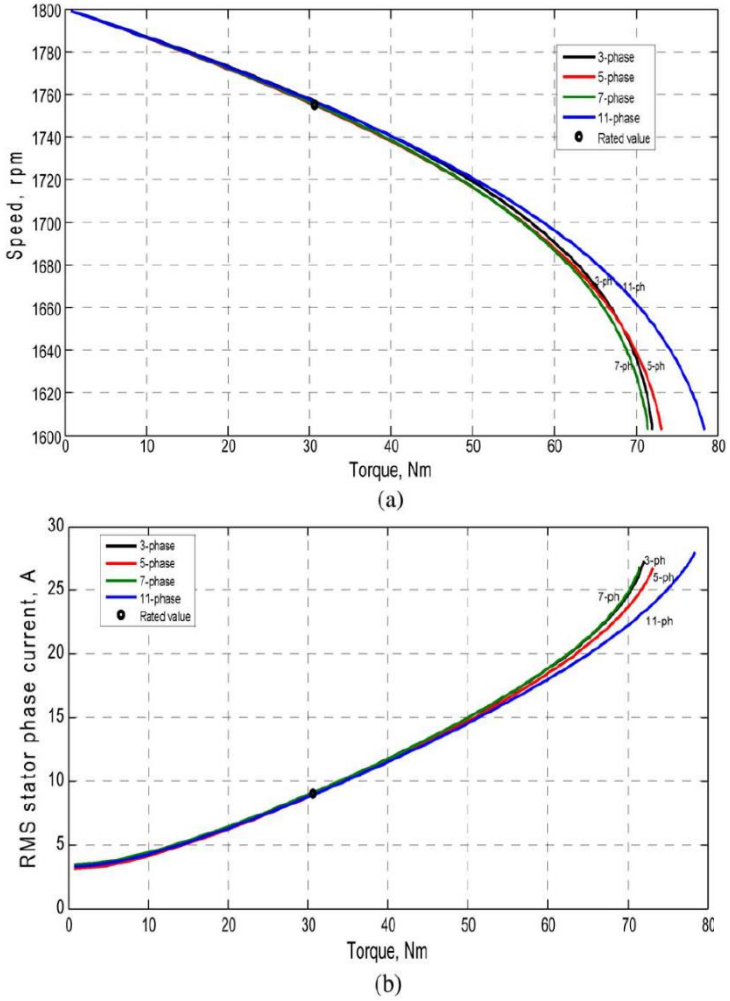


Figure 1.36 : Résultats de simulation avec alimentation sinusoïdale : (a) Courbes du couple en fonction de la vitesse mécanique (à fréquence statorique fixe), (b) Courant efficace en fonction du couple [42]

D'abord, les 4 machines ont été alimentées par des courants sinusoïdaux (uniquement la séquence fondamentale est utilisée), et la courbe du couple en fonction de la vitesse mécanique ainsi que les courbes du courant efficace en fonction du couple ont été établies, les résultats sont illustrés pour les 4 nombres de phases dans la Figure 1.36.

D'après ces courbes, avec une alimentation purement sinusoïdale, les machines (ayant les mêmes dimensions globales et volumes de cuivre) affichent presque les mêmes performances, notamment au point de fonctionnement nominal (marqué par un point noir sur les courbes).

Cependant, avec l'injection simultanée de plusieurs séquences d'alimentation (possible avec 5, 7 et 11 phases), le couple maximal développé peut être boosté. Dans cet article, il est montré que pour pouvoir profiter de cet avantage d'utilisation simultanée de plusieurs séquences, il faut élargir la culasse statorique. En effet l'injection de plusieurs harmoniques de courant, conduit à l'augmentation du flux magnétique dans la culasse, et donc à plus de saturation.

La Figure 1.37, montre l'effet de l'utilisation simultanée des deux séquences « 1 » et « 3 », dans une machine à 5 phases, sur la distribution de l'induction dans la culasse. Clairement dans la partie (b) de la figure, où la culasse n'est pas élargie et le diamètre extérieur est le même que dans la machine triphasée, la culasse est saturée magnétiquement. Afin d'obtenir à peu près le même profil d'induction, et donc le même niveau de saturation, dans la culasse que l'alimentation sinusoïdale, il fallait étendre la culasse statorique de 20%, ce qui est montré dans la partie (c) de la figure. Par conséquent, pour les nombres de phases supérieurs à 3, où il est envisagé d'utiliser plusieurs harmoniques d'alimentation de façon simultanée, il est nécessaire d'augmenter la culasse statorique (et donc le diamètre extérieur de la machine) afin d'éviter la saturation excessive.

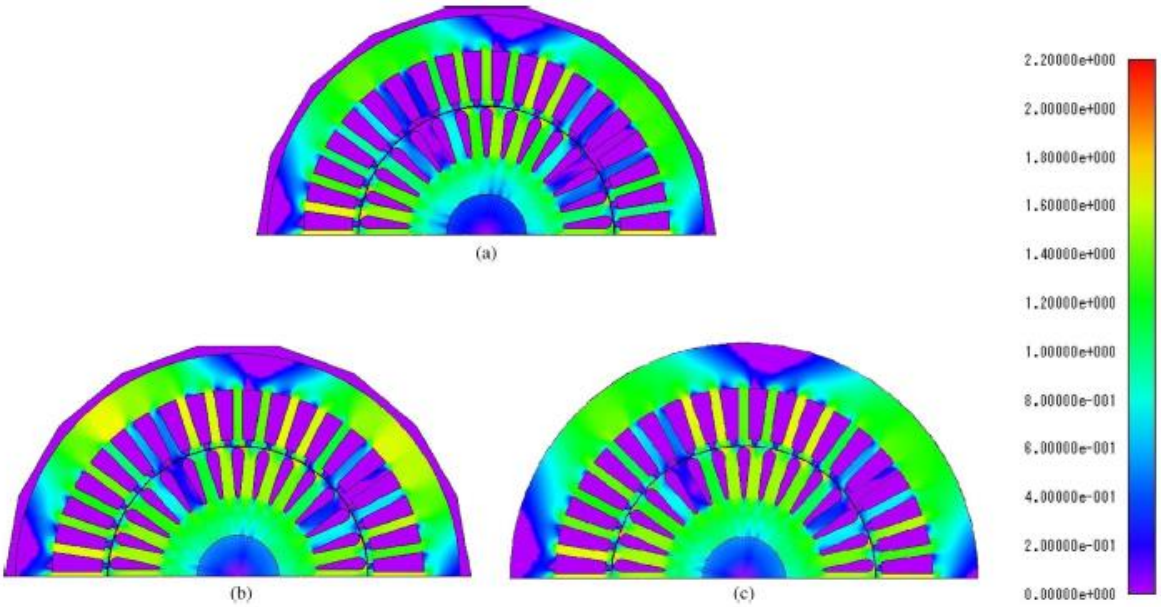


Figure 1.37 : Effet de l'injection simultanée des séquences de courant sur l'induction dans la machine à 5 phases (a) : séquence 1 ; (b) : séquences 1 & 3 ; (c) : séquences 1 & 3, avec élargissement de 20% de la culasse.

La machine à 5 phases a été alimentée avec la 1ère et 3ème séquences, la machine à 7 phases avec la 1ère, 3ème et 5ème séquences, la machine à 11 phases avec la 1ère, 3ème, 5ème, 7ème et 9ème séquences, et les culasses des trois machines ont été élargies convenablement. Les

résultats sont illustrés dans la Figure 1.38. On y voit clairement que le couple maximal atteignable par la machine est boosté grâce au mode simultané d'utilisation des séquences d'alimentation, cette amélioration est de plus en plus importante avec l'augmentation du nombre de séquences (ce qui n'est possible qu'en augmentant le nombre de phases).

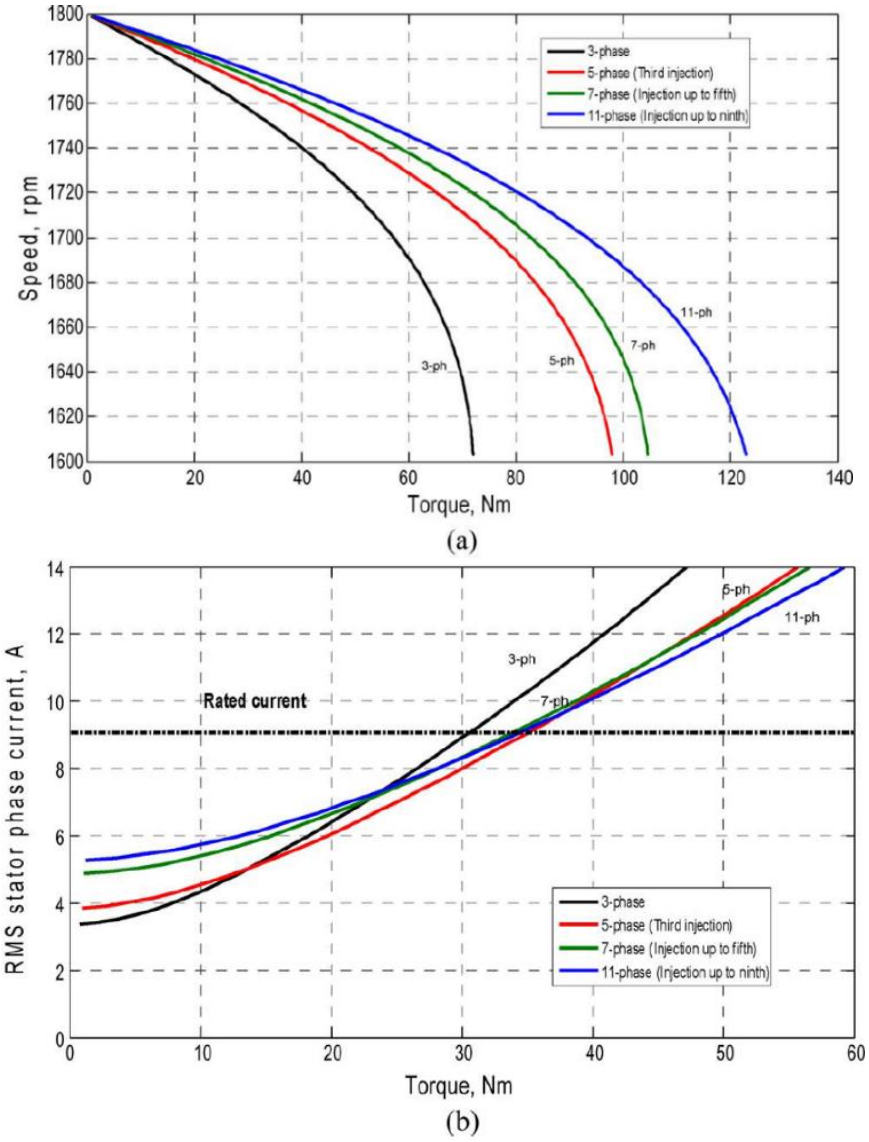


Figure 1.38 : Résultats de simulation avec alimentation multi-séquences : (a) Courbes du couple en fonction de la vitesse mécanique (à fréquence statorique fixe), (b) Courant efficace en fonction du couple [42]

Quant à la partie (b) de la Figure 1.38, on remarque que les courbes s'inversent entre la région à bas couple et celle à fort couple. En effet, à bas couple il s'avère que l'utilisation de plusieurs séquences simultanément n'a pas d'effet positif sur le couple, alors que ce mode d'alimentation a tout son intérêt quand il s'agit d'un niveau élevé de couple (et donc pour les valeurs élevées du courant efficace).

La Table 1.9 montre les densités de puissance et du couple pour les 4 machines examinées, avec une alimentation sinusoïdale et sans extension de la culasse statorique. Les 4 machines ont approximativement les mêmes densités de puissance et du couple avec ce mode d'alimentation

n	3	5	7	11
Copper weight, (kg)	2.83	2.83	2.78	2.76
Rotor weight, (kg)	9.69	9.69	9.69	9.69
Stator laminations weight, (kg)	10.97	10.89	10.94	10.94
Total weight, (kg)	23.5	23.41	23.42	23.39
Torque density, (Nm/kg)	1.303	1.307	1.307	1.308
Power density, (kW/kg)	0.24	0.24	0.24	0.24

Table 1.9 : Densité de puissance et du couple des machines à induction étudiées, avec une alimentation sinusoïdale [42].

n	3	5	7	11
Flux gain due to injection [23]	1	1.21	1.32	1.41
Machine outer diameter D_1 (mm)	190	196.7	199.8	202.5
Copper weight, (kg)	2.83	2.83	2.78	2.76
Rotor weight, (kg)	9.69	9.69	9.69	9.69
Stator laminations weight, (kg)	10.97	12.51	13.3	13.97
Total weight, (kg)	23.5	25	25.78	26.42
Torque gain, (pu)	1	1.14	1.11	1.13
Power gain, (pu)	1	1.15	1.12	1.14
Torque density, (Nm/kg)	1.303	1.398	1.319	1.306
Power density, (kW/kg)	0.2397	0.258	0.244	0.242

Table 1.10 : Densité de puissance et du couple des machines à induction étudiées, avec une alimentation multi-séquences et avec extension de la culasse [42].

La Table 1.10 montre la densité de puissance et du couple pour les 4 machines examinées, avec une alimentation multi-séquences (pour les nombres de phases dépassant 3), et avec extensions de culasse. La troisième ligne du tableau (surlignée en jaune) montre les diamètres extérieurs, qui sont, pour ce mode d'alimentation, étendus pour les machines où plusieurs séquences sont utilisées simultanément, cette extension est de plus en plus importante avec l'augmentation du nombre de phases (et donc les séquences utilisées). L'avant dernière ligne (surlignée en jaune) montre la densité du couple pour les machines comparées, on peut donc conclure que la machine à 7 phases, avec l'utilisation des trois séquences « 1 », « 3 » et « 5 », a la meilleure densité de puissance et du couple, avec néanmoins seulement une augmentation de 7.3% par rapport à la machine triphasée.

L'article [43], concerne uniquement la machine à induction à 11 phases. Différentes alimentations ont été examinées, soit avec l'injection simultanée de plusieurs séquences (jusqu'à la 9ème pour 11 phases), soit avec un courant statorique de forme carrée. La première partie de l'article a été dédiée à la modélisation de la machine et l'identification de ces paramètres (inductances et résistances selon différentes machines fictives).

Ensuite l'effet de l'injection des séquences de courants statoriques, sur les performances de la machine, a été examiné par simulation et par expérimentation. Les résultats sur les courbes du couple en fonction de la vitesse mécanique (à fréquence statorique donnée) ainsi que le courant efficace en fonction du couple, sont montrés dans la Figure 1.39. Ces courbes montrent clairement que plus les séquences indépendantes, alimentant simultanément la machine, sont nombreuses, plus le couple est boosté.

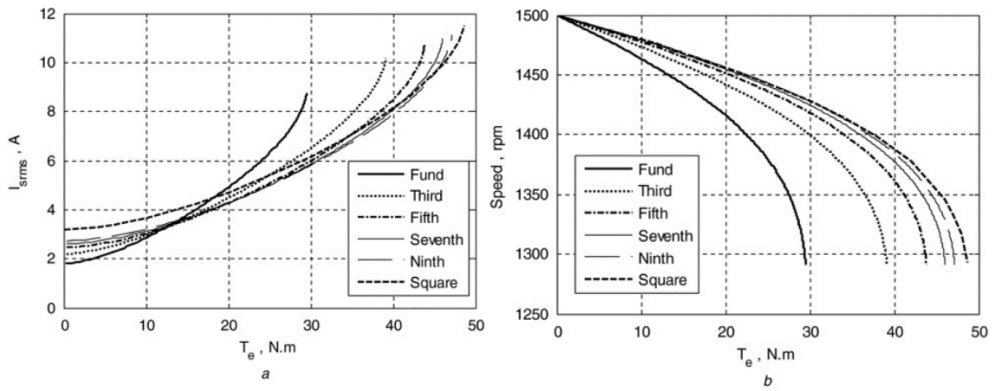


Figure 1.39 : Comparaison entre les différents types d'alimentation pour la machine à 11 phases (a) : courbes du courant efficace en fonction du couple, (b) : courbes du couple en fonction de la vitesse mécanique [43]

Séquences injectées	1 & 3	1 & 3 & 5	1 & 3 & 5 & 7	1 & 3 & 5 & 7 & 9
V_1 / $V_{crête}$	1.155	1.21	1.231	1.243
V_3 / $V_{crête}$	0.167	0.24	0.267	0.287
V_5 / $V_{crête}$	0	0.07	0.104	0.132
V_7 / $V_{crête}$	0	0	0.034	0.061
V_9 / $V_{crête}$	0	0	0	0.02

Table 1.11 : Rapport entre les amplitudes des harmoniques injectés et la valeur crête de tension statorique [43]

Dans ces travaux, l'injection simultanée des harmoniques, a été faite de façon à conserver la valeur crête du flux statorique, tout en augmentant sa valeur efficace. La forme du flux s'approche alors d'une forme carrée. Pour ce faire, les amplitudes des harmoniques de tension statorique ont été choisies selon un processus d'optimisation. La Table 1.11 montre le rapport entre les amplitudes des harmoniques de tension injectés et la tension crête de la tension statorique. Dans cette table, on remarque que plus les harmoniques injectés sont nombreux, plus la valeur du fondamental augmente (pour les mêmes valeurs crêtes).

Pour conclure, les machines à induction polyphasées, ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche, qui ont montré l'avantage de ces machines du point de vue amélioration de la densité de puissance et du couple, notamment grâce à la possibilité d'injecter plusieurs harmoniques de courants simultanément, de façon à booster le couple, pour des régimes de fonctionnement temporaires. Ce mode d'alimentation nécessite certaines adaptations de la machine et de la commande, comme par exemple :

- Choix d'une culasse statorique suffisamment large, compte tenu de l'utilisation de plusieurs séquences en même temps, ce qui conduit à plus de saturation par rapport à un régime sinusoïdal.
- Mise en place de systèmes sophistiqués et complexes pour la commande de la machine, afin de pouvoir optimiser l'injection des harmoniques de courant, de façon à tirer le maximum de couple

Dans cette section, c'est donc uniquement le « mode simultané » qui a été évoqué et analysé. Cependant, au contraire d'une machine à aimants, la machine à induction avec rotor à cage peut également fonctionner aisément en « mode séquentiel » d'alimentation. En effet, si le nombre de barres du rotor à cage est bien choisi (outil développé dans le deuxième chapitre), et que le bobinage est optimisé (comme sera développé dans le troisième chapitre), la machine à induction peut fonctionner sous différentes polarités (imposées par un changement séquentiel d'harmoniques de courant). Ce fonctionnement permet d'étendre la plage de fonctionnement à puissance constante, en réalisant un effet de « boite de vitesse électromagnétique », comme sera détaillé dans la section 1.3.

1.3 Changement de polarité pour machine à induction

Comme expliqué dans la section 1.2.2, l'utilisation de plusieurs séquences d'alimentation de façon séquentielle permet d'étendre la plage de fonctionnement à puissance constante dans une machine à induction polyphasée en réalisant une sorte d'effet de « boite de vitesse électromagnétique ». En d'autres termes, ce mode de fonctionnement « séquentiel » revient à un changement de polarité dans la machine.

Même pour les machines triphasées, il a été prouvé que le changement de polarité du bobinage pendant le fonctionnement, permet d'étendre la plage de fonctionnement à puissance constante de la machine. Cependant, ce changement ne peut pas s'effectuer « électroniquement » (par changement de séquences d'alimentation), au contraire d'une machine polyphasée, vu qu'une seule séquence est possible en triphasé (comme expliqué dans la section 1.2.1), le changement de polarité doit donc s'effectuer « physiquement » en ajoutant des contacteurs mécaniques, magnétiques ou bien d'interrupteurs électroniques commandés, dont l'ouverture/fermeture permet de modifier le schéma de bobinage de façon à modifier le nombre de paires de pôles ;

Dans cette section, le changement « physique » de polarité pour les machines triphasées ainsi que le changement « électronique » pour les machines polyphasées seront abordés avec une synthèse bibliographique des travaux réalisés précédemment.

1.3.1 Changement physique de polarité dans les machines à induction triphasées : Reconfiguration physique du bobinage

Comme expliqué dans la section 1.1.4, les machines à induction triphasées sont limitées du point de vue plage de fonctionnement à puissance constante. Afin de pallier cette limitation, des concepts particuliers de bobinages, permettant une reconfiguration physique pendant le fonctionnement, ont été développés. Ces bobinages sont généralement à deux polarités « p_1 » et « p_2 », avec généralement « p_2 / p_1 = 2 ou 3 ». On cite particulièrement le bobinage de « Dahlander », à deux polarités « p_1 » et « p_2 », avec « p_2 / p_1 = 2 », pour machine à induction triphasée [38].

En effet pour la même fréquence statorique, diviser la polarité par 2, revient à doubler la vitesse de synchronisme, ceci donc produit l'effet d'une boite de vitesse à deux rapports.

Le bobinage de Dahlander, est composé de 3 phases, avec par exemple un stator à 24 encoches, double couche (chaque encoche peut contenir deux demi-bobines, chacune indépendante de l'autre). En modifiant la connexion entre les phases, la polarité est modifiée.

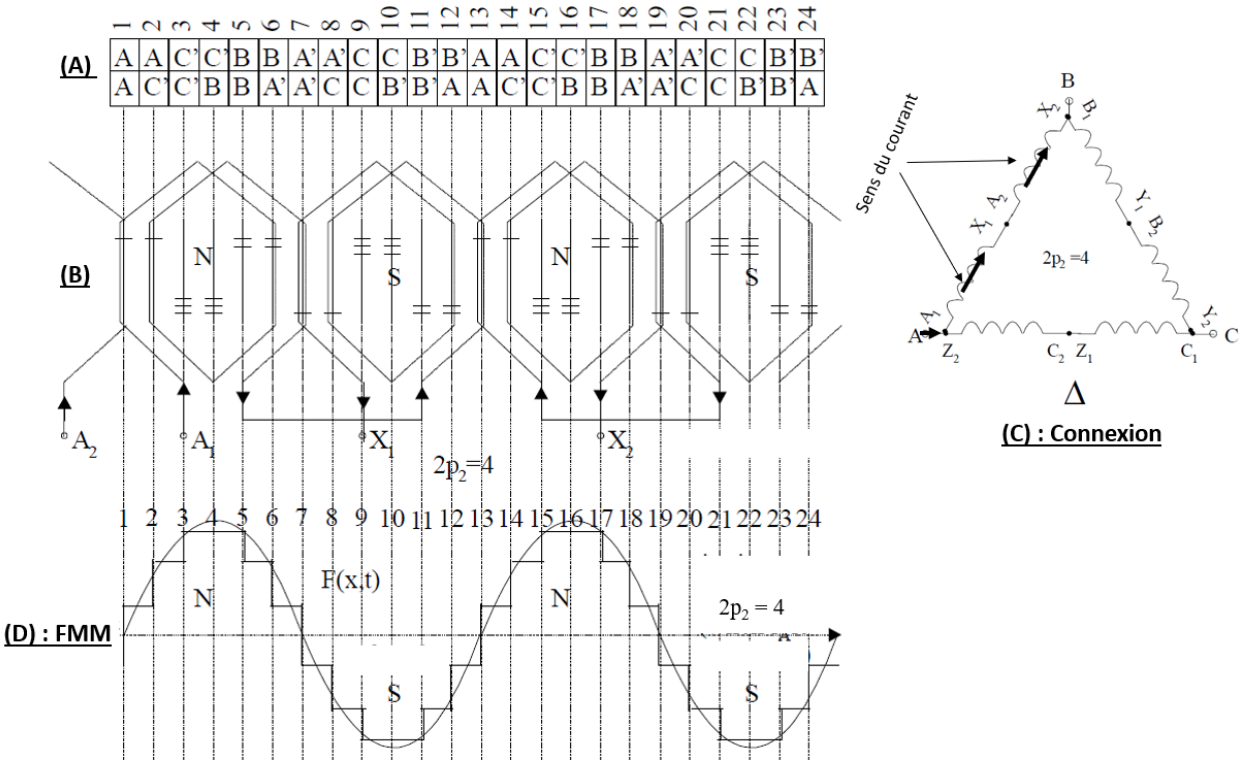


Figure 1.40 : Bobinage de Dahlander avec une connexion engendrant deux paires de pôles
(A) : Distribution des phases dans les encoches, (B) : Distribution des bobines de la phase A,
(C) Connexion Δ engendrant $p_2 = 2$, (D) Force magnétomotrice à $p_2 = 2$ [38].

La Figure 1.40 illustre l'utilisation du bobinage de Dahlander avec la connexion Δ engendrant deux paires de pôles « $p_2 = 2$ ». La partie (A) de la figure, montre la distribution des 3 phases dans les encoches, par exemple la lettre « A » représente un aller de la phase A, et la lettre « A' » représente un retour de la phase A. La partie (B) représente le schéma de distribution de la phase A, avec les sens de circulation du courant. On remarque que la phase A est divisée en deux : une moitié $A_1 – X_1$ (dont le point d'entrée est A_1 et le point de sortie est X_1), et une autre moitié $A_2 – X_2$. Chaque moitié de phase comporte un « pôle Nord » et un « pôle Sud », qui sont déterminés selon le sens de circulation du courant. La partie (C) de la Figure 1.40 permet de voir la connexion Δ entre les phases de la machine, on remarque que les deux moitiés de chaque phase sont connectés en série. Cette connexion permet de fonctionner sous deux paires de pôles, comme montré dans la partie (D) de la figure où la force magnétomotrice montre clairement la polarité « $p_2 = 2$ ».

La Figure 1.41 illustre l'utilisation du bobinage de Dahlander avec la connexion YY engendrant une paire de pôles « $p_1 = 1$ ». On remarque dans la partie (C) que la connexion YY conduit à l'inversement du sens de courant dans la moitié $A_1 – X_1$, de la phase A, par rapport à la connexion Δ (voir la flèche rouge), cette connexion met les deux moitiés de chaque phase en parallèle. Cette inversion est représentée également dans la partie (B) de la figure par des flèches rouges, et il conduit à l'inversion des deux pôles de cette moitié $A_1 – X_1$, de la phase A. Cela

correspond donc à un fonctionnement à une paire de pôles, comme montré dans la partie (D) de la figure, qui représente la force magnétomotrice correspondant à la polarité « $p_1 = 1$ ».

Ce changement de polarité, obtenu grâce à un changement physique de la connexion entre les phases de la machine, peut donc être réalisé de façon « Mécano-électrique » par le biais d'interrupteurs basiques (dans les applications domestiques par exemple), ou par le biais de switches électroniques pour des applications industrielles complexes (nécessitant un changement automatisé) [44].

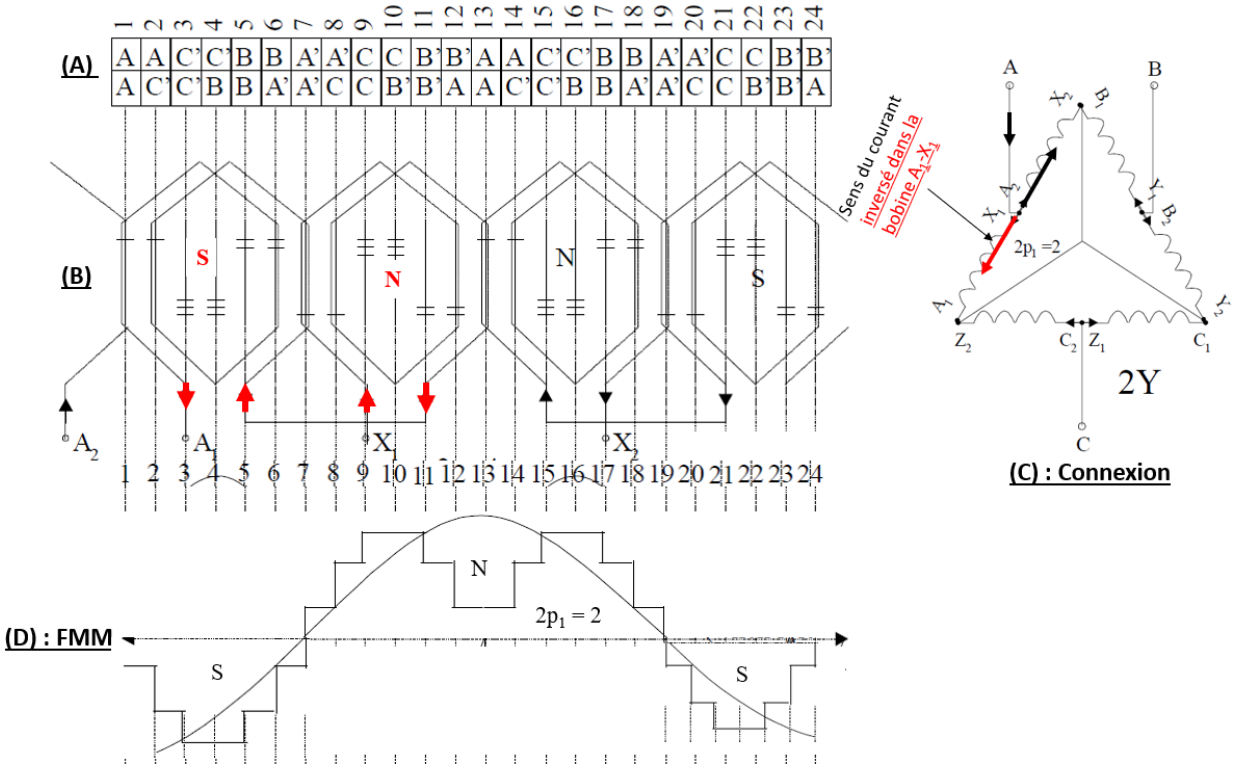


Figure 1.41 : Bobinage de Dahlander avec une connexion engendrant une paire de pôles
(A) : Distribution des phases dans les encoches, (B) : Distribution des bobines de la phase A,
(C) Connexion YY engendrant $p_1 = 1$, (D) Force magnétomotrice à $p_1 = 1$ [38].

L'article [44] présente l'utilisation du bobinage de Dahlander pour une application aéronautique. La validation expérimentale a été faite sur un moteur entrainant une pompe. Dans cet article, une approche de dimensionnement de la machine à induction triphasée, adaptée à un bobinage à double polarité, a été présentée.

D'autres travaux ont été menés sur des applications de machines à induction, utilisant ce principe de changement physique de polarité. On cite entre autres la référence [45]. Cette publication présente un concept particulier de machine à induction ayant un stator à 36 encoches, avec 3 différents bobinages :

- Bobinage pour basses vitesse, à 3 paires de pôles
- Bobinage pour hautes vitesses, à 2 paires de pôles
- Bobinage auxiliaire (pour fournir le couple de démarrage), à 2 paires de pôles.

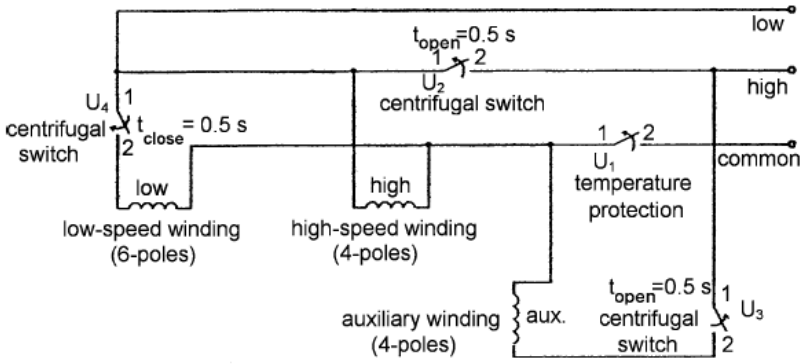


Figure 1.42 : Circuit d'alimentation de la machine à induction avec trois bobinages : un bobinage monophasé à 6 pôles, un bobinage monophasé à 4 pôles et un bobinage auxiliaire à 4 pôles [45].

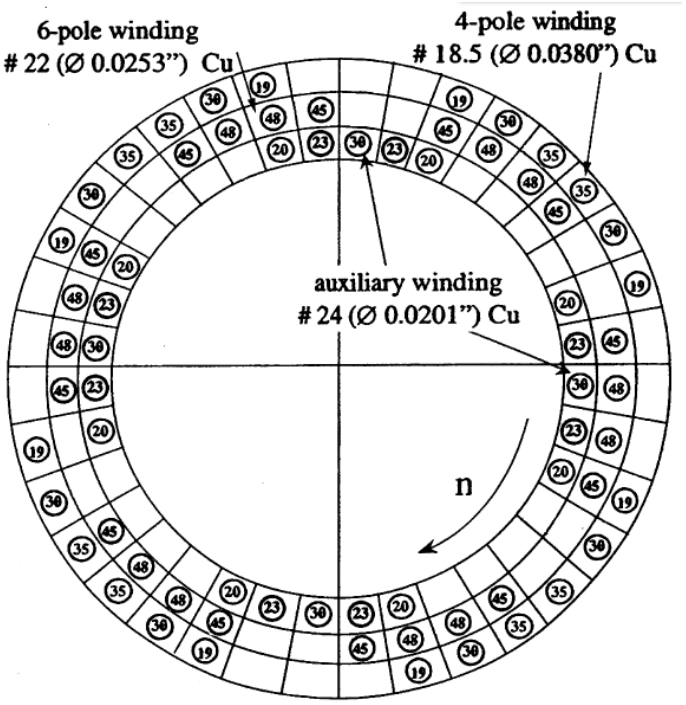


Figure 1.43 : Distribution des trois bobinages dans les encoches du stator (les chiffres encerclés correspondent au nombre de conducteurs par encoche) [45].

Selon la zone de fonctionnement dans le plan Couple-Vitesse, un des trois bobinages est alimenté. Le basculement d'un bobinage à l'autre se fait à l'aide d'interrupteurs, comme illustré dans la Figure 1.42. La commande des interrupteurs U_1, U_2, U_3, U_4 se fait de façon à alimenter un seul bobinage à la fois.

La distribution des trois bobinages dans les encoches du stator est illustrée dans la Figure 1.43, on remarque que certaines encoches contiennent 3 couches (liées aux trois bobinages passant parfois par la même encoche), ces encoches sont donc fortement encombrées, ce qui est une difficulté à relever lors de la fabrication de ce type de machines.

La Figure 1.44 illustre les caractéristiques couple-vitesse pour les deux bobinages, à 4 et à 6 pôles, avec la même plage de fréquence statorique (de 30 à 200 Hz). Naturellement, le bobinage à 4 pôles peut permettre d'atteindre des vitesses plus importantes que celles atteintes par le bobinage à 6 pôles : en effet, pour la même fréquence statorique, en passant de 6 pôles à

4 pôles, la vitesse de synchronisme augmente d'un rapport de 3/2. Le bobinage à 4 pôles est donc bien adapté pour les points de fonctionnement à haute vitesse. En contrepartie, le bobinage à 6 pôles, dont la plage de vitesse est réduite, est supposé délivrer un couple maximal plus important que celui du bobinage à 6 pôles (afin de réaliser une large plage de fonctionnement à puissance constante), ce qui n'est pas le cas pour cette application, où le bobinage à 6 pôles est limité en matière de puissance de sortie (177W contre 400W pour le bobinage à 4 pôles).

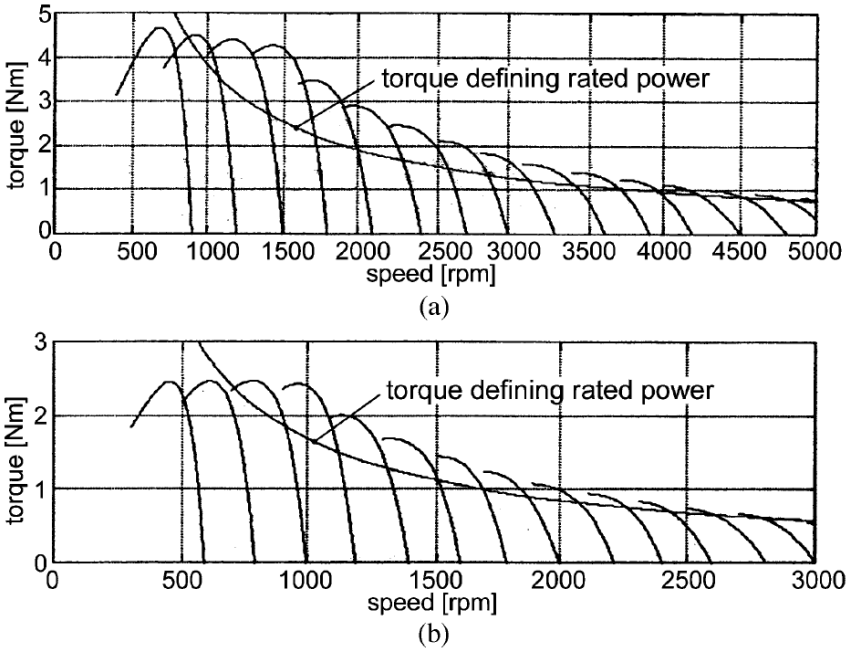


Figure 1.44 : Caractéristiques couple-vitesse des deux bobinages, plage de fréquence statorique : (30-200 Hz)
(a) : bobinage à 4 pôles, haute vitesse, puissance maximale de sortie :400W
(b) : bobinage à 6 pôles, basse vitesse, puissance maximale de sortie :177W [45].

Pour conclure, deux différentes applications de machines à induction utilisant le principe de changement de polarité ont été présentés. La première application consiste en le bobinage inventé par Dahlander (et portant son nom), ce bobinage permet de modifier physiquement le nombre de paires de pôles du bobinage (et donc en modifiant la fonction de bobinage), en changeant la connexion pendant le fonctionnement, ce qui nécessite l'utilisation d'interrupteurs supplémentaires. Une deuxième application particulière d'une machine contenant 3 bobinages monophasés alimentés indépendamment, avec des polarités différentes, a été présentée. Cette application nécessite également l'utilisation d'interrupteurs supplémentaires pour choisir le bobinage à utiliser pour un point de fonctionnement donné. En outre, à chaque instant de fonctionnement un seul bobinage parmi les trois est alimenté, les deux autres bobinages ne sont donc pas exploités, on peut donc dire qu'il y a une « sous-exploitation » du cuivre dans le stator contrairement au bobinage de Dahlander.

L'inconvénient majeur de ces techniques, est la nécessité d'utilisation des interrupteurs (ou switches) supplémentaires, ce qui rajoute de l'encombrement au drive, et de la complexité à la commande, sans oublier les problèmes de synchronisation entre les différents interrupteurs. Également, avec ce type de bobinages particuliers, on se limite généralement à 2 polarités (dont la réalisation est déjà complexe).

D'où l'intérêt d'utiliser des machines à induction polyphasées, où il est possible de changer la polarité de la machine sans modifier physiquement la fonction de bobinage. En effet, le changement de polarité pour ces machines (ayant plus de 5 phases) est purement électronique,

et il s'opère simplement par le changement de séquences d'alimentation (ce qui n'est pas possible en triphasé). On rappelle que des séquences d'alimentation différentes induisent dans la machine des polarités différentes (voir la section 1.2.1).

1.3.2 Changement électronique de polarité dans les machines à induction polyphasées

Comme expliqué précédemment (section 1.2.2), la possibilité d'utiliser différentes séquences d'alimentation (ou harmoniques de courant statorique) de façon séquentielle dans une machine à induction polyphasée, permet d'étendre la plage de fonctionnement à puissance constante, par un effet de « boite de vitesse électromagnétique » obtenu grâce au changement de polarité.

1.3.2.1 Notions sur la distribution des phases statoriques et impact de changement de polarité

Le nombre de phases statoriques d'une machine électrique peut avoir plusieurs définitions [46] :

- **Du point de vue de l'utilisateur (externe)** : c'est le nombre de bornes (sur le bornier de la machine) que l'on connecte à des bras d'un convertisseur de puissance (ou au réseau pour des machines comportant trois phases ou moins). Cette définition ne permet donc pas de connaitre précisément les phases internes dans la machine. Par exemple, une machine triphasée peut avoir : uniquement trois bornes (fils) si la connexion entre les trois phases est fixée à la conception (triangle ou étoile sans neutre sorti), 4 bornes si la connexion est étoile avec neutre sorti, ou bien 6 bornes si la connexion entre les phases n'est pas fixée à la conception (phases sont ouvertes). Or le fait d'avoir 6 bornes, peut porter à confusion, car une machine hexaphasée peut également avoir 6 fils à la sortie (si la connexion est fixée à la conception, sans neutre(s) sorti(s)). Par conséquent, cette définition reste non précise.
- **Du point de vue du concepteur (interne)** : c'est le nombre de circuit électriques indépendants insérés dans les encoches du stator. En d'autres termes, le stator contient des encoches, dans lesquelles des bobines sont insérées. Chaque bobine est constituée d'un aller et d'un retour insérés dans deux encoches différentes. Les bobines peuvent être connectées entre elles, en série ou en parallèle, pour constituer des « phases statoriques » indépendantes. Donc si on s'intéresse à l'observation des signaux électriques (courants, tensions) au sein de ces phases, à chaque instant ces signaux peuvent êtres différents d'une phase à une autre. Cette définition est donc plus précise que la définition externe, mais nécessite une connaissance de la structure interne de la machine.

On note que les nombres pairs de phases statoriques, avec distribution symétrique, présentent des particularités s'agissant des courants « indépendants » des phases. On peut prendre l'exemple d'une machine à 6 phases statoriques (électriquement indépendantes), ayant une distribution symétrique (le décalage angulaire électrique entre deux phases adjacentes est de $\frac{2\pi}{6}$), alimentées par 6 bras d'onduleur, par un système équilibré de courants sinusoïdaux. On peut observer dans ce cas, que chacune des deux phases diamétralement opposées, sont parcourues par des courants opposés (par exemple le courant de la phase 4 : $I_4 = - I_1$), et donc

couplées « virtuellement » en anti-série. D'ailleurs l'article [47] propose une appellation particulière de semi-2N phases. Par exemple une machine triphasée, peut être appelée « semi-6 phases », si le décalage entre les axes magnétiques des phases est de $\frac{2\pi}{6}$ électrique.

Si on revient donc à la définition du point de vue du concepteur (interne), chaque phase statorique contient une ou plusieurs bobines connectées électriquement (par soudure par exemple), et est alimentée par un bras d'onduleur indépendamment des autres phases.

Pour une machine à N_{ph} phases, ayant un bobinage équilibré, au niveau anglo-saxon « symmetrical windings », donc les phases ont une distribution identique et régulièrement espacées sur la périphérie de la machine, c.à.d. avec un angle électrique de $\frac{2\pi}{N_{ph}}$, comme les exemples montrés dans la Figure 1.45. Certaines séquences d'alimentation (et donc polarités), font fonctionner la machine sous un nombre de « phases statoriques virtuelles » N'_{ph}, différent du nombre de phases conçues initialement : N_{ph}, et cela dépend de ce dernier (s'il est premier ou pas), on peut envisager deux cas :

- **Nombre de phase « N_{ph} » premier** : un nombre premier n'a pas de diviseur, et donc quelle que soit la séquence statorique utilisée, les phases statoriques (conçues initialement) sont traversées par des courants ayant des angles différents. L'exemple de 7 phases est détaillé dans la Table 1.12.
- **Nombre de phases « N_{ph} » non premier** : si la séquence « u » imposée et le nombre de phases statoriques « N_{ph} » sont « premiers entre eux », toutes les phases sont traversées par des courants ayant des angles différents. Si la séquence imposée « u » et le nombre de phases « N_{ph} » ont un diviseur commun, chaque « k » phases statoriques sont traversées par le même courant (même angle), tel que « k = gcd(N_{ph},u) », ces « k » phases sont donc connectées « virtuellement » en série, ce qui fait que le nombre de phases statoriques « virtuelles » est de « $\mathbf{N'_{ph}} = \frac{\mathbf{N_{ph}}}{\mathbf{gcd(N_{ph},u)}}$ ». L'exemple de 9 phases est détaillé dans la Table 1.13, où la séquence « 3 » dans une machine à « 9 » phases, induit un nombre de phases statoriques « virtuelles » de 3.

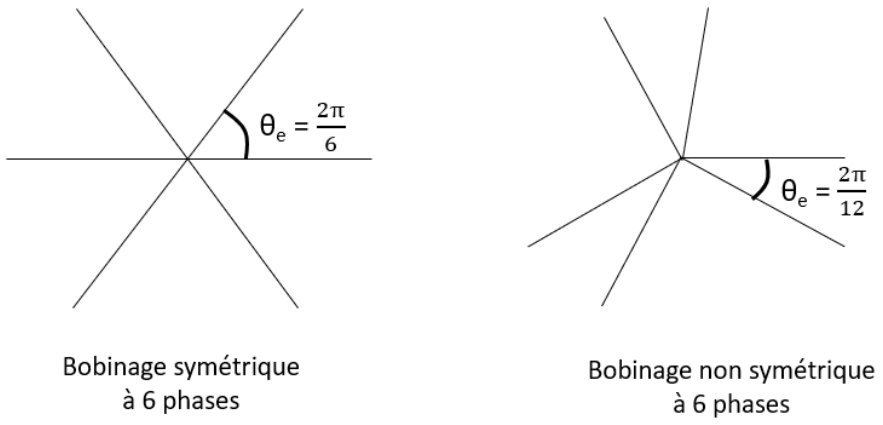


Figure 1.45 : Exemples de bobinages symétrique et non symétrique.

	Phase 1	Phase 2	Phase 3	Phase 4	Phase 5	Phase 6	Phase 7	**Phases virtuelles**
Séquence 1	0	$\frac{2\pi}{7}$	$\frac{4\pi}{7}$	$\frac{6\pi}{7}$	$\frac{8\pi}{7}$	$\frac{10\pi}{7}$	$\frac{12\pi}{7}$	**7**
Séquence 2	0	$\frac{4\pi}{7}$	$\frac{8\pi}{7}$	$\frac{12\pi}{7}$	$\frac{16\pi}{7}=\frac{2\pi}{7}$	$\frac{20\pi}{7}=\frac{6\pi}{7}$	$\frac{24\pi}{7}=\frac{10\pi}{7}$	**7**
Séquence 3	0	$\frac{6\pi}{7}$	$\frac{12\pi}{7}$	$\frac{18\pi}{7}=\frac{4\pi}{7}$	$\frac{24\pi}{7}=\frac{10\pi}{7}$	$\frac{30\pi}{7}=\frac{2\pi}{7}$	$\frac{36\pi}{7}=\frac{8\pi}{7}$	**7**

Table 1.12 : Angles des courants traversant les phases statoriques pour N_{ph} = 7 (nombre premier)

	Phase 1	Phase 2	Phase 3	Phase 4	Phase 5	Phase 6	Phase 7	Phase 8	Phase 9	**Phases virtuelles**
Séquence 1	0	$\frac{2\pi}{9}$	$\frac{4\pi}{9}$	$\frac{6\pi}{9}$	$\frac{8\pi}{9}$	$\frac{10\pi}{9}$	$\frac{12\pi}{9}$	$\frac{14\pi}{9}$	$\frac{16\pi}{9}$	**9**
Séquence 2	0	$\frac{4\pi}{9}$	$\frac{8\pi}{9}$	$\frac{12\pi}{9}$	$\frac{16\pi}{9}$	$\frac{2\pi}{9}$	$\frac{6\pi}{9}$	$\frac{10\pi}{9}$	$\frac{14\pi}{9}$	**9**
Séquence 3	0	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	0	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	0	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	**3**
Séquence 4	0	$\frac{8\pi}{9}$	$\frac{16\pi}{9}$	$\frac{6\pi}{9}$	$\frac{14\pi}{9}$	$\frac{4\pi}{9}$	$\frac{12\pi}{9}$	$\frac{2\pi}{9}$	$\frac{10\pi}{9}$	**9**

Table 1.13 : Angles des courants traversant les phases statoriques pour N_{ph} = 9 (nombre non premier)

Dans le cas d'un nombre de phases qui n'est pas premier, le changement électronique de polarité, peut donc modifier « virtuellement » le nombre de phases avec une mise en série « virtuelle » de plusieurs phases (traversées par des courants provenant de bras indépendants mais ayant les mêmes angles). D'ailleurs, plusieurs publications scientifiques (certaines seront présentées dans les sections à venir), proposent une appellation particulière de la technique de changement de polarité dans des machines polyphasées (généralement à induction) qui est en anglais « Pole-Phase Modulation ». Donc, cette technique n'est autre qu'un simple changement de séquences d'alimentation (de polarité), mais avec un nombre de phases statoriques (réelles) qui n'est pas premier, et généralement divisible par les séquences utilisées.

1.3.2.2 Synthèse des travaux publiés sur le changement de polarité dans les machines à induction polyphasées

Divers travaux de recherche à travers le monde ont été dédiés aux techniques de changement de polarité pour machines à induction polyphasées. Certains travaux (les publications [27], [28], [30]) ont déjà été présentés dans la section 1.2.2.

Dans cette section, d'autres travaux publiés par diverses équipes de recherche à l'échelle mondiale seront présentés ci-dessous [48]–[51].

L'article [48] présente une machine à induction pour véhicule électrique, avec un stator à 90 encoches, avec un bobinage à 45 (divisible par : 3, 5, 9, 15) phases à pas diamétral (la phase 1 par exemple est répartie entre les encoches : 1 et 46). Cette machine est capable de fonctionner sous 5 combinaisons Pôles/Phases « virtuelles » : 45 phases – 2 pôles, 15 phases – 6 pôles, 9 phases – 10 pôles, 5 phases – 18 pôles, 3 phases – 30 pôles. L'objectif de cette application avec ce mode de fonctionnement est de remplacer la boite de vitesse mécanique classique grâce à l'effet de « boite de vitesse électromagnétique » dû à l'utilisation de 5 différentes polarités.

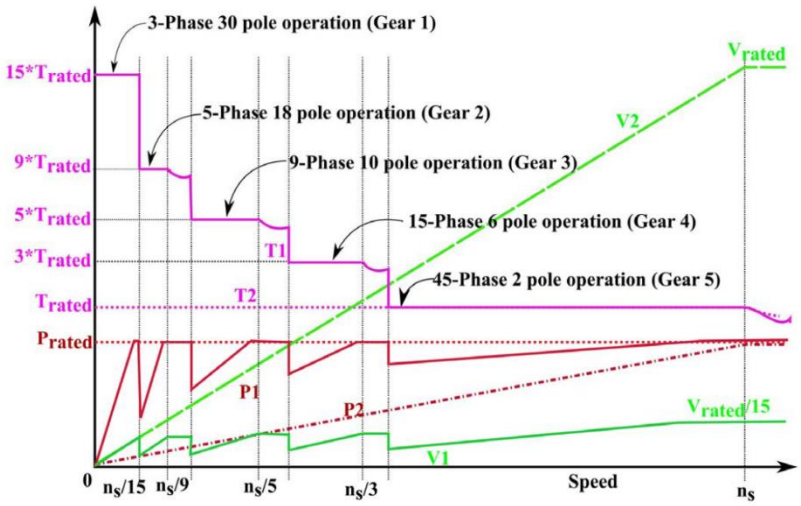


Figure 1.46 : Caractéristique Couple-Vitesse du drive à 5 polarités, proposé dans [48]

La Figure 1.46 illustre la caractéristique Couple-Vitesse du drive proposé, on peut remarquer que la polarité la plus élevée est utilisée dans la région à fort couple et basse vitesse. Avec l'augmentation de vitesse la polarité est diminuée, jusqu'à 2 pôles (45 phases). La courbe de la puissance en rouge, permet de mettre en évidence l'extension de la plage à puissance maximale quasi-constante réalisée grâce au changement de polarité. Enfin, les deux courbes vertes montrent l'intérêt de ce drive du point de vue tension de bus, en effet, la courbe qui monte jusqu'à « V_{rated} » correspond à un fonctionnement uniquement triphasé (atteindre la vitesse maximale sans changer de polarité), tandis que l'autre courbe montre que grâce au changement de polarité, la tension de bus nécessaire est 15 fois moins grande que celle dans un fonctionnement purement triphasé.

Enfin, des résultats de simulation par Eléments-Finis (à puissance réduite) ont été présentés dans cet article [48], et ont permis de valider le fonctionnement illustré dans la Figure 1.46, avec les points correspondants au couple maximal et la tension maximale, pour chaque polarité, suivants :

- 45 phases – 2 pôles : 2880 tr/min, 5.9 N.m
- 15 phases – 6 pôles : 995 tr/min, 19.5 N.m
- 10 phases – 9 pôles : 590 tr/min, 30.6 N.m
- 5 phases – 18 pôles : 320 tr/min, 54.8 N.m
- 3 phases – 30 pôles : 190 tr/min, 74.9 N.m

L'article [49] propose des règles de conception, une approche de modélisation généralisée, ainsi qu'une technique de contrôle vectoriel pour les machine à induction avec changement de polarité. Le concept général étudié consiste en une machine à induction, avec un stator à 36 encoches, fonctionnant sous les deux combinaisons pôles/phases « virtuelles » suivantes : 4 pôles – 9 phases et 12 pôles – 3 phases. Pour ce concept, différentes topologies de stators et de rotors peuvent être utilisées. A cet effet, cet article compare entre trois différentes topologies (illustrées dans la Figure 1.47) :

- Machine 1 : Stator classique à 36 encoches, avec bobinage en double couche, et un seul rotor à cage.
- Machine 2 : Stator avec bobinage toroïdal (36 encoches supérieures et 36 encoches inférieures), et un seul rotor à cage.
- Machine 3 : Stator avec bobinage toroïdal (36 encoches supérieures et 36 encoches inférieures), et deux rotors à cage (un rotor intérieur et un rotor extérieur)

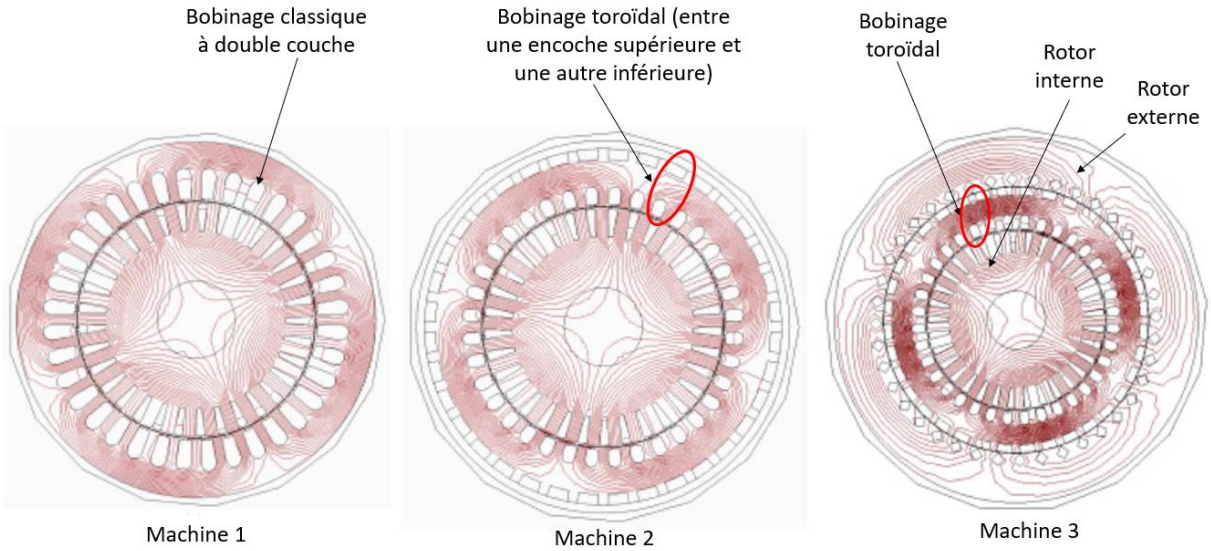


Figure 1.47 : Trois topologies comparées dans l'article [49]

L'étude comparative a montré que les deux machines « 1 » et « 3 », ont un meilleur rendement et une meilleure capacité à produire du couple. En d'autres termes, si on veut utiliser un bobinage toroïdal au lieu d'un bobinage classique dans le stator, afin d'exploiter au maximum le flux magnétique, deux rotors (un interne et un externe) doivent être utilisés.

La machine 1, avec bobinage classique à double couche, est donc caractérisée par les mêmes performances et efficacité que la machine 3, cependant elle a une structure beaucoup plus simple. C'est donc la machine 1 qui a été prototypée, et les résultats expérimentaux sont bien concordants avec ceux issus de la simulation Eléments-Finis, pour les deux polarités.

L'article [50] aborde également la modélisation généralisée et le contrôle vectoriel des machines à induction avec technique de modulation pôles/phases. Un modèle de commande, basé sur les plans de Concordia découplés, a été développé, ce qui permet de contrôler la machine sous différentes polarités. Ce modèle a été validé, par modèle analytique et simulation Eléments-Finis, sur une machine avec stator à 36 encoches, avec 9 bobines principales (en mono-couche) alimentées par 9 bras, fonctionnant sous les deux combinaisons pôles/phases suivantes : 2 pôles – 9 phases et 6 pôles – 3 phases (2 encoches par pôle et par phase pour les deux combinaisons).

L'article [51] introduit la problématique liée à l'interaction entre les harmoniques pendant les phases de fonctionnement à haute polarité, bas nombre de phases « virtuelles » dans une machine à induction avec technique de changement de polarité. En effet, pour ces applications, en région de fonctionnement à basse vitesse et fort couple, des polarités élevées sont utilisées et donc des nombres de phases « virtuelles » relativement faibles. Comme expliqué dans la section 1.2.1, si le nombre de phases est petit, les harmoniques de rang bas (générant des harmoniques de FMM avec des amplitudes plus importantes) appartiennent à la même famille et sont donc susceptibles d'interagir.

Ce papier précise donc que pour un mode de fonctionnement à basse polarité et donc à nombre de phases « virtuelles » élevé, le couple pulsatoire est naturellement réduit, grâce à la séparation entre les harmoniques d'espace (plusieurs familles d'harmoniques indépendantes). Cependant pour un mode de fonctionnement à un nombre de phases « virtuelles » faible (polarité élevée), le couple pulsatoire risque d'être important, surtout quand le courant délivré par l'onduleur n'est pas parfaitement sinusoïdal, et donc des harmoniques de temps sont présents. Prenons l'exemple d'une machine à 9 phases, avec un bobinage ayant une polarité fondamentale de « p1 » (considérons une distribution de bobinage qui n'annule pas les harmoniques pairs) :

- Si la séquence « 1 » est utilisée, alors les harmoniques d'espace excités sont : $1.p_1$, $8.p_1$, …, l'harmonique $8.p_1$ génère un harmonique de FMM (le premier rang après le fondamental) ayant une amplitude théoriquement égale à : « $\frac{1}{8}.\frac{K_{h8}}{K_{h1}}.\mathbf{FMM_1}$ », tel que « K_{h1} » et « K_{h8} » sont les facteurs de bobinages liés aux harmoniques d'espace « $1.p_1$ » et « $8.p_1$ » respectivement, et « FMM_1 » est l'amplitude du fondamental de la FMM.
- Si la séquence « 3 » est utilisée, alors les harmoniques d'espace excités sont : $3.p_1$, $6.p_1$…, ou si l'on considère le nombre de phases « virtuel » correspondant à « 3 » pour cette séquence les harmoniques d'espace générés sont : $1.p_3$, $2.p_3$ … (tel que $p_3 = 3.p_1$). Donc, l'harmonique $6.p_1$ génère un harmonique de FMM ayant une amplitude théoriquement égale à : « $\frac{1}{2}.\frac{K_{h6}}{K_{h3}}.\mathbf{FMM_1}$ ». Dans ce cas, on remarque que pour le premier rang d'harmonique de FMM après le fondamental ($6.p_1$ ou $2.p_3$), l'amplitude est relativement proche de celle du fondamental, et donc l'interaction entre les deux est plus gênante que dans le cas de la première séquence.

Les auteurs de ce papier proposent donc une technique, liée à la commande du convertisseur de puissance, qui permet de générer des tensions à plusieurs niveaux (et donc réduisent l'importance des harmoniques de temps parasites dans l'alimentation), afin de réduire le couple pulsatoire pour les modes de fonctionnement à polarité élevée pour ces machines (validation faite par E-F et expérimentation).

1.3.2.3 Concept particulier de machine à induction polyphasée avec stator à cage « ISCAD »

Comme introduit dans la section 1.2.2.2, le concept ISCAD « Intelligent Stator Cage Drive », est développé par une équipe de recherche de l'université de Munich, dirigée par Pr. D. Gerling [27], [52]–[54].

Le concept consiste en un stator particulier à cage pour machines polyphasées, comme illustré dans la Figure 1.48, chaque encoche statorique est remplie, théoriquement à 100%, par une barre en aluminium. Les barres sont court-circuitées entre elles d'un côté par un anneau, et branchées de l'autre côté à des bras d'onduleur, chaque barre est donc alimentée, indépendamment des autres, par un demi-pont, comme illustré dans la Figure 1.49.

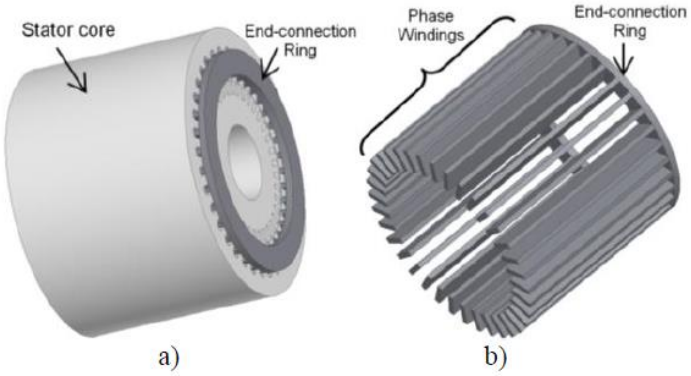


Figure 1.48 : Concept ISCAD, (a) : Stator avec la cage, (b) : Le bobinage en cage [27].

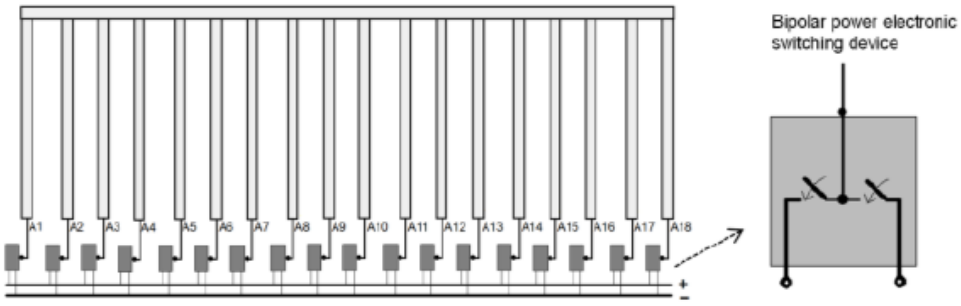


Figure 1.49 : Onduleur polyphasée alimentant le bobinage de l'ISCAD [27].

Afin d'étendre la plage de vitesse, ce drive est alimenté dans un « mode séquentiel », donc avec des courants sinusoïdaux avec changement de séquence. Le courant dans une barre « i » peut être exprimé comme suit [52]:

$$I_i = I_{max}.\cos\left(\omega_s.t - p.(i-1).\frac{2\pi}{Q_s} + \varphi_s\right), \qquad 1\text{-}23$$

Tel que I_{max} : amplitude du courant statorique, ω_s : pulsation des courants statoriques, p : nombre de paires de pôles, Q_s : nombre d'encoches statoriques (ou de barres), φ_s : angle des courants statoriques.

Avec ce système de barres alimentées séparément, le nombre de phases statoriques « virtuelles » (en considérant des phases classiques avec un conducteur aller, et un autre retour) dépend de la polarité imposée.

	Barre 1	Barre 2	…	Barre 30	Barre 31	Barre 32	…	Barre 60
Déphasage	0	$\frac{2\pi}{60}$	…	$29\frac{2\pi}{60}$	π	$\pi+\frac{2\pi}{60}$	…	$\pi+29\frac{2\pi}{60}$
Courant	I_1	I_2	…	I_{30}	$-I_1$	$-I_2$	…	$-I_{30}$

Table 1.14 : Déphasages entres les barres pour « p = 1 » et « Q_s = 60 ».

	Barre 1	…	Barre 15	Barre 16	…	Barre 30	Barre 31	…	Barre 45	Barre 46	…	Barre 60
Déphasage	0	…	$28\frac{2\pi}{60}$	π	…	$\pi+28\frac{2\pi}{60}$	2π	…	$28\frac{2\pi}{60}$	π	…	$\pi+28\frac{2\pi}{60}$
Courant	I_1	…	I_{15}	$-I_1$	…	$-I_{15}$	I_1	…	I_{15}	$-I_1$	…	$-I_{15}$

Table 1.15 : Déphasages entres les barres pour « p = 2 » et « Q_s = 60 ».

Si on prend l'exemple d'un stator à 60 encoches, alimenté par deux séquences « 1 » et « 2 » séparément (donc « p = 1 » et « p = 2 »), les déphasages entre les barres sont exprimés dans la Table 1.14 pour « p = 1 » et la Table 1.15 pour « p = 2 ».

Pour la polarité « p = 1 », on remarque que le courant d'une barre « $\frac{Q_s}{2}+i$ » est l'opposé du courant de la barre « i », ces deux barres correspondent donc respectivement à l'aller et le retour de la phase « i ». Par conséquent, le nombre de phases dans ce cas est de $\frac{Q_s}{2}$.

Pour la polarité « p = 2 », on remarque que le courant d'une barre « $\frac{Q_s}{4}+i$ » (avec $i<\frac{Q_s}{4}$) est l'opposé du courant de la barre « i », ces deux barres correspondent donc respectivement à l'aller et le retour de la phase « i ». A partir de la barre « $\frac{Q_s}{2}+1$ », la même succession de courants statoriques se répète. Par conséquent, le nombre de phases dans ce cas est de $\frac{Q_s}{4}$.

On peut énumérer plusieurs avantages de ce concept, notamment :

- Facteur de remplissage unitaire des encoches (alors qu'il est entre 40 et 50% pour les bobinages classiques)
- Pas de têtes de bobines, mais plutôt un anneau de court-circuit moins volumineux (par rapport aux bobinages à pas diamétral classiques avec des têtes de bobines importantes).

- Avec des encoches statoriques pleines (barres en aluminium), le transfert de chaleur du bobinage aux tôles statoriques est plus aisé que dans le cas d'un bobinage classique. En effet, pour un bobinage classique à fils, la résistance thermique à l'intérieur de l'encoche (air, isolants, différents contacts …) est plus importante.

Également, ce type de drive à grand nombre de phases, permet de fonctionner à des tensions basses [53]. En effet, classiquement dans le secteur automobile électrifié, avec des machines triphasées, les niveaux de tension sont élevés, comme illustré dans la Table 1.16, avec des exemples de valeurs de tension de bus DC pour certains modèles de véhicules électriques commercialisés, où les tensions de bus dépassent les 300 V.

Modèle de véhicule	Tension de bus DC [V]	Puissance nominale (mécanique) [kW]
VW e-Golf	323	85
BMW i3	360	125
Nissan Leaf	360	80
Tesla Model S	366	375
AVL Coup-e	675	210

Table 1.16 : Exemples de valeurs de tension de bus et de puissance pour des véhicules électriques [53]

Or, selon l'organisation mondiale de la standardisation, des niveaux de tension dépassant 60 V_{DC} (en continu), nécessitent des équipements de protection spécialisés, surtout lors des interventions de maintenance. La Figure 1.50 illustre la classification des niveaux de tension de batteries pour véhicules électriques. Les niveaux de tension qui ne présentent pas de restrictions par rapport au fonctionnement et l'exploitation sont compris entre 24 V et 54 V. C'est pour cette raison que plusieurs constructeurs automobiles s'intéressent de plus en plus à l'utilisation des batteries 48V.

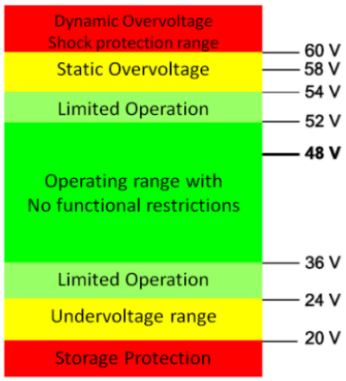


Figure 1.50 : Classement des niveaux de tension de batteries pour véhicules électriques [53].

Pour une application de traction (véhicule tout-électrique notamment), la puissance nominale est généralement importante. Avec des niveaux de puissance importants, si le drive comporte uniquement trois phases, l'utilisation d'une batterie à basse tension, conduit à une augmentation considérable du courant par phase, ce qui présente des contraintes élevées pour les composants de l'électronique de puissance ainsi que le refroidissement du bobinage de la machine. Néanmoins, grâce à ce type de drive à grand nombre de phases, compte tenu d'une meilleure segmentation de puissance, l'utilisation de batteries à basse tension est beaucoup moins contraignante. En outre, avec des niveaux de tension bas, il est possible de remplacer les composants IGBT, utilisés classiquement, par des MOSFET. Plusieurs avantages de MOSFET, par rapport aux IGBT peuvent être énumérés [54]:

- Réduction de la résistance de conduction des MOSFET, pour des niveaux bas de tension inverse, grâces aux concentrations de dopage plus importantes.
- Les MOSFET sont caractérisés par moins de pertes que les IGBT en dehors du régime de courant nominal, grâce à la chute de tension qui est plus faible pour les MOSFET avant d'atteindre le courant maximal, comme illustré dans la Figure 1.51.
- Les composants MOSFET sont bidirectionnels, tandis qu'avec les IGBT il faut mettre des diodes pour que le courant passe dans les deux sens. En effet, les MOSFET sont caractérisés par la présence d'une diode parasite interne, qui peut éventuellement suffire pour conduire le courant dans le sens inverse.
- L'utilisation des MOSFET permet d'atteindre des fréquences de commutation plus élevées, et donc permet de réduire le volume du condensateur du bus DC (comme expliqué dans la section 1.2.3.

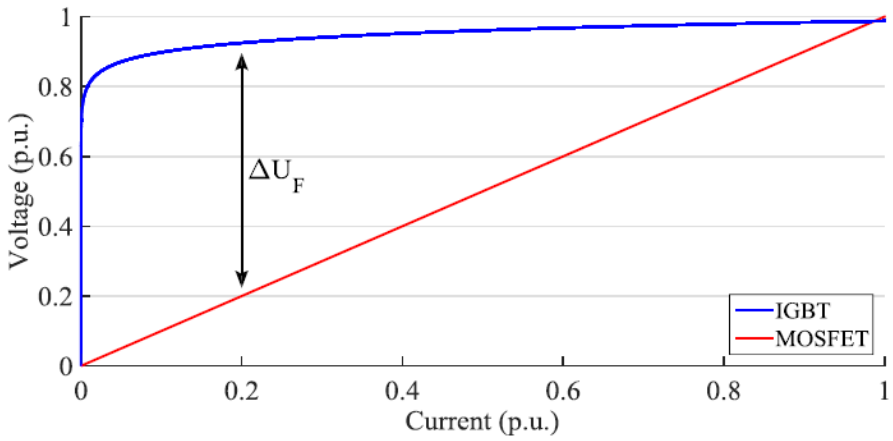


Figure 1.51 : Evolution de la chute de tension pour un IGBT et un MOSFET en fonction du courant [54].

En se basant sur le concept ISCAD, deux applications de drives avec machines à induction à 60 barres statoriques (donc 60 bras d'onduleur) pour automobile, ont été développées par cette équipe de recherche de l'université de Munich [52]–[54].

La première application, consiste en une machine comparable à la machine à induction triphasée de la Tesla Model S, la comparaison entre les caractéristiques des deux machines est faite dans la Table 1.17. On remarque que les deux machines ont le même volume global (diamètre extérieur et longueur totale).

Paramètres	MAS 3ph Tesla	MAS ISCAD
Diamètre extérieur [mm]	253	253
Longueur totale [mm]	270	270
Longueur active [mm]	154	250
Entrefer [mm]	0.5	0.5
Nombre de pôles	4	4
Nombre d'encoches au stator	60	60
Nombre d'encoches au rotor	74	73
Matériau de bobinage statorique	Cuivre	Aluminium
Matériau de la cage rotorique	Cuivre	Aluminium
Tension de bus [V]	375	24
Couple maximal [N.m]	600	600
Vitesse maximale [tr/min]	13000	13000

Table 1.17 : Caractéristiques de la machine à induction ISCAD 60 barres Vs machine à induction triphasée de la Tesla Model S [52].

Pour l'ISCAD, le matériau utilisé pour les deux cages, statorique et rotorique, est l'aluminium, tandis que la machine de la Tesla utilise uniquement le cuivre, sachant que le cuivre est caractérisé par une meilleure conductivité que l'aluminium (donc moins de pertes Joule à iso-volume). En d'autres termes, si on remplace le cuivre par l'aluminium (au stator et rotor) dans une machine à induction, en gardant le même volume de matière, les pertes sont beaucoup plus importantes, et moins de couple est atteint. Le cuivre présente donc une meilleure densité et efficacité énergétique, mais au détriment d'un prix plus élevé.

Par conséquent, l'utilisation de l'aluminium dans la machine ISCAD, la rend beaucoup moins chère que la machine de la Tesla. Et pour rattraper la dégradation de performances causée par l'aluminium, la longueur active de la machine ISCAD est de 60% plus grande que la longueur active de la machine de la Tesla, et cela pour la même longueur totale (tenant compte des anneaux de court-circuit et des têtes de bobines). En effet, grâce à l'utilisation d'un anneau

de court-circuit au niveau du stator, au lieu des têtes de bobines classiques comme pour la machine de la Tesla, la différence entre longueur totale et longueur active pour la machine ISCAD est de 8% (pourcentage de la différence de longueurs par rapport à la longueur active), contre 75% pour la machine de la Tesla.

Grâce au grand nombre de phases, le drive ISCAD fonctionne à une tension de bus de 24 V (contre 375 V pour la Tesla). Enfin, les deux machines atteindraient théoriquement les mêmes performances maximales (couple et vitesse).

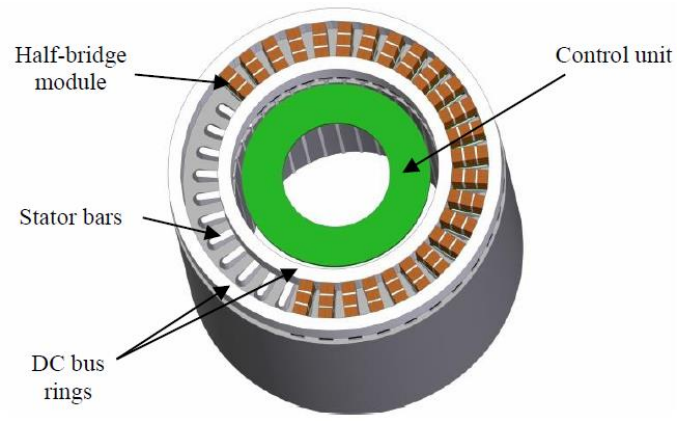


Figure 1.52 : Drive ISCAD avec onduleur à 60 bras intégré [54].

Paramètres	MAS 3ph Tesla	MAS ISCAD
Vitesse de base [tr/min]	5300	5300
Couple [N.m]	600	600
Pertes Joule Stator [kW]	21.4	8.6
Pertes Joule Rotor [kW]	14.9	9
Pertes fer [kW]	1.2	1.14
Rendement [%]	89.8	94.7

Table 1.18 : Résultats de simulation pour la machine ISCAD Vs Tesla [52].

La Figure 1.52 illustre la structure de l'onduleur utilisé pour alimenter la machine ISCAD, il s'agit d'un convertisseur intégré dans la machine, chaque bras (demi-pont) est connecté à une barre statorique, et l'ensemble des bras est alimenté par deux bus continus sous forme d'anneaux.

Les deux machines ont été simulées sur le point à puissance maximale (vitesse de base : 5300 tr/min, couple maximal : 600 N.m). Les résultats illustrés dans la Table 1.18, montrent

que le rendement de la machine ISCAD est théoriquement meilleur que celui de la machine de la Tesla, vu la réduction considérable des pertes Joule au stator et rotor. Cela est dû à l'augmentation du volume total des matières conductrices dans la machine ISCAD (cages statorique et rotorique avec un excellent taux de remplissage des encoches statoriques).

On remarque dans la Table 1.17 que la polarité affichée pour la machine ISCAD est de 4 pôles. En effet, il s'agit de la polarité qui est utilisée dans la région à fort couple et basse vitesse, y compris le point à puissance maximale à vitesse de base. Pour atteindre la région à grande vitesse, la polarité est changée à 2 pôles.

Dans l'article [54], les auteurs présentent une étude complète de l'amélioration apporté par le Drive ISCAD par rapport à la machine à induction triphasée de référence (Tesla Model S), en matière d'efficacité énergétique. La Figure 1.53 illustre la caractéristique couple-vitesse de la machine ISCAD avec les pourcentages gagnés en rendement par rapport à la machine de référence. Cette caractéristique a été réalisée à l'aide d'un modèle Eléments-Finis.

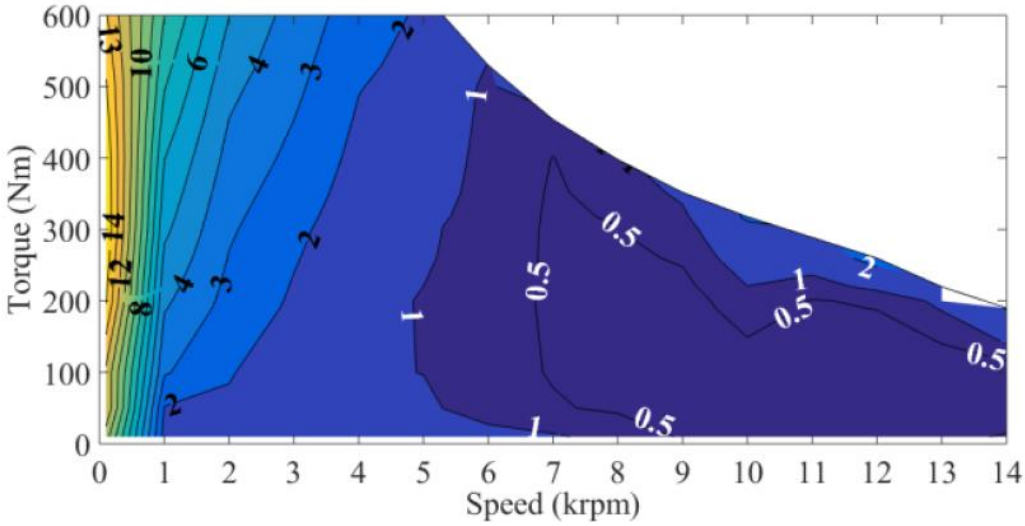


Figure 1.53 : Caractéristique Couple-Vitesse de la machine ISCAD avec les pourcentages d'amélioration de rendement par rapport à la machine de référence [54].

On remarque que pour la région à haute vitesse, l'amélioration de rendement n'est pas très importante (entre 0.5 et 2%). Cependant, pour la région à basse vitesse, l'amélioration du rendement est considérable (jusqu'à 14 %), tout en notant que pour cette région, la valeur du rendement n'est pas tout à fait « représentative », vu que la puissance mécanique est faible. De façon générale, ces résultats montent que même si les conducteurs statoriques sont « massifs », donc avec une section beaucoup plus importante que les conducteurs d'un bobinage classique (comme la machine triphasée de référence), le rendement ne s'écrase pas à haute vitesse (augmentation de pertes Joule à cause de l'effet de peau). En effet, grâce au changement de séquences, une polarité plus basse est utilisée à grandes vitesse est donc la fréquence statorique n'est pas énormément augmentée. Par exemple, à une vitesse mécanique de 14 000 tr/min, dans la machine de référence la polarité est toujours de p = 2 (nombre de paires de pôles), ce qui nécessite une fréquence statorique (si on néglige le glissement) de 466.66 Hz, alors que dans la machine ISCAD, la polarité utilisée à cette vitesse est de p = 1, et donc une fréquence statorique de 233.33 Hz.

Une autre application du concept ISCAD à 60 barres, a été présentée dans [53]. Cette application est plutôt à haute vitesse (atteignant 23000 tr/min), grâce à l'utilisation de 3 polarités

(p = 1, 2 et 3) en mode séquentiel. Les caractéristiques liées à cette application sont listées dans la Table 1.19.

Paramètres	MAS ISCAD Haute Vitesse
Diamètre extérieur [mm]	195
Diamètre du rotor [mm]	125
Diamètre de l'arbre [mm]	50
Longueur active [mm]	190
Entrefer [mm]	0.5
Nombre de pôles	2, 4, 6
Nombre d'encoches au stator	60
Tension de bus [V]	36 V
Courant Maximal [A]	650
Puissance maximale [kW]	160
Couple maximal [N.m]	306 N.m
Vitesse maximale [tr/min]	23000 tr/min

Table 1.19 : Caractéristiques de la machine à induction ISCAD - Application à haute vitesse [53].

Les simulations par Elément-Finis ont permis de déterminer la cartographie de rendement de cette machine, sur la caractéristique de fonctionnement Couple-Vitesse, comme illustré dans la Figure 1.54. Également l'ordre d'utilisation des trois polarités est montré dans la Figure 1.55, il faut noter que cette figure montre que pour chaque point de fonctionnement une seule polarité est utilisée (mais pas plusieurs polarités simultanément), par exemple la polarité est de p = 3 pour le point à puissance maximale, à vitesse de base.

On remarque que grâce à l'utilisation de trois polarités de façon séquentielle (au lieu de deux polarités pour l'application précédente), ainsi que l'utilisation d'un bus DC de 36 V (au lieu de 24 V pour l'application précédente), cette machine est capable d'atteindre des vitesses plus importantes (jusqu'à 23000 tr/min).

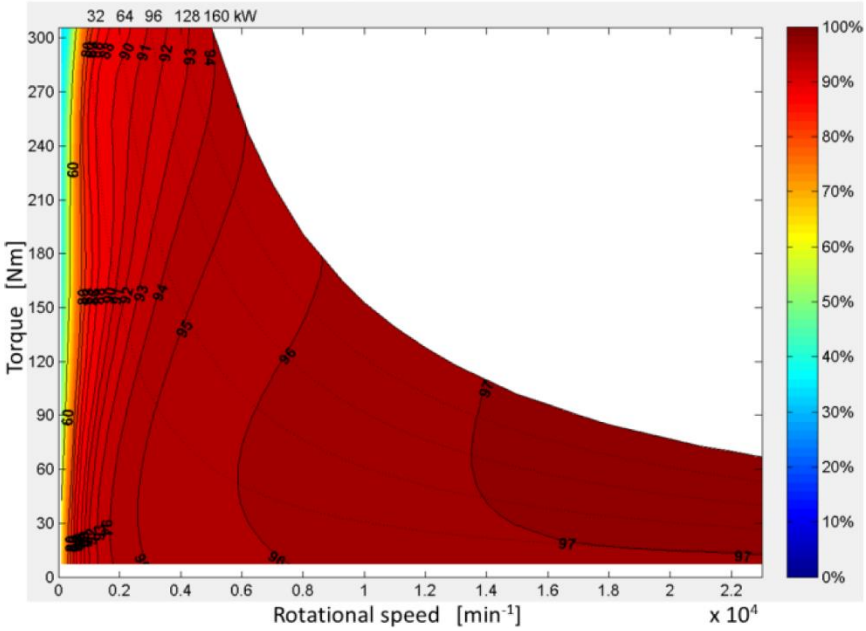


Figure 1.54 : Cartographie de rendement sur le plan Couple-Vitesse de la machine ISCAD – Application à haute vitesse [53].

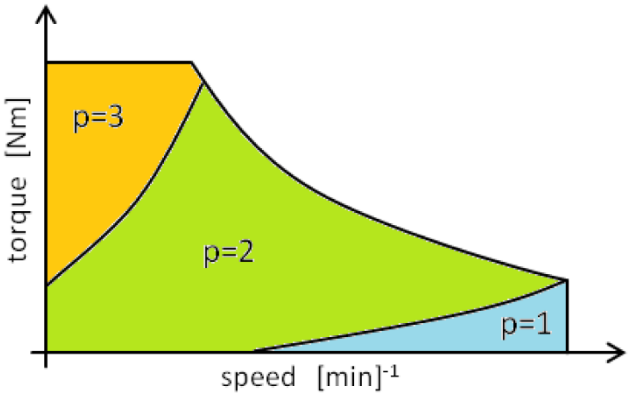


Figure 1.55 : Ordre d'utilisation des polarités (mode séquentiel) pour l'application à haute vitesse de l'ISCAD [53].

De façon générale, le rendement de cette machine est élevé sur la majorité des points de fonctionnement. A grande vitesse, grâce à l'utilisation d'une basse polarité « p=1 », le rendement ne s'est pas détérioré à cause de l'augmentation de vitesse. En effet, pour la même vitesse de rotation, l'utilisation de la polarité « p = 1 » nécessite la moitié de la fréquence statorique correspondant à « p = 2 », donc même si la vitesse augmente, le passage de 4 pôles à 2 pôles permet de réduire la fréquence statorique. Comme toute machine électrique, la région à fort couple et basse vitesse est caractérisée par des rendements bas, car les pertes Joule sont importantes pour une puissance de sortie naturellement basse.

L'article [55] présente une application concrète d'intégration d'un prototype de drive ISCAD, avec une batterie de 48 V, pour rééquiper une voiture du modèle « Geely Emgrand EV » (constructeur automobile chinois Geely). Par ailleurs, une autre application du concept ISCAD 48 V est présentée sur le site web « https://molabo.eu/ ». Il s'agit d'une application marine, de bateaux électriques de petite taille (longueur atteignant 7 mètres environ) ayant une puissance nominale de 50 kW. L'utilisation du concept ISCAD dans ces bateaux permet notamment de délivrer une puissance importante à un niveau de tension « sécuritaire » de 48V.

Pour conclure, plusieurs avantages du concept ISCAD, des points de vue fabrication et fonctionnement, ont été énumérés. Deux applications ont prouvé l'intérêt de ce concept, la première montre qu'il est possible de réaliser la même caractéristique couple-vitesse qu'une machine à induction triphasée classique existante dans le marché (avec le même volume total pour les deux machines), mais avec une tension de bus beaucoup plus basse (24 V contre 375 V), et cela sans écraser le rendement à hautes vitesses (vu l'utilisation de conducteurs statoriques massifs), grâce au changement de polarité. Une deuxième application a montré que ce concept, permet de réaliser aisément des drives à haute vitesse, grâce à l'utilisation de trois polarités de façon séquentielle, avec un CPSR de 4.5 (rapport entre vitesse maximale et vitesse de base), tandis que le CPSR pour une machine à induction triphasée classique est généralement limité à 3. Ce concept, avec ce mode de fonctionnement séquentiel, montre donc une amélioration considérable de la plage de fonctionnement à puissance constante d'une machine à induction. Cette amélioration de la plage de fonctionnement à puissance constante conduit à une meilleure utilisation du convertisseur de puissance. En d'autres termes, avec le « mode séquentiel », l'augmentation de vitesse au-delà de la vitesse de base ne se fait plus par diminution de flux (jusqu'à l'arrivée à un niveau bas de flux ou la précision du contrôle diminue), mais plutôt par réduction du nombre de paires de pôles, le niveau du flux reste important et donc « plus facilement contrôlable ».

Néanmoins, l'inconvénient majeur de ce type d'applications, est la nécessité d'utilisation d'un très grand nombre de composants de l'électronique de puissance (vu le nombre très importants de bras). En effet, même s'il a été montré que le coût total des semi-conducteurs peut être réduit grâce à l'utilisation des MOSFET (section 1.2.3, Table 1.5 pour 21 bras), la mise en place de 60 bras commandés indépendamment, augmente considérablement la complexité du convertisseur et risque d'augmenter le coût global (tenant compte du grand nombre d'organes de commandes de bras).

1.3.2.4 Topologie proposée dans le cadre de cette thèse

Comme détaillé dans la section précédente, le concept ISCAD montre clairement les avantages nombreux de l'augmentation du nombre de phases pour une machine à induction, notamment avec les réalisations pratiques de l'entreprise « Molabo ». En revanche, ce concept, avec un stator à cage (et non pas un bobinage conventionnel), est particulièrement adapté aux niveaux bas de tension de bus (48 V pour les applications présentées), et donc avec un champ restreint d'applications. En effet, ce bobinage à cage, avec une seule spire par phase, n'est pas forcément adapté aux niveaux plus élevés de tension de bus (où il est généralement nécessaire de mettre plusieurs spires en série).

Dans cette thèse, ce sont plutôt les bobinages « conventionnels » (avec des conducteurs classiques) qui seront explorés. Contrairement à la topologie ISCAD présentée dans ce premier chapitre, ces bobinages conventionnels, peuvent être adaptés à tous les niveaux de tension de bus (donc pour un champ d'applications plus large).

2 Modélisation de la machine à induction polyphasée

2.1 Modélisation analytique et réduction de dimensions

2.1.1 Représentation généralisée par les équations de tension

La machine à induction est généralement représentée par ses équations de tensions [56]. Ces équations permettent de modéliser les grandeurs électriques liées au bobinage statorique et à la cage rotorique, elles sont exprimées dans « la base naturelle » comme suit :

$$\underline{V_s} = \underline{R_s}.\underline{I_s} + \frac{d\underline{\phi_s}}{dt}, \quad 2\text{-}1$$

$$\underline{V_r} = 0 = \underline{R_r}.\underline{I_r} + \frac{d\underline{\phi_r}}{dt}, \quad 2\text{-}2$$

$$\underline{\phi_s} = \underline{L_{ss}}.\underline{I_s} + \underline{L_{sr}}(\theta).\underline{I_r}, \quad 2\text{-}3$$

$$\underline{\phi_r} = \underline{L_{rr}}.\underline{I_r} + \underline{L_{rs}}(\theta).\underline{I_s}, \quad 2\text{-}4$$

Tel que :

- $\underline{V_s}$ est le vecteur de tension statorique dans la base naturelle (dimension = nombre de phases statoriques N_{ph}) ;
- $\underline{V_r}$ est le vecteur de tension rotorique dans la base naturelle (dimension = nombre de barres rotoriques N_{bar}) ;
- $\underline{\phi_s}$ est le vecteur de flux statorique dans la base naturelle (dimension = N_{ph}) ;
- $\underline{\phi_r}$ est le vecteur de flux rotorique dans la base naturelle (dimension = N_{bar}) ;
- $\underline{I_s}$ est le vecteur de courant statorique dans la base naturelle (dimension = N_{ph}) ;
- $\underline{I_r}$ est le vecteur de courant rotorique dans la base naturelle (dimension = N_{bar}) ;
- $\underline{R_s}$ est la matrice de résistance statorique dans la base naturelle (dimensions = N_{ph} x N_{ph}) ;
- $\underline{R_r}$ est la matrice de résistance rotorique dans la base naturelle (dimensions = N_{bar} x N_{bar}) ;
- $\underline{L_{ss}}$ est la matrice d'inductance statorique dans la base naturelle (dimensions = N_{ph} x N_{ph}) ;
- $\underline{L_{rr}}$ est la matrice d'inductance rotorique dans la base naturelle (dimensions = N_{bar} x N_{bar}) ;
- $\underline{L_{rs}}(\theta)$ est la matrice d'inductance mutuelle stator-rotor dans la base naturelle, dont les éléments varient en fonction de la position du rotor « θ » (dimensions = N_{ph} x N_{bar}).

Au niveau du stator, les deux matrices de résistance et d'inductance s'écrivent comme suit :

$$\underline{R_s} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_s & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad 2\text{-}5$$

$$\underline{L_{ss}} = \begin{bmatrix} L_{s11} + L_{ls} & L_{s12} & \cdots & \cdots & L_{s1N_{ph}} \\ L_{s1N_{ph}} & L_{s11} + L_{ls} & L_{s12} & \cdots & L_{s1(N_{ph}-1)} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ L_{s12} & \cdots & \cdots & L_{s1N_{ph}} & L_{s11} + L_{ls} \end{bmatrix}, \qquad 2\text{-}6$$

La matrice $\underline{R_s}$ est donc une matrice diagonale, avec R_s : la valeur de la résistance d'une phase du stator (les phases statoriques sont considérées identiques).

La matrice $\underline{L_{ss}}$ est composée des éléments :

- L_{s11} : inductance propre magnétisante d'une phase statorique, en considérant un bobinage équilibré, cette inductance est la même pour toutes les phases du stator ;
- L_{s1i} : inductance mutuelle entre la phase « 1 » et la phase « i » du bobinage statorique ;
- L_{ls} : inductance de fuite d'une phase statorique.

Comme on peut remarquer dans l'équation 2-6, la matrice $\underline{L_{ss}}$ est circulante (vu la régularité du bobinage). En outre, pour un bobinage équilibré, les termes L_{s12} et $L_{s1N_{ph}}$ sont égaux (plus généralement les termes L_{s1i} et $L_{s1(N_{ph}-i+2)}$, avec « i » différent de 1), ce qui donne à cette matrice la propriété de symétrie (une propriété liée à la réciprocité des flux).

Quant au rotor, la cage est modélisée selon la Figure 2.1. Chaque boucle rotorique, composée par deux demi-barres adjacentes et une portion de chaque anneau de court-circuit, est considérée comme une phase.

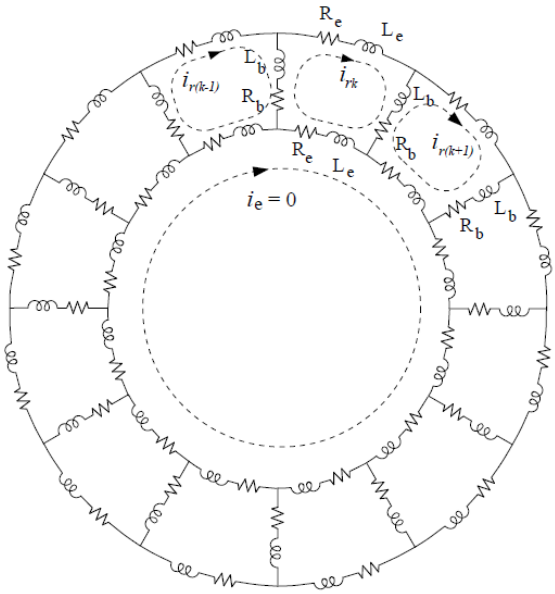


Figure 2.1 : Représentation de la cage rotorique [57].

En se basant sur cette représentation de la cage rotorique, les matrices de résistance et d'inductance rotoriques peuvent s'exprimer comme suit [56] :

$$\underline{R_r} = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -R_b & 0 & \dots & -R_b & 2(R_b + R_e) \end{bmatrix}, \qquad 2\text{-}7$$

$$\underline{L_{rr}} = \begin{bmatrix} L_{r11} + 2(L_b + L_e) & L_{r12} - L_b & L_{r13} & \dots & L_{r1(N_{bar}-1)} & L_{r1N_{bar}} - L_b \\ L_{r1N_{bar}} - L_b & L_{r11} + 2(L_b + L_e) & L_{r12} - L_b & L_{r13} & \cdots & L_{r1(N_{bar}-1)} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ L_{r12} - L_b & L_{r13} & \dots & L_{r1(N_{bar}-1)} & L_{r1N_{bar}} - L_b & L_{r11} + 2(L_b + L_e) \end{bmatrix}, \qquad 2\text{-}8$$

Tel que :

- R_b : résistance d'une barre rotorique ;
- R_e : résistance d'une portion d'anneau de court-circuit ;
- L_b : inductance d'une barre rotorique ;
- L_e : inductance d'une portion d'anneau de court-circuit ;
- L_{r11} : inductance propre magnétisante d'une phase rotorique (la même pour toutes les phases rotoriques) ;
- L_{r1i} : inductance mutuelle entre la phase « 1 » et la phase « i » du rotor.

La matrice $\underline{L_{rr}}$ présente les mêmes propriétés de symétrie et de circularité que la matrice $\underline{L_{ss}}$.

La matrice d'inductance mutuelle stator-rotor $\underline{L_{sr}(\theta)}$ est variable en fonction de la position angulaire rotorique « θ » (position mécanique « θ », position électrique « p. θ »). Le terme $L_{sr_{ij}}(\theta)$, entre une phase statorique « i » et une phase rotorique « j », peut s'écrire comme suit (valable uniquement pour un nombre entier d'encoches par paires de pôles, c.à.d. « 2*spp » entier, incluant les bobinages avec « spp = 0.5, 1.5 … ») [58] :

$$L_{sr_{ij}}(\theta) = \sum_k M_{sr_{kp}} . \cos\left(k.\left((i-1)\frac{2\pi}{N_{ph}} - p(j-1)\frac{2\pi}{N_{bar}} - p\theta\right) + \varphi_{sr_{kp}}\right) \qquad 2\text{-}9$$

Tel que : « k » est le rang d'harmonique électrique, « p » est le nombre de paires de pôles de la machine.

On remarque dans l'équation 2-9, que l'inductance mutuelle entre une phase statorique « i » et une phase rotorique « j » est une somme de composantes harmoniques d'inductance, liées aux harmoniques d'espace. Chaque composante harmonique d'inductance mutuelle de rang « k.p » est caractérisée par son amplitude « $M_{sr_{kp}}$ » et son argument « $\varphi_{sr_{kp}}$ ».

Pour simplifier l'écriture, la matrice $\underline{L_{sr}}(\theta)$ peut s'écrire sous la forme complexe suivante :

$$\underline{L_{sr}}(\theta) = \sum_{k} \text{real}\left((\widehat{M_{sr}})_{kp} \begin{bmatrix} e^{-j.kp\theta} & \cdots & e^{j.k.\left(-p(N_{bar}-1)\frac{2\pi}{N_{bar}}-p\theta\right)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j.k.\left((N_{ph}-1)\frac{2\pi}{N_{ph}}-p\theta\right)} & \cdots & e^{j.k.\left((N_{ph}-1)\frac{2\pi}{N_{ph}}-p(N_{bar}-1)\frac{2\pi}{N_{bar}}-p\theta\right)} \end{bmatrix} \right) \quad 2\text{-}10$$

Le terme complexe $(\widehat{M_{sr}})_{kp}$, lié à la composante harmonique de l'inductance mutuelle stator-rotor, s'écrit donc comme suit :

$$(\widehat{M_{sr}})_{kp} = M_{sr_{kp}}.e^{j.\varphi_{sr_{kp}}} \quad 2\text{-}11$$

2.1.2 Transformation de Concordia généralisée : Réduction de dimensions statorique et rotorique

Les équations de tension (2-1 à 2-4) sont exprimées dans la base naturelle (dimensions statorique et rotorique : N_{ph} et N_{bar}), dans cette base les harmoniques se superposent (comme on peut le voir dans la matrice $\underline{L_{sr}}(\theta)$, équation 2-10), ce qui complique l'analyse de leurs interactions et leurs effets sur les performances de la machine.

Comme expliqué dans la section 1.2.1, la transformation de Concordia permet de séparer les harmoniques sur différents « plans α-β » découplés (indépendants entre eux). Par exemple, une machine triphasée, peut être modélisée par un circuit équivalent biphasé (correspondant à un plan α-β) et une composante homopolaire (non excitée en cas d'alimentation équilibrée des phases) grâce à la transformation de Concordia.

Plus généralement, un bobinage électrique contenant « n » phases régulièrement réparties peut être modélisé par :

- $\frac{n-1}{2}$ plans α-β, sur lesquels se répartissent des familles indépendantes d'harmoniques, et une composante homopolaire, si n est impair,
- $\frac{n}{2} - 1$ plans α-β, et deux composantes homopolaires, si n est pair.

La matrice de transformation de Concordia généralisée [18], pour une dimension « n » impaire, peut s'écrire comme suit :

$$\underline{A_n} = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \cdots & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \cdots & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \cdots & \cos\left(\frac{(n-1)^2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \cdots & \sin\left(\frac{(n-1)^2\pi}{n}\right) \end{bmatrix}, \quad 2\text{-}12$$

La première ligne de la matrice correspond à la composante homopolaire. Si la dimension est paire « n+1 », une nouvelle ligne est ajoutée à la fin de la matrice de l'équation

2-12 : $\frac{2}{\sqrt{n}}\left[\frac{1}{\sqrt{2}} \quad -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad \cdots \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \quad -\frac{1}{\sqrt{2}}\right]$. Cette ligne correspond à une deuxième composante homopolaire.

Il faut noter que cette base découplée de Concordia est « orthonormale », comme la base naturelle, ce qui conserve le produit scalaire (conservation de puissance).

L'application de la transformation de Concordia sur les équations de tension (2-1 à 2-4) permet de les découpler, elles s'expriment dans la base de Concordia comme suit :

$$\underline{V_{s_{\alpha\beta}}} = \underline{\boldsymbol{A_s}}.\underline{R_s}.\underline{\boldsymbol{A_s}}^{-1}.\underline{I_{s_{\alpha\beta}}} + \frac{d\phi_{s_{\alpha\beta}}}{dt}, \qquad 2\text{-}13$$

$$\underline{V_{r_{\alpha\beta}}} = 0 = \underline{\boldsymbol{A_r}}.\underline{R_r}.\underline{\boldsymbol{A_r}}^{-1}.\underline{I_{r_{\alpha\beta}}} + \frac{d\phi_{r_{\alpha\beta}}}{dt}, \qquad 2\text{-}14$$

$$\underline{\phi_{s_{\alpha\beta}}} = \underline{\boldsymbol{A_s}}.\underline{L_{ss}}.\underline{\boldsymbol{A_s}}^{-1}.\underline{I_{s_{\alpha\beta}}} + \underline{\boldsymbol{A_s}}.\underline{L_{sr}}(\theta).\underline{\boldsymbol{A_r}}^{-1}.\underline{I_{r_{\alpha\beta}}}, \qquad 2\text{-}15$$

$$\underline{\phi_{r_{\alpha\beta}}} = \underline{\boldsymbol{A_r}}.\underline{L_{rr}}.\underline{\boldsymbol{A_r}}^{-1}.\underline{I_{r_{\alpha\beta}}} + \underline{\boldsymbol{A_r}}.\underline{L_{rs}}(\theta).\underline{\boldsymbol{A_s}}^{-1}.\underline{I_{s_{\alpha\beta}}}, \qquad 2\text{-}16$$

Tel que : $\underline{\mathbf{A_s}}$ et $\underline{\mathbf{A_r}}$ sont les matrices de transformation de Concordia pour la dimension statorique N_{ph} et la dimension rotorique N_{bar} respectivement.

2.1.2.1 Transformation des matrices résistances et inductances propres

La matrice de résistance statorique reste la même (matrice diagonale dans la base naturelle). Les autres matrices (inductance statorique, résistance et inductance rotorique) sont diagonalisées grâce à la transformation de Concordia. Dans la base découplée de Concordia (qui est propre pour les applications linéaires, circulantes et symétriques), ces matrices s'expriment comme suit :

$$\underline{L_{ss_{\alpha\beta}}} = \underline{\mathbf{A_s}}.\underline{L_{ss}}.\underline{\mathbf{A_s}}^{-1} = \begin{bmatrix} L_{s_0} & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & L_{s_{\alpha_1}} & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & 0 & L_{s_{\beta_1}} & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & L_{s_{\alpha_{\frac{(N_{ph}-1)}{2}}}} & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & L_{s_{\beta_{\frac{(N_{ph}-1)}{2}}}} \end{bmatrix}, \qquad 2\text{-}17$$

$$\underline{L_{rr_{\alpha\beta}}} = \underline{\mathbf{A_r}}.\underline{L_{rr}}.\underline{\mathbf{A_r}}^{-1} = \begin{bmatrix} L_{r_0} & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & L_{r_{\alpha_1}} & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & 0 & L_{r_{\beta_1}} & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & L_{r_{\alpha_{\frac{(N_{bar}-1)}{2}}}} & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & L_{r_{\beta_{\frac{(N_{bar}-1)}{2}}}} \end{bmatrix}, \qquad 2\text{-}18$$

$$\underline{R_{r_{\alpha\beta}}} = \underline{\mathbf{A_r}}.\underline{R_r}.\underline{\mathbf{A_r}}^{-1} = \begin{bmatrix} R_{r_0} & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & R_{r_{\alpha_1}} & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & 0 & R_{r_{\beta_1}} & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & R_{r_{\alpha_{\frac{(N_{bar}-1)}{2}}}} & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & R_{r_{\beta_{\frac{(N_{bar}-1)}{2}}}} \end{bmatrix}, \qquad 2\text{-}19$$

Ces matrices ont été exprimées pour des dimensions (statorique et rotorique) impaires. Pour des dimensions paires, une deuxième composante homopolaire s'ajoute à la fin de la matrice (dernière case de la diagonale).

Les termes qui apparaissent sur les diagonales de ces trois matrices, peuvent être définis comme suit :

- $L_{s_{\alpha_u}} = L_{s_{\beta_u}}$: est l'inductance statorique cyclique liée au plan numéro « u » de la base de Concordia statorique ;
- $L_{r_{\alpha_u}} = L_{r_{\beta_u}}$: est l'inductance rotorique cyclique liée au plan numéro « u » de la base de Concordia rotorique ;
- $R_{r_{\alpha_u}} = R_{r_{\beta_u}}$: est la résistance rotorique cyclique liée au plan numéro « u » de la base de Concordia rotorique ;

2.1.2.2 Transformation de la matrice d'inductance mutuelle stator-rotor

La matrice d'inductance mutuelle stator-rotor $\underline{L_{sr}}(\theta)$ est caractérisée par la superposition de l'ensemble des harmoniques d'espace sur chaque élément de la matrice. La transformation de Concordia permet de séparer ces harmoniques selon différents plans statoriques et rotoriques.

Plusieurs travaux scientifiques ont abordé l'application de la transformation par composantes symétriques aux machines avec « M » phases statoriques et « N » phases rotoriques. On cite d'abord la référence [20], datant de 1959 , qui explique l'origine de ce type de transformation mathématique et ses intérêts, avec une application sur la matrice d'inductance mutuelle stator-rotor. Cependant, dans l'application présentée, un seul harmonique d'espace a été considéré (le fondamental « 1p »). La référence [56], datant de 1983, aborde cette transformation de façon plus générale, en considérant tous les harmoniques d'espace possibles. En revanche, dans cette publication, l'expression de l'inductance mutuelle dans la base de Concordia, est relativement complexe et ne permet pas de voir clairement les superpositions des harmoniques d'espaces qui apparaissent en fonction du nombre de barres rotoriques choisi. Enfin, une publication plus récente [59] a présenté cette transformation de façon plus claire, mais uniquement pour un nombre réduit d'harmoniques d'espace (harmoniques « 1p », « 3p », « 5p » et « 7p » pour une machine à induction à 5 phases).

L'objectif dans cette section, est donc de proposer une représentation plus globale de la matrice d'inductance mutuelle stator-rotor dans la base de Concordia, comme le montre la Figure 2.2.

Comme illustré dans cette figure, chaque harmonique d'espace de rang « k » apparait dans une seule cellule. Chaque cellule correspond à : soit une matrice (2x2), un vecteur de deux éléments, ou un scalaire (comme indiqué dans la légende en bas de la figure).

Pour un harmonique d'espace donné, on définit deux rangs : rang statorique et rang rotorique. Le rang statorique correspond au nombre naturel non nul « k », ce qui correspond en d'autres termes à un rang « électrique ». Le rang rotorique correspond à « k.p » (« p » étant le nombre de paires de pôles selon lequel le bobinage statorique est conçu), ce qui correspond en d'autres termes à un rang « mécanique ».

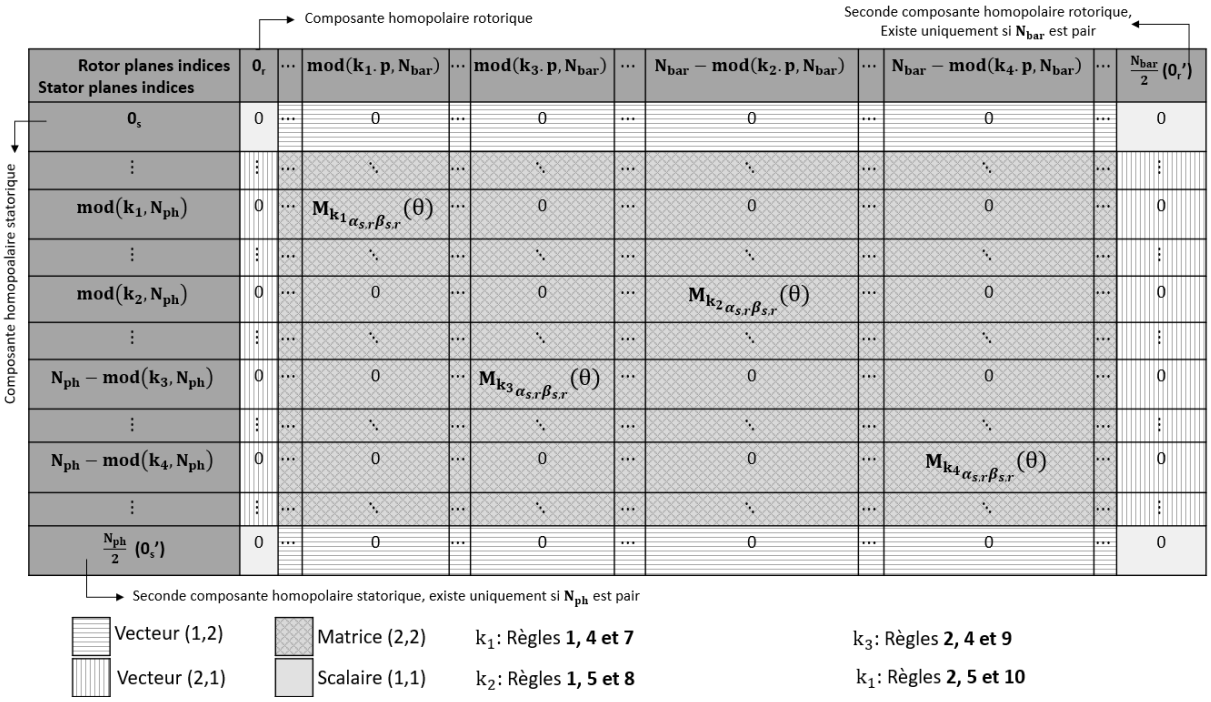


Figure 2.2 : Matrice d'inductance mutuelle stator-rotor transformée $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$.

Dans l'Annexe 1, une analyse détaillée de la répartition des harmoniques d'espace sur la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$, dans la base découplée de Concordia, est fournie.

La position (cellule) d'un harmonique d'espace « k » (ou « k.p » si on considère son rang rotorique ou mécanique) dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$ est déterminée selon :

- La valeur de « $\mathrm{mod}(k, N_{ph})$ » pour les numéros de lignes (voir les règles 1, 2, 3 et 3-bis dans l'Annexe 1) ;
- La valeur de « $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar})$ » pour les numéros de colonnes (voir les règles 4, 5, 6 et 6-bis dans l'Annexe 1).

Une cellule correspondant à une matrice (2x2) représente l'intersection entre un plan α-β statorique et un autre rotorique. La forme générale de ces matrices peut s'écrire comme suit :

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \frac{\sqrt{N_{ph}.N_{bar}}}{2}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix} \cos(-kp\theta + \varphi_{sr_k}) & \delta_{sr_{12}}\sin(-kp\theta + \varphi_{sr_k}) \\ \delta_{sr_{21}}\sin(-kp\theta + \varphi_{sr_k}) & \delta_{sr_{22}}\cos(-kp\theta + \varphi_{sr_k}) \end{pmatrix}, \qquad 2\text{-}20$$

Avec $\delta_{sr_{ij}} = \pm 1$, selon la catégorie de l'harmonique d'espace « k » (ou « k.p » si on considère son rang rotorique ou mécanique). Les règles 7 à 10 de l'Annexe 1 présentent les différents cas possibles de « $\delta_{sr_{ij}}$ ». Le reste des règles (de 11 à 19) présentent les cas particuliers de répartition sur des composantes homopolaires statoriques et/ou rotoriques.

Dans le cas où plusieurs harmoniques d'espace sont répartis sur le même plan statorique et rotorique (même cellule dans la Figure 2.2), les matrices $\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta)$ qui leur correspondent sont superposées.

Cette section propose une nouvelle approche de représentation « visuelle » de la répartition des harmoniques d'espace sur la matrice d'inductance mutuelle stator-rotor dans la base de Concordia. Cette représentation, permet d'identifier les interactions indésirables, entre les harmoniques d'espace, au niveau du rotor, qui peuvent apparaitre en fonction du nombre de barres, comme cela sera montré dans la section 2.3 (applications sur machines à 3 et à 5 phases avec différents nombres de barres). Cette approche constitue donc un outil nécessaire pour la conception des rotors pour machines à induction polyphasées.

2.1.2.3 Transformation du vecteur courant statorique

Le bobinage statorique polyphasé peut être alimenté par différentes séquences d'alimentation (comme expliqué dans la section 1.2.1). L'intervalle des séquences d'alimentation « u » possibles dans une machine à « N_{ph} » phases est :

$$u \in [0, 1 \cdots N_{ph} - 1] \qquad 2\text{-}21$$

Tel que la séquence « u=0 » correspond à l'homopolaire.

Si on considère un bobinage alimenté par une séquence « u », le courant dans une phase statorique « i » peut être exprimé comme suit :

$$I_{s_i} = I_{s_u}.\sin\left(2\pi.f_{s_u}.t - (i-1).u.\frac{2\pi}{N_{ph}} + \varphi_{s_u}\right), \qquad 2\text{-}22$$

Le vecteur de courant statorique dans la base naturelle s'exprime donc comme suit :

$$\underline{I_s} = \begin{pmatrix} I_{s_0} \\ I_{s_1} \\ \vdots \\ I_{s_{N_{ph}-1}} \end{pmatrix}, \qquad 2\text{-}23$$

Si le stator est alimenté par une seule séquence « u » (non homopolaire), et donc avec des courants sinusoïdaux (contenants un seul harmonique), la transformation de Concordia réduit la dimension statorique de « N_{ph} », dans la base naturelle, à « 2 » (un plan α-β statorique), dans la base découplée. Le vecteur de courant statorique découplé $\underline{I_{s_{\alpha\beta}}}$ dépend de la (ou les) séquence(s) « u » imposée(s). Les différents cas de séquences, et leur répartition sur le vecteur $\underline{I_{s_{\alpha\beta}}}$ sont illustrés dans la Table 2.1.

Quatre différents cas de séquences ont été présentés dans la Table 2.1 :

- $u_0 = N_{ph}$ (Composante homopolaire) à Exemple d'une machine à 6 phases : $u_0 = 6$;
- $u_1 < \left\lfloor \frac{N_{ph}}{2} \right\rfloor$ ($\leq$ si N_{ph} est impair) à Exemple d'une machine à 6 phases : $u_1 = 1$ ou 2;
- $u_2 > \left\lfloor \frac{N_{ph}}{2} \right\rfloor$ à Exemple d'une machine à 6 phases : $u_2 = 4$ ou 5;
- $u_0' = \frac{N_{ph}}{2}$ (seconde composante homopolaire pour N_{ph} pair) à Exemple d'une machine à 6 phases : $u_0' = 3$.

Indice	**Vecteur de courant statorique transformé** $\underline{I_{s_{\alpha\beta}}}$
1	$\sqrt{N_{ph}}.I_{s_{u_0}}.\sin\left(2\pi f_{s_{u_0}}.t + \varphi_{s_{u_0}}\right)$
$\vdots$	$\vdots$
$2.u_1$	$\sqrt{\frac{N_{ph}}{2}}.I_{s_{u_1}}.\sin\left(2\pi f_{s_{u_1}}.t + \varphi_{s_{u_1}}\right)$
$2.u_1 + 1$	$-\sqrt{\frac{N_{ph}}{2}}.I_{s_{u_1}}.\cos\left(2\pi f_{s_{u_1}}.t + \varphi_{s_{u_1}}\right)$
$\vdots$	$\vdots$
$2.(N_{ph} - u_2)$	$\sqrt{\frac{N_{ph}}{2}}.I_{s_{u_2}}.\sin\left(2\pi f_{s_{u_2}}.t + \varphi_{s_{u_2}}\right)$
$2.(N_{ph} - u_2)+1$	$\sqrt{\frac{N_{ph}}{2}}.I_{s_{u_2}}.\cos\left(2\pi f_{s_{u_2}}.t + \varphi_{s_{u_2}}\right)$
$\vdots$	$\vdots$
N_{ph}	$\sqrt{N_{ph}}.I_{s_{u_0'}}.\sin\left(2\pi f_{s_{u_0'}}.t + \varphi_{s_{u_0'}}\right)$

Table 2.1 : Vecteur courant statorique transformé $\underline{I_{s_{\alpha\beta}}}$ (base découplée de Concordia).

2.1.2.4 Transformation du vecteur courant rotorique

Dans un bobinage ayant un nombre entier d'encoches par paire de pôles et par phase, c.à.d. 2.spp = entier (incluant les bobinages fractionnaires particuliers comme spp = 0.5, 1.5 …), la séquence d'alimentation « u » génère un ensemble d'harmoniques d'espace « F_u », définit comme suit [58] :

$$F_u = \{Z.N_{ph} + u\}p \qquad Z = 0, 1, -1, 2, -2, 3, -3 \ldots \tag{2-24}$$

Comme montré dans l'équation 2-24, tous les harmoniques d'espace sont des multiples de « p », le nombre de paires de pôles.

Par exemple :

- Pour N_{ph}=3, un nombre de paires de pôles « p » et la séquence statorique « u=1 », F_u=p{1, -2, 4, -5, 7, -8, 10, -11, 13…} ;
- Pour N_{ph}=5 : pour « u=1 », F_u=p{1, -4, 6, -9, 11, -14, 16, -19, 21…} ; pour « u=2 », F_u=p{2, -3, 7, -8, 12, -13, 17…} et pour « u=3 », Fu=p{-2, 3, -7, 8, -12, 13, -17…}. On remarque que les séquences « u=2 » et « u=3 » génèrent le même ensemble d'harmoniques d'espace, mais avec des signes opposés. En effet, le signe négatif correspond à un harmonique d'espace associé à une onde qui tourne dans le sens contraire par rapport au fondamental.

Dans une machine à induction, pour une séquence d'alimentation « u » avec une fréquence de courants statoriques « f_s », chaque harmonique d'espace « v.p » (« v » peut être positif ou négatif, comme expliqué ci-dessus) appartenant à l'ensemble « F_u » induit un harmonique de courant rotorique (circulant dans les barres) d'une fréquence « $f_{r_{vp}}$ », qui peut être déterminée comme suit (en considérant la vitesse mécanique du rotor) :

$$f_{r_{vp}} = f_s - v.p.\frac{\Omega_{mec}}{2\pi} \tag{2-25}$$

Le courant dans une barre rotorique « i », induit par la série d'harmoniques d'espace « F_u », peut donc être exprimé comme suit :

$$I_{r_i} = \sum_v \left[I_{r_{vp}}.\sin\left(2\pi.f_{r_{vp}}.t - (i-1).v.p.\frac{2\pi}{N_{bar}} + \varphi'_{r_{vp}}\right)\right] \tag{2-26}$$

Tel que : « $I_{r_{vp}}$ » est l'amplitude de l'harmonique de courants rotorique de rang « v.p », $\varphi'_{r_{vp}}$ est son argument et « $f_{r_{vp}}$ » est sa fréquence. Il faut noter que ces fréquences (« $f_{r_{vp}}$ »), ne sont généralement pas synchrones entre elles. En d'autres termes, une fréquence « $f_{r_{vp}}$ » n'est généralement pas multiple de la fréquence fondamentale « $f_{r_{up}}$ » générée par l'harmonique d'espace principal « u.p » (« u » étant la séquence statorique).

Le vecteur de courant rotorique transformé, dans une base découplée, contient les harmoniques induits par la famille « F_u » des harmoniques d'espace répartis sur différents plans α-β rotoriques, comme montré dans la Table 2.2.

Indice	**Vecteur de courant rotorique transformé $\underline{I_{r_{\alpha\beta}}}$**
1	$\sqrt{N_{bar}}.I_{r_{v_0p}}.\sin\left(2\pi\lvert f_{r_{v_0p}}\rvert.t+\varphi_{r_{v_0p}}\right)$
⋮	⋮
$2.\mathrm{mod}(\lvert v_1\rvert.p,N_{bar})$	$\sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{v_1p}}.\sin\left(2\pi\lvert f_{r_{v_1p}}\rvert.t+\varphi_{r_{v_1p}}\right)$
$2.\mathrm{mod}(\lvert v_1\rvert.p,N_{bar})+1$	$-\sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{v_1p}}.\cos\left(2\pi\lvert f_{r_{v_1p}}\rvert.t+\varphi_{r_{v_1p}}\right)$
⋮	⋮
$2.\mathrm{mod}(\lvert v_2\rvert.p,N_{bar})$	$\sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{v_2p}}.\sin\left(2\pi\lvert f_{r_{v_2p}}\rvert.t+\varphi_{r_{v_2p}}\right)$
$2.\mathrm{mod}(\lvert v_2\rvert.p,N_{bar})+1$	$\sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{v_2p}}.\cos\left(2\pi\lvert f_{r_{v_2p}}\rvert.t+\varphi_{r_{v_2p}}\right)$
⋮	⋮
$2.\left(N_{bar}-\mathrm{mod}(\lvert v_3\rvert.p,N_{bar})\right)$	$\sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{v_3p}}.\sin\left(2\pi\lvert f_{r_{v_3p}}\rvert.t+\varphi_{r_{v_3p}}\right)$
$2.\left(N_{bar}-\mathrm{mod}(\lvert v_3\rvert.p,N_{bar})\right)+1$	$\sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{v_3p}}.\cos\left(2\pi\lvert f_{r_{v_3p}}\rvert.t+\varphi_{r_{v_3p}}\right)$
⋮	⋮
$2.\left(N_{bar}-\mathrm{mod}(\lvert v_4\rvert.p,N_{bar})\right)$	$\sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{v_4p}}.\sin\left(2\pi\lvert f_{r_{v_4p}}\rvert.t+\varphi_{r_{v_4p}}\right)$
$2.\left(N_{bar}-\mathrm{mod}(\lvert v_4\rvert.p,N_{bar})\right)+1$	$-\sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{v_4p}}.\cos\left(2\pi\lvert f_{r_{v_4p}}\rvert.t+\varphi_{r_{v_4p}}\right)$
⋮	⋮
N_{bar}	$\sqrt{N_{bar}}.I_{r_{v'_0p}}.\sin\left(2\pi\lvert f_{r_{v'_0p}}\rvert.t+\varphi_{r_{v'_0p}}\right)$

Table 2.2 : Vecteur de courant rotorique transformé $\underline{I_{r_{\alpha\beta}}}$ (base découplée de Concordia).

La Table 2.2 illustre 6 différents cas de répartition d'harmoniques de courant rotorique sur les plans de la base découplée : v_0, v_1, v_2, v_3, v_4, v'_0.

- $\mathrm{mod}(\lvert v_0\rvert.p,N_{bar})=N_{bar}$ (Composante homopolaire rotorique) ;

- $\mathrm{mod}(|v_1|.p, N_{bar}) < \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$ ($\leq$ si N_{bar} est impair), et v_1 et $f_{r_{v_1 p}}$ ont le même signe (positifs ou négatifs) ;
- $\mathrm{mod}(|v_2|.p, N_{bar}) < \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$ ($\leq$ si N_{bar} est impair), et v_2 et $f_{r_{v_2 p}}$ ont des signes différents ;
- $\mathrm{mod}(|v_3|.p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$, et v_3 et $f_{r_{v_3 p}}$ ont le même signe ;
- $\mathrm{mod}(|v_4|.p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$, et v_4 et $f_{r_{v_4 p}}$ ont des signes différents ;
- $\mathrm{mod}(|v_0'|.p, N_{bar}) = \frac{N_{bar}}{2}$ (pour N_{bar} pair).

Dans le cas où deux harmoniques d'espace différents « $v_1.p$ » et « $v_2.p$ », générés par la séquence statorique « u », se répartissent sur le même plan rotorique $\{\alpha_{r_v}, \beta_{r_v}\}$ (ou la même droite rotorique homopolaire $\{0_r\}$ ou $\{0_r'\}$), alors ils induisent des courants rotoriques de fréquences différentes, ce qui génère des couples pulsatoires.

Comme on peut constater dans la Table 2.2, les rangs d'harmoniques « v.p » et leurs fréquences « $f_{r_{vp}}$ » sont écrites en valeur absolue, en effet, selon l'équation 2-24, « v » peut être positif ou négatif, et donc les fréquences « $f_{r_{vp}}$ » déterminées par l'équation 2-25 peuvent aussi être positives ou négatives.

On peut également constater que les arguments des harmoniques de courants dans la base de Concordia sont « $\varphi_{r_{vp}}$ », et « $\varphi'_{r_{vp}}$ » dans la base naturelle. En effet, si la fréquence « f_{r_v} » est positive : « $\varphi_{r_{vp}} = \varphi'_{r_{vp}}$ » ; et si elle est négative : « $\varphi_{r_{vp}} = \pi - \varphi'_{r_{vp}}$ ».

2.1.3 Elaboration d'un modèle analytique : calcul des courants rotoriques et du couple à courants statoriques imposés

2.1.3.1 Calcul des courants rotoriques

- Dans la base naturelle :

Dans une machine à induction, uniquement le bobinage statorique est alimenté par une source d'énergie externe, l'alimentation du bobinage par des courants alternatifs permet de créer un champ tournant, ce qui induit des courants dans la cage rotorique (dont les barres sont court-circuitées).

En se basant sur les équations de tension de la machine à induction polyphasée (équation 2-1 à 2-4) dans la base naturelle, le vecteur de courant rotorique $\underline{I}_r$ peut être déterminé, pour des courants statoriques imposés (avec les matrices de résistances et d'inductances de la machine déjà identifiées). A partir de l'équation du flux rotorique 2-4, le vecteur de courant rotorique dans la base naturelle peut être exprimé comme suit :

$$\underline{I}_r = \underline{L_{rr}}^{-1}.(\underline{\phi}_r - \underline{L_{rs}}.\underline{I_s}) \qquad 2\text{-}27$$

En remplaçant 2-27 dans l'équation de tension rotorique 2-2, on obtient l'équation différentielle de premier ordre suivante :

$$\frac{d\underline{\phi}_r}{dt} = -\underline{R_r}.\underline{L_{rr}}^{-1}.\underline{\phi}_r + \underline{R_r}.\underline{L_{rr}}^{-1}.\underline{L_{rs}}.\underline{I_s} \qquad 2\text{-}28$$

L'équation 2-28 correspond à une représentation d'état en flux rotorique de la machine, l'entrée (imposée) étant le courant statorique. La matrice d'état est généralement régulière et le système peut être numériquement résolu avec une méthode du type Runge-Kutta (par exemple). En rapport à une estimation par éléments finis, le temps de calcul est négligeable. Si le système est résolu, le flux rotorique est connu, ce qui est équivalent à connaître le courant rotorique (la saturation n'étant pas prise en compte).

- Dans la base découplée :

Comme expliqué précédemment, la transformation de Concordia permet de réduire les dimensions statoriques et rotoriques, en séparant les harmoniques de courant et d'espace sur différents plans α-β (statoriques et rotoriques).

Quant aux courants rotoriques, cette transformation permet de répartir les différents harmoniques de temps, induits par la présence des harmoniques d'espace dans la fonction de bobinage, sur différents plans α-β rotoriques (comme illustré dans la Table 2.2). Cela permet de déterminer les courants dans les barres rotoriques par une approche fréquentielle, harmonique par harmonique, par des équations simplifiées (qui nécessitent moins d'efforts calculatoires que la résolution de l'équation différentielle 2-28 dans la base naturelle). En d'autres termes, cette approche permet de calculer l'amplitude et la phase du courant rotorique induit par l'harmonique d'espace d'ordre « v.p ». Ce calcul est effectué en transformant les équations en flux et en tension du circuit rotorique dans la base de Concordia, ce qui permet notamment de déterminer l'impédance de la boucle rotorique.

A partir de l'équation de tension rotorique dans la base découplée (2-14), la dérivée du flux rotorique peut être exprimée en fonction du courant rotorique :

$$\frac{d\underline{\underline{\phi_{r_{\alpha\beta}}}}}{dt} = -\underline{R_{r_{\alpha\beta}}}.\underline{I_{r_{\alpha\beta}}} \qquad 2\text{-}29$$

Comme illustré dans la Table 2.2, une composante harmonique « v.p » du courant rotorique (hors homopolaire), se positionne sur un plan α-β rotorique, et donc correspond à un vecteur de cette forme :

$$\underline{I_{r_{\alpha\beta vp}}} = \sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{vp}}.\begin{bmatrix} \sin\left(|\omega_{r_{vp}}|.t + \varphi_{r_{vp}}\right) \\ \delta_r \cos\left(|\omega_{r_{vp}}|.t + \varphi_{r_{vp}}\right) \end{bmatrix} \qquad 2\text{-}30$$

Tel que $\delta_r = \pm 1$ (les différents cas sont expliqués dans la section 2.1.2.4), et $|\omega_{r_{vp}}| = 2\pi|f_{r_{vp}}|$.

La composante harmonique « v.p » du flux rotorique peut donc être exprimée (en se basant sur l'équation 2-29) :

$$\underline{\phi_{r_{\alpha\beta vp}}} = \sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{vp}}.\begin{bmatrix} \frac{R_{r_{\alpha vp}}}{|\omega_{r_{vp}}|}.\cos\left(|\omega_{r_{vp}}|.t + \varphi_{r_{vp}}\right) \\ -\delta_r.\frac{R_{r_{\beta vp}}}{|\omega_{r_{vp}}|}.\sin\left(|\omega_{r_{vp}}|.t + \varphi_{r_{vp}}\right) \end{bmatrix} \qquad 2\text{-}31$$

En exprimant l'équation 2-16 du flux rotorique dans la base découplée pour un harmonique quelconque « v.p », faisant partie de la famille d'harmoniques rotoriques « F_u » engendrée par la séquence statorique « u », on obtient :

$$\sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{vp}}.\begin{bmatrix} \frac{R_{r_{\alpha_{vp}}}}{\left|\omega_{r_{vp}}\right|}.\cos\left(\left|\omega_{r_{vp}}\right|.t+\varphi_{r_{vp}}\right) \\ -\delta_r.\frac{R_{r_{\beta_{vp}}}}{\left|\omega_{r_{vp}}\right|}.\sin\left(\left|\omega_{r_{vp}}\right|.t+\varphi_{r_{vp}}\right) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{vp}}.\begin{bmatrix} L_{r_{\alpha_{vp}}}.\sin\left(\left|\omega_{r_{vp}}\right|.t+\varphi_{r_{vp}}\right) \\ \delta_r.L_{r_{\beta_{vp}}}.\cos\left(\left|\omega_{r_{vp}}\right|.t+\varphi_{r_{vp}}\right) \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{N_{ph}.N_{bar}}}{2}M_{sr_{vp}}\begin{bmatrix} \cos\left(-|v|p\theta+\varphi_{sr_{vp}}\right) & \delta_{sr_{21}}\sin\left(-|v|p\theta+\varphi_{sr_{vp}}\right) \\ \delta_{sr_{12}}\sin\left(-|v|p\theta+\varphi_{sr_{vp}}\right) & \delta_{sr_{22}}\cos\left(-|v|p\theta+\varphi_{sr_{vp}}\right) \end{bmatrix}.\sqrt{\frac{N_{ph}}{2}}I_{s_u}\begin{bmatrix} \sin\left(\omega_{s_u}.t+\varphi_{s_u}\right) \\ \delta_s\cos\left(\omega_{s_u}.t+\varphi_{s_u}\right) \end{bmatrix} \quad 2\text{-}32$$

Cette équation 2-32 est une égalité de deux vecteurs colonnes à deux éléments. En prenant donc la première ligne de l'équation (correspondant à la composante « α_{vp} »), on obtient :

$$I_{r_{vp}}.\left(\frac{R_{r_{\alpha_{vp}}}}{\left|\omega_{r_{vp}}\right|}.\cos\left(\left|\omega_{r_{vp}}\right|.t+\varphi_{r_{vp}}\right)-L_{r_{\alpha_{vp}}}.\sin\left(\left|\omega_{r_{vp}}\right|.t+\varphi_{r_{vp}}\right)\right) = \frac{N_{ph}}{2}.I_{s_u}.M_{sr_{vp}}.\sin\left(\delta_1\left|\omega_{r_{vp}}\right|.t+\delta_2\varphi_{s_u}+\delta_3\varphi_{sr_{vp}}\right) \quad 2\text{-}33$$

Tel que δ_1, δ_2 et $\delta_3 = \pm 1$, selon les signes du rang d'harmonique de courant rotorique « v.p » et de la fréquence associée « $f_{r_{vp}}$ ».

En se basant sur l'équation 2-33, l'amplitude de l'harmonique « v.p » du courant rotorique s'exprime, dans tous les cas (quels que soient les signes de « v » et de « $f_{r_{vp}}$ »), comme suit :

$$I_{r_{vp}} = \frac{N_{ph}}{2}.I_{s_u}.\frac{M_{sr_{vp}}}{\sqrt{\left(\frac{R_{r_{\alpha_{vp}}}}{\left|\omega_{r_{vp}}\right|}\right)^2+L_{r_{\alpha_{vp}}}^2}} \quad 2\text{-}34$$

Quant à l'argument « $\varphi_{r_{vp}}$ », son expression dépend des signes de « v » et de « $f_{r_{vp}}$ » :

- Si $v > 0$ et $f_{r_{vp}} > 0$:

$$\varphi_{r_{vp}} = \varphi_{sr_{vp}} - \operatorname{atan}\left(-\frac{R_{r_{\alpha_{vp}}}}{\left|\omega_{r_{vp}}\right|.L_{r_{\alpha_{vp}}}}\right) - \pi + \varphi_{s_u} \quad 2\text{-}35$$

- Si $v > 0$ et $f_{r_{vp}} < 0$:

$$\varphi_{r_{vp}} = -\varphi_{sr_{vp}} - \operatorname{atan}\left(-\frac{R_{r_{\alpha_{vp}}}}{\left|\omega_{r_{vp}}\right|.L_{r_{\alpha_{vp}}}}\right) - \varphi_{s_u} \quad 2\text{-}36$$

- Si $v < 0$ et $f_{r_{vp}} > 0$:

$$\varphi_{r_{vp}} = -\varphi_{sr_{vp}} - \operatorname{atan}\left(-\frac{R_{r_{\alpha_{vp}}}}{\left|\omega_{r_{vp}}\right|.L_{r_{\alpha_{vp}}}}\right) - \pi + \varphi_{s_u} \quad 2\text{-}37$$

- Si $v < 0$ et $f_{r_{vp}} < 0$:

$$\varphi_{r_{vp}} = \varphi_{sr_{vp}} - \operatorname{atan}\left(-\frac{R_{r_{\alpha vp}}}{\left|\omega_{r_{vp}}\right| . L_{r_{\alpha vp}}}\right) - \varphi_{s_u} \qquad 2\text{-}38$$

Avec ces équations, les composantes harmoniques du courant rotorique peuvent être déterminées par un calcul instantané. Cela est surtout intéressant pour l'étude de la machine sur différents points de fonctionnement (variation du courant d'alimentation, de la fréquence, du glissement …etc.), alors qu'avec la méthode numérique de résolution de l'équation différentielle dans la base naturelle, la simulation d'un grand nombre de points de fonctionnement nécessite un effort calculatoire plus important et ceci d'autant plus qu'une partie significative du temps de simulation est consacrée au transitoire lié à l'élimination des conditions initiales (comme cela est observé en calcul éléments finis).

Par ailleurs, avec cette approche, la contribution de chaque harmonique d'espace dans la production du couple peut être isolée, et donc analysée de façon plus aisée que dans la base naturelle.

2.1.3.2 Calcul du couple

- Dans la base naturelle :

Le couple peut être calculé dans la base naturelle par la formule suivante [56] :

$$T = \underline{I'_s} . \frac{d\underline{\underline{L_{sr}}}(\theta)}{d\theta} . \underline{I_r} \qquad 2\text{-}39$$

Tel que $\underline{I'_s}$ est la transposée du vecteur courant statorique dans la base naturelle, $\underline{I'_s}$ correspond donc à un vecteur ligne de dimension « N_{ph} ».

Comme le montre l'équation 2-39, le couple dépend du courant statorique, de la dérivée de l'inductance mutuelle stator-rotor et des courants rotoriques. Dans la base naturelle, il est difficile d'isoler la contribution de chaque harmonique d'espace dans la production du couple, alors que cela se fait naturellement dans la base découplée de Concordia.

- Dans la base découplée :

Dans la base découplée de Concordia, les harmoniques d'espace, présents dans la matrice inductance mutuelle stator-rotor, ainsi que les harmoniques de temps induit dans les courants rotoriques, peuvent être répartis sur différents plans α-β. Le couple développé sur un plan $\{\alpha_{r_v}, \beta_{r_v}\}$ rotorique donné, est le produit scalaire de la dérivée, par rapport à la position angulaire, du flux mutuel stator-rotor (induit dans les boucles rotoriques par l'alimentation statorique), par le courant rotorique. Considérons l'harmonique de flux stator-rotor appartenant au le plan $\{\alpha_{r_v}, \beta_{r_v}\}$ qui est induit par l'harmonique spatial de rang « $v_1.p$ » caractérisé par la pulsation « ω_1 », et l'harmonique du courant rotorique appartenant au même plan $\{\alpha_{r_v}, \beta_{r_v}\}$ qui est induit par l'harmonique spatial de rang « $v_2.p$ » caractérisé par la pulsation « ω_2 », le couple produit par l'interaction des deux harmoniques (du flux et du courant rotorique) pulse à la différence des pulsations « ω_1 » et « ω_2 » :

- Si « $v_1 = v_2 = v$ », donc « $\omega_1 = \omega_2$ », le couple produit est constant de valeur moyenne non nulle, appelé « T_v » ci-dessous ;

- Si « v_1 » est différent de « v_2 » (deux harmoniques d'espace différents répartis sur le même plan rotorique), donc « $\omega_1 \neq \omega_2$ », le couple produit est pulsatoire de valeur moyenne nulle, appelé « $T_{v_1-v_2}$ » ci-dessous ;

Le couple « T_{vp} » constant, lié à un harmonique d'espace « v.p » est exprimé comme suit :

$$T_{vp} = \sqrt{\frac{N_{ph}}{2}} I_{s_u}\left[\sin\left(\omega_{s_u}.t + \varphi_{s_u}\right) \quad \delta_s \cos\left(\omega_{s_u}.t + \varphi_{s_u}\right)\right].$$
$$\frac{\sqrt{N_{ph}.N_{bar}}}{2}|v|.p.M_{sr_{vp}}\begin{bmatrix} \sin\left(-|v|p\theta + \varphi_{sr_{vp}}\right) & -\delta_{sr_{12}}\cos\left(-|v|p\theta + \varphi_{sr_{vp}}\right) \\ -\delta_{sr_{21}}\cos\left(-|v|p\theta + \varphi_{sr_{vp}}\right) & \delta_{sr_{22}}\sin\left(-|v|p\theta + \varphi_{sr_{vp}}\right)\end{bmatrix}.\sqrt{\frac{N_{bar}}{2}}.I_{r_{vp}}.\begin{bmatrix}\sin\left(\left|\omega_{r_{vp}}\right|.t + \varphi_{r_{vp}}\right) \\ \delta_r.\cos\left(\left|\omega_{r_{vp}}\right|.t + \varphi_{r_{vp}}\right)\end{bmatrix} \quad 2\text{-}40$$

L'expression finale du couple « T_{vp} » dépend des signes de « v » et de « $\omega_{r_{vp}}$ » :

- Si $v > 0$ et $f_{r_{vp}} > 0$:

$$T_{vp} = \frac{N_{ph}.N_{bar}}{4}.p.|v|.I_{s_u}.I_{r_{vp}}.M_{sr_{vp}}.\sin\left(\varphi_{s_u} - \varphi_{r_{vp}} + \varphi_{sr_{vp}}\right) \quad 2\text{-}41$$

- Si $v > 0$ et $f_{r_{vp}} < 0$:

$$T_{vp} = \frac{N_{ph}.N_{bar}}{4}.p.|v|.I_{s_u}.I_{r_{vp}}.M_{sr_{vp}}.\sin\left(-\varphi_{s_u} - \varphi_{r_{vp}} - \varphi_{sr_{vp}}\right) \quad 2\text{-}42$$

- Si $v < 0$ et $f_{r_{vp}} > 0$:

$$T_{vp} = \frac{N_{ph}.N_{bar}}{4}.p.|v|.I_{s_u}.I_{r_{vp}}.M_{sr_{vp}}.\sin\left(-\varphi_{s_u} + \varphi_{r_{vp}} + \varphi_{sr_{vp}}\right) \quad 2\text{-}43$$

- Si $v < 0$ et $f_{r_{vp}} < 0$:

$$T_{vp} = \frac{N_{ph}.N_{bar}}{4}.p.|v|.I_{s_u}.I_{r_{vp}}.M_{sr_{vp}}.\sin\left(\varphi_{s_u} + \varphi_{r_{vp}} - \varphi_{sr_{vp}}\right) \quad 2\text{-}44$$

Le couple pulsatoire « $T_{v_1p-v_2p}$ » généré par l'interaction entre l'harmonique de rang « v_1.p » de l'inductance mutuelle stator-rotor et l'harmonique de rang « v_2.p » du courant rotorique (dont la fréquence est « $f_{r_{v_2p}}$ ») peut être exprimé comme suit :

$$T_{v_1p-v_2p} = \frac{N_{ph}.N_{bar}}{4}.p.|v_1|.I_{s_u}.I_{r_{v_2p}}.M_{sr_{v_1p}}.$$
$$\sin\left(\boldsymbol{\delta_s}\left(\omega_{s_u}.t + \varphi_{s_u}\right) + \boldsymbol{\delta_r}\left(|\omega_{r_{v_2p}}|.t + \varphi_{r_{v_2p}}\right) + \boldsymbol{\delta_{sr}}\left(-|v_1|.p.\Omega_{mec}.t + \varphi_{sr_{v_1p}}\right)\right) \quad 2\text{-}45$$

Tel que : $\boldsymbol{\delta_s}, \boldsymbol{\delta_r}$ et $\boldsymbol{\delta_{sr}} = \pm 1$ selon les règles qui régissent les deux harmoniques « v_1.p » et « v_2.p » (voir l'Annexe 1 et la sections 2.1.2.4). La fréquence d'une composante pulsatoire du couple « $T_{v_1p-v_2p}$ » est donc égale à : « $\boldsymbol{\delta_s}.f_{s_u} + \boldsymbol{\delta_r}.f_{r_{v_2p}} - \boldsymbol{\delta_{sr}}|v_1|.p.\frac{\Omega_{mec}}{2\pi}$ ».

La Table 2.3 illustre les coefficients δ_s, δ_r et δ_{sr} pour les différents cas d'interactions possibles.

Si l'harmonique de l'inductance mutuelle stator-rotor et l'harmonique du courant rotorique sont du même rang « $v_1 = v_2$ », le couple produit est constant, ce qui correspond aux expressions de 2-41 à 2-44 décrivant les différents cas du couple « T_{vp} ». L'équation 2-45 (avec la Table 2.3) représente donc une expression plus générale du couple.

Séquence « u »		$\mathrm{mod}(u, N_{ph}) \leq \left\lfloor \frac{N_{ph}}{2} \right\rfloor$		$\mathrm{mod}(u, N_{ph}) > \left\lfloor \frac{N_{ph}}{2} \right\rfloor$	
Harmonique de courant rotorique : « $v_2.p$ »		« $v_2 x\, f_{r_{v_2p}} > 0$ » et $\mathrm{mod}(v_2 p, N_{bar}) \leq \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$ **OU** « $v_2 x\, f_{r_{v_2p}} < 0$ » et $\mathrm{mod}(v_2 p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$	« $v_2 x\, f_{r_{v_2p}} < 0$ » et $\mathrm{mod}(v_2 p, N_{bar}) \leq \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$ **OU** « $v_2 x\, f_{r_{v_2p}} > 0$ » et $\mathrm{mod}(v_2 p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$	« $v_2 x\, f_{r_{v_2p}} > 0$ » et $\mathrm{mod}(v_2 p, N_{bar}) \leq \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$ **OU** « $v_2 x\, f_{r_{v_2p}} < 0$ » et $\mathrm{mod}(v_2 p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$	« $v_2 x\, f_{r_{v_2p}} < 0$ » et $\mathrm{mod}(v_2 p, N_{bar}) \leq \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$ **OU** « $v_2 x\, f_{r_{v_2p}} > 0$ » et $\mathrm{mod}(v_2 p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}}{2} \right\rfloor$
Règle régissant l'harmonique de $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$: « $v_1.p$ »	7	$\delta_s = 1$ $\delta_r = -1$ $\delta_{sr} = 1$	$\delta_s = -1$ $\delta_r = -1$ $\delta_{sr} = -1$	$\delta_s = 1$ $\delta_r = 1$ $\delta_{sr} = -1$	$\delta_s = -1$ $\delta_r = 1$ $\delta_{sr} = 1$
	8	$\delta_s = -1$ $\delta_r = -1$ $\delta_{sr} = -1$	$\delta_s = 1$ $\delta_r = -1$ $\delta_{sr} = 1$	$\delta_s = -1$ $\delta_r = 1$ $\delta_{sr} = 1$	$\delta_s = 1$ $\delta_r = 1$ $\delta_{sr} = -1$
	9	$\delta_s = 1$ $\delta_r = 1$ $\delta_{sr} = -1$	$\delta_s = -1$ $\delta_r = 1$ $\delta_{sr} = 1$	$\delta_s = 1$ $\delta_r = -1$ $\delta_{sr} = 1$	$\delta_s = -1$ $\delta_r = -1$ $\delta_{sr} = -1$
	10	$\delta_s = -1$ $\delta_r = 1$ $\delta_{sr} = 1$	$\delta_s = 1$ $\delta_r = 1$ $\delta_{sr} = -1$	$\delta_s = -1$ $\delta_r = -1$ $\delta_{sr} = -1$	$\delta_s = 1$ $\delta_r = -1$ $\delta_{sr} = 1$

Table 2.3 : Coefficients des composantes pulsatoires du couple, dues aux interactions entre les harmoniques d'espace et les harmoniques du courant rotorique (hors homopolaire rotorique)

Dans le cas où un harmonique de l'inductance mutuelle stator-rotor « $v_3.p$ » appartient à une composante homopolaire rotoriques (règles 15 à 18 dans l'Annexe 1), et un harmonique du courant rotorique, induit par « $v_4.p$ », appartient à la même composante homopolaire rotorique (dans le vecteur courant rotorique découplé $\underline{I_{r_{\alpha\beta}}}$), le couple développé par l'interaction de ces deux harmoniques s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned} T_{v_3p-v_4p} = {} & \frac{N_{ph}.N_{bar}}{4}.p.|v_3|.I_{s_u}.I_{r_{v_4p}}.M_{sr_{v_3p}}. \\ & \sin\left(\boldsymbol{\delta_{s1}}\left(\omega_{s_u}.t+\varphi_{s_u}\right)+\boldsymbol{\delta_{r1}}\left(\left|\omega_{r_{v_4p}}\right|.t+\varphi_{r_{v_4p}}\right)+\boldsymbol{\delta_{sr1}}\left(-|v_3|.p.\Omega_{mec}.t+\varphi_{sr_{v_3p}}\right)\right) \\ & +\sin\left(\boldsymbol{\delta_{s2}}\left(\omega_{s_u}.t+\varphi_{s_u}\right)+\boldsymbol{\delta_{r2}}\left(\left|\omega_{r_{v_4p}}\right|.t+\varphi_{r_{v_4p}}\right)+\boldsymbol{\delta_{sr2}}\left(-|v_3|.p.\Omega_{mec}.t+\varphi_{sr_{v_3p}}\right)\right) \end{aligned} \qquad 2\text{-}46$$

Les différents cas de valeurs des coefficients : $\delta_{s1}, \delta_{s2}, \delta_{r1}, \delta_{r2}$, δ_{sr1} et δ_{sr2}, sont présentés dans la Table 2.4. Comme remarqué dans l'équation 2-46, l'interaction entre deux harmoniques d'une composante homopolaire rotorique produit deux composantes pulsatoires du couple. Si l'harmonique de l'inductance mutuelle stator-rotor et l'harmonique du courant rotorique sont du même rang « $v_3 = v_4$ », l'interaction produit une composante de couple pulsatoire et une autre constante (l'une des deux fréquences de couple dans l'équation 2-46 est nulle).

Séquence « u »		$\mathrm{mod}(u, N_{ph}) \leq \left\lfloor \frac{N_{ph}}{2} \right\rfloor$	$\mathrm{mod}(u, N_{ph}) > \left\lfloor \frac{N_{ph}}{2} \right\rfloor$
Règle régissant l'harmonique de $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$: « v_3.p »	15 et 17	$\delta_{s1} = 1$ $\delta_{r1} = -1$ $\delta_{sr1} = 1$ $\delta_{s2} = -1$ $\delta_{r2} = -1$ $\delta_{sr2} = -1$	$\delta_{s1} = 1$ $\delta_{r1} = 1$ $\delta_{sr1} = -1$ $\delta_{s2} = -1$ $\delta_{r2} = 1$ $\delta_{sr2} = 1$
	16 et 18	$\delta_{s1} = 1$ $\delta_{r1} = 1$ $\delta_{sr1} = -1$ $\delta_{s2} = -1$ $\delta_{r2} = 1$ $\delta_{sr2} = 1$	$\delta_{s1} = 1$ $\delta_{r1} = -1$ $\delta_{sr1} = 1$ $\delta_{s2} = -1$ $\delta_{r2} = -1$ $\delta_{sr2} = -1$

Table 2.4 : coefficients des composantes pulsatoires du couple, dues aux harmoniques des composantes homopolaires rotoriques.

Le couple total, est donc la somme des couples constants « T_{vp} » et pulsatoires « $T_{v_i p - v_j p}$ » :

$$T = \sum_{v} T_{vp} + \sum_{v_i, v_j} T_{v_i p - v_j p} \qquad v_i \neq v_j \qquad 2\text{-}47$$

2.2 Calcul analytique des paramètres de la machine à induction polyphasée

2.2.1 Calcul des résistances

2.2.1.1 Au niveau du stator

Comme montré dans l'équation 2-5, la matrice de résistance statorique est diagonale, chaque phase a sa propre résistance, et pour un bobinage équilibré les résistances des différentes phases se valent. Pour un bobinage statorique caractérisé par : « p » : nombre de paires de pôles, « spp » : nombre d'encoches par pôle et par phase, « n_{cd_s} » : nombre de conducteurs par encoche, « S_{cd_s} » : la section d'un conducteur, « a » : nombre de voies en parallèle, « L_{ew} » : longueur d'une tête de bobine et « L_z » : longueur active de la machine, la résistance statorique peut être exprimée comme suit :

$$R_s = \rho . n_{cd_s} . spp . \frac{2(L_z + L_{ew})}{S_{cd_s}} . \frac{p}{a^2} \qquad 2\text{-}48$$

Tel que « ρ » est la résistivité du matériau utilisé pour les conducteurs statoriques (généralement le cuivre ou l'aluminium).

Il faut noter que la résistance statorique exprimée par l'équation 2-48 ne tient pas compte de l'effet de peau, qui est généralement négligeable pour les bobinages classiques à fils ronds (section des fils généralement faible) aux fréquences considérées.

2.2.1.2 Au niveau du rotor

Au niveau du rotor, la matrice de résistance rotorique est exprimée dans l'équation 2-7, où la résistance d'une barre rotorique et la résistance d'une portion d'anneau apparaissent. Pour une barre rotorique de section « S_{cd_r} » et de longueur « L_z », la résistance « en courant continu » ou « DC » est exprimée comme suit :

$$R_{b_{DC}} = \rho.\frac{L_z}{S_{cd_r}} \qquad 2\text{-}49$$

Les barres d'une cage rotoriques ont généralement une section considérable, l'effet de peau ne peut donc pas être toujours négligé (surtout du fait des harmoniques, si la fréquence des courants rotoriques est importante), le coefficient d'effet de peau peut être exprimé comme suit [38] :

$$K_p = \chi.\frac{\sinh(2.\chi)+\sin(2.\chi)}{\cosh(2.\chi)-\cos(2.\chi)} \qquad 2\text{-}50$$

Tel que :

$$\chi = H_b.\sqrt{\pi.g.f_s.\frac{\mu_0}{\rho}.\frac{W_b}{R_{rotor}.\varepsilon_r}} \qquad 2\text{-}51$$

Tel que : « H_b » est la profondeur radiale d'une barre, « W_b » est la largeur moyenne d'une barre (en unité de longueur), « ε_r » est l'ouverture d'encoche rotorique en radians, « R_{rotor} » est le rayon du rotor, « g » est le glissement, « f_s » est la fréquence des courants statoriques.

La résistance « en courant alternatif » ou « AC » est donc :

$$R_{b_{AC}} = K_p.R_{b_{DC}} \qquad 2\text{-}52$$

Il faut noter que de façon générale, les machines à induction fonctionnent à des faibles valeurs de glissement, et donc le facteur d'effet de peau exprimé dans l'équation 2-50 est proche de « 1 » pour les glissements faibles (faible fréquence rotorique fondamentale). Ce facteur tient compte uniquement de l'harmonique fondamental du courant rotorique. On note que les autres harmoniques, sont généralement à des fréquences beaucoup plus élevées, et peuvent avoir des amplitudes importantes, et peuvent donc amplifier considérablement l'effet de peau.

La résistance d'une portion de l'anneau de court-circuit est généralement déterminée de la même manière, avec la considération de « L_{er} » : longueur de portion de l'anneau et « S_{er} » comme section.

2.2.2 Calcul des inductances

Pour calculer les matrices inductances (dans la base naturelle) d'une machine à induction polyphasée, l'approche par fonction de bobinage est utilisée [60].

2.2.2.1 Notions sur la fonction de bobinage et de densité de conducteurs

La fonction de bobinage est un outil qui représente les contributions spatiales, c.à.d. les caractéristiques géométriques de la machine, dans la création d'un champ tournant, indépendamment des contributions temporelles dues à l'alimentation. En d'autres termes, cet outil permet d'étudier l'influence du bobinage adopté dans une machine, et de pouvoir l'adapter en fonction de l'alimentation.

La force magnétomotrice FMM de la machine est issue d'une interaction entre le courant du stator (harmoniques de temps) et la distribution des conducteurs de phases dans les encoches (harmoniques d'espace). Pour cela on peut exprimer la FMM comme le produit scalaire d'un vecteur courant (dans la base naturelle) et d'un vecteur fonction de bobinage comme suit :

$$f_{mm}(\theta_s, t) = \sum_{n=0}^{N_{ph}-1} i_n(t)\, W_n(\theta_s) \qquad 2\text{-}53$$

Tel que : « N_{ph} » est le nombre de phases, « n » est l'indice d'une phase, $W_n(\theta_s)$ est la fonction de bobinage de la phase « n » et « θ_s » est l'angle géométrique du stator.

La Figure 2.3 illustre un exemple de représentation de distribution de bobinage dans un stator à 5 phases, 20 encoches et 8 pôles. Le bobinage est dentaire à double couche, avec un nombre d'encoches par pôle et par phase : « spp = 0.5 » (le stator utilisé dans l'étude par Eléments-Finis présentée dans la section 1.2.6.1).

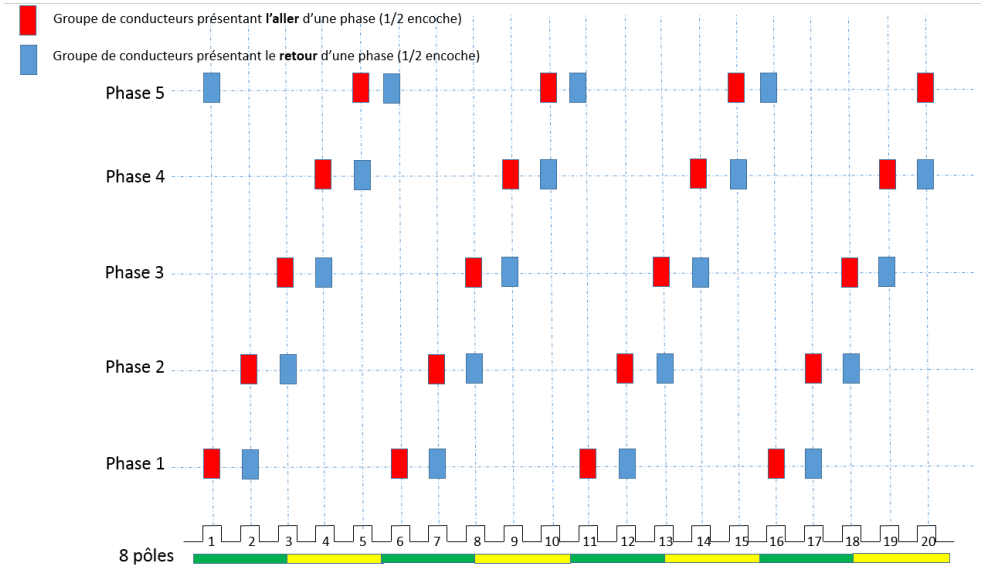


Figure 2.3 : Exemple de distribution des bobines dans un stator à 5 phases, 20 encoches et 8 pôles.

Dans cette représentation, chaque phase est constituée de 4 bobines (une bobine par paire de pôles), chaque bobine est constituée d'un groupe de conducteurs « aller » (en rouge), positionné dans une demi-encoche, et un groupe de conducteurs « retour » (en bleu), inséré dans la moitié de l'encoche adjacente (particularité de ce bobinage dentaire à double-couche). On remarque que le principe de « circularité » entre les phases du bobinage est respecté.

Pour chaque bobinage, on définit le paramètre « indice de circularité » qui caractérise le décalage (en nombre d'encoches statoriques) entre deux phases successives. On remarque que

ce paramètre est : « $i_c = 1$ » pour le bobinage de la Figure 2.3. Pour un bobinage où « 2.spp » est entier, ce paramètre peut être exprimé comme suit :

$$i_c = \frac{N_s}{N_{ph} \cdot p} \qquad 2\text{-}54$$

Tel que : « N_s » est le nombre d'encoches statoriques, « N_{ph} » est le nombre de phases et « p » étant le nombre de paires de pôles.

Pour un bobinage polyphasé, on peut donc définir la notion de périodicité spatiale, qui correspond au nombre minimal d'encoches que l'on doit parcourir pour caractériser entièrement une phase du bobinage. De façon générale, cette périodicité « N'_s » se calcule comme suit :

$$N'_s = \frac{N_s}{\mathrm{pgcd}(N_s, p)} \qquad 2\text{-}55$$

Par exemple pour le bobinage étudié (Figure 2.3), la périodicité spatiale est :

$$N'_s = \frac{20}{\mathrm{pgcd}(20,4)} = 5$$

Les forces électromotrices des phases statoriques doivent être déphasées entre elles de « $2\pi_{élec}/N_{ph}$ », une condition doit donc être vérifiée : l'indice de circularité « i_c » doit être multiple du nombre d'encoches par période spatiale « N'_s » divisé par le nombre de phases « N_{ph} ».

La Figure 2.4 illustre la fonction de bobinage correspondante à la représentation de la Figure 2.3.

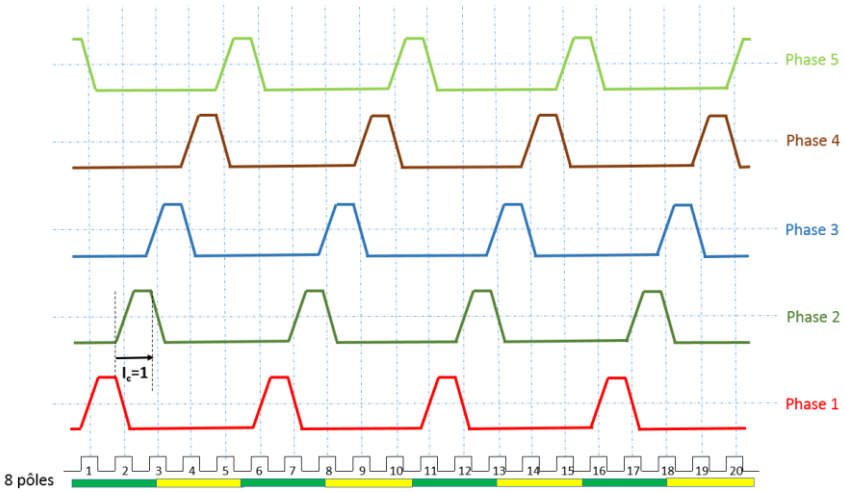


Figure 2.4 : Fonction de bobinage du stator à 5 phases, 20 encoches et 8 pôles.

Pour chaque phase, on remarque que la fonction de bobinage est à sa valeur maximale entre l'aller et le retour d'une bobine (entre deux encoches adjacentes dans ce cas de bobinage), et elle est à sa valeur minimale en dehors de cette zone. Cette fonction, dont la valeur moyenne est nulle, peut être exprimée pour une phase « n » comme suit :

$$W_n(\theta_s) = W_0(\theta_s - n.\, i_c.\frac{2\pi}{N_s}) \qquad 2\text{-}56$$

Tel que n = 0, 1, … N_{ph}-1. « $W_0(\theta_s)$ » est donc la fonction de bobinage de la phase 1, considérée comme référence. Pour les autres phases, la fonction « $W_n(\theta_s)$ » est donc obtenue par un simple décalage spatial (en respectant la notion de circularité).

Une autre fonction peut caractériser le bobinage d'une machine électrique, c'est « la fonction de densité de conducteurs : $D_n\ (\theta_s)$ » qui est définie comme suit :

$$D_n\ (\theta_s) = \frac{1}{R_{int_s}} \frac{dW_n(\theta_s)}{d\theta_s} \qquad 2\text{-}57$$

Tel que « R_{int_s} » est le rayon intérieur statorique. La fonction de densité de conducteurs représente donc le nombre de conducteurs par unité de longueur pour une position angulaire « θ_s » dans la périphérie interne du stator. La Figure 2.5 illustre cette fonction pour le bobinage de la Figure 2.3.

Par rapport à une phase donnée, on remarque que cette fonction est constante dans les encoches qui contiennent les conducteurs de la phase, et elle est nulle en dehors de ces encoches. La valeur crête de cette fonction, qui s'alterne en séquences positives et négatives, représente le nombre de conducteurs d'une phase, contenus dans une demi-encoche, divisé par l'ouverture d'encoche.

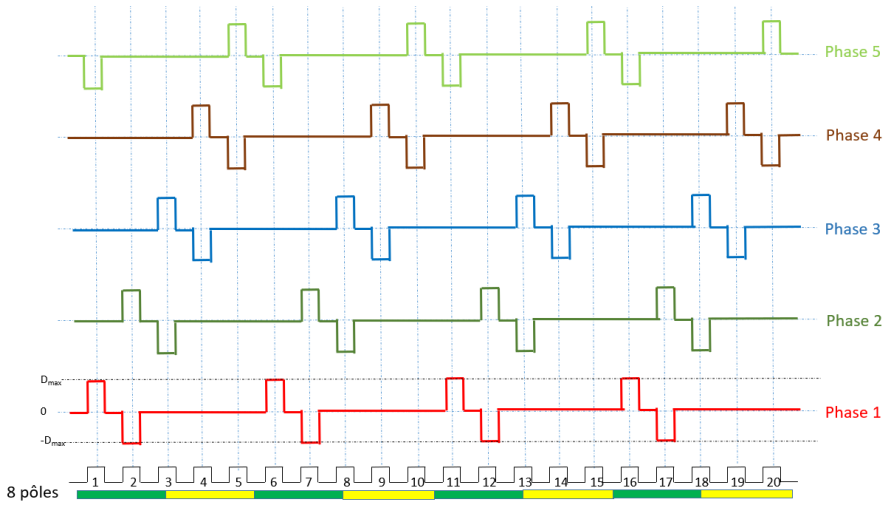


Figure 2.5 : Fonction de densité de conducteurs du stator à 5 phases, 20 encoches et 8 pôles.

Les fonctions de bobinage et de distribution de conducteurs, peuvent être exprimées de façon adimensionnelle, comme suit :

$$w_n(\theta_s) = \frac{1}{n_{cd,s}} W_n(\theta_s) \qquad 2\text{-}58$$

$$d_n(\theta) = \frac{R_{int_s}\varepsilon_s}{n_{cd,s}}\ D_n(\theta_s) \qquad 2\text{-}59$$

Tel que : « $n_{cd,s}$ » est le nombre de conducteurs par encoche statorique et « ε_s » est l'ouverture angulaire de l'encoche au stator.

En remplaçant les expressions 2-57 et 2-58 dans l'expression 2-59 :

$$d_n(\theta_s) = \varepsilon_s \ \frac{dw_n(\theta_s)}{d\theta_s} \qquad 2\text{-}60$$

2.2.2.2 Formulation matricielle

La fonction de densité de conducteurs peut être représentée sous forme de matrice qui comprend toutes les phases [61].

$$\underline{D} = \left(\overrightarrow{d_0^{N_s}} \ \dots \ \overrightarrow{d_n^{N_s}} \ \dots \ \overrightarrow{d_{N-1}^{N_s}}\right) \qquad 2\text{-}61$$

Tel que $\overrightarrow{d_n^{N_s}}$ représente le vecteur de fonction de distribution des conducteurs de la phase « n » sur les « N_s » encoches statoriques (dimension du vecteur = N_s).

De même, la matrice de fonction de bobinage, contient les vecteurs colonnes $\overrightarrow{w_n^{N_s}}$.

$$\underline{W} = \left(\overrightarrow{w_0^{N_s}} \ \dots \ \overrightarrow{w_n^{N_s}} \ \dots \ \overrightarrow{w_{N-1}^{N_s}}\right) \qquad 2\text{-}62$$

Pour le cas du bobinage représenté dans la Figure 2.3, la matrice de distribution de conducteurs peut s'écrire comme suit :

$$\underline{D} = \begin{pmatrix}
0.5 & 0 & 0 & 0 & -0.5 \\
-0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\
0 & -0.5 & 0.5 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -0.5 & 0.5 & 0 \\
0 & 0 & 0 & -0.5 & 0.5 \\
0.5 & 0 & 0 & 0 & -0.5 \\
-0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\
0 & -0.5 & 0.5 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -0.5 & 0.5 & 0 \\
0 & 0 & 0 & -0.5 & 0.5 \\
0.5 & 0 & 0 & 0 & -0.5 \\
-0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\
0 & -0.5 & 0.5 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -0.5 & 0.5 & 0 \\
0 & 0 & 0 & -0.5 & 0.5 \\
0.5 & 0 & 0 & 0 & -0.5 \\
-0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\
0 & -0.5 & 0.5 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -0.5 & 0.5 & 0 \\
0 & 0 & 0 & -0.5 & 0.5
\end{pmatrix}$$

La matrice de fonction de bobinage peut être obtenue par intégration discrète de la matrice de densité de conducteurs D.

2.2.2.3 Méthode de calcul des matrices inductances

Dans une machine à induction, aussi bien l'inductance d'une phase statorique que d'une phase rotorique est composée de deux termes, un correspondant à la partie du champ magnétique qui traverse l'entrefer (terme dit « magnétisant » avec l'hypothèse d'un champ

magnétique parfaitement radial dans l'entrefer), et l'autre correspondant à la partie du champ qui reste dans le fer sous forme de fuites magnétiques [60]. La matrice d'inductance totale, lié à un bobinage polyphasé de façon générale, peut être exprimée comme suit :

$$\underline{L} = \underline{L_{mag}} + \underline{L_{fuite}} \qquad 2\text{-}63$$

Pour un bobinage à « N_{ph} » phases (placé dans le même circuit magnétique : stator ou rotor), l'inductance magnétisante s'écrit sous forme de matrice de dimension « N_{ph} x N_{ph} » :

$$\underline{L_{mag}} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \dots & L_{1N} \\ L_{21} & L_{22} & \ddots & L_{2N} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ L_{N1} & L_{N2} & \dots & L_{NN} \end{bmatrix} \qquad 2\text{-}64$$

L'inductance « L_{ij} » entre les deux bobines « i » et « j », dépend du flux créé par la bobine « i » et capté par la bobine « j ». En calculant ce flux, l'inductance peut être déterminée. Afin de calculer ce flux, le champ magnétique doit être déterminé à base de la force magnétomotrice, qui à son tour dépend de la longueur des lignes de champ dans l'entrefer. Du point de vue magnétique, la longueur de l'entrefer est augmentée à cause de l'effet des encoches au stator et au rotor pour une machine à rotor à cage, ce qui est représenté classiquement par le coefficient de Carter, ce dernier peut être déterminé comme suit [38] :

- Le coefficient de Carter au niveau du stator :

$$K_{c_s} = \frac{\tau_s}{\tau_s - \gamma_s} \qquad 2\text{-}65$$

$$\tau_s = \frac{2.\pi.R_{int_s}}{N_s} \qquad 2\text{-}66$$

$$\gamma_s = \frac{{E_{os}}^2}{5.e + E_{os}} \qquad 2\text{-}67$$

Tel que : « K_{c_s} » est le coefficient de Carter au stator, « τ_s » est le pas d'encoche au stator, « R_{int_s} » est le rayon interne du stator, « N_s » est le nombre d'encoches au stator, « γ_s » est un coefficient qui dépend de l'ouverture d'encoche au stator et de l'entrefer, « E_{os} » est l'ouverture d'encoche statorique en unité de longueur, « e » est la longueur de l'entrefer mécanique.

- Le coefficient de Carter au niveau du rotor :

$$K_{c_r} = \frac{\tau_r}{\tau_r - \gamma_r} \qquad 2\text{-}68$$

$$\tau_r = \frac{2.\pi.R_{rotor}}{N_{bar}} \qquad 2\text{-}69$$

$$\gamma_r = \frac{{E_{or}}^2}{5.e + E_{or}} \qquad 2\text{-}70$$

Tel que : « K_{c_r} » est le coefficient de Carter au rotor, « τ_r » est le pas d'encoche au rotor, « R_{rotor} » est le rayon du rotor, « N_{bar} » est le nombre d'encoches au rotor, « γ_r » est un

coefficient qui dépend de l'ouverture d'encoche au rotor et de l'entrefer, « E_{or} » est l'ouverture d'encoche au rotor en unité de longueur, « e » est la longueur de l'entrefer mécanique.

- Le coefficient de Carter global est :

$$K_c = K_{c_s}.K_{c_r} \qquad 2\text{-}71$$

L'entrefer équivalent avec prise en compte du coefficient de Carter est alors :

$$e' = K_c.e \qquad 2\text{-}72$$

En considérant que le champ dans l'entrefer est parfaitement radial (1D), l'induction magnétique engendrée par la phase « i », sans tenir compte de l'effet de réluctance (considération d'un entrefer constant équivalent), peut être déterminée comme suit :

$$B_i(\theta_s) = \frac{\mu_0}{e'}\, W_i(\theta_s)\, i_i \qquad 2\text{-}73$$

« i_i » étant le courant dans la bobine « i ».

Le flux capté par la bobine « j » est :

$$\phi_j(\theta_s) = \int_0^{2\pi} W_j(\theta_s)\, B_i(\theta_s)\, R_{int_s}.L_z\, d\theta_s \qquad 2\text{-}74$$

Tel que : « L_z » est la longueur active de la machine et le terme « $R_{int_s}.L_z\, d\theta_s$ » représente la surface élémentaire associée au flux magnétique.

En remplaçant l'expression de l'induction engendrée par la bobine « i » :

$$\phi_j(\theta_s) = \frac{\mu_0}{e'}\, R_{int_s} L_z\, i_i \int_0^{2\pi} W_i(\theta_s)\, W_j(\theta_s)\; d\theta_s \qquad 2\text{-}75$$

En utilisant les fonctions de bobinage adimensionnelles :

$$\phi_j(\theta_s) = \frac{\mu_0}{e'}\, R_{int_s} L_z\, i_i\, n_{cd_i} n_{cd_j} \int_0^{2\pi} w_i(\theta_s)\, w_j(\theta_s)\; d\theta_s \qquad 2\text{-}76$$

Donc l'inductance « L_{ij} » peut être exprimée comme suit :

$$L_{ij}(\theta_s) = \frac{\mu_0}{e'}\, R_{int_s} L_z\, n_{cd_i} n_{cd_j} \int_0^{2\pi} w_i(\theta_s)\, w_j(\theta_s)\; d\theta_s \qquad 2\text{-}77$$

2.2.2.4 <u>Calcul des inductances magnétisantes au niveau du stator et du rotor</u>

Afin de calculer les matrices inductances magnétisantes au niveau du stator et du rotor, l'expression de l'inductance dans l'équation 2-77 peut être utilisée (il est rappelé que le champ d'entrefer est alors supposé radial). L'intégration peut se faire par le produit scalaire des vecteurs de fonction de bobinage, par exemple l'inductance mutuelle entre les deux phases » i » et « j » du stator peut s'écrire comme suit :

$$L_{ij} = \frac{\mu_0}{e'}\, R_{int_s} L_z\; n_{cd_s}^2\, \overrightarrow{w_i}.\overrightarrow{w_j}.\frac{2\pi}{N_s} \qquad 2\text{-}78$$

Par conséquent la matrice de l'inductance magnétisante peut être déterminée par le produit matriciel basé sur la matrice de fonction de bobinage « $\underline{W}$ ».

- La matrice d'inductance magnétisante au stator peut être déterminée comme suit :

$$L_{s_{mag}} = \frac{\mu_0}{e'} R_{int_s} L_z \; n_{cd_s}^2 \, \underline{W_s'} . \underline{W_s} . \frac{2\pi}{N_s} \qquad 2\text{-}79$$

Tel que $\underline{W_s}$ est la matrice de fonction de bobinage statorique (déterminée par l'intégration discrète sur le pas d'encoche de la matrice de densité de conducteurs).

- Au niveau du rotor la même démarche est utilisée :

$$L_{r_{mag}} = \frac{\mu_0}{e'} R_{rotor} L_z \; n_{cd_r}^2 \, \underline{W_r'} . \underline{W_r} . \frac{2\pi}{N_{bar}} \qquad 2\text{-}80$$

Le rotor étant modélisé comme un bobinage dentaire double couche (Figure 2.1), la matrice $\underline{W_r}$ peut être déterminée par intégration discrète de la matrice $\underline{D_r}$, cette dernière est de dimension « N_{bar} x N_{bar} » peut être écrite comme suit :

$$\underline{D_r} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 & \cdots & \cdots & -0.5 \\ -0.5 & 0.5 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & -0.5 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \cdots & 0.5 \end{bmatrix}$$

Le nombre de conducteurs considéré pour une encoche rotorique « n_{cd_r} » est égal à 2, car chaque encoche rotorique est remplie par deux demi-bobines rotoriques équivalentes (Figure 2.1).

2.2.2.5 Calcul des inductances de fuite

L'inductance de fuite correspond aux lignes du champ magnétique qui se rebouclent autour d'une encoche, et donc restent dans le fer et ne passent pas à l'entrefer. L'estimation de ces inductances ne peut pas se faire avec la modélisation analytique de base mais par un calcul complémentaire. Plusieurs méthodes ont été utilisées pour ce type de calcul [62], et la méthode que l'on va adopter consiste à considérer que les lignes de champ sont perpendiculaires aux faces de l'encoche et se referment dans le fer de façon à former un contour fermé autour des conducteurs sources, comme illustré dans la Figure 2.6 [60][61].

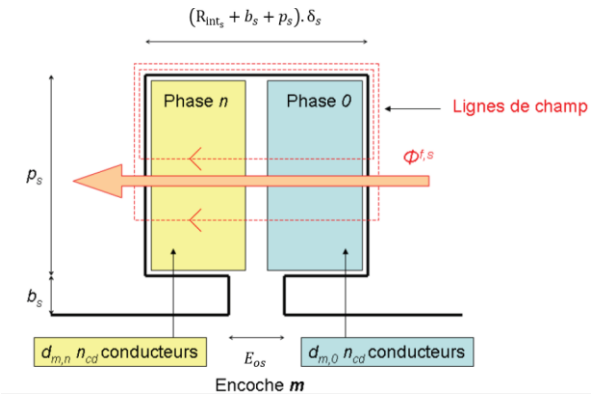


Figure 2.6 : Modélisation du flux de fuite d'une encoche statorique.

En considérant que les lignes de champ sont perpendiculaires à l'encoche, que la phase 0 dans la Figure 2.6 constitue la source, l'expression du champ magnétique H traversant l'encoche « m » du stator est :

$$H = d_{m,0} n_{cd_s} I_0 \left(\frac{1}{3(R_{int_s}+b_s+p_s).\delta_s} + \frac{1}{E_{os}} \right) \qquad 2\text{-}81$$

Tel que : « $d_{m,0}$ » est la valeur de la fonction de densité de conducteurs de la phase 0 dans l'encoche « m », « I_0 » est le courant de la phase 0, « b_s » est la hauteur du bec d'encoche statorique, « p_s » est la hauteur d'encoche statorique, « δ_s » est l'angle de l'encoche statorique.

L'expression du flux capté par un conducteur quelconque dans l'encoche « m » est alors :

$$\phi^{f,s} = \mu_0 d_{m,0} n_{cd_s} L_z I_0 \left(\frac{p_s}{3(R_{int_s}+b_s+p_s).\delta_s} + \frac{b_s}{E_{os}} \right) \qquad 2\text{-}82$$

Le flux total capté par les conducteurs de la phase « n » placés dans l'encoche « m » est alors :

$$\phi_n^{f,s} = d_{m,n}\, n_{cd_s}\, \phi^{f,s} = \mu_0 d_{m,0} d_{m,n} n_{cd_s}^2 L_z I_0 \left(\frac{p_s}{3(R_{int_s}+b_s+p_s).\delta_s} + \frac{b_s}{E_{os}} \right) \qquad 2\text{-}83$$

En divisant le flux par le courant, on obtient l'inductance de fuite mutuelle entre les conducteurs des deux phases « 0 » et « n » placés dans l'encoche « m » :

$$l_{n,m}^{fuite} = \mu_0 d_{m,0} d_{m,n} n_{cd_s}^2 L_z \left(\frac{p_s}{3(R_{int_s}+b_s+p_s).\delta_s} + \frac{b_s}{E_{os}} \right) \qquad 2\text{-}84$$

L'inductance de fuite mutuelle totale entre deux phases « i » et « j » peut donc être exprimée comme suit :

$$l_{ij}^{fuite} = \mu_0 n_{cd_s}^2 L_z \left(\frac{p_s}{3(R_{int_s}+b_s+p_s).\delta_s} + \frac{b_s}{E_{os}} \right) \overrightarrow{d_i^{N_s}}.\overrightarrow{d_j^{N_s}} \qquad 2\text{-}85$$

De façon générale, la matrice d'inductance de fuite au stator peut donc être déterminée par le produit matriciel de $\underline{D_s}$ par sa transposée :

$$L_{s_{fuite}} = \mu_0 n_{cd_s}^2 L_z \left(\frac{p_s}{3(R_{int_s}+b_s+p_s).\delta_s} + \frac{b_s}{E_{os}} \right) . \underline{D_s}'.\underline{D_s} \qquad 2\text{-}86$$

On notera que l'exemple montré dans la Figure 2.6, la disposition des conducteurs correspond plutôt aux machines double couches à bobinage dentaire (un bobinage concentré autour des dents), donc dans chaque encoche deux différentes phases sont insérées. Si on prend l'exemple du bobinage de la Figure 2.3 (dont la matrice $\underline{D_s}$ est précisée à la fin de la section 2.2.2.2), le produit matriciel « $\underline{D_s}'.\underline{D_s}$ » est donc :

$$\underline{D_s}'.\underline{D_s} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 2 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Pour ce bobinage, le flux de fuite de la phase « 1 » par exemple, est capté par la phase « 1 » elle-même (ce qui correspond à l'inductance de fuite propre), et il est également capté par les phases « 2 » et « 5 » (ce qui correspond aux inductances de fuites mutuelles). La phase « 1 » n'a donc pas d'inductance de fuite mutuelle avec les phases « 3 » et « 4 », puisque ces deux phases ne sont jamais insérées avec la phase « 1 » dans la même encoche (voir la Figure 2.3).

Cette méthode de détermination de la matrice d'inductance de fuite est aussi valable pour les bobinages à simple couche. Si on prend l'exemple d'un bobinage à 3 phases, à 6 encoches statoriques, avec un pas diamétral en simple couche, dont la matrice $\underline{D_s}$ est :

$$\underline{D_s} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Le produit matriciel « $\underline{D_s}'.\underline{D_s}$ » est donc :

$$\underline{D_s}'.\underline{D_s} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}$$

On remarque qu'il n'y a pas de flux de fuite mutuels entre des phases différentes, (la matrice d'inductance de fuite est une matrice diagonale), car chaque encoche ne contient que les conducteurs d'une seule phase.

La matrice d'inductance de fuite rotorique peut être déterminée de la même manière, compte tenu de la modélisation de la cage par un bobinage dentaire à double couche équivalent, chaque encoche rotorique peut donc être représentée comme dans la Figure 2.6 (avec des approximations de la géométrie).

2.2.2.6 Calcul des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor

L'inductance mutuelle entre une phase « n » du stator et une phase « k » du rotor, peut être exprimée en se basant sur l'équation 2-77. Vu qu'il s'agit d'une phase au stator et d'une autre au rotor, l'angle mécanique « θ_m » du rotor doit apparaitre dans la fonction de bobinage de la phase « k » :

$$L_{sr,n,k}(\theta_m) = \frac{\mu_0}{e'} R_{int_s} L_z \; n_{cd_s} n_{cd_r} \int_0^{2\pi} w_n(\theta_s)\, w_k(\theta_s - \theta_m) \; d\theta_s \qquad \text{2-87}$$

L'inductance mutuelle stator-rotor est caractérisée par une variation périodique en fonction de l'angle mécanique du rotor « θ_m », elle contient donc plusieurs harmoniques, dits d'espace, comme illustré dans l'équation 2-10, qui montre que chaque terme de la matrice d'inductance mutuelle stator-rotor dans la base naturelle est une somme de plusieurs harmoniques d'espace. Chaque harmonique d'inductance, est caractérisé par le coefficient complexe « $(\widehat{M_{sr}})_k$ » (exprimé dans l'équation 2-11). Afin de calculer ces coefficients complexes de l'inductance mutuelle, il est nécessaire de développer la fonction de densité de conducteurs « $d_n(\theta_s)$ » en série de Fourier [63]. Une fonction de densité de conducteurs,

comme celle illustrée dans la Figure 2.5, pour une phase « n » donnée « $d_n(\theta_s)$ », peut être écrite sous forme discrète (sur « N_s » encoches statoriques) comme suit :

$$d_n(\theta_s) = \sum_{q=0}^{N_s-1} d_{q,n}.\Pi_{\varepsilon_s}\left(\theta_s - q\frac{2\pi}{N_s}\right) \qquad 2\text{-}88$$

Tel que « $d_{q,n}$ » est la distribution des conducteurs de la phase « n » dans l'encoche « q », et « Π_{ε_s} » est une fonction carrée, de largeur « ε_s » (ouverture d'encoche), centrée sur zéro, et dont le développement en série de Fourier est :

$$\Pi_{\varepsilon_s}(\theta_s) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\pi v}\sin\left(v\frac{\varepsilon_s}{2}\right) e^{jv\theta_s} \qquad 2\text{-}89$$

Le développement en série de Fourier de la fonction de densité de conducteurs adimensionnelle « $d_n(\theta_s)$ » peut donc être exprimé comme suit :

$$d_n(\theta_s) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\pi v}\sin\left(v\frac{\varepsilon_s}{2}\right).\left(\sum_{q=0}^{N_s-1} d_{q,n}.e^{-j.v.q.\frac{2\pi}{N_s}}\right).e^{jv\theta_s} \qquad 2\text{-}90$$

En utilisant l'équation 2-60, on obtient la fonction de bobinage adimensionnelle (développée en série de Fourier) :

$$w_n(\theta_s) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{j\varepsilon_s\pi v^2}\sin\left(v\frac{\varepsilon_s}{2}\right).\left(\sum_{q=0}^{N_s-1} d_{q,n}.e^{-j.v.q.\frac{2\pi}{N_s}}\right).e^{jv\theta_s} \qquad 2\text{-}91$$

Chaque harmonique d'espace de la distribution de bobinage est lié à un « facteur de bobinage harmonique ». Ces facteurs de bobinages, peuvent être calculés par une méthode développée dans la publication [63]. Cette méthode consiste à écrire un facteur de bobinage statorique « $K_{w_{s,v}}$ », lié à l'harmonique « v », sous une forme complexe obtenue par la transformée de Fourier discrète de la séquence « $d_{q,0}$ » (phase 0) :

$$\widehat{K_{w_{s,v}}} = \frac{N_{ph}}{N_s}\sum_{q=0}^{N_s-1} d_{q,0}.e^{-j.v.q.\frac{2\pi}{N_s}} \qquad 2\text{-}92$$

La fonction de bobinage « $w_n(\theta_s)$ » devient alors :

$$w_n(\theta_s) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \left(\widehat{w_{s,0}}\right)_v.e^{-j.v.i_c.n.\frac{2\pi}{N_s}}.e^{jv\theta_s} \qquad 2\text{-}93$$

Tel que :

$$\left(\widehat{w_{s,0}}\right)_v = \frac{1}{j\varepsilon_s\pi v^2}\sin\left(v\frac{\varepsilon_s}{2}\right)\frac{N_s}{N_{ph}}\widehat{K_{w_{s,v}}} \qquad 2\text{-}94$$

En remplaçant l'équation 2-93 dans l'équation 2-87, on obtient :

$$L_{sr,n,k}(\theta_m) = \frac{\mu_0}{e'} R_{int_s} L_z \; n_{cd_s} n_{cd_r} . \int_{\theta_s=0}^{2\pi} \left(\sum_{v=-\infty}^{+\infty} \left(\widehat{w_{s,0}}\right)_v . e^{-j.v.i_c.n.\frac{2\pi}{N_s}} . e^{jv\theta_s} \right) \left(\sum_{u=-\infty}^{+\infty} \left(\widehat{w_{r,0}}\right)_u . e^{-j.u.k.\frac{2\pi}{N_{bar}}} . e^{ju(\theta_s-\theta_m)} \right) d\theta_s \quad 2\text{-}95$$

Dans l'équation 2-95, l'intégrale est toujours nul, sauf pour le cas ou « u=-v », dans ce cas on obtient :

$$L_{sr,n,k}(\theta_m) = \frac{\mu_0}{e'} R_{int_s} L_z \; n_{cd_s} n_{cd_r} . \sum_{v=-\infty}^{+\infty} 2\pi . \left(\widehat{w_{s,0}}\right)_v \left(\widehat{w_{r,0}}\right)_{-v} . e^{jv.\left(\theta_m - i_c.n.\frac{2\pi}{N_s} + k.\frac{2\pi}{N_{bar}}\right)} \quad 2\text{-}96$$

En prenant la partie réelle de l'équation 2-96 :

$$L_{sr,n,k}(\theta_m) = \sum_{v=1}^{+\infty} 2 \, \mathrm{Real}(\widehat{M_{sr}})_v \cos\left(\theta_m - i_c . n . \frac{2\pi}{N_s} + k . \frac{2\pi}{N_{bar}}\right) \quad 2\text{-}97$$

Tel que :

$$(\widehat{M_{sr}})_v = \frac{\mu_0}{e'} R_{int_s} L_z \; n_{cd_s} n_{cd_r} 2\pi \frac{\sin\left(v\frac{\varepsilon_s}{2}\right)}{\varepsilon_s \pi v^2} \frac{N_s}{N_{ph}} \widehat{K_{w_{s,v}}} \frac{\sin\left(v\frac{\varepsilon_r}{2}\right)}{\varepsilon_r \pi v^2} \frac{N_{bar}}{N_{bar}} K_{w_{r,v}} \quad 2\text{-}98$$

Tel que « $K_{w_{r,v}}$ » est le facteur de bobinage rotorique :

$$K_{w_{r,v}} = \sin\left(v \frac{\pi}{N_{bar}}\right) \quad 2\text{-}99$$

Donc l'équation 2-98 devient :

$$(\widehat{M_{sr}})_v = \frac{\mu_0}{e'} R_{int_s} L_z \; n_{cd_s} n_{cd_r} 2\pi \frac{\sin\left(v\frac{\varepsilon_s}{2}\right)}{\varepsilon_s \pi v^2} \frac{N_s}{N_{ph}} \widehat{K_{w_{s,v}}} \frac{\sin\left(v\frac{\varepsilon_r}{2}\right)}{\varepsilon_r \pi v^2} \sin\left(v \frac{\pi}{N_{bar}}\right) \quad 2\text{-}100$$

Le développement a été fait de façon générale pour une machine à induction qui génère des harmoniques d'espace « v » (v : nombre entier). Or, comme expliqué dans la section 2.1.2.4 (plus précisément l'équation 2-24), pour un bobinage ayant un nombre entier d'encoches par paire de pôles et par phase, c.à.d. 2.spp = entier (incluant les bobinages fractionnaires particuliers comme spp = 0.5, 1.5 …), les harmoniques d'espace générés sont des multiples du nombre de paires de pôles, donc « v » est remplacé par « v.p » dans l'équation 2-100 :

$$(\widehat{M_{sr}})_{vp} = \frac{\mu_0}{e'} R_{int_s} L_z \; n_{cd_s} n_{cd_r} 2\pi \frac{\sin\left(v.p\frac{\varepsilon_s}{2}\right)}{\varepsilon_s \pi (v.p)^2} \frac{N_s}{N_{ph}} \widehat{K_{w_{s,v}}} \frac{\sin\left(v.p\frac{\varepsilon_r}{2}\right)}{\varepsilon_r \pi (v.p)^2} \sin\left(v.p \frac{\pi}{N_{bar}}\right) \quad 2\text{-}101$$

Dans les cas où les ouvertures d'encoches statoriques « ε_s » et rotoriques « ε_r » sont négligeables :

$$\varepsilon \to 0 \;\; => \;\; \frac{\sin\left(v.p.\frac{\varepsilon}{2}\right)}{\varepsilon.\pi(v.p)^2} \to \frac{1}{2\pi(v.p)} \qquad 2\text{-}102$$

Donc la formule 2-101 peut être simplifiée comme suit :

$$\left(\widehat{M_{sr}}\right)_{vp} = \frac{\mu_0}{e'}\, R_{int_s} L_z \;\; n_{cd_s} n_{cd_r} \frac{N_s}{2\pi\, N_{ph}} . \frac{\widehat{K_{w_{s,v}}}}{(v.p)^2} . \sin\left(v.\, p \frac{\pi}{N_{bar}}\right) \qquad 2\text{-}103$$

Par ailleurs, c'est cette dernière formule simplifiée (considérant les ouvertures d'encoches négligeables) que l'on retrouve dans la publication [56] (partie Annexe).

2.3 Applications

Dans cette application, l'objectif est de valider les formules de calcul des courants rotoriques (équations : 2-34 à 2-38), du couple moyen (équations : 2-41 à 2-44) et de la démarche de détermination des composantes pulsatoires du couple (équations :2-45 et 2-46, Table 2.3 et Table 2.4), sur un exemple de machine triphasée classique (l'utilisation d'une seule séquence d'alimentation). Les paramètres (résistances et inductances) de la machine sont calculés grâce à la démarche abordée dans la section précédente (2.2). La validation est faite par la comparaison des résultats de la démarche analytique avec des résultats de simulation par Eléments-finis. Toutes les simulations par Eléments-Finis sont faites sur le logiciel « Ansys Electronics » (Maxwell), avec des courants statoriques sinusoïdaux imposés. Le logiciel E-F, permet la prise en compte de la saturation du matériau magnétique (possibilité de considération d'un matériau ferromagnétique avec caractéristique B(H) non linéaire).

2.3.1 Application sur machine à induction à 3 phases

2.3.1.1 Caractéristiques et géométrie de la machine

La géométrie de la machine à induction triphasée choisie est illustrée dans la Figure 2.7.

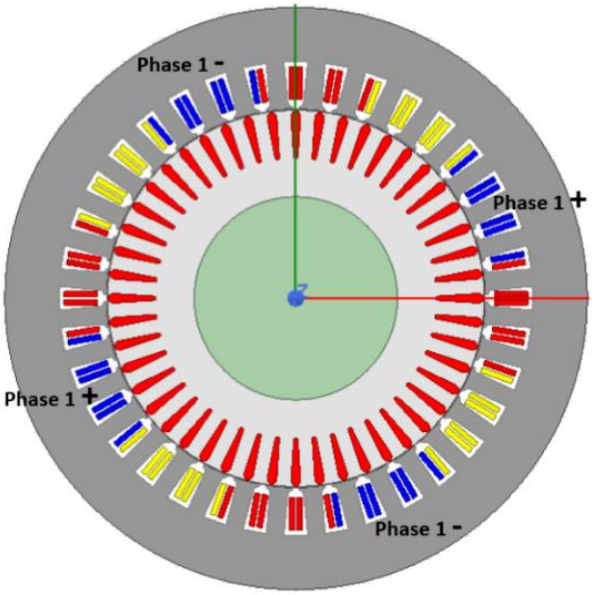


Figure 2.7 : Géométrie et schéma de bobinage de la machine à induction à 3 phases.

Les caractéristiques générales de cette machine sont :

- Nombre de phases, $N_{ph} = 3$;
- Nombre d'encoches statoriques, $N_s = 36$;
- Nombre de barres, $N_{bar} = 48$;
- Nombre de paires de pôles, $p_1 = 2$;
- Courant nominal, $I_s = 325\ A_{crête}$;
- Couple nominal, T = 72 N.m.

La fonction de densité de conducteurs de cette machine pour la phase « 1 » sur une paire de pôles est la suivante :

$$\underline{D_{1_p}} = [0.5 \quad 1 \quad 1 \quad 0.5 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad -0.5 \quad -1 \quad -1 \quad -0.5 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

Il s'agit d'un bobinage distribué à double couche, à pas diamétral raccourci (avec un raccourcissement de 8/9), ayant 3 encoches par pôle et par phase « spp = 3 ».

La Table 2.5 illustre les dimensions de la machine à induction triphasée au niveau du stator et du rotor.

Dimensions globales	**Valeur**	**Dimensions des encoches**	**Valeur**
Rayon extérieur du stator	100 mm	Ouverture d'encoche au stator	2.6 mm
Rayon intérieur du stator	62.5 mm	Hauteur d'encoche au stator	16.6 mm
Longueur d'entrefer	0.5 mm	Ouverture d'encoche au rotor	1.1 mm
Longueur active	120 mm	Hauteur de barre rotorique	16 mm
		Section de barre rotorique	43 mm²

Table 2.5 : Dimensions de la machine à induction triphasée.

2.3.1.2 Paramètres calculés analytiquement

Afin de calculer les courants rotoriques (équations : 2-34 à 2-38) et le couple moyen (équations : 2-41 à 2-44), les matrices nécessaires sont :

- Matrice résistance rotorique
- Matrice inductance rotorique
- Matrice inductance mutuelle stator-rotor

Pour la matrice de résistance rotorique (équation 2-7), la résistance d'une barre rotorique doit être déterminée. L'équation 2-49 permet de calculer la résistance DC :

$$R_{b_{DC}} = 1.36 \text{ x } 10^{-4}\Omega$$

Comme expliqué dans la section 2.2.1.2, la résistance d'une barre rotorique est impactée par l'effet de peau, le facteur d'effet de peau (qui multiplie la résistance DC pour obtenir la résistance AC) est calculé par l'équation 2-50. Ce facteur dépend de la fréquence rotorique (et donc du glissement). La Figure 2.8 illustre la variation de ce facteur « K_p » (et de la résistance AC « $R_{b_{AC}} = K_p\ R_{b_{DC}}$ »), en fonction de la fréquence rotorique (pour une fréquence statorique de 50 Hz). Il faut noter que ce facteur d'effet de peau ne tient compte que de l'harmonique fondamental du courant rotorique, « K_p » ne reflète donc pas parfaitement l'effet de peau réel dans les barres, puisque les harmoniques du courant rotorique, généralement pulsant à des fréquences élevées, peuvent avoir des amplitudes considérables, ce qui exacerbe l'effet de peau. Pour la plage de glissement considérée dans cette application (inférieure à 2%), la fréquence rotorique fondamentale est généralement faible, ce facteur est donc proche de « 1 » pour les points de fonctionnement étudiés (section 2.3.1.5).

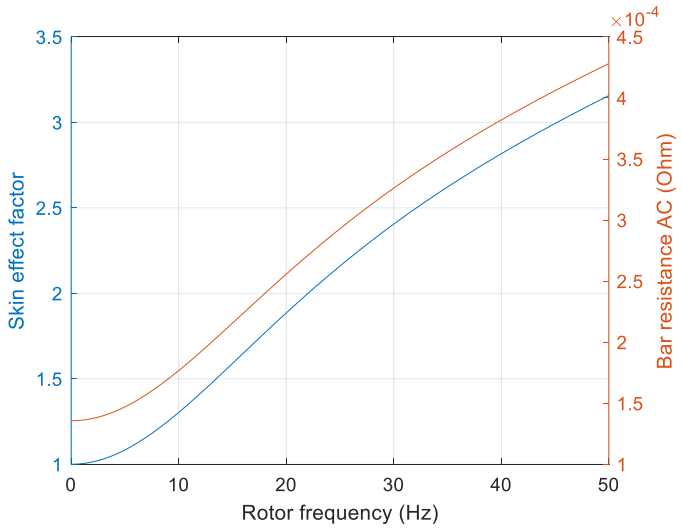


Figure 2.8 : Facteur d'effet de peau, et son impact sur la valeur de la résistance de barre AC, pour la machine triphasée à 48 barres.

La résistance d'une portion d'anneau de court-circuit est de :

$$R_{er} = 1.27\text{x}10^{-6}\Omega$$

On remarque qu'elle est négligeable devant la résistance d'une barre rotorique.

La matrice d'inductance rotorique magnétisante (sans tenir compte des inductances de fuites), est déterminée par l'équation 2-80 (Matrice de dimension « $N_{bar}\text{x}N_{bar}$ ») :

$$\underline{L_{r_{mag}}} = \begin{bmatrix} 202 & -4.3 & \cdots & -4.3 \\ -4.3 & 202 & \cdots & -4.3 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -4.3 & \cdots & -4.3 & 202 \end{bmatrix} \text{x}10^{-8}\ \text{H}$$

La matrice d'inductance de fuite rotorique est déterminée grâce à l'approche détaillée dans la section 2.2.2.5 (même approche pour le stator et le rotor) :

$$\underline{L_{r_{fuite}}} = \begin{bmatrix} 6.2 & -3.1 & 0 & \cdots & 0 & -3.1 \\ -3.1 & 6.2 & -3.1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & -3.1 & 6.2 & -3.1 \\ -3.1 & 0 & \cdots & 0 & -3.1 & 6.2 \end{bmatrix} \mathrm{x}10^{-7}\ \mathrm{H}$$

L'inductance de fuite d'une portion de l'anneau de court-circuit est de :

$$L_{er} = 1.38\mathrm{x}10^{-9}\Omega$$

Comme pour la résistance, l'inductance de fuite d'une portion de l'anneau est négligeable devant l'inductance de fuite d'une barre rotorique.

Harmonique d'espace	1p	3p	5p	7p	9p	11p	13p	15p	17p	19p
$\widehat{K_{w_{s,v}}}$	0.93 + 0.16i	0.5 + 0.29i	0.09 + 0.11i	-0.02 - 0.06i	0	-0.02 + 0.06i	0.09 - 0.11i	0.5 - 0.29i	0.93 - 0.16i	0.93 + 0.16i
$K_{w_{s,v}}$	0.95	0.58	0.14	0.06	0	0.06	0.14	0.58	0.95	0.95
Coefficient complexe $(\widehat{M_{sr}})_{vp}$ [µH]	9.2 + 1.62i	1.61 + 0.93i	0.16 + 0.2i	-0.03 - 0.07i	0	-0.01 + 0.03i	0.04 - 0.04i	0.14 - 0.08i	0.18 - 0.03i	0.1 + 0.02i
Module : $M_{sr_{vp}}$ [µH]	9.35	1.85	0.26	0.07	0	0.04	0.06	0.17	0.18	0.11
Angle : $\varphi_{sr_{vp}}$ [rad]	0.174	0.524	0.873	-1.92	0	1.92	-0.873	-0.524	-0.174	0.174

Table 2.6 : Valeurs de $\widehat{K_{w_{s,v}}}$ et de $(\widehat{M_{sr}})_{vp}$ avec leurs modules pour la machine triphasée à 48 barres.

Les coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor sont déterminés par l'équation 2-101. On remarque que les facteurs de bobinage harmoniques complexes « $\widehat{K_{w_{s,v}}}$ », définis par l'équation 2-92, sont nécessaires pour la détermination des coefficients d'inductance mutuelle « $(\widehat{M_{sr}})_{vp}$». La Table 2.6 montre les facteurs de bobinage harmoniques ainsi que les coefficients d'inductance mutuelle. Il faut noter que pour ce bobinage les harmoniques d'espace de rang pair ne sont pas générés en raison de l'anti-périodicité de la distribution du bobinage (on peut parler de bobinages équilibrés réguliers dans ce cas [64]).

2.3.1.3 Simulations Eléments-Finis

La machine est alimentée par un courant sinusoïdal, de fréquence « f_s = 50 Hz » et d'amplitude « $I_s = 80A_{crête}$ » (25% du courant nominal). Toutes les simulations E-F sont faites sur le logiciel Maxwell en mode transitoire avec rotation imposée au niveau du rotor, avec des courants statoriques imposés. Dans ce cas d'alimentation, la fréquence statorique étant de 50 Hz et le nombre de paires de pôles étant deux, la vitesse de synchronisme est de « $\Omega_s = \frac{f_s.60}{p} = 1500\ tr/min$ », la vitesse mécanique du rotor dépend donc du glissement imposé « g » comme paramètre d'entrée dans le modèle Maxwell, tel que « $\Omega_{meca} = \Omega_s.(1-g)$ », avec g compris entre 0 et 1.

Compte tenu de la non prise en compte de la saturation magnétique dans la modélisation analytique, les résultats E-F utilisés pour la validation de l'approche analytique ont été obtenus avec la considération d'un matériau linéaire (utilisé pour le stator et le rotor) dans le modèle E-F Maxwell.

Avec le modèle E-F-linéaire Maxwell de cette machine, deux types de simulation ont été faits :

- Simulations paramétriques avec variation de glissement « g », afin de déterminer la variation du couple moyen en fonction du glissement. Ces simulations nécessitent d'importants efforts calculatoires (plusieurs points de fonctionnement), la fréquence d'échantillonnage est donc relativement réduite (20 fois la fréquence des courants statoriques, 1000 Hz dans ce cas).
- Simulations sur un seul point de fonctionnement (une seule valeur de glissement), avec pas de temps d'échantillonnage fin (Dans cette application, fréquence d'échantillonnage de 40 000 Hz). Ces simulations ont pour objectif la détermination de signaux fins du courant rotorique et du couple (pour une analyse harmonique précise). Il peut être noté que cette simulation a nécessité plusieurs dizaines d'heures de calcul, utilisant un ordinateur muni d'une RAM de 256 GB et de deux processeurs de la famille « Intel® Xeon® E5 v4 » (16 cœurs avec fréquence de base de 2.10 Hz).

Le maillage utilisé dans le modèle éléments-finis de la machine à 3 phases est illustré dans la Figure 2.9, et ses paramètres sont détaillés dans la Table 2.7.

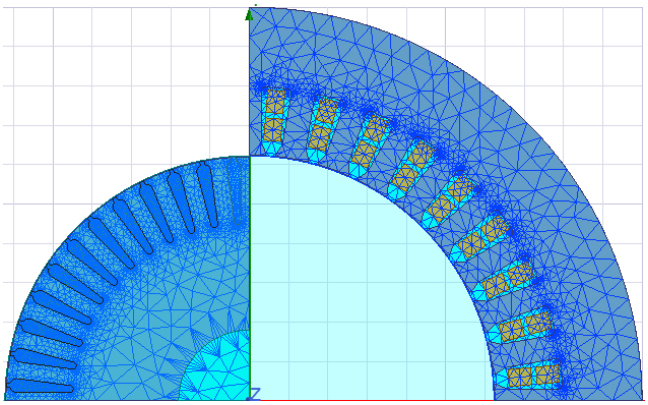


Figure 2.9 : Maillage utilisé dans le modèle E-F-linéaire de la machine à 3 phases.

Partie de la machine	Surface [mm²]	Nombre d'éléments du maillage	Surface moyenne par élément [mm²]
Fer statorique	3833.6 (1/4 de machine)	2189	3.3
Fer rotorique	2244.3 (1/4 de machine)	4435	1.5
Une barre rotorique	43.3	410	6.2×10^{-2}

Table 2.7 : Paramètres du maillage utilisé dans le modèle E-F-linéaire de la machine à 3 phases

2.3.1.4 Calcul des courants rotoriques

Avec une machine triphasée, une seule séquence d'alimentation est possible : « la séquence 1 ». Selon l'équation 2-24, dans une machine triphasée, la séquence statorique « u=1 » génère dans les courants rotoriques l'ensemble d'harmoniques : F_u=p{1, -5, 7, -11, 13, -17, 19…}, avec les harmoniques pairs nuls pour le bobinage choisi dans cette application. Les harmoniques du courant rotorique induits par les harmoniques spatiaux d'ordre « v.p » ont pour fréquences : « $f_{r_{vp}}$ », qui sont déterminées selon l'équation 2-25.

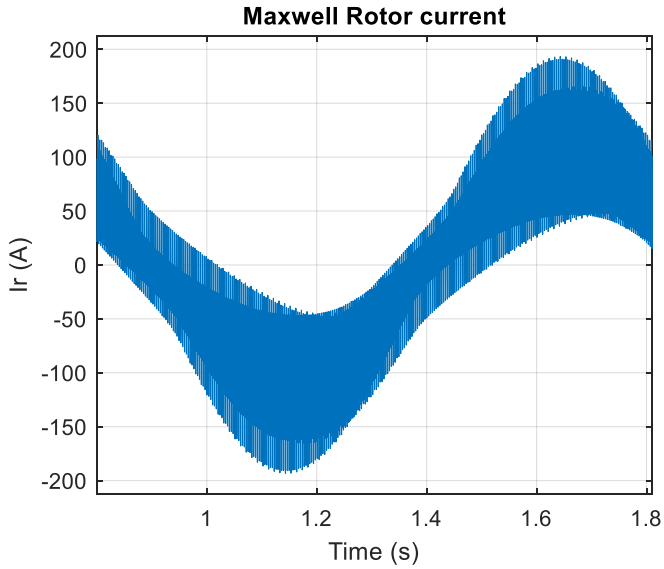


Figure 2.10 : Une période de courant rotorique pour la machine à induction triphasée (résultats E-F Maxwell avec matériau linéaire).

Les fréquences « $f_{r_{vp}}$ » dépendent du glissement (vitesse mécanique du rotor). Afin de valider la démarche analytique de calcul des courants rotoriques (section 2.1.3.1), un seul point de fonctionnement a été simulé sur Maxwell, avec une seule valeur de glissement « g =2% » donc une vitesse mécanique de « 1470 tr/min ». La variation du courant rotorique sur une période est illustrée dans la Figure 2.10.

La Table 2.8 montre la comparaison entre les amplitudes du courant rotorique déterminées par l'équation 2-34, et celles provenant de l'analyse harmonique du courant rotorique calculé par Maxwell (Figure 2.10).

Rang d'harmonique	1p	-5p	7p	-11p	13p	-17p	19p
Fréquence [Hz]	1	295	-293	589	-587	883	-881
Amplitude Maxwell [A]	100.2	14.9	3.9	3.6	4.1	30.1	12.9
Amplitude Equation 2-34 [A]	399.4	12.1	3.1	1.3	2.1	7.5	5

Table 2.8 : Harmoniques du courant rotorique pour la machine à induction triphasée.

Au niveau des fréquences, les calculs analytiques concordent avec les résultats E-F-linéaire. Cependant, en ce qui concerne les amplitudes, on remarque une différence sur les ordres de grandeur entre calculs analytique et résultats E-F-linéaire. On remarque que l'approche analytique tends à surestimer l'amplitude du fondamental, et à sous-estimer les amplitudes des autres harmoniques du courant rotorique.

Cela est probablement dû à la modélisation théorique de la cage par un bobinage à double couche équivalent (voir la Figure 2.1), ce qui assume que chaque barre est traversée par deux courants différents (deux phases rotoriques liées à deux boucles de courant différentes), ce qui n'est pas le cas dans la modélisation E-F plus réaliste (où chaque barre est traversée par un courant unique).

On note que cette approche théorique de modélisation de la cage rotorique est largement utilisée dans les travaux scientifiques sur les machines à induction, on cite par exemple les références [56][57].

Malgré ces écarts sur les amplitudes de courant rotorique pour cette application, les résultats de calculs analytiques du couple moyen, basés sur cette approche, concordent avec les résultats E-F-Linéaire, comme cela sera montré dans la prochaine section.

2.3.1.5 Détermination de la caractéristique couple moyen en fonction du glissement

La Figure 2.11 illustre la caractéristique du couple en fonction du glissement (entre 0 et 2%), donc avec une vitesse mécanique entre 1500 tr/min (pour « g = 0 ») et 1470 tr/min (pour « g =2% »).

Les résultats E-F-linéaire selon le modèle Maxwell (courbe rouge) ont été obtenus grâce à des simulations paramétriques en variant le glissement (la vitesse mécanique du rotor pour une fréquence statorique fixe de 50 Hz). Ces résultats ont été obtenus pour 21 points de fonctionnement (20 valeurs de glissement), donc avec un pas de glissement de 0.1%. Pour chaque simulation (20 au total), 30 périodes statoriques (soit une durée de 30 x 20 ms) ont été simulées, avec une fréquence d'échantillonnage de 20 fois la fréquence des courants statoriques (20 x 50 Hz), ce qui fait 600 points de calcul par simulation. En effet, plusieurs périodes statoriques doivent être simulées avant d'atteindre le régime établi numérique, pour une

machine à induction le régime transitoire numérique étant long (atteignant 28 périodes statoriques pour un glissement de 2%, avec « f_s = 50 Hz » pour la machine considérée). Le total des points simulés pour obtenir la caractéristique couple/glissement de la Figure 2.11 est donc de « 600 x 20 = 12000 points », ce qui nécessite d'importants efforts calculatoires (environ 24 heures de calculs avec les ressources informatiques utilisées).

Cependant, avec la modélisation analytique (la courbe en bleu sur la Figure 2.11), les résultats sont instantanément obtenus. On remarque que les deux courbes ont la même pente à l'origine, et qu'un écart commence à apparaitre à partir du point où « g = 0.2 ». Sur le point à couple maximum « g = 1.8% », cet écart est de 6.5% (la différence divisée par le couple maximum des résultats E-F-linéaire). Même si le calcul numérique E-F Maxwell est effectué avec l'hypothèse d'un matériau linéaire, la démarche analytique suppose des hypothèses simplificatrices supplémentaires (champ d'entrefer parfaitement radial 1D, effet d'encoches non pris en compte, estimation théorique des inductances de fuites rotoriques, non prise en compte de l'effet de peau dû aux harmoniques supérieurs dans les barres).

De façon générale, la modélisation analytique (avec l'utilisation des équations 2-41 à 2-44 pour le couple moyen), nous permet d'interpréter l'évolution du couple moyen en fonction du glissement, avec estimation de la contribution de chaque harmonique d'espace généré dans le couple moyen. Pour ce cas de machine, l'harmonique fondamental « v = 1 » contribue à presque 100 % du couple total, les autres harmoniques d'espace, n'ont quasiment aucun effet sur le couple moyen total de la machine, comme montré dans la partie (B) de la Figure 2.11, où la courbe bleu (couple total) est quasiment superposée à la courbe orange (couple développé par le 1er harmonique).

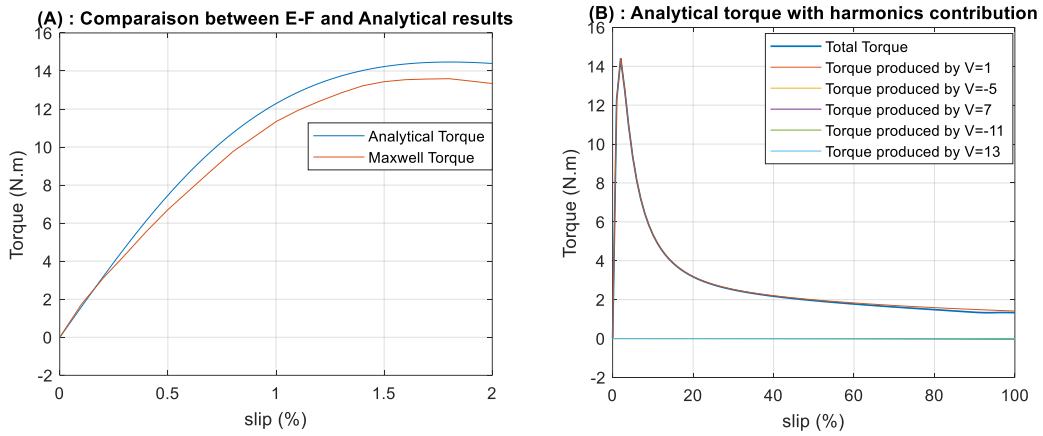


Figure 2.11 : Caractéristique couple-glissement pour la machine à induction triphasée à 48 barres.
(A) : comparaison entre calcul analytique, avec considération de « v = 1 à 40 », et résultats E-F-linéaire, (B) : calcul analytique pour glissement de 0 à 100%.

Pour déterminer quels sont les paramètres de la machine qui impactent le point à couple maximal, donc la valeur du couple maximal et la fréquence rotorique qui lui correspond (en sachant que la fréquence rotorique est proportionnelle au glissement), il faut analyser l'équation qui exprime le couple pour l'harmonique « v = u = 1 » avec « $f_{r_{1p}} = g.f_s$ ». Avec « v > 0 » « $f_{r_{1p}} > 0$ », cet harmonique (fondamental), correspond donc à l'équation 2-41. En remplaçant les équations 2-34 (amplitude du courant rotorique) et 2-35 (angle du courant rotorique) dans l'équation 2-41, on obtient :

$$T_{up} = \frac{N_{ph}^2 . N_{bar}}{8} . p.u. I_{s_u}^2 . M_{sr_{up}}^2 . \frac{R_{r_{\alpha up}} \omega_{r_{up}}}{R_{r_{\alpha up}}^2 + L_{r_{\alpha up}}^2 \omega_{r_{up}}^2} \qquad 2\text{-}104$$

En étudiant la dérivée « $\frac{dT_{up}}{d\omega_{r_{up}}}$ », les expressions de « $\omega_{r_{up\,opt}}$ » permettant d'avoir le couple maximal « $T_{up\,max}$ » peuvent être déduites :

$$\omega_{r_{up\,opt}} = \frac{R_{r_{\alpha up}}}{L_{r_{\alpha up}}} \qquad 2\text{-}105$$

$$T_{up\,max} = \frac{N_{ph}^2 . N_{bar}}{8} . p.u. I_{s_u}^2 . M_{sr_{up}}^2 . \frac{1}{2. L_{r_{\alpha up}}} \qquad 2\text{-}106$$

Tel que : « $\omega_{r_{up\,opt}} = g_{opt} . 2\pi f_s$ », « g_{opt} » étant le glissement correspondant au couple maximal (1.8% pour cette application). Cette pulsation rotorique fondamentale est donc proportionnelle à la résistance rotorique cyclique liée au plan de Concordia rotorique n° « u.p » (voir section 2.1.2.1), et inversement proportionnelle à l'inductance rotorique cyclique liée au même plan.

Le couple maximal peut être exprimé différemment, en faisant intervenir l'inductance cyclique statorique « $L_{s_{\alpha u}}$ » liée au plan de Concordia statorique n° « u » :

$$T_{up\,max} = \frac{N_{ph}^2 . N_{bar}}{16} . p.u. I_{s_u}^2 . L_{s_{\alpha u}} . \frac{M_{sr_{up}}^2}{L_{s_{\alpha u}} . L_{r_{\alpha up}}} \qquad 2\text{-}107$$

Or, le coefficient de dispersion de Blondel, lié l'harmonique d'espace « u.p », est défini comme suit :

$$\sigma_{up} = 1 - \frac{M_{sr_{up}}^2}{L_{s_{\alpha u}} . L_{r_{\alpha up}}} \qquad 2\text{-}108$$

La formule 2-107 devient alors :

$$T_{up\,max} = \frac{N_{ph}^2 . N_{bar}}{16} . p.u. I_{s_u}^2 . L_{s_{\alpha u}} . (1 - \sigma_{up}) \qquad 2\text{-}109$$

Le facteur de dispersion de Blondel représente le couplage entre le stator et le rotor, tenant compte de l'harmonique d'espace principal « u.p ». Si on considère que ce couplage est parfait, ce facteur est nul :

$$T_{up\,max} = \frac{N_{ph}^2 . N_{bar}}{16} . p.u. I_{s_u}^2 . L_{s_{\alpha u}} \qquad 2\text{-}110$$

Selon l'équation 2-79 qui exprime l'inductance magnétisante au stator, et en appliquant la transformation de Fourier de la fonction de bobinage statorique (équation 2-93), l'inductance statorique cyclique « $L_{s_{\alpha u}}$ » liée au plan de Concordia statorique n° « u », est proportionnelle à « $\frac{K_{w_{s,u}}^2}{(u.p)^2}$ ». Pour une machine à induction à un nombre de phases donné, alimentée un courant efficace donné, sous la séquence « u », le couple maximal peut être exprimé (en relation de proportionnalité) comme suit :

$$T_{u\,max} \sim \frac{K_{w_{s,u}}^2}{u.\,p} \qquad 2\text{-}111$$

2.3.1.6 Analyse du couple pulsatoire

La Figure 2.12 illustre un aperçu de la variation temporelle du couple résultant de la simulation E-F-linéaire, pour la machine triphasée, ainsi que l'analyse du contenu harmonique du couple.

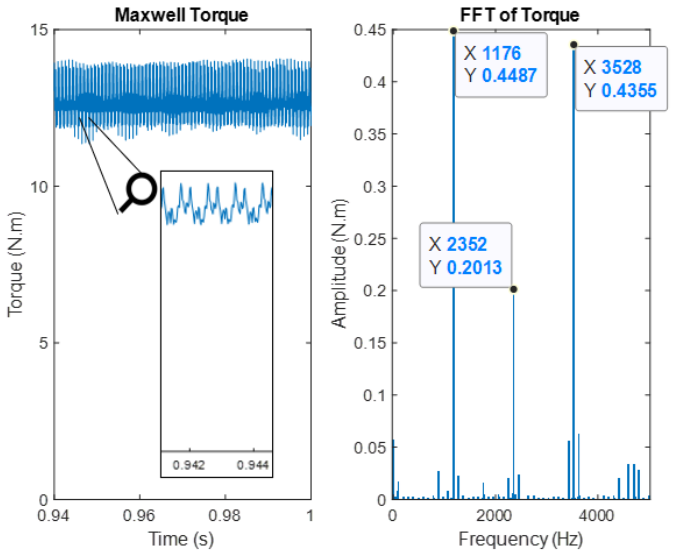


Figure 2.12 : Variation temporelle du couple selon le modèle E-F-linéaire, pour la machine triphasée à 48 barres, avec analyse du contenu harmonique.

Ces résultats ont été obtenus à l'issue d'une simulation avec une fréquence d'échantillonnage de 40 000 Hz, ce qui représente un pas de temps très fin, afin de pouvoir identifier précisément les composantes pulsatoires du couple. Cette simulation a été faite pour un courant statorique de 80 A (25% le courant nominal), une fréquence « f_s = 50Hz », et une vitesse mécanique de 1470 tr/min (correspondant à un glissement de 2%).

Comme on peut remarquer dans la Figure 2.12, il y a trois composantes principales du couple pulsatoire aux fréquences : 1176, 2352 et 3528 Hz. Pour comprendre l'origine de ces composantes pulsatoires, il est nécessaire de déterminer les interactions entre les harmoniques d'espace (ceux qui sont répartis sur les mêmes plans de Concordia statorique et rotorique).

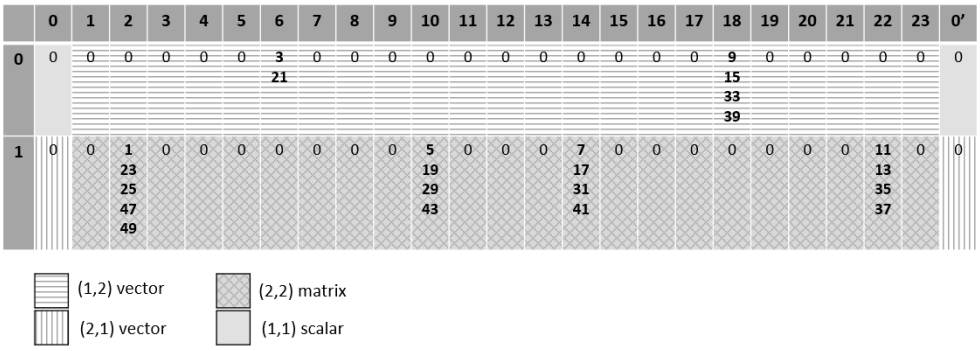


Figure 2.13 : Répartition des rangs des harmoniques d'espace au sein des 23 plans et deux droites rotoriques, 1 plan et 1 droite statorique dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$ pour la machine triphasée à 48 barres, à 2 paires de pôles.

La Figure 2.13 illustre la distribution des harmoniques d'espace sur la matrice inductance mutuelle stator-rotor découplée (dans la base de Concordia) $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$. Pour simplifier l'écriture, les harmoniques « v.p » sont représentés par les valeurs de « v » dans la figure (avec « v < 50 »). Tous les harmoniques avec « v » pair sont nuls compte tenu de la distribution antisymétrique du bobinage.

La première ligne, indexée « 0 », dans la Figure 2.13 correspond à la composante homopolaire statorique de dimension « 1 », dont les harmoniques d'espace (multiples du nombre de phases) ne sont pas excités car la machine est alimentée par un système équilibré de courants statoriques sinusoïdaux.

La ligne indexée « 1 » correspond au seul plan α-β statorique. On remarque que les harmoniques d'espace (non multiples de 3) se répartissent uniquement sur les cases correspondantes à l'intersection de l'unique plan α-β statorique avec les plans α-β rotoriques : n°2, 10, 14 et 22. Dans chacune de ces 4 cases, plusieurs harmoniques d'espaces sont superposés, et donc comme expliqué dans la section 2.1.3.2, chaque groupe d'harmoniques superposés dans la même case, génère des pulsations de couple.

L'équation 2-45 et la Table 2.3, permettent de calculer précisément la fréquence de chaque composante pulsatoire du couple, générée à cause de l'interaction de deux harmoniques (un de l'inductance mutuelle et l'autre du courant rotorique) répartis sur le même plan rotorique. La Table 2.9 montre ces fréquences dues aux différentes interactions possibles (pour « v < 50 »). Dans cette table, on remarque que chacune des trois fréquences principales qui apparaissent dans l'analyse harmonique du couple résultant de la simulation E-F-linéaire (Figure 2.12), est due à diverses interactions entre harmoniques d'espace (de l'inductance mutuelle) et harmoniques de temps (du courant rotorique).

Plans rotor	**2**						**10**				
		1p	23p	25p	47p	49p		5p	19p	29p	43p
	1p	0	1176	1176	2352	2352	5p	0	1176	1176	2352
	23p	1176	0	2352	3528	3528	19p	1176	0	2352	1176
	25p	1176	2352	0	3528	1176	29p	1176	2352	0	3528
	47p	2352	3528	3528	0	4704	43p	2352	1176	3528	0
	49p	2352	3528	1176	4704	0					
Plans rotor	**14**						**22**				
		7p	17p	31p	41p			11p	13p	35p	37p
	7p	0	1176	1176	2352		11p	0	1176	1176	2352
	17p	1176	0	2352	1176		13p	1176	0	2352	1176
	31p	1176	2352	0	3528		35p	1176	2352	0	3528
	41p	2352	1176	3528	0		37p	2352	1176	3528	0

Table 2.9 : Fréquences des composantes pulsatoires du couple, générées à cause de l'interaction entre les harmoniques au rotor, pour la machine triphasée à 48 barres.

Pour les trois fréquences de couples pulsatoires identifiées dans la Table 2.9, l'équation 2-45 permet de calculer analytiquement l'amplitude de la pulsation (pouvant résulter de la superposition de plusieurs interactions comme le montre la Table 2.9). La Table 2.10 illustre la comparaison entre les amplitudes déterminées analytiquement et par Eléments-Finis. On remarque que le modèle analytique sous-estime les amplitudes de pulsations de couple par

rapport aux résultats du modèle Eléments-finis, le pourcentage d'erreur augmente de plus en plus pour les fréquences élevées (harmoniques d'espace de rangs élevés). Comme mentionné précédemment, les hypothèses simplificatrices prises pour le modèle analytique (champ d'entrefer radial, saillances non prises en compte, estimation théorique des fuites, résistances rotoriques DC) peuvent expliquer cet écart.

Fréquence	Amplitude E-F-linéaire	Amplitude analytique
1176 Hz	0.450 N.m	0.114 N.m
2352 Hz	0.201 N.m	0.008 N.m
3528 Hz	0.431 N.m	0.028 N.m

Table 2.10 : Comparaison entre amplitudes de composantes pulsatoires du couple, déterminées analytiquement et par Eléments-Finis, pour la machine triphasée à 48 barres.

En se basant sur la Figure 2.13, avec 48 barres, plusieurs superpositions d'harmoniques d'espaces apparaissent, ce qui génère d'importantes composantes pulsatoires du couple. La technique classique pour les atténuer consiste à incliner le circuit rotorique ou statorique. Sinon, sur la base de l'analyse ici proposée, il apparaît que ces interactions pourraient être théoriquement annulées en changeant le nombre de barres. Ainsi avec un rotor à 49 barres au lieu de 48, tous les harmoniques d'espace (considération de « v < 50 ») sont séparés et aucune interaction entre eux n'est possible, comme le montre la Figure 2.14.

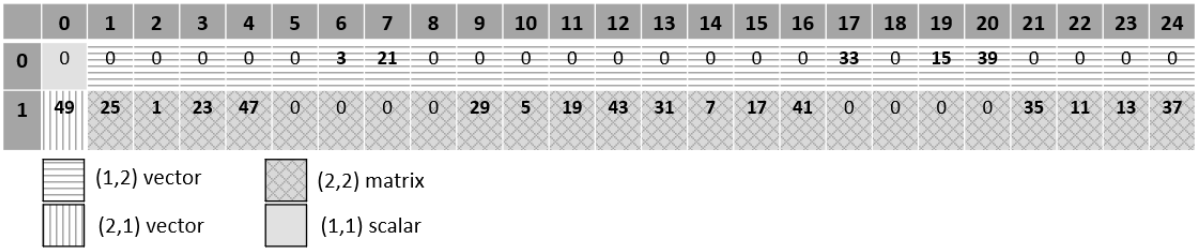


Figure 2.14 : Répartition des rangs des harmoniques d'espace au sein des 24 plans et 1 droite rotorique, 1 plan et 1 droite statorique, dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$ pour la machine triphasée à 49 barres.

La Figure 2.15 illustre la comparaison entre le couple développé avec 48 barres et celui développé avec 49 barres. On remarque qu'avec 49 barres avec : les résultats E-F-linéaire (à gauche de la figure) et le calcul analytique (à droite de la figure). Les ondulations ont presque disparu avec 49 barres (légères ondulations, sur la courbe E-F-linéaire, probablement dues aux effets d'encochage pris en compte par Maxwell). Ceci résulte de la répartition des harmoniques d'espace sur différents plans α-β rotoriques, ce qui est mis en évidence dans la Figure 2.14. Les résultats du calcul analytique montrent également la différence entre 48 et 49 barres en matière de pulsations de couple. En comparant entre les courbes, le facteur d'ondulation du couple avec 48 barres et plus important avec les résultats E-F-linéaire, cela étant dû à la sous-estimation des amplitudes avec l'approche analytique (comme montré dans la Table 2.10).

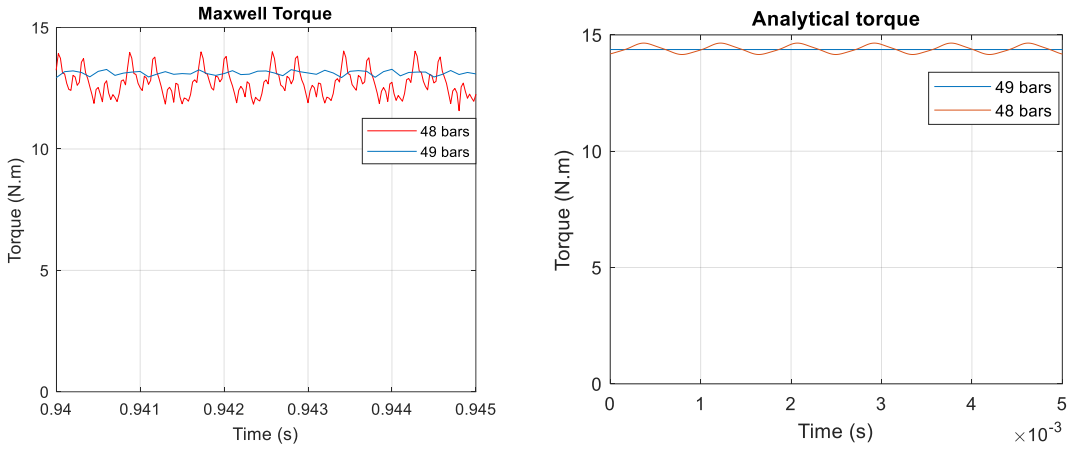


Figure 2.15 : Comparaison entre le couple développé avec 48 barres et 49 barres rotoriques – Résultats E-F-linéaire (à gauche) et calcul analytique (à droite).

Ces résultats sont en accord avec les règles sur les choix du nombre de barres pour une machine à induction triphasée dans la littérature [39], détaillées dans la section 1.2.6.1. En effet, selon ces règles, pour une machine à 36 encoches statoriques à 2 paires de pôles, le nombre de barres 48 présente un couple parasite important, susceptible de gêner la phase de démarrage dans le cas d'une alimentation électrique directe sur un réseau triphasé pour un bobinage classique, c'est-à-dire distribué à épanouissement polaire (référence [39], chapitre 7), ce qui est expliqué grâce à l'approche proposée.

Cependant, ces règles ont été établies pour les machines triphasées avec des bobinages à pas diamétral classiques. Pour une machine à induction avec un nombre de phases dépassant 3, et dont le bobinage n'est pas forcément à pas diamétral, ces règles ne sont plus directement utilisables. C'est dans ce contexte que l'approche d'analyse de répartition des harmoniques d'espace dans la base découplée de Concordia se révèle utile. En particulier, elle permet, pour un bobinage statorique donné (caractérisé par le nombre de phases, d'encoches et de pôles), de choisir des nombres de barres favorisant la réduction des pulsations de couple, ce qui sera mis en évidence dans la deuxième application sur une machine à induction à 5 phases.

Pour conclure par rapport à cette application sur machine triphasée, si on considère uniquement le couple moyen (Figure 2.11), le rotor peut être modélisé par un circuit diphasé équivalent (plan de Concordia contenant l'harmonique d'espace fondamental), comme c'est le cas pour la démarche classique. Cependant, cette réduction de la dimension rotorique (de « N_{bar} » à 2) ne permet pas d'analyser les pulsations du couple, où divers circuits diphasés équivalents doivent être considérés. Par exemple pour la machine triphasée à 48 barres étudiée, les plans de Concordia qui doivent être considérés pour l'analyse du couple pulsatoire sont au nombre de 4 : plans n°2, 10, 14 et 22 (selon la Figure 2.13). La dimension rotorique dans ce cas est réduite de « N_{bar} = 48 » à « 8 » grâce à la modélisation dans la base découplée de Concordia.

2.3.2 Application sur une machine à induction à 5 phases

2.3.2.1 Caractéristiques et géométrie de la machine

Pour cette application, le même cas d'étude présenté dans la section 1.2.6.1 est considéré. La géométrie de la machine est illustrée dans la Figure 2.16.

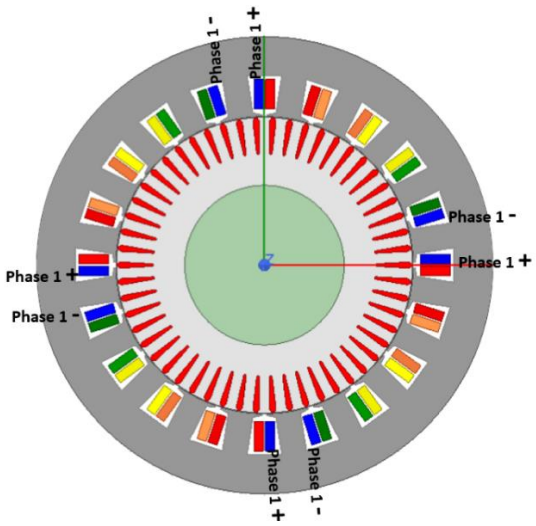


Figure 2.16 : Géométrie et schéma de bobinage de la machine à induction à 5 phases (Stator fixe).

Les caractéristiques générales de cette machine sont :

- Nombre de phases, $N_{ph} = 5$;
- Nombre d'encoches statoriques, $N_s = 20$;
- Nombre de barres, $N_{bar} = 13, 18, 35, 64, 65$;
- Nombre de paires de pôles, $p_1 = 4$;
- Courant nominal, $I_s = 400\ A_{crête}$;

Le bobinage est de type dentaire à double couche, avec un nombre d'encoches par pôle et par phase : « spp = 0.5 ». La fonction de densité de conducteurs de cette machine pour la phase « 1 » sur une paire de pôles est la suivante :

$$\underline{D_{1_p}} = [0.5 \quad -0.5 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

Dimensions globales	**Valeur**	**Dimensions des encoches**	**Valeur**
Rayon extérieur du stator	130 mm	Ouverture d'encoche au stator	3 mm
Rayon intérieur du stator	90 mm	Hauteur d'encoche au stator	22.3 mm
Longueur d'entrefer	0.5 mm	Ouverture d'encoche au rotor	1.5 mm
Longueur active	150 mm	Hauteur de barre rotorique pour [13, 18, 35, 64, 65] barres	[16.7, 18.6, 21.4, 22.8, 22.8] mm
		Section de barre rotorique pour [13, 18, 35, 64, 65] barres	[340, 251, 132, 73, 72] mm²

Table 2.11 : Dimensions de la machine à induction à 5 phases, avec différents nombres de barres.

La Table 2.11 montre les dimensions de la machine à induction à 5 phases avec les 5 nombres de barres choisis. Pour ces 5 machines (même stator, 5 différents rotors), les résultats de simulations E-F-non-linéaire (Modèle Maxwell) sous deux alimentations : à la 1ère et la 3ème séquence statorique avec 400 $A_{crête}$ (courant nominal) ont déjà été présentés dans la Figure 1.34. De façon générale, ces résultats ont montré que la capacité de la machine à produire le couple (à iso-courant statorique) augmente avec le nombre de barres, pour les deux séquences d'alimentation.

La quantité totale de cuivre au rotor (cage en cuivre) est la même pour les 5 rotors.

2.3.2.2 Paramètres calculés analytiquement

De même que pour l'application à 3 phases, les matrices nécessaires pour le calcul des courants rotoriques et du couple sont : matrice résistance rotorique, matrice inductance rotorique et matrice inductance mutuelle stator-rotor.

La Table 2.12 montre la résistance DC de barres (équation 2-49) et la résistance calculée d'une portion de l'anneau, pour les 5 rotors. Ces paramètres sont nécessaires pour la détermination de la matrice de résistance rotorique (équation 2-7).

Nombre de barres	13	18	35	64	65
Résistance DC d'une barre [μΩ]	7 .6	10.3	19.6	35.4	35.8
Résistance d'une portion d'anneau [μΩ]	2.57	1.98	1.07	0.59	0.58

Table 2.12 : Valeurs de résistance DC de barres et résistance de portions d'anneau pour les 5 rotors choisis pour la machine à induction à 5 phases.

On remarque que plus le nombre de barres augmente (en gardant la même quantité totale de cuivre), plus la résistance d'une barre augmente, et la résistance d'une portion d'anneau devient de plus en plus négligeable devant celle de la barre. De même que pour l'application sur la machine triphasée, la plage considérée des valeurs de glissement est inférieure à 2%, donc le facteur d'effet de peau dans les barres (défini dans la section 2.2.1.2) est presque unitaire pour les points considérés.

La matrice d'inductance rotorique est définie par l'équation 2-8, les paramètres nécessaires pour la détermination de cette matrice sont :

- L'inductance magnétisante propre d'une barre « $L_{r_{11}}$ » (la même pour toute les barres), et l'inductance magnétisante mutuelle entre deux barres « $L_{r_{1i}}$ » (tel que : $L_{r_{11}} = L_{r_{12}} = L_{r_{1i}} \ldots$) ;
- Les inductances de fuite : « L_b » pour une barre rotorique et « L_{er} » pour une portion de l'anneau de court-circuit.

Ces paramètres sont calculés par la démarche analytique (sections 2.2.2.4 et 2.2.2.5), et illustrés dans la Table 2.13.

Nombre de barres	13	18	35	64	65
$L_{r_{11}}$ [μH]	14	10.3	5.3	2.9	2.8
$L_{r_{1i}}$ [μH]	-1.16	-0.6	-0.16	-0.046	-0.044
L_b [μH]	0.11	0.14	0.22	0.36	0.36
L_{er} [μH]	0.042	0.037	0.016	0.009	0.009

Table 2.13 : Paramètres de la matrice inductance rotorique, pour les 5 rotors choisis pour la machine à induction à 5 phases.

De façon générale, l'inductance de fuite d'une portion de l'anneau devient, de plus en plus, négligeable devant celle de la barre rotorique avec l'augmentation du nombre de barres, compte tenu de la distance, qui diminue, entre deux barres adjacentes. On peut conclure qu'avec un grand nombre de barres rotoriques, les anneaux de court-circuit ont moins d'impact sur la modélisation de la cage rotorique.

Harmonique d'espace	1p	2p	3p	4p	5p	6p	7p	8p	9p	10p
Facteur de bobinage harmonique $K_{w_{s,v}}$	0.59	0.95	0.95	0.59	0	0.59	0.95	0.95	0.59	0

Table 2.14 : Facteurs de bobinage harmoniques pour la machine à induction à 5 phases.

Harmonique d'espace	1p	2p	3p	4p	5p	6p	7p	8p	9p	10p
13 barres	29.12	13.35	1.51	1.45	0	0.44	0.52	0.84	0.27	0
18 barres	22.63	13.98	5.44	0.74	0	0.82	1.09	0.54	0.99	0
35 barres	12.16	9.18	5.44	2.11	0	0.78	0.64	0.22	0.04	0
64 barres	6.55	5.18	3.33	1.46	0	0.83	1.04	0.8	0.38	0
65 barres	6.44	5.1	3.28	1.44	0	0.83	1.03	0.8	0.38	0

Table 2.15 : Amplitudes des coefficients harmoniques d'inductance mutuelle stator-rotor « $M_{sr_{vp}}$ » [μH].

La Table 2.14 illustre les facteurs de bobinage harmoniques « $\widehat{K_{w_{s,v}}}$ », correspondant au bobinage choisi pour la machine à induction à 5 phases, et qui permettent de calculer les coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor (équation 2-101) « $(\widehat{M_{sr}})_{vp}$», dont les amplitudes « $M_{sr_{vp}}$ » sont montrées dans la Table 2.15 (unité : µH).

2.3.2.3 Simulations Eléments-Finis

Les 5 machines sont alimentées par des courants sinusoïdaux, avec deux séquences statoriques dans des simulations séparées : 1ère et 3ème séquence. De même que pour l'application précédente sur machine triphasée, ces simulations sont en mode transitoire avec rotation imposée au niveau du rotor, les courants statoriques sont imposés avec une amplitude nominale de 400 $A_{crête}$ et une fréquence de 50 Hz pour la 1ère séquence et 150 Hz pour la 3ème séquence. Le matériau considéré pour cette application est de type linéaire.

Avec le modèle E-F-linéaire Maxwell de cette machine, deux types de simulation ont été faits (pour les 5 différents rotors, et avec les deux séquences statoriques (1ère et 3ème) séparément) :

- Simulations paramétriques avec variation de glissement « g », pour la détermination des courbes couple-glissement. La fréquence d'échantillonnage est relativement réduite (20 fois la fréquence des courants statoriques, 1000 Hz dans ce cas), car ces simulations nécessitent d'importants efforts calculatoires.
- Simulations sur un seul point de fonctionnement (une seule valeur de glissement), avec une fréquence d'échantillonnage élevée (10 000 Hz). Ces simulations permettent la détermination de signaux fins pour le courant rotorique et le couple (pour une analyse harmonique précise).

Le maillage utilisé dans le modèle éléments-finis de la machine à 5 phases est illustré dans la Figure 2.17, et ses paramètres sont détaillés dans la Table 2.16.

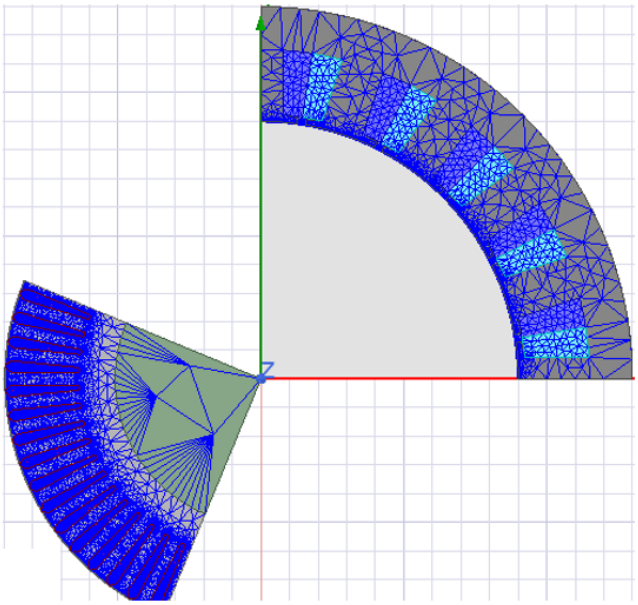


Figure 2.17 : Maillage utilisé dans le modèle E-F-linéaire de la machine à 5 phases.

Partie de la machine	Surface [mm²]	Nombre d'éléments du maillage	Surface moyenne par élément [mm²]
Fer statorique	4887.4 (1/4 de machine)	2131	6.6
Fer rotorique	3076.5 (1/4 de machine)	8030	0.8
Une barre rotorique	73	496	8.4×10^{-2}

Table 2.16 : Paramètres du maillage utilisé dans le modèle E-F-linéaire de la machine à 5 phases.

2.3.2.4 Calcul des courants rotoriques

Pour une machine à induction à 5 phases, avec un bobinage où les harmoniques d'espace de rangs pairs ne sont pas nuls (le cas de cette application), l'alimentation avec la séquence statoriques « u=1 », génère les harmoniques d'espace (qui induisent des harmoniques dans les courants rotoriques) : F_u=p{1, -4, 6, -9, 11, -14, 16, -19, 21…}. Et avec la séquence « u=3 » : F_u=p{-2, 3, -7, 8, -12, 13, -17…}.

Les résultats E-F-linéaire sur un seul point de fonctionnement sous chacune des deux séquences, sont comparés aux calculs analytiques (section 2.1.3.1). Comme précisé dans la section précédente, le pas d'échantillonnage est assez fin (0.1 ms, pour une période statorique de 20 ms) afin de permettre une analyse précise du contenu harmonique du courant rotorique. Chaque simulation doit permettre de caractériser une période rotorique stabilisée complète (soit 4 s pour la 1ère séquence avec un glissement de 0.5% ou 0.33 s pour la 3ème séquence avec un glissement de 2%) sachant que celle-ci est observable après extinction du régime transitoire numérique (occupant environ 25 périodes statoriques). Ces simulations nécessitent donc des efforts calculatoires très importants (plusieurs jours de calcul avec les ressources utilisées). Pour cela, ces équations de calcul de courants rotoriques ont été validées par comparaison aux résultats E-F-linéaire de la machine ayant 64 barres rotoriques (et pas les 5 machines).

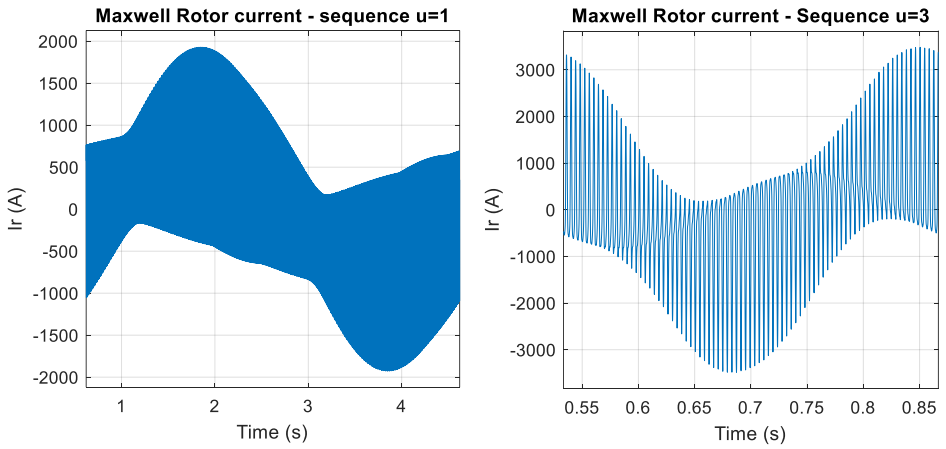


Figure 2.18 : Une période de courant rotorique pour la machine à induction à 5 phases, 64 barres, pour les deux séquences statoriques : 1 et 3 (résultats E-F avec matériau linéaire).

La Figure 2.18 illustre la variation temporelle du courant rotorique sur une période complète pour les deux séquences d'alimentation (1 et 3). La Table 2.17 montre la comparaison entre les amplitudes du courant rotorique déterminées par l'équation 2-34, et celles provenant de l'analyse harmonique du courant rotorique calculé par Maxwell (Figure 2.18).

Séquence : « u = 1 »	Rang d'harmonique	1p	-4p	6p	-9p	11p	-14p
Fréquence stator : « f_s = 50 Hz »	Fréquence [Hz]	0.25	249	-248.5	497.75	-497.25	746.5
Glissement : « g = 0.5 % »	Amplitude Maxwell [A]	422	765	331	363	82	54
	Amplitude Equation 2-34 [A]	1271	400	200	87	52	17
Séquence : « u = 3 »	Rang d'harmonique	-2p	3p	-7p	8p	-12p	13p
Fréquence stator : « f_s = 150 Hz »	Fréquence [Hz]	248	3	493	-242	738	-487
Glissement : « g = 0.5 % »	Amplitude Maxwell [A]	1050	868	264	241	186	80
	Amplitude Equation 2-34 [A]	1647	784	242	184	64	45

Table 2.17 : Harmoniques du courant rotorique pour la machine à induction à 5 phases, 64 barres, pour les deux séquences statoriques : 1 et 3.

De même que pour l'application à 3 phases, les calculs analytiques de fréquences concordent avec les résultats E-F-linéaire, sous chacune des deux séquences. En revanche, avec l'outil analytique, les amplitudes des harmoniques du courant rotorique de bas rangs sont surestimées, et celles correspondant aux harmoniques de rangs élevés sont sous-estimées, par rapport aux résultats E-F-linéaire. Comme précisé dans la section 2.3.1.4 pour l'application à 3 phases, cela est probablement dû à la modélisation théorique de la cage selon la Figure 2.1, ce qui est différent du cas de la modélisation E-F. De même que pour le cas de la machine triphasée, malgré ces écarts sur les amplitudes du courant rotorique, cette modélisation permet de reproduire les tendances liées au couple moyen, comme le montrera la prochaine section.

2.3.2.5 Détermination de la caractéristique couple moyen en fonction du glissement

La Figure 2.19 illustre la courbe de variation du couple moyen en fonction du glissement (glissement de 0 à 1.2 %, avec un pas de 0.1%) pour les 5 nombres de barres, sous la séquence statorique « u = 1 », avec comparaison entre les résultats E-F-linéaire et les calculs selon la démarche analytique. La Figure 2.20 montre la comparaison sous la séquence « u = 3 ».

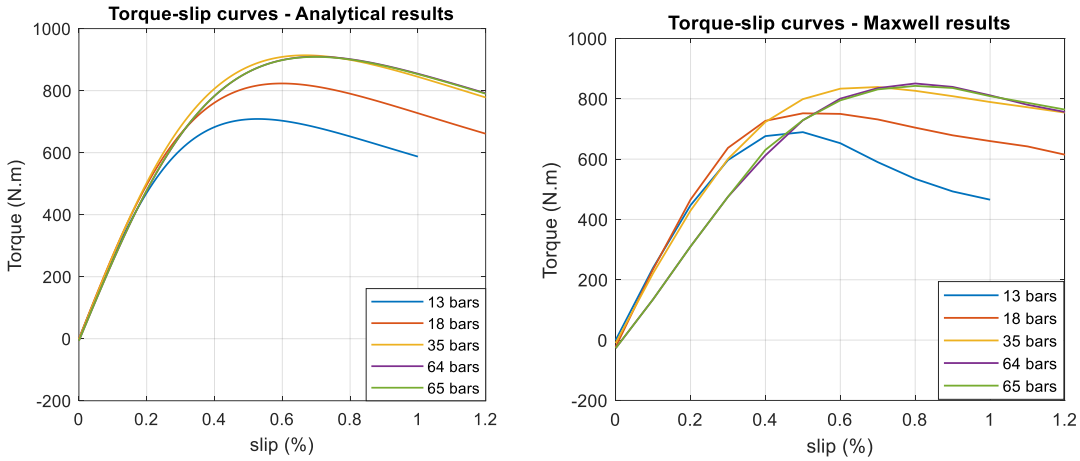


Figure 2.19 : Caractéristique couple-glissement pour la machine à induction à 5 phases, avec les 5 nombres de barres, sous la séquence : « u = 1 » (comparaison entre calcul analytique, avec considération de « v = 1 à 40 », et résultats E-F-linéaire).

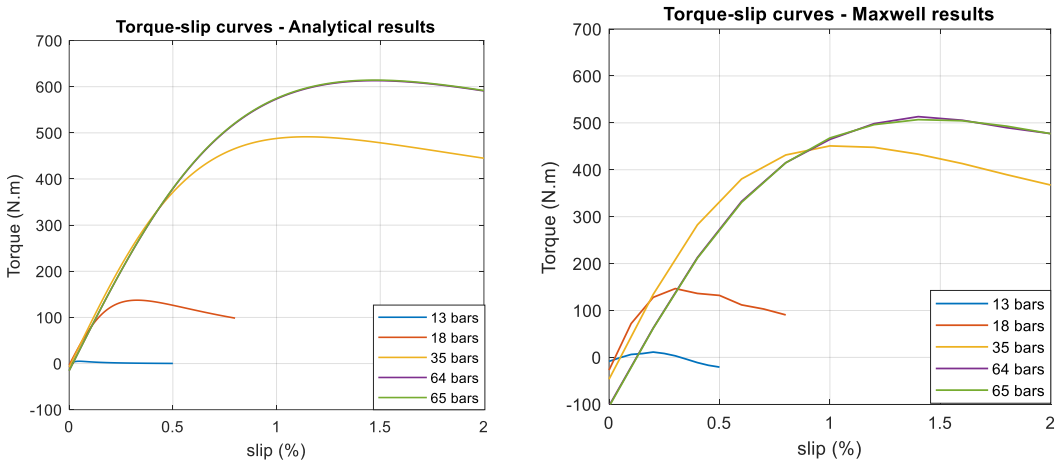


Figure 2.20 : Caractéristique couple-glissement pour la machine à induction à 5 phases, avec les 5 nombres de barres, sous la séquence : « u = 3 » (comparaison entre calcul analytique, avec considération de « v = 1 à 40 », et résultats E-F-linéaire).

Pour la première séquence statorique, on remarque qu'avec un matériau linéaire, le couple maximal augmente avec le nombre de barres, jusqu'à 35 barres. Au-delà de 35, le niveau du couple reste quasiment le même. Le glissement correspondant au couple maximum, augmente aussi avec le nombre de barres. Avec les calculs analytiques, les mêmes tendances sont observées, mais avec des écarts avec les résultats E-F-linéaire. Ces écarts sont montrés en pourcentage pour les points à couple maximal dans la Table 2.18.

Pour la troisième séquence, avec 24 paires de pôles, le couple maximal augmente avec le nombre de barres, même au-delà de 35 barres. En effet, il est nécessaire d'avoir suffisamment de barres par pôle magnétique, et avec 24 pôles magnétiques dans la machine le nombre total de barres doit être assez élevé. On remarque que la machine à 13 barres rotoriques, ne développe quasiment pas de couple sous la troisième séquence. Le glissement à couple maximal augmente également avec le nombre de barres. Les mêmes tendances sont observées entre les résultats E-F-linéaire et les calculs analytiques, mais avec des écarts (comme montré dans la Table 2.18).

La Table 2.18 reporte les valeurs de couple maximal et de glissement de couple maximal pour les différents nombres de barres testés, pour chacune des deux séquences d'alimentation.

En ce qui concerne le couple maximal, les écarts entre les résultats E-F-linéaire et les calculs analytiques sont généralement inférieurs à 10% (écart minimal de 2.7% pour 13 barres) sous la première séquence. Les écarts sont plus importants sous la troisième séquence pour les nombres de barres élevés (autour de 17%). En effet, sous la troisième séquence la polarité est plus grande, on peut donc considérer que les fuites magnétiques ont tendance à augnemter, et de ce fait, l'hypothèse d'un champ radial est moins valable, ce qui conduit à surestimer le couplage stator-rotor.

L'évolution du glissement à couple maximal est globalement la même entre les calculs analytiques et les résultats E-F-linéaire, avec certains écarts dus probablement au petit nombre de points constituant les courbes E-F-linéaire (10 à 12 variations de glissement), alors que les courbes calculées analytiquement sont beaucoup plus fines (calcul quasiment instantané).

Séquence statorique	u = 1					u = 3				
Nombre de barres	13	18	35	64	65	13	18	35	64	65
Couple maximum Analytique [N.m]	709	823	914	909	909	5	137	491	613	614
Couple maximum Maxwell [N.m]	689	752	839	850	843	6	146	451	513	507
Ecart [%]	2.7	8.7	8.2	6.4	7.3	20	6.8	8.3	16.3	17.5
Glissement au couple max Analytique [%]	0.54	0.62	0.68	0.7	0.7	0.05	0.33	1.14	1.47	1.47
Glissement au couple max Maxwell [%]	0.5	0.5	0.7	0.8	0.8	0.2	0.3	1	1.4	1.4

Table 2.18 : : Points à couple maximal sous les deux séquences avec les 5 nombres de barres pour la machine à 5 phases.

Il faut rappeler que l'objectif principal du développement de la démarche analytique de calcul du couple pour la machine à induction polyphasée, est de pouvoir interpréter les « tendances ». Pour cette application de machine à 5 phases, avec différents nombres de barres et différentes séquences, la Table 2.19 montre une analyse de l'évolution de couple maximal et du glissement de couple maximal en fonction du nombre de barres et de la séquence. Cette analyse est basée sur : l'équation 2-105 pour le glissement à couple maximal et l'équation 2-106 pour la valeur du couple maximal.

L'analyse fournie dans la Table 2.19 ne considère que l'harmonique fondamental et néglige les autres harmoniques d'espace générés. En effet, pour cette application de machine à 5 phases, les harmoniques d'espace (hors fondamental) génèrent un couple négatif, généralement d'une valeur négligeable. Le couple développé uniquement par l'harmonique d'espace « u.p » principalement généré par la séquence statorique « u », est donc légèrement

plus élevé que le couple total considérant les couples négatifs générés par les autres harmoniques d'espace. La différence entre le couple total et le couple généré par l'harmonique d'espace fondamental est présenté dans la troisième ligne de la Table 2.19. On remarque que cet écart, est très faible pour la première séquence (inférieur à 1%), et il est légèrement plus élevé pour la séquence « u=3 » (autour de 2% sauf pour la machine à 13 barres où le couple total est à la base très faible), en effet, dans le cas de cette séquence, l'harmonique d'espace « v.p = 2.p » produit la partie majeure du couple négatif dû aux harmoniques d'espace, comme illustré dans la Figure 2.21. De façon générale avec ces écarts faibles, l'analyse basée sur les équations 2-105 et 2-106 reste pertinente.

Séquence statorique	u = 1					u = 3				
Nombre de barres	13	18	35	64	65	13	18	35	64	65
Ecart entre le couple développé par « v = u », et le couple total [%]	0.002	0.004	0.2	0.7	0.7	15.4	2.2	1.7	2.6	2.6
$R_{r_{\alpha_{up}}}$ [μΩ]	26.7	21.7	12	6.6	6.5	7.5	45.1	74.1	48.5	47.6
$L_{r_{\alpha_{up}}}$ [μH]	15.5	11.2	5.6	2.99	2.94	15.3	11.3	6.2	3.4	3.3
$\omega_{r_{up\,opt}}$ [rad/s]	1.72	1.94	2.13	2.21	2.21	0.49	3.98	11.98	14.37	14.34
Glissement pour $\omega_{r_{up\,opt}}$ [%]	0.54	0.62	0.68	0.7	0.7	0.05	0.42	1.27	1.52	1.52
$M_{sr_{up}}$ [μH]	29.1	22.6	12.1	6.5	6.4	1.51	5.44	5.44	3.33	3.28
$u.N_{bar}.\frac{M_{sr_{up}}^2}{L_{r_{\alpha_{up}}}}$ [μH]	709	823	915.9	916.3	915.7	5.8	140.9	501.8	630.1	631.5

Table 2.19 : Analyse des points à couple maximal sous les deux séquences avec les 5 nombres de barres pour la machine à 5 phases.

Selon l'équation 2-105, le glissement à couple maximal est proportionnel au rapport entre la résistance rotorique cyclique « $R_{r_{\alpha_u}}$ » et l'inductance rotorique cyclique « $L_{r_{\alpha_u}}$ » (liées au plan rotorique correspondant à « v.p = u.p »). On constate qu'avec l'augmentation du nombre de barres, ce rapport augmente, et donc le glissement augmente. En se basant sur l'équation 2-105, le glissement optimal calculé avec cette démarche mono-harmonique est le même que celui déterminé à la base des courbes analytiques de la Figure 2.19 (correspondant au couple total) sous la séquence « u = 1 » pour tous les nombres de barres. Sous la séquence « u = 3 » les valeurs de glissement optimal déterminée par l'équation 2-105 sont légèrement décalées par

rapport à celles basées sur les courbes analytiques de la Figure 2.20 (tenant compte du couple négatif généré par les harmoniques d'espace autres que le fondamental).

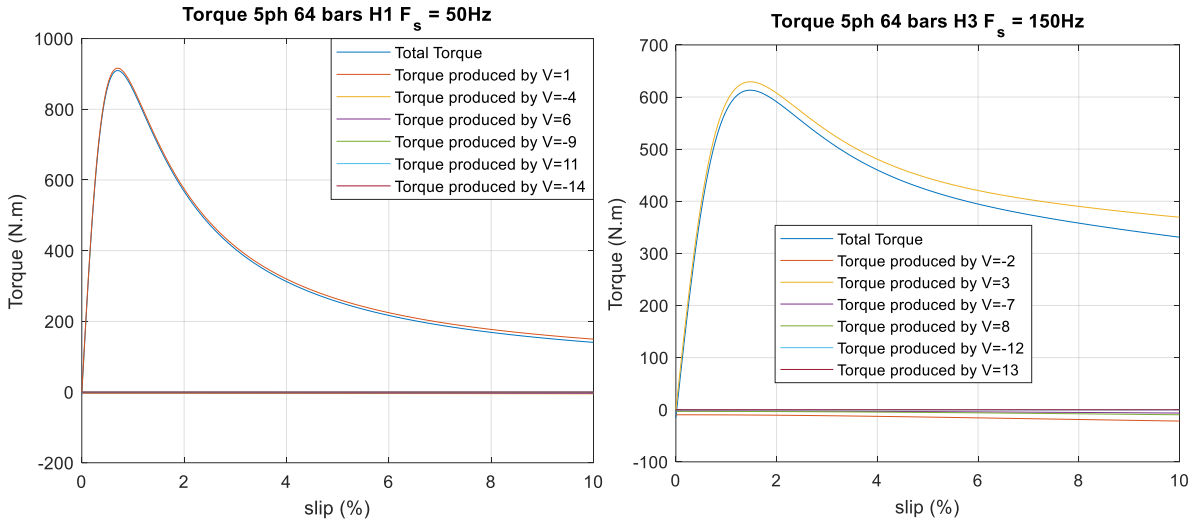


Figure 2.21 : Contribution des harmoniques d'espace dans la production du couple de la machine à 64 barres, sous les deux séquences : 1 et 3 – Calcul analytique.

En se basant sur l'équation 2-106, le couple maximal est proportionnel à « $u.N_{bar}.\frac{M_{sr_{up}}^2}{L_{r_{\alpha_{up}}}}$ », puisque le courant statorique efficace est le même pour tous les nombres de barres et pour les deux séquences. L'évolution de ce rapport en fonction du nombre de barres et de la séquence (dernière ligne de la Table 2.19) justifie les tendances observées concernant le couple moyen (Figure 2.19 et Figure 2.20).

Selon l'équation 2-111, si le couplage entre le stator et le rotor est supposé parfait, c.à.d. le nombre de barres rotoriques est suffisamment élevé pour un nombre de pôles donné, le couple maximal est proportionnel à « $\frac{K_{w_{s,u}}^2}{(u.p)^2}$ » et ne dépend plus du nombre de barres. Pour cette application, on confirme cela sous la séquence « u = 1 », à partir du nombre de barres « 35 » on remarque que le couple maximal est presque stabilisé (nombres de barres testés : 35, 64 et 65) comme le montre la Figure 2.19. Sous la séquence « u = 3 », la polarité est plus élevée (12 paires de pôles), la contrainte sur le nombre de barres nécessaire pour un bon couplage entre le stator et le rotor est donc plus forte, ce qui justifie le fait que le couple avec 35 barres n'est plus au même niveau que pour les nombres de barres 64 et 65.

2.3.2.6 Analyse du couple pulsatoire

Les Figure 2.22 et Figure 2.23, donnent un aperçu de la variation temporelle du couple selon la simulation E-F-linéaire, pour la machine à 5 phases sous la 1ère et la 3ème séquence respectivement, ainsi que l'analyse du contenu harmonique du couple. Ces résultats ont été obtenus avec des simulations à une fréquence d'échantillonnage de 10 000 Hz. Les paramètres imposés dans les deux simulations sont :

- Même amplitude du courant statorique sous les deux séquences : 400 $A_{crête}$ (courant nominal) ;
- Fréquences, 1ère séquence : 50 Hz, 3ème séquence : 150 Hz ;

- Vitesses mécaniques, 1ère séquence : 746.25 tr/min (glissement de 0.5%), 3ème séquence : 735 tr/min (glissement de 2%).

Pour la 1ère séquence (p_1 = 4), on remarque que les fréquences des composantes pulsatoires principales du couple sont : 1492 Hz, 2488 Hz et 3980 Hz. Pour la 3ème séquence (p_3 = 12), les fréquences principales sont : 484 Hz, 3436 Hz, 3920 Hz et 4404 Hz.

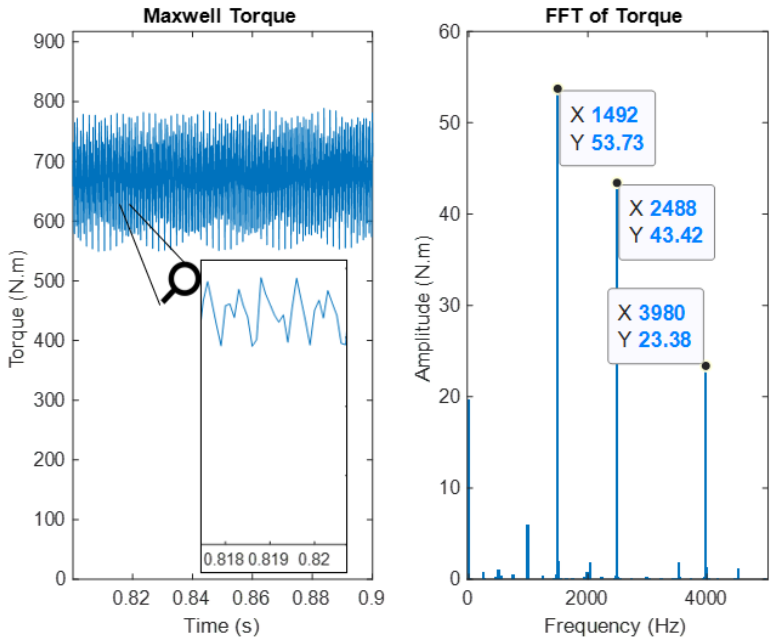


Figure 2.22 : Variation temporelle du couple selon le modèle E-F-linéaire, pour la machine à 5 phases à 64 barres, sous la séquence « u = 1 », avec analyse du contenu harmonique (glissement de 0.5%).

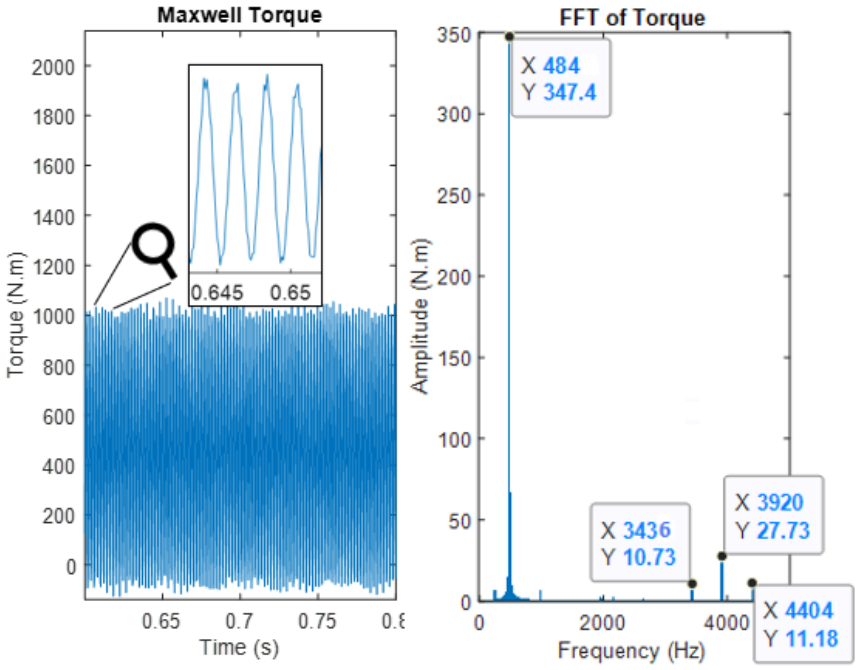


Figure 2.23 : Variation temporelle du couple issus du modèle E-F-linéaire, pour la machine à 5 phases à 64 barres, sous la séquence « u = 3 », avec analyse du contenu harmonique (glissement de 2%).

De même que pour l'application à 3 phases, la répartition des harmoniques d'espace au sein de la matrice d'inductance mutuelle stator-rotor dans la base de Concordia est examinée, dans la Figure 2.24, afin d'identifier les interactions qui sont à l'origine des composantes pulsatoires du couple. Pour simplifier l'écriture, les harmoniques « v.p » sont représentés par les valeurs de « v » dans la figure (avec « v < 50 »).

Pour un nombre de phases statoriques de 5, le stator est modélisé par deux plans α-β et une composante homopolaire (ligne indexée 0). Avec 64 barres, le rotor est modélisé en 31 plans α-β et deux composantes homopolaires (colonnes 0 et 0'). Comme on peut remarquer dans la Figure 2.24, pour les deux plans α-β statoriques (deux lignes indexées 1 et 2), les harmoniques d'espace sont répartis uniquement sur les 7 plans α-β rotoriques : 4, 8, 12, 16, 20, 24 et 28 (multiples de la polarité fondamentale « $p_1 = 4$ ») ainsi que les deux composantes homopolaires rotoriques.

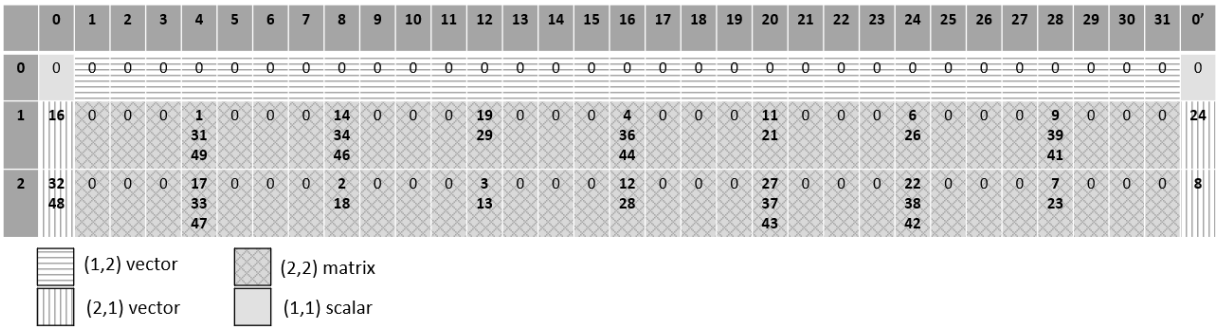


Figure 2.24 : : Répartition des rangs des harmoniques d'espace au sein des 31 plans et 2 droites rotoriques, 2 plans et 1 droite statorique, dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$ pour la machine à 5 phases à 64 barres, avec $p_1 = 4$.

La 1ère séquence « u = 1 » excite les harmoniques répartis sur le premier plan α-β statorique (ligne indexée 1), plusieurs harmoniques sont donc superposés et génèrent des composantes pulsatoires du couple, en plus de l'excitation des deux composantes homopolaires rotoriques. La Table 2.20 montre les fréquences de composantes pulsatoires générées par l'interaction entre les harmoniques au rotor (v < 50), calculées à l'aide de la démarche présentée dans les équations : 2-45 et 2-46, la Table 2.3 et la Table 2.4.

Dans la Table 2.20, les trois fréquences de couple pulsatoire prédites (1492 Hz, 2488 Hz et 3980 Hz) correspondent exactement aux fréquences des composantes pulsatoires principales du couple, selon le calcul E-F-linéaire (Figure 2.22), ce qui tend à valider l'approche analytique concernant la détermination des fréquences pulsatoires.

La 3ème séquence « u = 3 », excite les harmoniques répartis sur le deuxième plan α-β statorique (ligne indexée 2), donc avec plusieurs superpositions d'harmoniques sur les 7 plans α-β rotoriques excités ainsi que les deux composantes homopolaires rotoriques. La Table 2.21 montre les fréquences générées par ces interactions (selon la même démarche que pour la 1ère séquence). De même que pour la séquence « u=1 », les 4 fréquences analytiquement prédites (484 Hz, 3436 Hz, 3920 Hz et 4404 Hz) correspondent exactement aux fréquences des composantes pulsatoires principales qui apparaissent dans la décomposition harmonique du couple E-F-linéaire, Figure 2.23.

Plans rotor	**0 (Premier homopolaire rotor)**				**4**				**8**			
		16p				1p	31p	49p		14p	34p	46p
	16p	0 & 1492			1p	0	1492	2488	14p	0	2488	1492
					31p	1492	0	3980	34p	2488	0	3980
					49p	2488	3980	0	46p	1492	3980	0
Plans rotor	**12**				**16**				**20**			
		19p	29p			4p	36p	44p		11p	21p	
	19p	0	2488		4p	0	1492	2488	11p	0	1492	
	29p	2488	0		36p	1492	0	3980	21p	1492	0	
					44p	2488	3980	0				
Plans rotor	**24**				**28**				**0′ (Second homopolaire rotor)**			
		6p	26p			9p	39p	41p		24p		
	6p	0	1492		9p	0	2488	1492	24p	0 & 2488		
	26p	1492	0		39p	2488	0	3980				
					41p	1492	3980	0				

Table 2.20 : Fréquences des composantes pulsatoires du couple, générées à cause de l'interaction entre les harmoniques au rotor, pour la machine à 5phases à 64 barres, sous la séquence « u = 1 », selon les équations analytiques 2-45 et 2-46.

Plans rotor	**0 (Premier homopolaire rotor)**				**4**				**8**			
		32p	48p			17p	33p	47p		2p	18p	
	32p	0 & 3436	3920 & 484		17p	0	484	3436	2p	0	484	
	48p	3920 & 484	0 & 4404		33p	484	0	3920	18p	484	0	
					47p	3436	3920	0				
Plans rotor	**12**				**16**				**20**			
		3p	13p			12p	28p			27p	37p	43p
	3p	0	484		12p	0	484		27p	0	3436	484
	13p	484	0		28p	484	0		37p	3436	0	3920
									43p	484	3920	0
Plans rotor	**24**				**28**				**0′ (Second homopolaire rotor)**			
		22p	38p	42p		7p	23p			8p		
	22p	0	484	3436	7p	0	484		8p	0 & 484		
	38p	484	0	3920	23p	484	0					
	42p	3436	3920	0								

Table 2.21 : Fréquences des composantes pulsatoires du couple, générées à cause de l'interaction entre les harmoniques au rotor, pour la machine à 5phases à 64 barres, sous la séquence « u = 3 » , selon les équations analytiques 2-45 et 2-46.

1ère séquence statorique			3ème séquence statorique		
Fréquence	Amplitude E-F-linéaire	Amplitude analytique	Fréquence	Amplitude E-F-linéaire	Amplitude analytique
1492 Hz	46.6 N.m	14.8 N.m	484 Hz	347.4 N.m	105 N.m
2488 Hz	40.4 N.m	3.1 N.m	3436 Hz	10.7 N.m	2.7 N.m
3980 Hz	23.3 N.m	1 N.m	3920 Hz	27.7 N.m	2.6 N.m
			4404 Hz	11.2 N.m	0.1 N.m

Table 2.22 : Comparaison entre amplitudes de composantes pulsatoires du couple, déterminées analytiquement et par Eléments-Finis, pour la machine à 5 phases à 64 barres, sous les deux séquences statoriques.

Les amplitudes de couple pulsatoire liées à chacune des fréquences générées peuvent être estimées analytiquement à l'aide des équations 2-45 et 2-46, comme montré dans la Table 2.22. Comme pour l'application triphasée, les amplitudes estimées analytiquement sont sous-estimées par rapport aux résultats E-F-linéaire, avec un pourcentage d'erreur qui augmente de plus en plus pour les fréquences élevées (harmoniques d'espace de rangs élevés). Cela peut probablement être expliqué par l'ensemble d'hypothèses simplificatrices supplémentaires considérées dans la modélisation analytique (champ d'entrefer radial, saillances non prises en compte, estimation théorique des fuites, résistances rotoriques DC).

Clairement, le nombre de barres 64 pour cette machine conduit à des ondulations importantes du couple. Cela résulte des superpositions d'harmoniques d'espace sur les plans α-β rotoriques (comme mis en évidence dans la Figure 2.24). Ces ondulations peuvent être réduites considérablement en changeant le nombre de barres de 64 à 65. La Figure 2.25 illustre la répartition des harmoniques d'espaces sur les différents plans α-β statoriques et rotoriques de la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$ pour le cas du rotor à 65 barres. On remarque dans cette figure qu'il y a beaucoup moins d'interactions en comparant au cas du rotor à 64 barres. En outre, dans ce cas de 65 barres, l'unique composante homopolaire rotorique n'est pas excitée sous les deux séquences (en considérant les harmoniques v.p < 50.p).

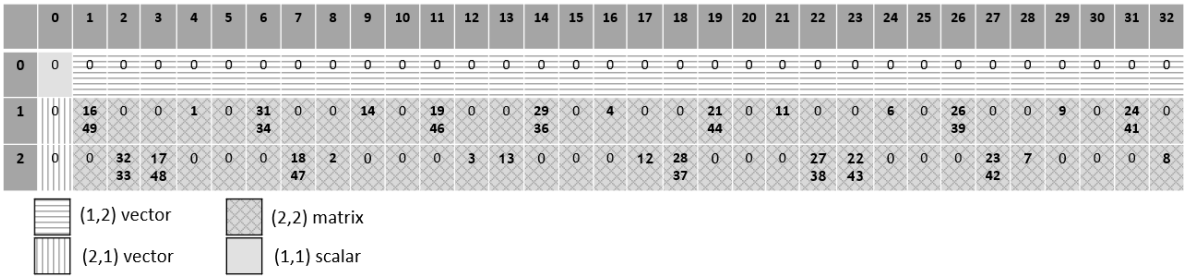


Figure 2.25 : Répartition des rangs des harmoniques d'espace au sein des 32 plans et 1 droite rotoriques, 2 plans et 1 droite statorique, dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$ pour la machine à 5 phases à 65 barres, à 4 paires de pôles.

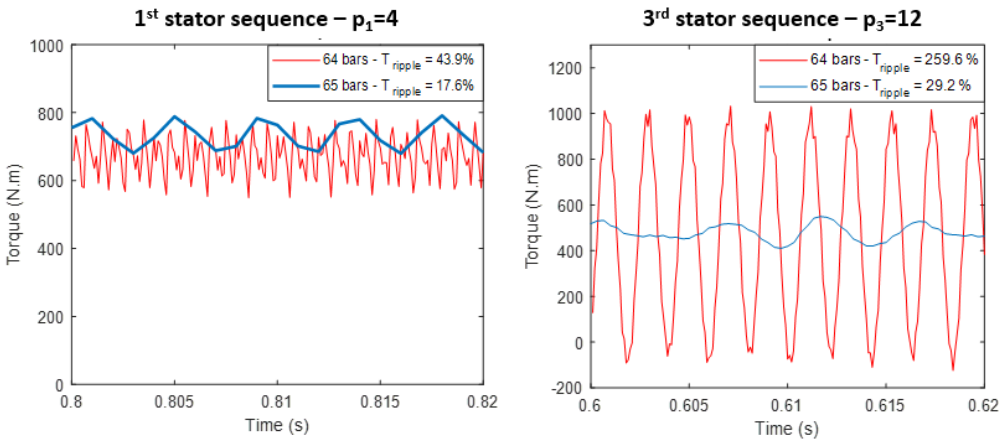


Figure 2.26 : Comparaison entre le couple développé avec 64 barres et celui avec 65 barres rotoriques pour la machine à induction à 5 phases, sous les séquences statoriques : 1 (g=0.5%) et 3 (g=2%) – Résultats E-F-linéaire

La Figure 2.26 illustre la comparaison entre les couples développés par les machines à 64 et à 65 barres sous les deux séquences d'alimentation (résultats E-F-linéaire). On remarque clairement que le facteur d'ondulation est moins important avec la machine à 65 barres sous les deux séquences d'alimentation. En effet, cela est dû à la réduction des interactions entre les harmoniques d'espace et de courant rotorique (moins de superpositions et pas d'harmoniques d'ordre bas répartis sur les homopolaires rotoriques avec 65 barres).

Il faut noter que ces résultats correspondent à un modèle E-F-linéaire (matériau non réaliste) qui a tendance à surestimer les amplitudes d'ondulations du couple. En effet, les résultats qui correspondent au modèle E-F-non-linéaire, avec un matériau ferromagnétique tenant compte de la saturation, pour la même alimentation au stator, illustrés dans la Figure 1.34, montrent des facteurs d'ondulation beaucoup plus bas que dans le cas d'un matériau linéaire, avec les facteurs d'ondulation suivants :

- Modèle E-F-linéaire (non réaliste) :
    - Machine à 64 barres : 43.9% sous la 1ère séquence et 259.6% sous la 3ème séquence ;
    - Machine à 65 barres : 17.6% sous la 1ère séquence et 29.2% sous la 3ème séquence.
- Modèle E-F-non-linéaire (réaliste) :
    - Machine à 64 barres : 27.6% sous la 1ère séquence et 85.9% sous la 3ème séquence ;
    - Machine à 65 barres : 1.8% sous la 1ère séquence et 8.1% sous la 3ème séquence.

La Figure 2.27 illustre la comparaison entre les couples développés par les machines à 64 et à 65 barres sous les deux séquences d'alimentation, avec les résultats de l'outil analytique. Comme remarqué pour l'application de machine à induction triphasée, l'approche analytique permet de distinguer les nombres de barres qui conduisent à des ondulations importantes du couple, mais avec une sous-estimation des amplitudes des composantes pulsatoires du couple par rapport au modèle E-F-linéaire (comme montré dans la Table 2.22).

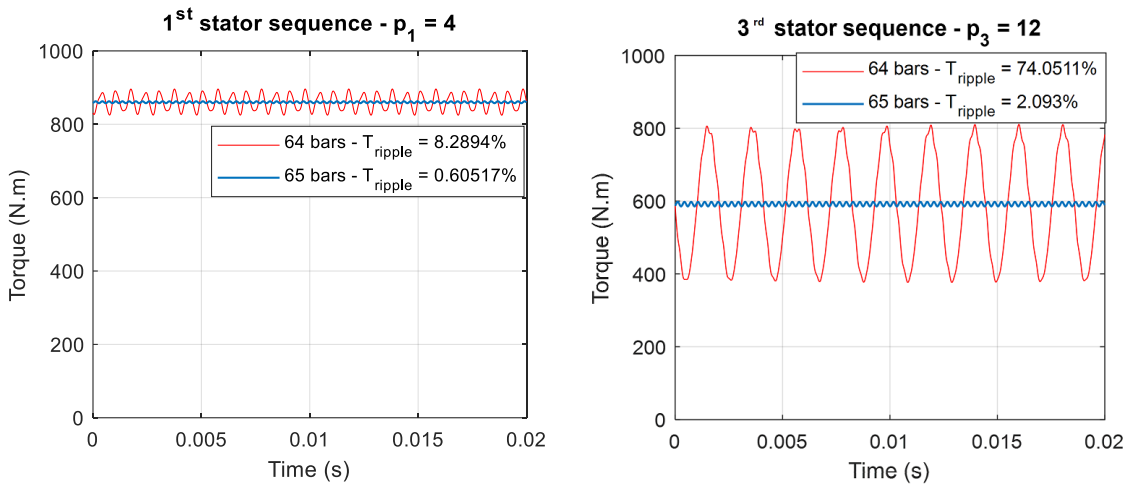


Figure 2.27 : Comparaison entre le couple développé avec 64 barres et celui avec 65 barres rotoriques pour la machine à induction à 5 phases, sous les séquences statoriques : 1 (g=0.5%) et 3 (g=2%) – Calcul analytique

Comme évoqué à la fin de section sur l'application à 3 phases, du point de vue couple moyen, le rotor peut être modélisé par un seul circuit diphasé équivalent (le plan de Concordia contenant l'harmonique d'espace « u.p » généré par la séquence statorique « u ») car la contribution des autres harmoniques peut être négligée (comme montré dans la section 2.3.2.5). Néanmoins, du point de vue pulsations de couple, il est nécessaire de considérer plusieurs plans de Concordia rotoriques. Par exemple pour la machine à 64 barres, selon la Figure 2.24, 2 droites (homopolaires) et 7 plans rotoriques doivent être considérés. La dimension rotorique dans ce cas est réduite de 64 à 16 (2*7+2), grâce à la modélisation dans la base découplée de Concordia.

Pour conclure, l'approche analytique développée dans ce chapitre permet de :

- Interpréter la variation du couple en fonction du glissement pour une machine à induction polyphasée, alimentée par une séquence quelconque « u » ;
- Prédire les fréquences de pulsations du couple dues aux interactions entre les harmoniques du flux stator-rotor et du courant rotorique ;
- Déterminer les nombres de barres à éviter pour une configuration de machine à induction donnée (en connaissant le stator et le bobinage au préalable).

Par rapport au calcul par éléments finis, les hypothèses nécessaires à la méthode analytique (saturation non prise en compte, induction parfaitement radiale dans l'entrefer, coefficients de Carter …) peuvent expliquer les écarts constatés sur les amplitudes des composantes pulsatoires du couple.

3 Prototype de drive pour application de traction

Dans ce chapitre, les détails de conception d'un prototype de machine à induction à 13 phases sont présentés. Cette machine a été conçue uniquement dans le but d'être alimentée selon le mode séquentiel (section 1.2.2.2) par trois séquences d'alimentation statoriques induisant les polarités suivantes : 2, 3 et 5 paires de pôles. L'objectif est d'étendre la plage de fonctionnement à puissance constante de cette machine. A cet effet, la caractéristique couple-vitesse de ce prototype de machine est déterminée par approche Eléments-Finis en utilisant le logiciel Ansys Electronics (Maxwell).

3.1 Prise en compte d'un cahier des charges automobile de référence

Le cahier des charges considéré comme référence consiste en une machine à induction triphasée utilisée par le constructeur automobile « Audi » [65]. Les paramètres de cette machine sont illustrés dans la Table 3.1.

Paramètre	Valeur
Nombre de phases	3
Nombre de paires de pôles	2
Nombre d'encoches statoriques	48
Nombre de barres rotoriques (aluminium)	58
Diamètre extérieur du stator	245 mm
Diamètre intérieur du rotor	157.2 mm
Entrefer	0.6 mm
Longueur active	210 mm

Table 3.1 : Paramètres de la machine triphasée de référence (Audi) [65].

La Figure 3.1 illustre les caractéristiques de fonctionnement de la machine à induction triphasée de référence (caractéristiques extraites de la référence [65]). On remarque qu'il y a trois modes de fonctionnement :

- Régime permanent thermique (courbes en bleu dans la figure), correspondant à un courant de phase statorique de 340 $A_{crête}$.
- Régime transitoire thermique de durée maximale de 60 secondes (courbes en magenta dans la figure), correspondant à un courant de phase statorique de 680 $A_{crête}$.

- Régime transitoire thermique de durée maximale de 10 secondes (courbes en rouge dans la figure), correspondant à un courant de phase statorique de 750 $A_{crête}$.

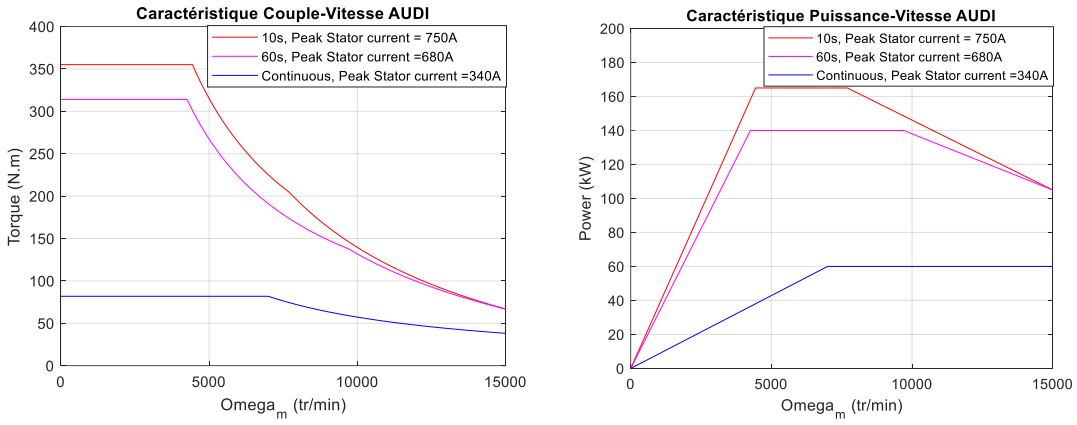


Figure 3.1 : Caractéristiques de fonctionnement de la machine triphasée de référence (Audi) [65].

Si on considère le régime permanent thermique, correspondant à une puissance maximale de 60 kW, on remarque que la région de fonctionnement à puissance constante, réalisée par le défluxage, est entre la vitesse de base de 7000 tr/min et la vitesse maximale de 15000 tr/min (CPSR = 2.14).

L'objectif du prototype de machine à induction à 13 phases, est donc d'étendre la plage de fonctionnement à puissance constante par rapport à celle annoncée pour la machine triphasée de référence (CPSR = 2.14 pour 60 kW) par la technique de changement de polarité (utilisation de 3 différentes polarités), en conservant le même volume de machine et les mêmes contraintes sur l'onduleur (puissance apparente) que celles du régime continu (340 $A_{crête}$) (mais sans celles des régimes transitoires 680 et 750 $A_{crête}$), l'objectif étant de gagner un facteur de 750/340= 220% sur le dimensionnement de l'onduleur.

Plus précisément, on cherche à couvrir l'ensemble des points de fonctionnement de la caractéristique couple-vitesse en bleu (Figure 3.1), annoncée pour la machine triphasée de référence, par l'utilisation de la séquence « u = 2 » (donc 2 paires de pôles), et à utiliser les séquences 3 et 5 (3 et 5 paires de pôles) pour atteindre des niveaux de couple plus importants avec la même puissance apparente de l'onduleur ce qui permet d'éviter de le surdimensionner pour atteindre les points à fort couple.

En effet, dans le cas de la machine triphasée de référence, on remarque que les points à fort couple sont atteints par l'augmentation du courant statorique (plus que le double du courant nominal de 340 A). Même si cette augmentation peut être supportée temporairement au niveau du bobinage statorique (selon le refroidissement), les composants de puissance doivent impérativement être dimensionnés selon le courant maximal (dans ce cas 750 A par bras) et non pas selon le courant nominal de 340 A.

Comme montré dans la Figure 3.1, les points à fort couple sont atteints avec des courbes couple-vitesse qui correspondent à des puissances élevées (dépassant la puissance nominale). Pour les voitures du haut de gamme (voitures de sport par exemple) ces puissances élevées sont naturellement nécessaire compte tenu d'un fonctionnement assez exigeant en matière de capacités d'accélération. Cependant pour les voitures du milieu de gamme, ces niveaux élevés de puissance ne sont pas requis par le cahier des charges (moins exigeant en capacités

d'accélération). Par conséquent, pour ce segment de véhicules (Segment « C ») il est intéressant de pouvoir atteindre les points à fort couple sans augmenter la puissance apparente de l'onduleur afin d'éviter de le surdimensionner, ce qui n'est possible qu'avec une large plage de fonctionnement à puissance constante.

3.2 Choix de la topologie de machine à induction polyphasée

3.2.1 Choix du nombre de phases

Comme expliqué dans la section 1.2.1, l'augmentation du nombre de phases d'une machine électrique, offre plusieurs avantages, notamment avec la séparation des harmoniques d'espace sur différents plans α-β indépendants, ce qui permet d'alimenter la machine par différentes séquences statoriques, et donc de changer électroniquement la polarité de la machine durant le fonctionnement. Un nombre de phases très élevé (comme c'est le concept présenté dans la section 1.3.2.3) engendre de fortes contraintes du point de vue électronique de puissance, avec l'augmentation significative du nombre de bras d'onduleur à commander.

L'objectif est de proposer un prototype avec un nombre de phases « raisonnable », qui permet de fonctionner correctement sous trois différentes polarités. Selon la théorie des familles d'harmoniques (section 1.2.1), afin d'utiliser trois séquences d'alimentation indépendantes (trois polarités induites), il faut un nombre minimum de phases de 7.

Par ailleurs, les travaux de la publication [66] montrent que le courant maximal traversant le condensateur du bus DC est minimisé pour les nombres de phases de l'onduleur au-delà de 11. A cet effet, le nombre de phases choisi pour le prototype proposé dans ce chapitre est de « 13 ».

Avec le nombre de phases « 13 », les harmoniques d'espaces sont répartis sur 6 plans α-β statorique et une composante homopolaire. La Table 3.2 illustre cette répartition d'harmoniques en détails.

Homopolaire	1er plan α-β	2ème plan α-β	3ème plan α-β	4ème plan α-β	5ème plan α-β	6ème plan α-β
13p, 26p …	1p, 12p, 14p, 25p …	2p, 11p, 15p, 24p …	3p, 10p, 16p, 23p …	4p, 9p, 17p, 22p …	5p, 8p, 18p, 21p …	6p, 7p, 19p, 20p …

Table 3.2 : Répartition des harmoniques d'espace selon les différents plans α-β pour une machine à 13 phases nombre entier d'encoches par paire de pôles et par phase (2*spp = entier)

Comme on peut remarquer dans la Table 3.2, le nombre de phases 13 permet de bien éloigner[4] les harmoniques d'espace supérieurs au sein des plans α-β liés aux trois polarités utilisées (2, 3 et 5). Par exemple, avec la polarité 5p, le premier harmonique d'espace (autre que le fondamental) rencontré est 8p. Ce qui ne serait pas le cas avec le nombre de phases 11, où les harmoniques 5p et 6p (proches en rangs) font partie de la même famille.

[4] L'amplitude d'un harmonique d'espace supérieur (autre que le fondamental), dans la FMM, est de plus en plus affaiblie pour les rangs élevés, et donc en cas d'interaction avec le fondamental, le couple pulsatoire produit est moins important en amplitude.

3.2.2 Choix du bobinage

Dans les approches théoriques classiques pour les machines triphasées, le choix du bobinage se fait selon la valeur du facteur de bobinage associé à l'harmonique d'espace fondamental. En effet, le facteur de bobinage « $K_{w_{s,1}}$ » est classiquement considéré à l'image de la capacité de la machine à développer un couple. Cependant, pour une machine polyphasée avec un fonctionnement en multipolarité, le couple développé avec une séquence d'alimentation « u », donc sous la polarité « $u.p_1$ » (« p_1 » est la polarité fondamentale), est proportionnel à « $\frac{K_{w_{s,u}}^2}{u.p_1}$ » (équation 2-111). Par conséquent, même si le bobinage doit être choisi de façon à maximiser les facteurs « $K_{w_{s,u}}$ » pour les séquences utilisées, la plage de polarités induites pour la machine doit également être bien choisie.

Dans ce cadre, les études visant à définir des critères de choix de bobinages pour machines fonctionnant en multipolarité ont mené à rédiger la publication [67]. Cette publication a montré que la machine à induction (asynchrone), avec un rotor à cage, ne doit pas fonctionner sous des polarités très élevées car les pertes Joule rotoriques deviennent très importantes ainsi que les fuites magnétiques et donc le couple s'écrase. Par ailleurs une polarité très basse, en l'occurrence uniquement une paire de pôles, nécessite un surdimensionnement des culasses statorique et rotorique, sans cela le couple s'écrase à cause de la saturation magnétique dans les culasses (et donc le fer de la machine n'est pas utilisé de façon optimale). Les résultats présentés dans la publication [67] ont été réalisés par une approche de simulation Eléments-Finis. Une synthèse de l'étude réalisée est présentée dans l'Annexe 2.

Si on ne tient pas compte de la saturation magnétique, l'évolution du couple maximal délivrable, par une machine à induction polyphasée, en fonction du facteur de bobinage et de la polarité induite, peut être analysée en utilisant l'équation 2-111.

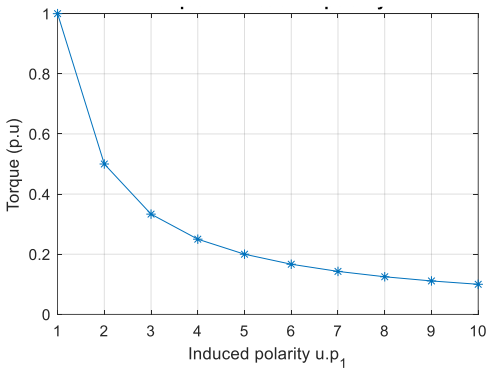


Figure 3.2 : Evolution de la valeur du couple maximal, en fonction de la polarité de la machine (application de l'équation 2-111, avec des facteurs de bobinage harmoniques unitaires)

En considérant un intervalle de polarités induites de 1 à 10 paires de pôles (séquences « u = 1 à 10 » avec polarité fondamentale « p_1 = 1 »), avec des facteurs de bobinage harmoniques unitaires ($K_{w_{s,u}}$ considéré égal à 1 pour toutes les polarités induites), l'équation 2-111 permet de tracer la courbe théorique illustrée dans la Figure 3.2. Selon cette figure, le couple maximal délivrable diminue en fonction de la polarité induite dans la machine, ce qui confirme partiellement les résultats dans l'Annexe 2.

La Figure 3.2 ne tiennent pas compte de la saturation des culasses ferromagnétiques (au stator et au rotor). En effet, cette saturation est plus importante pour les basses polarités (surtout

avec une paire de pôles), où les lignes de champ magnétique par pôle sont plus longues et donc nécessitent des largeurs relativement importantes des culasses (stator et rotor) pour se refermer. Cette courbe, aurait donc tendance à s'aplatir sur les polarités relativement basses, si on tient compte de la saturation magnétique. Par exemple, l'écart théorique en couple entre 1 et 2 paires de pôles, se trouverait réduit significativement si on tient compte de la saturation des culasses. Malheureusement cette saturation ne peut être prise en compte que dans le cas de modélisation par Eléments-Finis. En outre, il faut préciser que cette interprétation par courbe théorique, ne considère que l'harmonique d'espace fondamental « $u.p_1$ » et néglige les couple négatifs produits par les autres harmoniques d'espace « $v.p_1$ » (qui sont généralement faibles quand on travaille à glissement bas).

Pour conclure, même si le facteur de bobinage « $K_{w_{s,u}}$ » lié à la séquence d'alimentation « u », pour une machine à induction polyphasée, est suffisamment élevé, la production d'un couple important sous cette séquence n'est pas garantie si la polarité induite « u.p » est :

- très basse (1 paire de pôles), du fait de la saturation magnétique des culasses ;
- ou très élevée (typiquement supérieure à 5 paires de pôles), du fait du couplage insuffisant entre le stator et le rotor.

Tenant compte des résultats de l'étude présentée dans l'Annexe 2, interprétés partiellement par les courbes théoriques des figures ci-dessus, le bobinage pour ce prototype de machine à induction à 13 phases est choisi selon la démarche détaillée dans l'Annexe 3 (schéma de bobinage illustré dans la Figure Annexe 7).

On note que ce bobinage est caractérisé par :

- Nombre d'encoches statoriques « $N_s = 52$ » ;
- Nombre d'encoches par pôle et par phase « spp = 2 » ;
- Nombre de paires de pôles fondamental « $p_1 = 1$ » ;
- Séquences d'alimentation utilisables : « u = 2, 3, 4 et 5 », correspondant respectivement aux facteurs de bobinage harmoniques : « $K_{w_{s,u}} = 0.66, 0.87, 0.96, 0.93$ »

3.2.3 Choix du nombre de barres

Dans les sections 2.3.1.6 et 2.3.2.6, il a été montré que le choix du nombre de barres a un impact important sur l'apparition des pulsations du couple. Pour un nombre de phases statoriques et un nombre de paires de pôles fondamental donnés, certains nombres de barres conduisent à des interactions indésirables entre certains harmoniques d'espace (ceux répartis sur un même plan rotorique pour une séquence statorique donnée). Pour choisir le nombre de barres pour ce prototype à 13 phases, la démarche présentée dans la section 2.1.2.2 (Figure 2.2) permet d'examiner la répartition des harmoniques d'espace au sein des plans statoriques et rotoriques de Concordia pour un nombre de barres donné, et donc d'écarter les nombres de barres qui conduisent à l'apparition des pulsations du couple.

Pour cette machine à 13 phases, le nombre de barres choisi est de 67. Selon la Figure 3.3, avec ce nombre de barres, il n'y a pas de superpositions entre es harmoniques d'espace sur les lignes 2, 3, 4 et 5, qui correspondent à aux séquences utilisables pour cette machine (avec considération des rangs d'harmoniques jusqu'à v = 50).

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	26	0	39	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	12	0	14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	25	0	[27, 40]	0	38	0	0	0	0
2	0	0	2	0	0	0	0	0	0	0	0	11	0	0	0	15	0	50	0	0	0	0	0	0	24	0	41	0	28	0	37	0	0	0
3	0	0	0	3	0	0	0	0	0	0	10	0	0	0	0	0	16	0	49	0	0	0	0	23	0	42	0	0	0	29	0	36	0	0
4	0	0	0	0	4	0	0	0	0	9	0	0	0	0	0	0	0	17	0	48	0	0	22	0	43	0	0	0	0	0	30	0	35	0
5	0	0	0	0	0	5	0	0	8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	18	0	47	21	0	44	0	0	0	0	0	0	0	31	0	34
6	0	0	0	0	0	0	6	7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	19	20	46	45	0	0	0	0	0	0	0	0	0	32	33

(1,2) vector — (2,2) matrix
(2,1) vector — (1,1) scalar

Figure 3.3 : Répartition des harmoniques d'espace (de v= 1 à 50) au sein de 6 plans et 1 droite statoriques, et 33 plans et 1 droite rotoriques, dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$ pour la machine à 13 phases à 67 barres, à une paire de pôles (p_1=1).

Il faut noter que ce nombre de barres ne fait pas partie des nombre prohibés selon les règles décrites dans la section 1.2.6.1, en considérant les quatre polarités : p = 2, 3, 4 et 5. Notamment les règles sur les combinaisons qui conduisent à des phénomènes non pris en compte dans la démarche de Concordia (dont l'application est dans la Figure 3.3) tel que : les effets de denture (combinaisons N_s/N_{bar}) et les vibrations mécaniques [39].

3.3 Impact de la connexion électrique entre les phases

3.3.1 Variété de connexions électriques possibles pour un bobinage polyphasé

Pour une machine triphasée classique, deux connexions électriques (ou couplage électrique) entre les phases statoriques sont possibles : étoile et triangle, tel qu'illustré dans la Figure 3.4. Pour une machine à 5 phases, trois connexions sont possibles : étoile, pentagone et pentacle, tel qu'illustré dans la Figure 3.5.

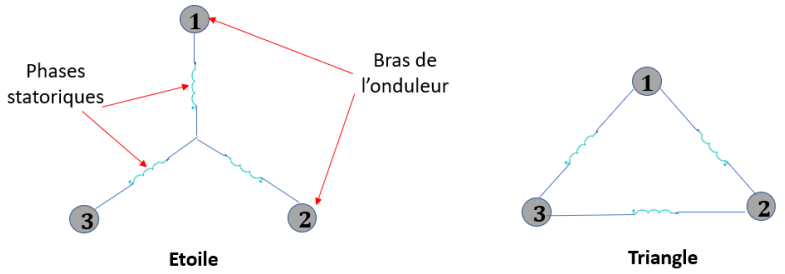


Figure 3.4 : Connexions électriques possibles entre les phases d'une machine triphasée.

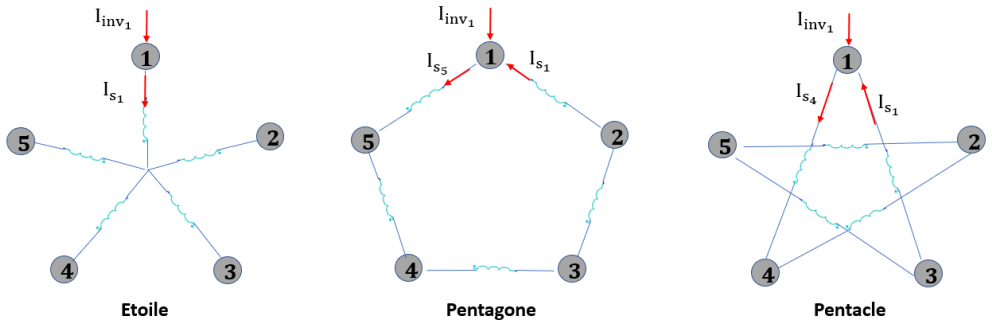


Figure 3.5 : Connexions électriques possibles entre les phases d'une machine à 5 phases.

On remarque que, globalement, les connexions entre les phases d'une machine électrique peuvent être classées selon deux catégories :

- Connexions « phases – point commun », qui consistent à connecter toutes les phases statoriques à un point commun (qui peut être relié à un neutre ou pas), ce qui appelé communément « connexion étoile » ;
- Connexions « phase – phase » ou « polygonales », qui consistent à connecter la sortie de chaque phase à l'entrée d'une autre.

Pour une machine triphasée, une seule connexion polygonale est possible : la connexion triangle. Pour une machine à 5 phases, deux connexions polygonales sont possibles : pentagone et pentacle. En effet, avec 5 phases, il est possible de connecter chaque phase à la phase adjacente, ou bien faire un « shift » (un saut) de deux phases.

Pour une machine à N_{ph} phases, le nombre possible de connexions polygonales est de « $\left\lfloor \frac{N_{ph}}{2} \right\rfloor$ » (exemple : pour 5 phases, $\left\lfloor \frac{5}{2} \right\rfloor = 2$).

Une connexion polygonale donnée est caractérisée par « l'espacement » entre deux phases statoriques connectées, ce qui correspond au paramètre « SH_{ph} » (par exemple en pentaphasé : pour la connexion pentagone « $SH_{ph} = 1$ » et pour la connexion pentacle « $SH_{ph} = 2$ »). Ce paramètre est défini comme suit :

$$SH_{ph} \in \left[1 \cdots \left\lfloor \frac{N_{ph}}{2} \right\rfloor\right] \qquad 3\text{-}1$$

3.3.2 Effet de la connexion sur les amplitudes de courant et tension statoriques

Pour une connexion entre les phases statoriques de type « étoile », le courant qui traverse un bras d'onduleur « I_{inv_i} » est le même que le courant qui traverse la phase statorique qui lui est associée « I_{s_i} ». Cependant, pour une connexion polygonale, les amplitudes des courants statoriques et des courants des bras de l'onduleur sont différentes. Pour ces connexions, le rapport entre l'amplitude du courant statorique et celle du courant de l'onduleur varie en fonction de la séquence d'alimentation utilisée.

La Figure 3.6 illustre un exemple de calcul du rapport entre l'amplitude du courant statorique « I_s » et l'amplitude du courant de l'onduleur « I_{inv} » (pour des courants équilibrés dans les phases), pour les deux connexions pentagone et pentacle, pour les deux séquences d'alimentation : 1 et 3. Comme on peut remarquer dans la figure l'amplitude de tension statorique « V_s » est toujours déterminée en fonction de la tension du bus continu divisée par deux « $\frac{V_{DC}}{2}$ ». En effet, selon la même démarche vectorielle de détermination du rapport entre les amplitudes du courant dans le stator et dans l'onduleur, les tensions de phases statoriques sont déterminées en fonction des bras de l'onduleur. On définit la tension d'un bras, par la différence de potentiel entre la sortie du bras (côté machine, source de courant alternative) et le point milieu de la source de tension continue, et pour une commande MLI intersective simple, l'amplitude du fondamental de cette tension est limitée à « $\frac{V_{DC}}{2}$ ».

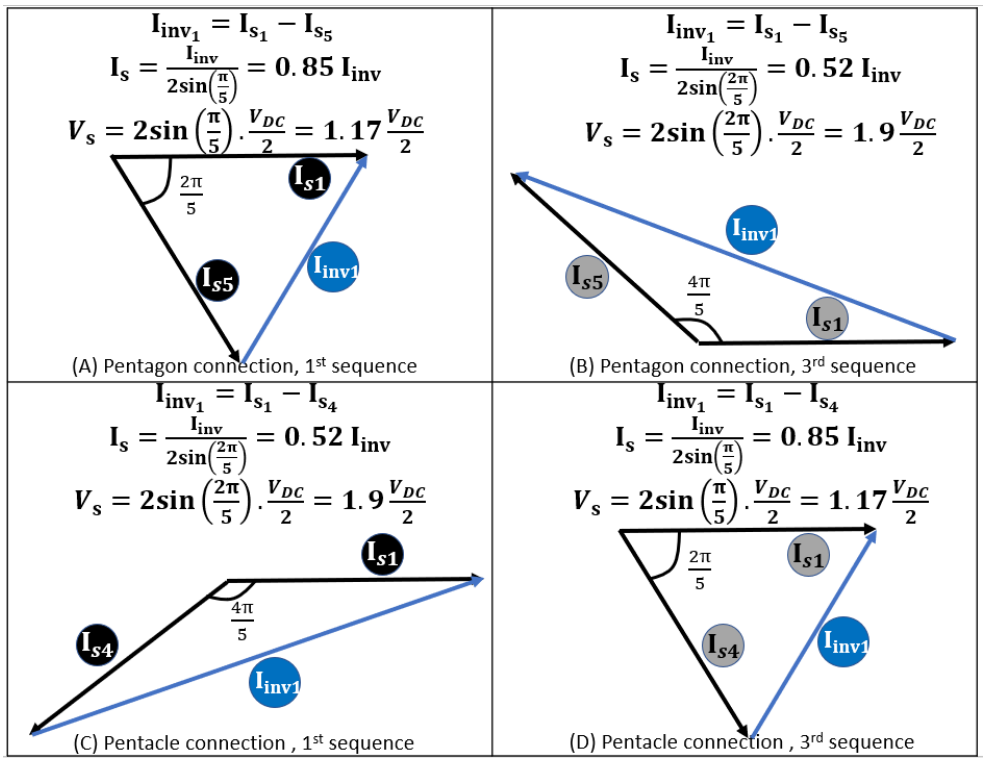


Figure 3.6 : Calculs des courants dans les phases statoriques pour connexions pentagone et pentacle d'une machine à 5 phases.

De façon plus globale, pour un nombre de phases donné « N_{ph} », sous une séquence d'alimentation donnée « u » et avec une connexion polygonale entre les phases statoriques caractérisée par le paramètre « SH_{ph} », l'amplitude du courant statorique peut être exprimée en fonction de l'amplitude du courant de l'onduleur comme suit :

$$I_s = \frac{I_{inv}}{\left|2.\sin\left(SH_{ph}.u.\frac{\pi}{N_{ph}}\right)\right|} \qquad 3\text{-}2$$

De même pour la tension statorique :

$$V_s = \left|2.\sin\left(SH_{ph}.u.\frac{\pi}{N_{ph}}\right)\right|\frac{V_{DC}}{2} \qquad 3\text{-}3$$

Comme on peut remarquer dans les équations 3-2 et 3-3, le même rapport qui multiplie le courant de l'onduleur, divise la tension simple fictive. Ces deux équations vérifient le principe de conservation de puissance entre la sortie de l'onduleur (l'ensemble des bras) et le bobinage statorique « $V_s.I_s = \frac{V_{DC}}{2}.I_{inv}$ ».

Par ailleurs, cette combinaison entre la connexion polygonale et le changement de séquence d'alimentation est équivalente à un « effet de transformateur électrique multi-rapports » caractérisé par le rapport de transformation « TMR_{ratio} », exprimant le rapport entre le courant d'enroulement et le courant de ligne (correspondant au courant d'interrupteur) sous hypothèse de courants sinusoïdaux, pour l'indice de couplage SH_{ph} :

$$\mathrm{TMR_{ratio}} = \frac{\mathrm{I_s}}{\mathrm{I_{inv}}} = \frac{1}{\left|2.\sin\left(\mathrm{SH_{ph}}.\mathrm{u}.\frac{\pi}{\mathrm{N_{ph}}}\right)\right|} \qquad 3\text{-}4$$

Quand le rapport de transformation « $\mathrm{TMR_{ratio}}$ » est inférieur à 1, l'effet de transformation sur le courant est « abaisseur », c.à.d. l'amplitude de courant statorique est inférieure à celle du courant de l'onduleur, et l'effet de transformation sur la tension est « élévateur », l'amplitude de tension statorique est donc supérieure à « $\frac{\mathrm{V_{DC}}}{2}$ » (vice versa pour « $\mathrm{TMR_{ratio}} > 1$ »).

Tous ces aspects liés à la connexion polygonale pour une machine polyphasée et l'effet de changement de séquence d'alimentation sur les amplitudes des courants et tension ont été introduits dans le brevet « Chorus Meshcon » [68]–[70]. Également, les études visant à montrer l'intérêt de ce type de connexions particulières, vis-à-vis de l'extension de la plage de vitesse du drive, ont conduit à la rédaction de la publication [71].

Il faut noter que pour le prototype proposé, la connexion polygonale entre les phases statoriques est fixée à la conception, ce n'est qu'en changeant la séquence d'alimentation que « l'effet de transformateur électrique multi-rapports » sur les amplitudes des courants et des tensions est réalisé. Le paramètre « $\mathrm{SH_{ph}}$ » (qui caractérise la connexion polygonale) est choisi de façon à avoir un effet de transformation « abaisseur » sur les courants statoriques (effet inverse pour la tension) pour les séquences d'alimentation utilisées pour les points de fonctionnement à haute vitesse et bas couple induisant les basse polarités (voir section 1.2.2.2), et vice versa.

3.3.3 Connexion choisie pour le prototype à 13 phases

Le bobinage choisi pour cette machine est utilisable pour les séquences de 2 à 5 (qui correspondent à des polarités de 2 à 5 également), comme détaillé dans l'Annexe 3. La Table 3.3 illustre les valeurs de « $\mathrm{TMR_{ratio}}$ » pour les six connexions polygonales possibles pour la machine à 13 phases ($\left\lfloor\frac{13}{2}\right\rfloor = 6$), sous les séquences d'alimentation utilisables « u = 2, 3, 4 et 5 ».

On peut remarquer que parmi les six connexions possibles, celle correspondant à « $\mathrm{SH_{ph}} = 5$ » (en gras dans la Table 3.3) convient le plus au fonctionnement souhaité pour une machine à induction polyphasée (hautes polarités pour la région à fort couple et basse vitesse et vice versa). Avec cette connexion, par exemple, le courant statorique sous la séquence « u = 5 » est deux fois plus important que le courant de l'onduleur, ce qui permet de développer un couple important (avec une basse tension statorique maximale disponible). On note qu'il est possible de dépasser le courant nominal au niveau des phases statoriques pour une durée limitée (selon le système de refroidissement), alors que cela n'est pas possible au niveau des bras de l'onduleur du fait des constantes thermiques très différentes entre les interrupteurs (semiconducteurs) et le bobinage.

La séquence « u = 4 » n'est pas utilisée pour cette connexion ($\mathrm{TMR_{ratio}} = 5$).

Avec cette connexion, les trois séquences « u = 2, 3 et 5 » seront donc utilisées de façon séquentielle, dans un ordre décroissant avec l'augmentation de la vitesse mécanique.

Séquence	2	3	4	5
$SH_{ph} = 1$	1.08	0.75	0.61	0.53
$SH_{ph} = 2$	0.61	0.50	0.53	0.75
$SH_{ph} = 3$	0.50	0.61	2.09	1.08
$SH_{ph} = 4$	0.53	2.09	0.75	0.50
$SH_{ph} = 5$	**0.75**	**1.08**	**0.50**	**2.09**
$SH_{ph} = 6$	2.09	0.53	1.08	0.61

Table 3.3 : Valeurs de « TMR_{ratio} », rapport entre le courant d'enroulement et le courant de ligne (courant interrupteur statique), pour les 6 connexions polygonales possibles pour la machine à 13 phases (sous les séquences utilisables de 2 à 5)

La Figure 3.7 illustre le schéma de la connexion polygonale « $SH_{ph} = 5$ » choisie pour le prototype de machine à induction à 13 phases.

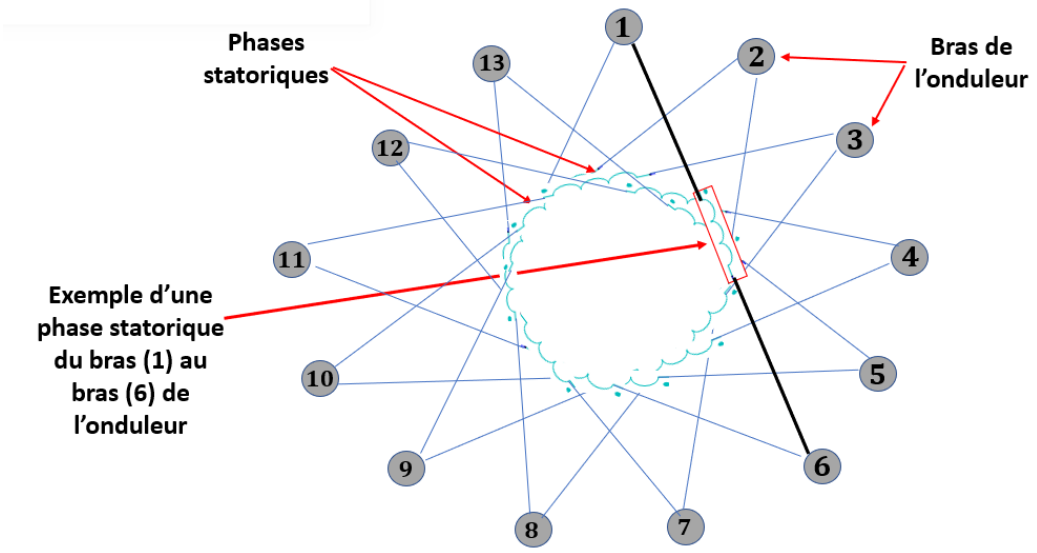


Figure 3.7 : Schéma de la connexion polygonale « $SH_{ph} = 5$ » choisie pour le prototype à 13 phases

3.4 Démarche de dimensionnement d'une machine à induction polyphasée fonctionnant sous différentes polarités

3.4.1 Dimensions globales

La démarche classique de dimensionnement des machines à induction connectées au réseau électrique triphasé [38] commence par la détermination du rayon d'alésage statorique en

se basant essentiellement sur les paramètres : puissance apparente nominale, vitesse de rotation, densité linéique de courant et l'induction dans l'entrefer.

Cependant, pour une application automobile, avec un drive à vitesse variable (pas une machine connectée directement à un réseau triphasé), la démarche de dimensionnement du circuit magnétique (rayons statoriques et longueur active) est probablement différente. Pour le prototype de machine à induction à 13 phases proposé, le critère de base est la conservation du même volume global que la machine triphasée de référence (dont les paramètres géométriques sont montrés dans la Table 3.1).

Globalement, une fois le diamètre d'alésage statorique « D_{int_s} » fixé, le diamètre extérieur du stator « D_{ext_s} » est déterminé en fonction de la polarité de la machine selon la Table 3.4 (données empiriques fournies dans un livre de l'auteur « I. BOLDEA » sur les machines à induction [38]). La longueur active « L_z » est déterminée de la même manière en utilisant la Table 3.5.

p	1	2	3	4
$\frac{D_{int_s}}{D_{ext_s}}$	0.54 – 0.58	0.61 – 0.63	0.68 – 0.71	0.72 – 0.74

Table 3.4 : Rapport entre diamètre extérieur et diamètre intérieur du stator en fonction de la polarité [38]

p	1	2	3	4
$\frac{L_z}{\frac{\pi . D_{int_s}}{2p}}$	0.6 – 1	1.2 – 1.8	1.6 – 2.2	2 – 3

Table 3.5 : Rapport entre la longueur active et le pas polaire en fonction de la polarité [38]

Compte tenu du fonctionnement en multipolarité de cette machine à 13 phases, la polarité qui a été considérée pour le dimensionnement du circuit magnétique est « p = 3 » (au milieu des trois polarités de fonctionnement : 2, 3 et 5).

Dans le cadre de ce dimensionnement, plusieurs variantes de géométries ont été examinées par simulations éléments-finis (Logiciel Maxwell), avec matériau ferromagnétique tenant compte de la saturation.

Pour la première variante, le diamètre d'alésage statorique fixé était dans le même ordre de grandeur que celui de la machine triphasée de référence (160 mm), le diamètre extérieur et la longueur active ont été choisis en respectant les intervalles liés à « p = 3 » dans la Table 3.4 et la Table 3.5, et en conservant le volume global que la machine triphasée de référence. Avec cette première variante, les simulations E-F-non-linéaire ont montré que la caractéristique de fonctionnement en multipolarité (2, 3 et 5 paires de pôles), ne correspond pas à la caractéristique souhaitée (décrite à la fin de la section 3.1).

Par conséquent, il s'est avéré nécessaire de modifier la géométrie, tout en respectant la même contrainte sur le volume et les intervalles dans les tables ci-dessus, afin de s'approcher de la caractéristique de fonctionnement souhaitée. Plusieurs itérations ont été réalisées, pour arriver finalement à une géométrie adaptée, caractérisée par un diamètre d'alésage plus grand que celui de la machine de référence, mais avec le même volume global ($L_z.\frac{\pi D_{ext_s}^2}{4}$).

Les paramètres géométriques pour la variante finale sont montrés dans la Table 3.6.

Paramètre	Valeur
Nombre de phases	13
Nombre de paires de pôles	2, 3, 5
Nombre d'encoches statoriques	52
Nombre de barres rotoriques (aluminium)	67
Diamètre extérieur du stator (D_{ext_s})	260 mm
Diamètre intérieur du stator (D_{int_s})	175 mm
Entrefer	0.5 mm
Longueur active (L_z)	185 mm

Table 3.6 : Paramètres géométriques du prototype de machine à induction à 13 phases.

3.4.2 Paramètres d'alimentation

Comme montré dans la section 3.1, la machine à induction triphasée de référence a une puissance nominale de 60 kW (puissance disponible de façon continue sans contrainte thermiques temporelle). Avec cette puissance, le couple maximal est de 82 N.m et la vitesse de base est de 7000 tr/min, et le courant par phase statorique est de 340 $A_{crête}$ (le même que le courant d'un bras de l'onduleur puisque la connexion est de type étoile). On note que le refroidissement de cette machine se fait par convection forcée à eau [65].

En supposant que la surface totale du matériau semi-conducteur, dans les composants de l'onduleur, est proportionnelle au courant total du convertisseur (courant d'une phase multiplié par le nombre de phases), le courant nominal considéré pour une phase de l'onduleur, alimentant la machine à 13 phases proposée, est fixé à 80 $A_{crête,}$ tel que : « $3 * 340\ A = 1020\ A$ » et « $13 * 80\ A = 1040\ A$ », ce qui permet théoriquement de conserver à peu près la même quantité totale de matériau semi-conducteur.

La tension de bus DC considérée pour ce prototype de drive est de 400 V. La Table 3.7 résume les paramètres d'alimentation pour cette machine. Grâce à la connexion polygonale choisie entre les phases statoriques, les amplitudes de courants et de tensions dans les phases de la machine dépendent de la séquence d'alimentation utilisée (voir section 3.3.3).

Séquence d'alimentation	2	3	5
Courant de bras d'onduleur [$A_{crête}$]	80	80	80
Tension de bus DC [V]	400	400	400
Courant de phase statorique [$A_{crête}$]	60.3	86.1	167.1
Tension maximale de phase statorique [$V_{crête}$]	265.2	185.9	95.7

Table 3.7 : Paramètres d'alimentation de la machine à induction à 13 phases proposée.

3.4.3 Dimensionnement au stator

L'approche de dimensionnement suivie pour le stator [38], commence d'abord par le calcul du nombre de spires en série, par phase, nécessaires pour atteindre la vitesse de base souhaitée « Ω_{base} » quand la tension statorique atteint son niveau maximal disponible. Pour cette machine à 13 phases, la séquence « u = 2 » (donc p = 2) est utilisée pour les points de fonctionnement à hautes vitesses, le choix du nombre de spires et de la section des conducteurs au stator se fait donc sur le point à puissance maximale (vitesse de base et couple nominal) en considérant cette séquence d'alimentation.

En adéquation avec le cahier des charges de référence (section 3.1), la vitesse de base souhaitée pour la caractéristique de fonctionnement sous la polarité « p = 2 » est « $\Omega_{base} = 7000\ \mathrm{tr/min}$ ». Comme montré dans la Table 3.7, la tension statorique maximale disponible avec la 2ème séquence est de 265.2 $V_{crête}$. Le nombre de spires en série par phase peut être estimé, en premier temps, à l'aide de l'équation suivante [38] :

$$N_{sp} = \frac{\frac{V_{s_{max}}}{\sqrt{2}}}{4.K_f.K_{w_{s,2}}.f_s.\phi_p} \qquad 3\text{-}5$$

Tel que : « N_{sp} » est le nombre de spires en série par phase, « $V_{s_{max}}$ » est la valeur efficace de la tension statorique maximale, « K_f » est le facteur de forme (voir Annexe 4), « $K_{w_{s,2}}$ » est le facteur de bobinage lié à la séquence 2 (0.66 pour le bobinage choisi, voir Annexe 3), « f_s » est la fréquence statorique ($f_s = u.p.\frac{\Omega_{base}}{60}$) et « ϕ_p » est le flux d'entrefer par pôle, il est défini comme suit :

$$\phi_p = \alpha_i.\frac{\pi D_{int_s}}{2.u.p}.L_z.B_e \qquad 3\text{-}6$$

Tel que : « α_i » est le facteur de forme de l'induction (voir Annexe 4), « B_e » est l'induction magnétique dans l'entrefer (dont la valeur est comprise entre 0.65 et 0.78 T pour p=2 [38]).

Le nombre de spires initialement calculé avec l'équation 3-5 est de 26. Un premier dimensionnement du stator a été fait avec ce nombre de spires en série, et la machine a été modélisée sur Ansys Electronics (Maxwell). Les résultats E-F-non-linéaire ont montré que la vitesse de base avec ce nombre de spires est autour de 4300 tr/min (inférieure à la vitesse souhaitée). Il convient donc de réduire le nombre de spires pour augmenter la vitesse de base au niveau souhaité. Le nombre de spires qui a été finalement choisi et qui permet d'atteindre la vitesse de base souhaitée avec cette séquence « u = 2, p = 2 » est de 16 spires en série par phase.

Le bobinage choisi pour ce prototype est de type monocouche (c.à.d. une encoche donnée ne contient que les conducteurs d'une seule phase), avec une polarité de base « $p_1 = 1$ » (voir Annexe 3), donc le nombre de conducteurs par encoche peut être déterminé comme suit :

$$N_{cd_s} = \frac{N_{vp}.N_{sp}}{\frac{N_s}{2N_{ph}}} \qquad 3\text{-}7$$

Tel que : « N_{cd_s} » est le nombre de conducteurs par encoche, « N_{vp} » est le nombre de voies en parallèles (fixé à 1 pour ce bobinage), « N_s » est le nombre d'encoches statoriques et « N_{ph} » est le nombre de phases.

Sous cette séquence d'alimentation, le courant nominal crête dans une phase statorique « $I_{s_{max}}$ » est de 60.3 $A_{crête}$. La section d'un conducteur « S_c » du bobinage statorique est dimensionnée selon ce niveau de courant maximal, et la densité de courant nominale « J_{s_n} » (valeur efficace fixée à 7 A/mm²), la section d'un conducteur peut donc être calculée comme suit :

$$S_{cd_s} = \frac{\frac{I_{s_{max}}}{\sqrt{2}}}{N_{vp}.J_{s_n}} \qquad 3\text{-}8$$

On note que la densité de courant efficace a été fixée à 7 A/mm² car le système de refroidissement choisi pour ce prototype (convection forcée à eau), est théoriquement capable d'assurer un fonctionnement sans limite temporelle avec une densité jusqu'à 10 A/mm² par conducteur statorique.

La surface totale d'une encoche statorique peut être déterminée comme suit :

$$S_s = \frac{S_{cd_s}.N_{cd_s}}{K_{fill}} \qquad 3\text{-}9$$

Tel que : « K_{fill} » est le facteur de remplissage d'une encoche statorique.

La Figure 3.8 illustre la géométrie d'une encoche statorique qui a une forme trapézoïdale.

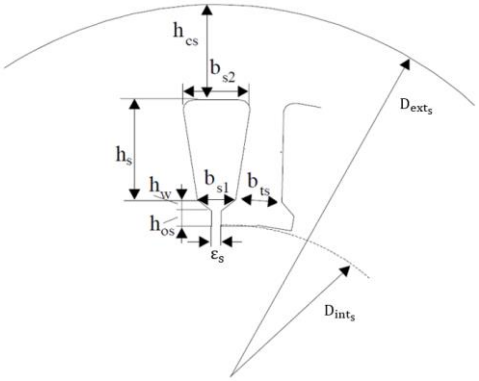


Figure 3.8 : Géométrie d'une encoche statorique [38].

Les trois paramètres « ε_s », « h_{os} » et « h_w » sont fixés en fonction de la gamme de puissance de la machine. Selon la référence [38], pour les machines dont la puissance nominale est inférieure à 100 kW, l'ouverture d'encoche « ε_s » doit être comprise entre 2 et 3 mm et ne doit pas dépasser 8 fois l'entrefer (limite de 8*0.5 = 4 mm pour ce prototype), la hauteur du bec d'encoche « h_{os} » doit être comprise entre 0.5 et 1 mm, et la hauteur « h_w » doit être comprise entre 1 et 4 mm. Pour ce prototype de machine à 13 phases, ces trois paramètres sont fixés à : « $\varepsilon_s = 3$ mm », « $h_{os} = 1$ mm » et « $h_w = 1$ mm ».

Pour déterminer les autres dimensions d'une encoche statorique, on commence par le calcul de la largeur « b_{ts} » :

$$b_{ts} = \frac{B_e}{B_{ts}} . \frac{\pi D_{int_s}}{N_s} \qquad 3\text{-}10$$

Tel que : « B_{ts} » est l'induction magnétique d'une dent statorique. Ce paramètre est choisi dans l'intervalle de 1.5 T à 1.65 T. « B_e » est l'induction considérée dans l'entrefer, elle est comprise entre 0.65 et 0.78 T.

La largeur inférieure de l'encoche « b_{s1} » peut être déterminée comme suit :

$$b_{s1} = \frac{\pi(D_{int_s} + 2.h_{os} + 2.h_w)}{N_s} - b_{ts} \qquad 3\text{-}11$$

En se basant sur la forme géométrique de l'encoche, la largeur supérieure « b_{s2} » et la hauteur d'encoche « h_s » peuvent être déterminées comme suit :

$$b_{s2} = \sqrt{4.S_s.\tan\left(\frac{\pi}{N_s}\right) + b_{s1}^2} \qquad 3\text{-}12$$

$$h_s = \frac{2.S_s}{b_{s1} + b_{s2}} \qquad 3\text{-}13$$

3.4.4 Dimensionnement au rotor

Afin de déterminer la section d'une barre rotorique, le courant équivalent dans une barre « I_b » (correspondant au courant nominal statorique) peut être déterminé, par la relation entre la FMM statorique et la FMM rotorique, comme suit :

$$I_b = K_I \frac{2.N_{ph}.N_{sp}.K_{w_{s,2}}}{N_r} . \frac{I_{s_{max}}}{\sqrt{2}} \qquad 3\text{-}14$$

Si on considère un coefficient « K_I » unitaire, l'équation 3-14 serait basée sur l'hypothèse de l'égalité entre la FMM statorique et la FMM rotorique. Cependant, en réalité la FMM au stator est légèrement plus importante qu'au rotor, le coefficient « K_I » n'est donc pas unitaire et il est exprimé comme suit :

$$K_I \approx 0.8 \cos\varphi_n + 0.2 \qquad 3\text{-}15$$

Tel que « $\cos\varphi_n$ » est le facteur de puissance (supposé égal à 0.8 dans cette démarche de dimensionnement).

La section d'une barre rotorique peut donc être exprimée comme suit :

$$S_{cd_r} = \frac{I_b}{J_{r_n}} \qquad 3\text{-}16$$

Tel que « J_{r_n} » est la densité de courant nominale (pour les paramètres d'alimentation du stator sous la séquence « u = 2 ») considérée dans une barre rotorique, qui est fixée à 3.5 A/mm² (valeur efficace). Le choix de cette densité a été fait en considérant la moitié de la densité de courant au stator, car l'extraction de chaleur (par le système de refroidissement) est plus difficile pour les barres rotoriques.

La Figure 3.9 illustre la géométrie considérée pour une encoche rotorique. Pour ce prototype, l'ouverture d'encoche rotorique « ε_r » est fixée à 1.5 mm, et la hauteur du bec rotorique « h_{or} » est fixée à 0.5 mm.

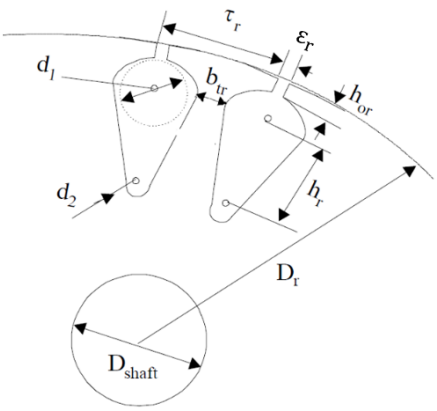


Figure 3.9 : Géométrie d'une encoche rotorique [38].

La largeur minimale d'une dent « b_{tr} » est déterminée comme suit :

$$b_{tr} = \frac{B_e}{B_{tr}} \cdot \frac{\pi D_r}{N_{bar}} \qquad 3\text{-}17$$

Tel que : « B_{tr} » est l'induction magnétique d'une dent rotorique. Ce paramètre est choisi dans l'intervalle de 1.5 T à 1.65 T.

Le diamètre du demi-cercle supérieur de la barre « d_1 » peut être déterminé comme suit :

$$d_1 = \frac{\pi(D_r - 2.h_{or}) - N_{bar}.b_{tr}}{\pi + N_{bar}} \qquad 3\text{-}18$$

La section d'une barre rotorique peut être exprimée comme suit :

$$S_{cd_r} = h_r.\frac{d_1 + d_2}{2} + \frac{\pi}{8}.(d_1^2 + d_2^2) \qquad 3\text{-}19$$

Pour cette machine, le diamètre du demi-cercle inférieur de la barre « d_2 » est fixé à « $0.4.d_1$ ». La hauteur « h_r » peut donc être exprimée à partir de l'équation 3-19 comme suit :

$$h_r = \left(S_{cd_r} - \frac{\pi}{8}.(d_1^2 + d_2^2)\right).\frac{2}{d_1 + d_2} \qquad 3\text{-}20$$

3.5 Simulations Eléments-Finis du prototype (Ansys, Maxwell)

3.5.1 Présentation de la démarche de simulation

Un modèle Elément-Finis 2D a été élaboré pour ce prototype de machine à induction à 13 phase sous le logiciel Maxwell (Ansys Electronics). Le modèle tient compte de la saturation magnétique avec l'utilisation d'un matériau ferromagnétique avec une caractéristique B=f(H) réelle.

L'ensemble des simulations est en mode transitoire avec rotation imposée au niveau du rotor et courant statorique sinusoïdal. La fréquence, la séquence et l'amplitude du courant sont donc imposées. L'utilisation de trois séquences de courant différentes (2, 3 et 5) permet de changer la polarité de la machine, comme illustré dans les cartographies des lignes du champ de la Figure 3.10

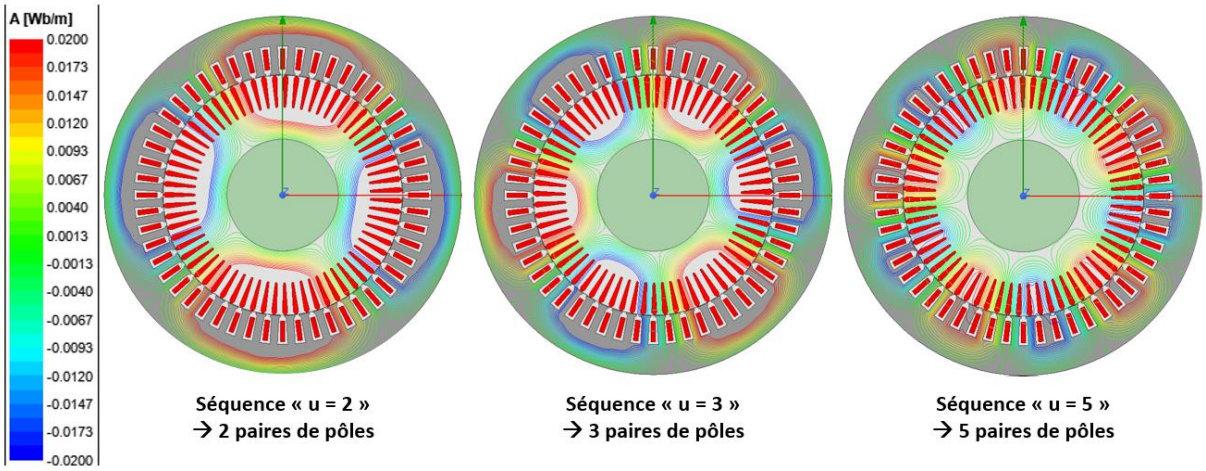


Figure 3.10 : Cartographies des lignes du champ magnétique dans la machine à 13 phases, sous les trois séquences.

La Figure 3.11 illustre les points de fonctionnement simulés par éléments-finis (vitesse de synchronisme en abscisses et amplitude du courant statorique en ordonnées). La vitesse de synchronisme « Ω_s » sous la séquence d'alimentation « u » correspond à la fréquence des courants statoriques « $f_s = u.p.\Omega_s.\frac{1}{60}$ ».

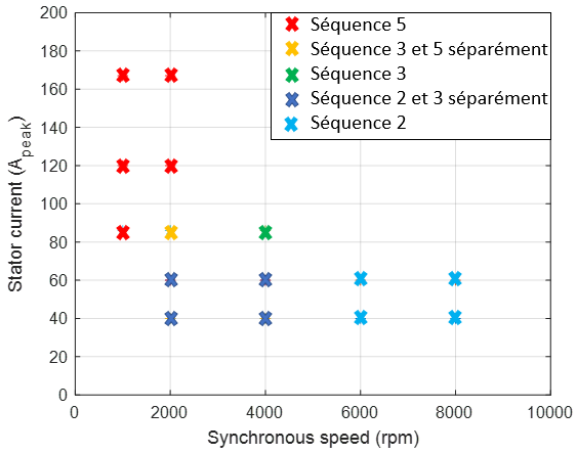


Figure 3.11 : Points de fonctionnement simulés par éléments-finis.

Pour chaque amplitude de courant sous chaque séquence, la courbe du couple en fonction de la pulsation rotorique est déterminée par des simulations avec variation paramétrique de la vitesse mécanique du rotor avec une fréquence statorique fixe (donc la même vitesse de synchronisme). Cela permet de déterminer la pulsation rotorique qui maximise le couple pour chaque point simulé. Les valeurs de cette pulsation (résultats des simulations paramétriques E-F-non-linéaire) sont illustrées dans la Figure 3.12, pour les trois séquences d'alimentation, et pour les différentes amplitudes de courant statorique.

Si on prend par exemple le point de fonctionnement ($u = 2,\ \Omega_s = 2000\ \mathrm{tr/min}$, $I_s = 40\ A_{\mathrm{crête}}$) dans la Figure 3.11, la pulsation rotorique « $\omega_r = 40\ \mathrm{tr/min}$ », ce qui correspond à une vitesse mécanique de « $\Omega_m = \Omega_s - \frac{\omega_r}{u} = 2000 - 20 = 1980\ \mathrm{tr/min}$ ».

Comme montré dans la Figure 3.12, pour une séquence « u » donnée, la valeur de pulsation rotorique qui maximise le couple dépend du niveau de courant statorique. Donc, si on prend par exemple tous les points de fonctionnement de la séquence 2 et qui correspondent à l'amplitude de courant statorique de 40 $A_{\mathrm{crête}}$ (donc avec les vitesses de synchronisme : 2000, 4000, 6000 et 8000 tr/min), la pulsation rotorique pour tous ces points est de 40 tr/min (selon la Figure 3.12), les vitesses mécaniques pour ces points sont donc : 1980, 3980, 5980 et 7980 tr/min.

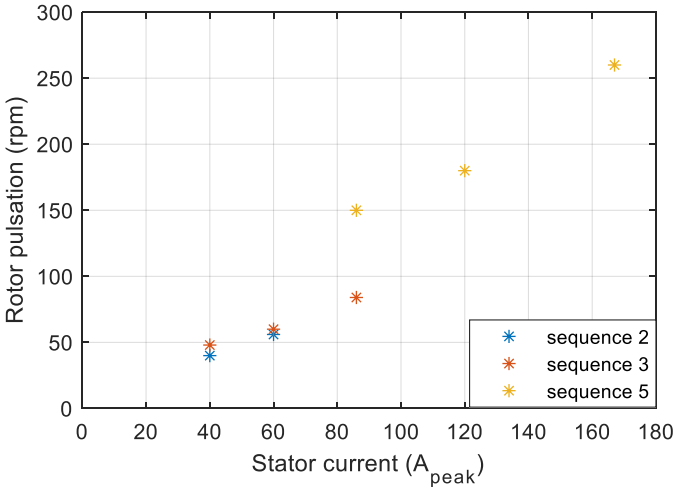


Figure 3.12 : pulsation rotorique à couple maximal, en fonction de l'amplitude du courant pour chaque séquence d'alimentation.

Il faut noter que ces premières simulations avec variation paramétrique de la pulsation rotorique nécessitent des efforts calculatoires importants. 8 simulations ont été faites (différentes amplitudes de courant pour les trois séquences), comme montré dans la Figure 3.12. Chacune des 8 simulations est faite avec une dizaine de variations paramétriques du glissement, et pour chaque variation, une vingtaine de périodes statoriques doivent être simulées (régime transitoire numérique important). Par conséquent, plusieurs jours de calcul ininterrompu ont été dédiés.

Une fois que les valeurs de pulsation rotorique, maximisant le couple, sont déterminées (Figure 3.12), chaque point de fonctionnement dans la Figure 3.11 est simulé séparément (par modèle E-F-non-linéaire), en imposant les trois paramètres :

- Amplitude du courant statorique ;
- Fréquence du courant statorique (donc la vitesse de synchronisme) ;
- Vitesse mécanique (en respectant les valeurs de pulsation rotorique dans la Figure 3.12).

Il faut noter que pour chaque point de fonctionnement, une vingtaine de périodes statoriques sont simulées, avec une fréquence d'échantillonnage de 40 fois la fréquence statorique.

Les résultats extraits de ces simulations E-F-non-linéaire sur chaque point de fonctionnement sont :

- Le couple électromagnétique ;
- La tension induite dans les phases statoriques ;
- Pertes calculées par post-traitement.

3.5.2 Elaboration de la caractéristique Couple-Vitesse nominale en multipolarité

La Figure 3.13 illustre les valeurs du couple moyen sur les points de fonctionnement simulés. Ces valeurs sont obtenues en régime établi numérique et en imposant la valeur du glissement qui maximise le couple à chaque point de fonctionnement. On confirme que pour le même niveau de courants statorique, en imposant la même pulsation rotorique, le couple moyen est constant.

La machine triphasée de référence développe un couple maximal de 82 N.m avec un courant de 340 $A_{crête}$ pour chacun des 3 bras d'onduleur. Avec un courant équivalent total pour l'ensemble des bras de l'onduleur très proche, soit 80 $A_{crête}$ pour chacun des 13 bras, la machine à 13 phases développe 3 niveaux de couple : 92 N.m avec 2 paires de pôles, 205 N.m avec 3 paires de pôles et 394 N.m avec 5 paires de pôles. Ces niveaux de couple différents pour le même courant de l'onduleur, sont obtenus grâce à la technique de changement de polarité avec un bobinage caractérisé par des facteurs de bobinage harmoniques élevé, surtout pour les séquences 3 et 5 utilisées (voir l'Annexe 3) et avec une connexion polygonale particulière entre les phases (voir la section 3.3.3).

La Figure 3.14 illustre les valeurs du facteur d'ondulation du couple (couple crête-à-crête divisé par le couple moyen) pour les différents points de fonctionnement. Grâce au bon choix de la combinaison « encoches statoriques – encoches rotoriques – paires de pôles », le facteur d'ondulation du couple est faible (inférieur à 5%) sur l'ensemble des points de fonctionnement simulés.

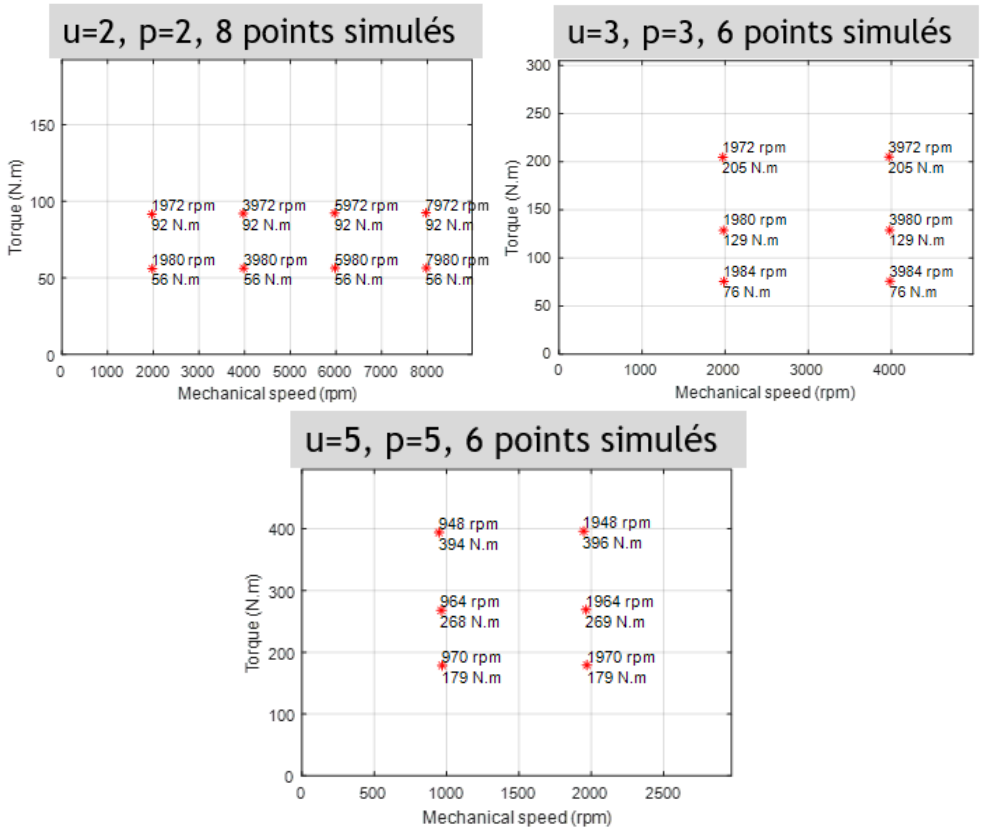


Figure 3.13 : Couple moyen sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases.

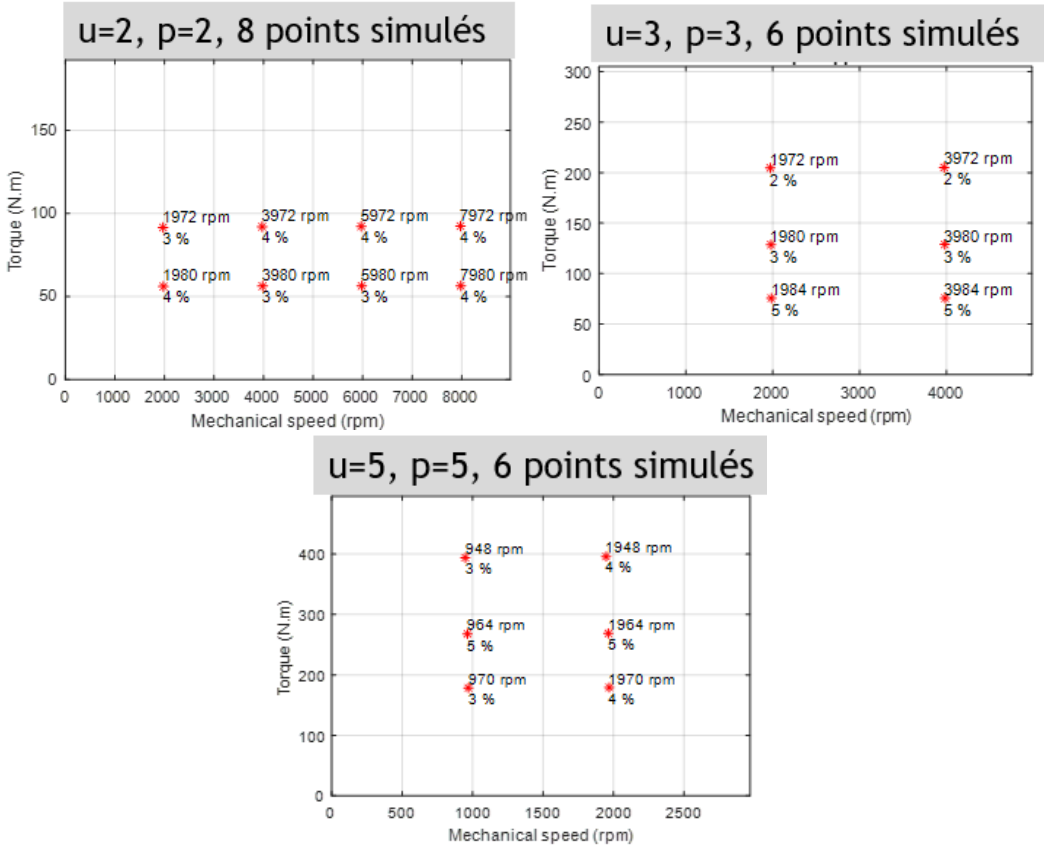


Figure 3.14 : Facteur d'ondulation du couple sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases.

La Figure 3.15 illustre les valeur crêtes de tension statorique induite (en tenant compte de la chute de tension résistive). Les simulations E-F-non-linéaire effectuées, consistent à alimenter la machine par un courant sinusoïdal (selon une séquence « u » donnée) et à récupérer la tension induite dans les phases statoriques comme résultat. Ensuite, la chute de tension résistive est ajoutée (de façon vectorielle, c.à.d. en considérant le déphasage entre le courant et la tension au stator) à la FEM par post-traitement. Une interpolation (extrapolation pour la séquence « u=2 ») est faite sur l'ensemble de points de fonctionnement pour chaque niveau de courant pour chaque séquence d'alimentation, pour déterminer la vitesse mécanique qui correspond à la tension statorique maximale disponible. La valeur de la tension maximale dépend de la séquence statorique.

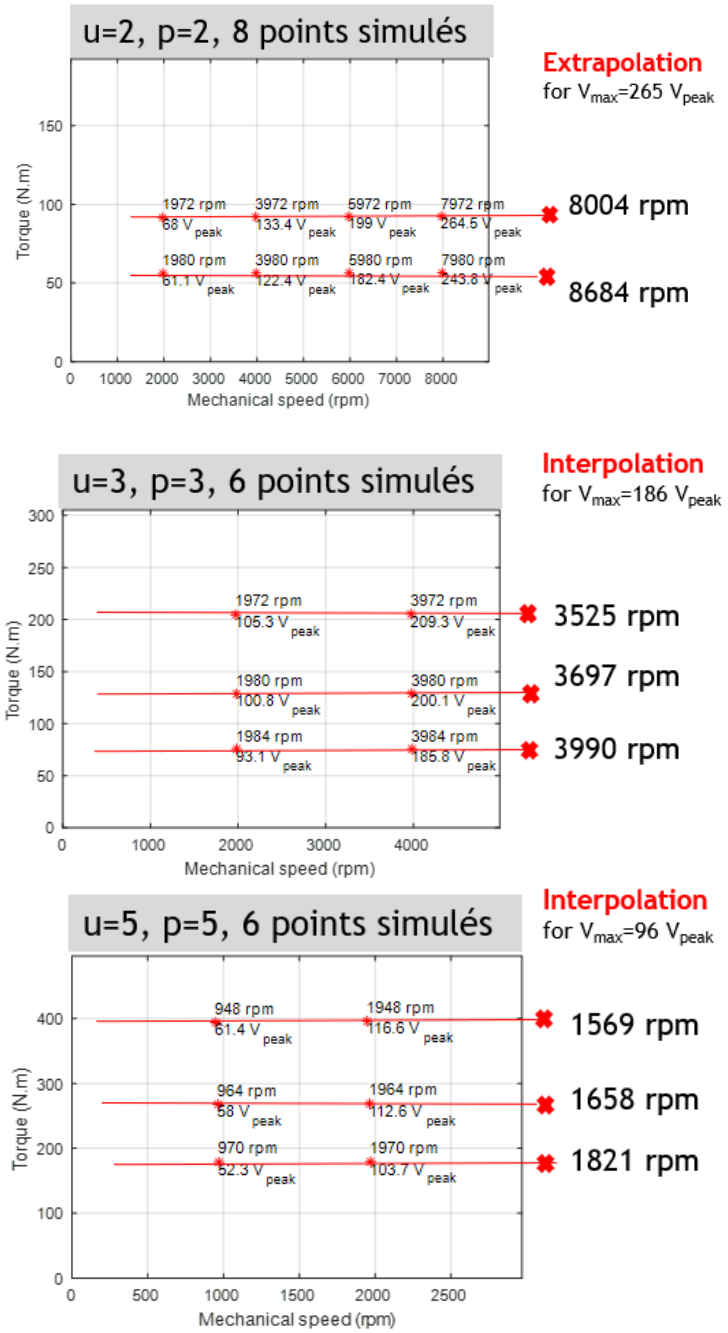


Figure 3.15 : Valeurs crêtes de tension statorique sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases, et détermination des vitesses de base par interpolation.

Avec la connexion utilisée, la séquence « u=2 », qui développe le niveau de couple le plus faible en comparant aux autres séquences utilisées (92 N.m avec un courant statorique de 60 $A_{crête}$), est caractérisée par une tension maximale disponible plus élevée que les deux autres séquences, ce qui permet d'atteindre une vitesse de base plus importante. Les résultats de l'interpolation montrent les vitesses de base suivantes : 8004 tr/min pour 2 paires de pôles, 3525 tr/min pour 3 paires de pôles et 1569 tr/min pour 5 paires de pôles.

Après la détermination des valeurs de couple qui correspondent aux amplitudes maximales du courant statorique, et des vitesses qui correspondent aux tensions statoriques maximales disponibles sous les trois séquences, les points à puissance maximale pour les trois polarités de fonctionnement de la machine à 13 phases sont connus.

La Figure 3.16 illustre la caractéristique couple-vitesse (sans tenir compte du défluxage) de la machine à 13 phases avec la technique de changement de polarité. Dans cette figure, on voit clairement l'avantage apporté par le changement de polarité avec la connexion polygonale choisie pour le prototype de machine à 13 phases.

La séquence « u = 5 » permet d'atteindre presque 5 fois le couple nominal de la machine triphasée de référence pour le même courant équivalent par bras d'onduleur. L'utilisation de cette séquence est limitée à la région à basses vitesses de rotation. En outre, la densité de courant dans les conducteurs statoriques (19.2 A/mm²) est assez élevée, ce mode de fonctionnement est donc temporaire du point de vue thermique (idéalement utilisé pour les fortes accélérations d'un véhicule à basse vitesse ou la montée des bordures par exemple).

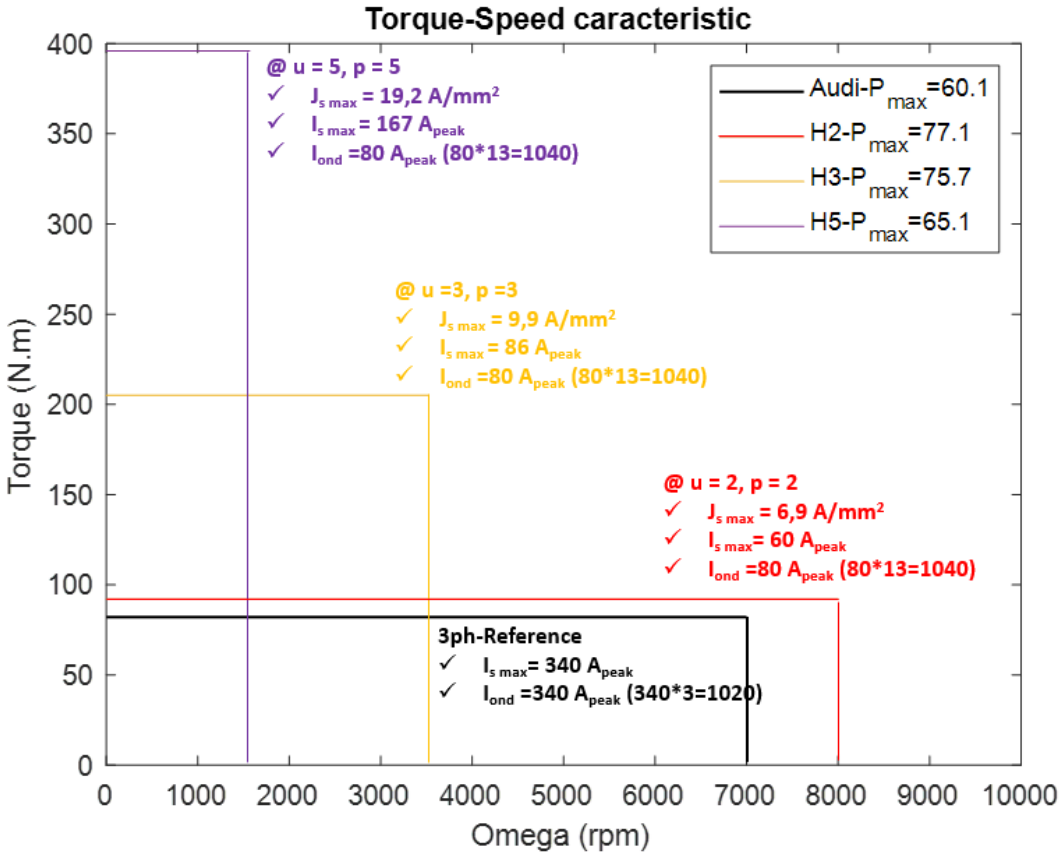


Figure 3.16 : Caractéristique couple-vitesse sur la région à couple constant – comparaison entre la machine à induction à 13 phases avec 3 polarités et la machine triphasée de référence.

La séquence « u = 3 » permet de développer un couple de 205 N.m (environ 2.5 fois le couple de la machine triphasée de référence), avec une vitesse de base de 3525 tr/min. La densité de courant maximale par conducteur statorique pour cette séquence est de 9.9 A/mm², le système de refroidissement (par convection forcée à eau) est conçu de façon à supporter cette densité de façon continue (voir l'Annexe 5 pour plus de détails sur les durées de fonctionnement sous les différentes séquences).

Avec la séquence « u = 2 », donc 2 paires de pôles, des vitesses de rotation plus importantes sont atteintes, d'un côté grâce à cette polarité réduite, et d'un autre, à la connexion polygonale particulière qui permet d'avoir une tension statorique plus importante sous cette séquence.

On remarque que les deux séquences « u = 2 » et « u = 3 » ont presque la même puissance maximale (produit du couple par la vitesse de rotation sur le point correspondant au valeurs maximales du courant et de la tension statorique). Ces deux séquences se complètent donc, et réalisent une extension importante de la plage de fonctionnement à puissance constante par rapport à la machine triphasée de référence. Cependant, afin de tracer la caractéristique couple-vitesse complète de la machine, il faut tenir compte du « défluxage » sous chaque séquence statorique, ce qui nécessite le développement d'un modèle de contrôle vectoriel pour cette machine, et l'intégrer dans un processus de co-simulation avec le modèle E-F-non-linéaire, afin de réaliser de simuler (en tenant compte de la saturation magnétique) des points dans la région de défluxage.

La Figure 3.17 illustre la caractéristique couple-vitesse complète avec les plages de défluxage requises (sous chaque séquence) pour avoir une continuité entre les trois polarités utilisées. La réalisation de ces courbes de défluxage est conditionnée par l'élaboration d'un contrôle vectoriel adapté aux trois polarités (3 machines fictives différentes), et capable d'atteindre les rapports « CPSR » (rapport entre vitesse maximale et vitesse de base sous une séquence donnée) suivants :

- Sous la séquence « u = 2 », rapport CPSR requis de 1.87 ;
- Sous la séquence « u = 3 », rapport CPSR requis de 2.23 ;
- Sous la séquence « u = 5 », rapport CPSR requis de 1.93.

Selon la référence [5], le rapport CPSR d'une machine à induction standard est généralement peut atteindre 2 à 3, ces rapports de CPSR requis (pour les trois polarités) sont donc théoriquement accessibles. En effet, ce qui limite la plage à puissance constante dans une machine à induction triphasée est la complexité du contrôle de flux, quand ce dernier atteint des bas niveaux (à la fin de la courbe du défluxage à grande vitesse). Cependant, comme le montre la Figure 3.17, avec le changement de polarité dans la machine à induction à 13 phases on garde un niveau de flux facilement contrôlable.

Par exemple, le flux maximal sous la polarité « p = 5 » est de 77 mWb, avec l'opération du défluxage ce flux diminue. En arrivant à la fin de la courbe du défluxage sous « p = 5 », le basculement vers la polarité « p = 3 » permet de remonter la valeur du flux maximal à 113 mWb, et donc le contrôle sous cette polarité permet encore de réaliser une deuxième courbe de défluxage. A la fin de la deuxième courbe de défluxage (sous « p = 3 ») où le flux est réduit, l'utilisation de la polarité « p = 2 » remonte sa valeur à 97 mWb, et une troisième courbe de défluxage peut donc être réalisée.

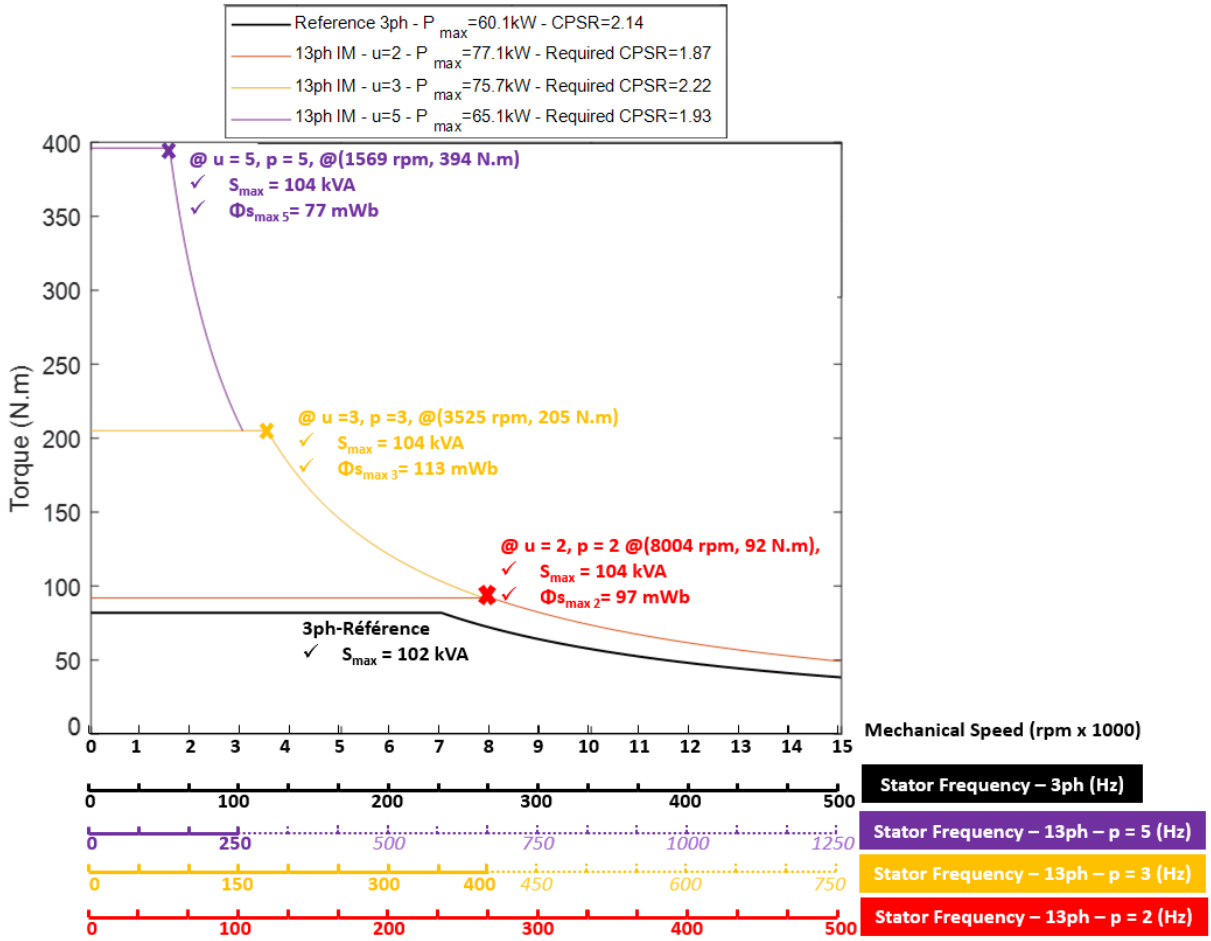


Figure 3.17 : Caractéristique couple-vitesse (avec courbes de défluxage hypothétiques) – comparaison entre la machine à induction à 13 phases avec 3 polarités et la machine triphasée de référence.

Le CPSR de 2.14 pour la machine triphasée de référence a été déduit des courbes présentées dans la publication faite par le constructeur Audi [65].

La caractéristique illustrée dans la Figure 3.17, mets en évidence l'effet de boite de vitesse électromagnétique réalisé grâce au changement de polarité dans la machine à 13 phases. On peut imaginer que le paramètre d'entrée de cette boite de vitesse est la fréquence statorique, et que le paramètre de sortie est la vitesse mécanique de rotation, en changeant la polarité, le rapport entre la fréquence statorique (entrée) et la vitesse mécanique (sortie) change. Ce changement « électromagnétique » est analogue à un changement « mécanique » entre les rapports d'une boite de vitesse classique. On note que la fréquence statorique maximale est de : 250 Hz sous la polarité « p=5 », 400 Hz sous la polarité « p=3 » et 500 Hz sous la polarité « p=2 » (les gammes de fréquences en pointillé pour les polarités 3 et 5 sont fournies à titre indicatif, pour montrer l'intérêt de passer à des polarités plus basses à grande vitesse) .

La Figure 3.17 confirme que cet effet de boite de vitesse est réalisé avec quasiment la même puissance apparente que la machine à 3 phases (théoriquement la même surface de semiconducteurs). Cet effet de boite de vitesse électromagnétique, permet clairement d'élargir la caractéristique de fonctionnement de la machine sans contraintes supplémentaires sur l'onduleur.

La Figure 3.18 illustre deux courbes (basées sur les hypothèses mentionnées ci-dessus) à iso-puissance maximale : à 75.7 kW et 65.1 kW.

La courbe d'iso-puissance à 75.7 kW (partie hyperbolique de la courbe noire) est effectuée à l'aide de la séquence « u=3 » puis la séquence « u=2 », sans discontinuité à la transition entre les deux séquences à la vitesse de 7800 tr/min. Cette courbe est caractérisée par un CPSR global de 4.25 (tenant compte des deux CPSR hypothétiques liés aux séquences 2 et 3). Avec cette courbe d'iso-puissance, la densité de courant maximale dans les conducteurs statoriques est de 9.9 A/mm² (avec la puissance maximale de la séquence 3), ce qui correspond donc au régime continu thermique (refroidissement à eau).

La courbe d'iso-puissance à 65.1 kW (partie hyperbolique de la courbe rouge) est réalisée par les 3 séquences d'alimentation utilisées, avec une transition entre « u = 5 » et « u = 3 » à la vitesse de 3020 tr/min, et entre « u = 3 » et « u = 2 » à la vitesse de 6700 tr/min. Cette courbe est caractérisée par un CPSR global de 9.6. Il faut rappeler que les points de fonctionnement à fort couple (proche de 400 N.m) et basse vitesse sont temporaires du point de vue thermique au niveau du bobinage statorique.

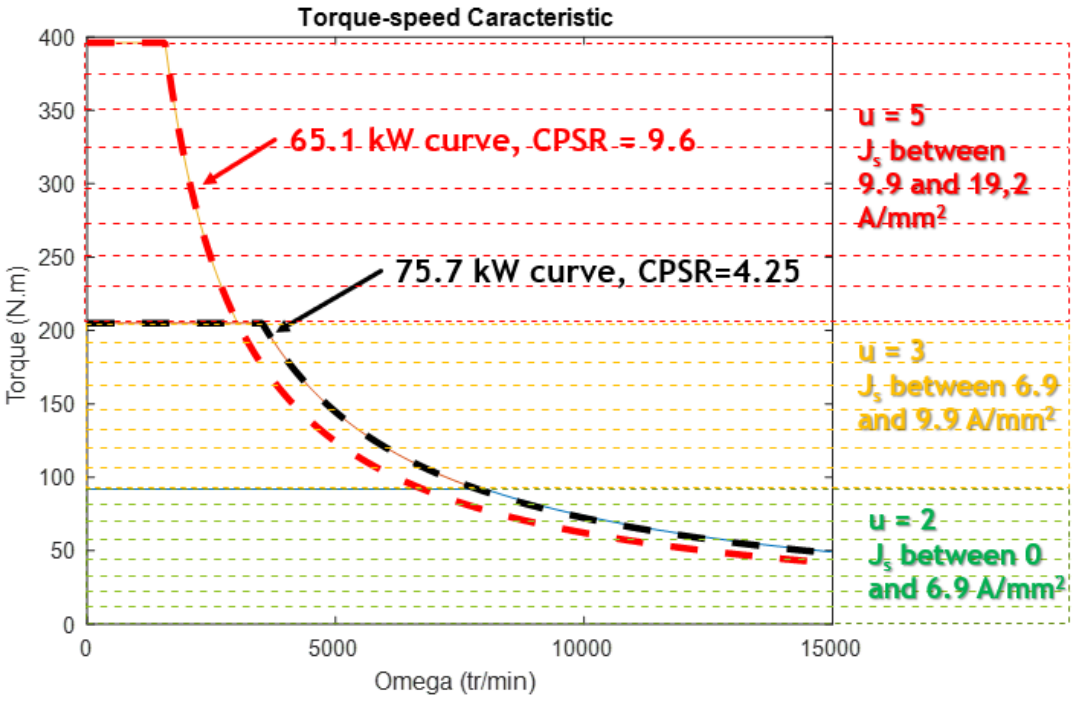


Figure 3.18 : Courbes iso-puissance maximale avec les valeurs globales de CPSR pour la machine à 13 phases fonctionnant sous 3 polarités différentes.

3.5.3 Elaboration des cartographies de pertes et du rendement

A l'aide des post-traitements du logiciel Maxwell (Ansys Electronics) l'ensemble de pertes principales (Joule et Fer) dans la machine sont calculées sur les points de fonctionnement simulés.

La Figure 3.19 illustre l'estimation analytique des pertes Joule dans le bobinage statorique. Ces pertes sont calculées par la formule :

$$P_{js} = N_{ph}.R_s.I_{s_{eff}}^2 \qquad 3\text{-}21$$

Tel que « R_s » est la résistance d'une phase statorique, tenant compte des têtes de bobines. Pour cette machine, la résistance statorique est de « $R_s = 34.7\ m\Omega$ », à 100°C. Ces pertes augmentent avec le courant statorique.

Les pourcentages de pertes affichés dans les figures sont calculés par rapport à la puissance d'entrée (qui sera présentée dans la Figure 3.25).

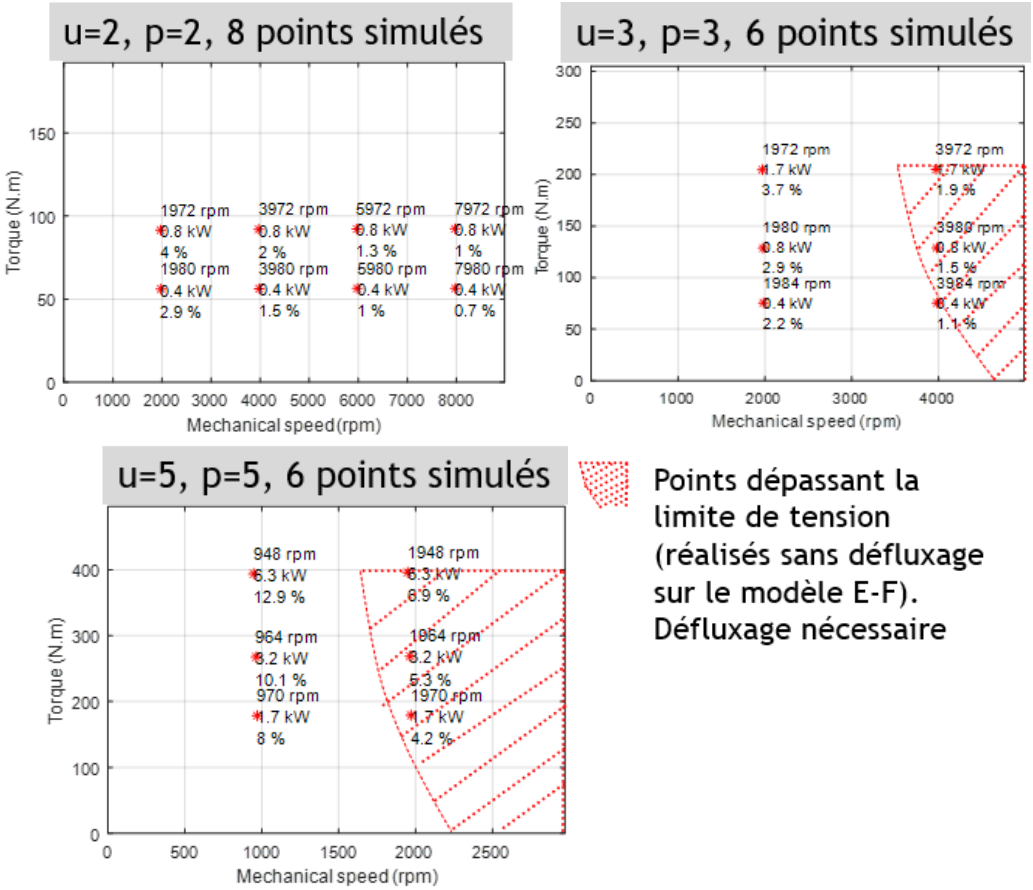


Figure 3.19 : Pertes Joule statoriques (tenant compte des têtes de bobines) sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases à 100°C (pourcentages par rapport à la puissance de la Figure 3.25).

La Figure 3.20 illustre les pertes Joule dans les barres rotoriques. Ces pertes sont calculées à l'aide d'un post-traitement du logiciel Maxwell. Ce post-traitement permet d'intégrer la densité de pertes ohmiques sur les barres, et tient compte de leur distribution non homogène. En effet, la densité de courant n'est pas homogène sur la surface d'une barre rotorique, et donc la répartition des pertes n'est pas uniforme. La Figure 3.21 illustre la répartition de la densité de courant et des pertes Joule sur les barres rotorique. Comme montré dans cette figure, avec l'augmentation de la vitesse mécanique, les pertes Joule ont tendance à se concentrer sur la partie de la barre proche de l'entrefer.

De façon générale, les pertes Joule dans les barres rotoriques augmentent avec le courant statorique, et également avec la vitesse mécanique à cause des phénomènes de distribution non homogène de la densité de courant (incluant l'effet de peau) dans les barres en aluminium.

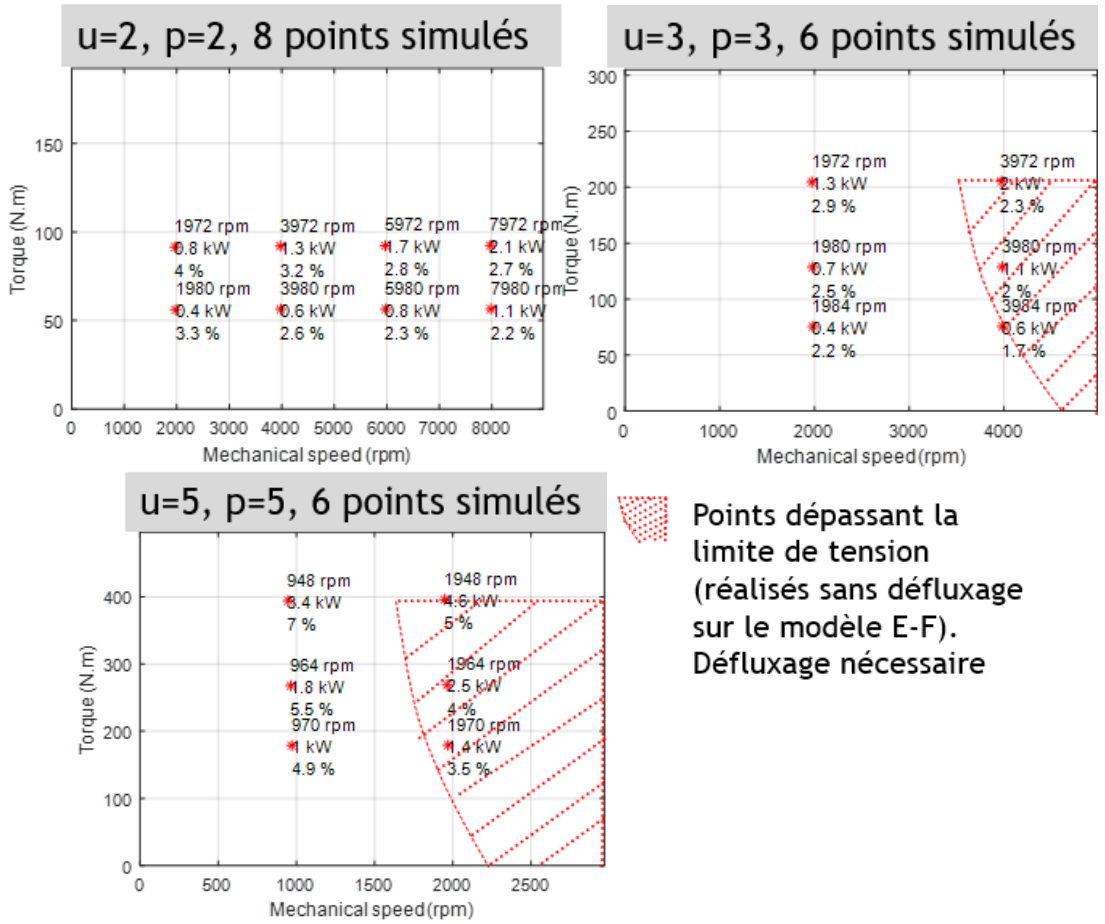


Figure 3.20 : Pertes Joule dans les barres rotoriques sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases à 100°C (pourcentages par rapport à la puissance de la Figure 3.25).

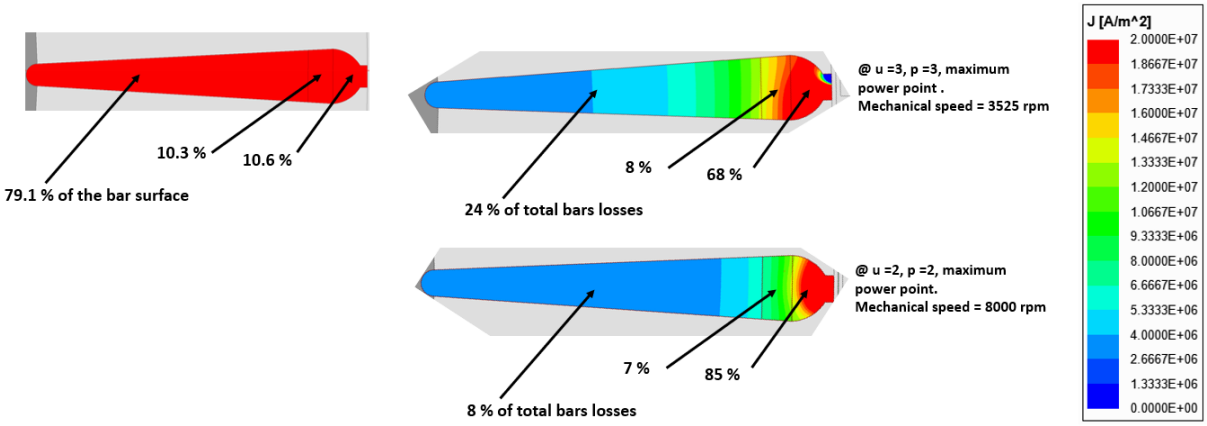


Figure 3.21 : Répartition non homogène de la densité de courant et des pertes Joule dans les barres rotoriques.

La Figure 3.22 illustre les pertes fer totales (stator + rotor) calculées par un post-traitement du logiciel Maxwell. Ces pertes augmentent avec la vitesse mécanique (donc la fréquence des courants statoriques), mais généralement restent moins importantes que les pertes Joule au stator et au rotor.

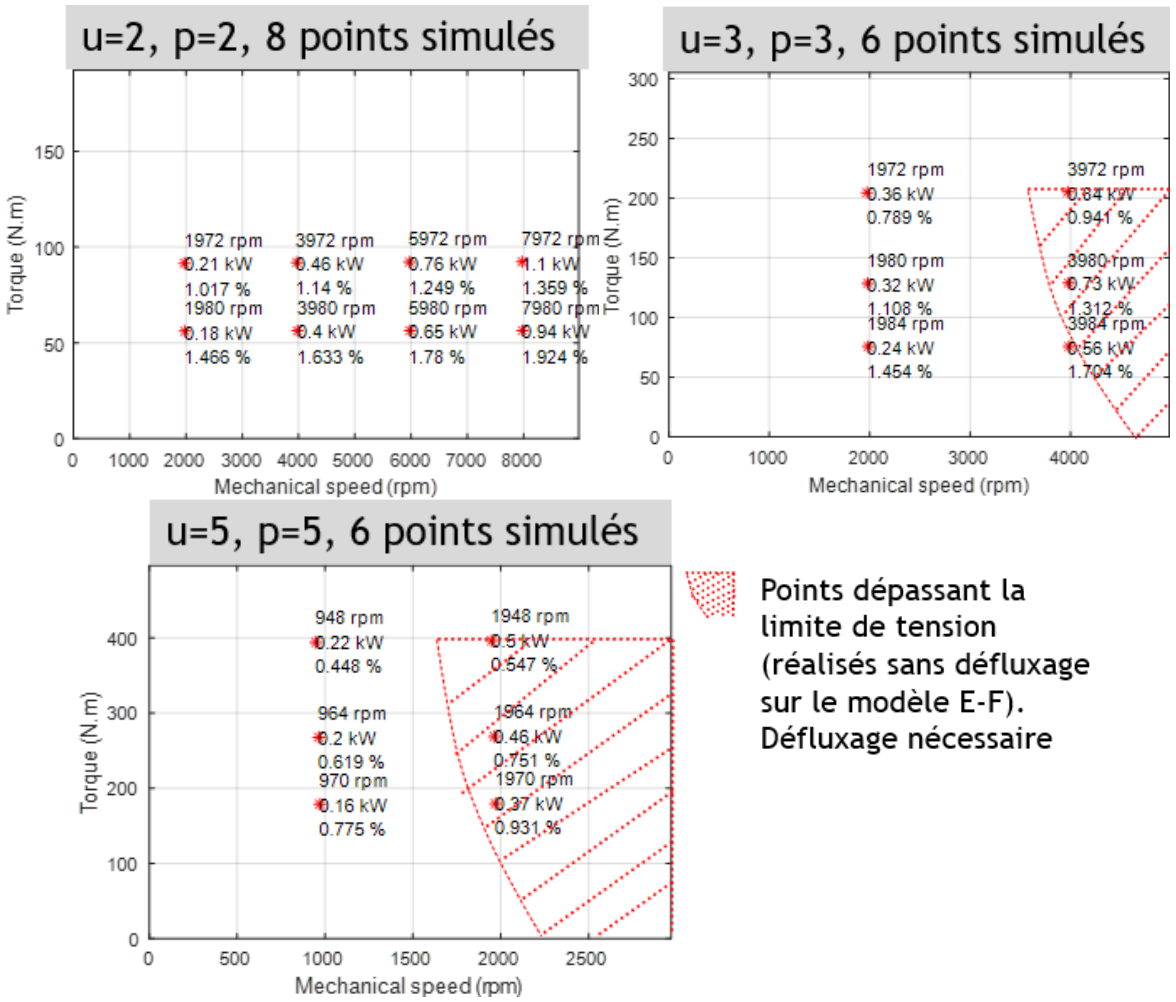
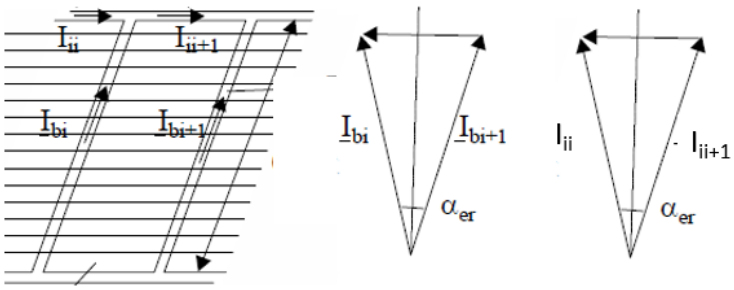


Figure 3.22 : Pertes fer totales (stator et rotor) sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases (pourcentages par rapport à la puissance de la Figure 3.25).

Le modèle E-F-non-linéaire utilisé est en 2D, et donc ne permet pas de déterminer les pertes Joule dans les anneaux de court-circuit en aluminium. La Figure 3.23 illustre une démarche vectorielle (mono-harmonique) qui permet d'exprimer le courant dans une portion de l'anneau de court-circuit en fonction du courant dans la barre.



$$\alpha_{er} = \frac{2\pi . u . p_1}{N_{bar}}$$

$$I_b = I_{ii+1} - I_{ii} = 2I_i \sin(\alpha_{er}/2)$$

Figure 3.23 : Détermination vectorielle de la relation entre les courants dans les barres et dans l'anneau de court-circuit rotorique [38].

A partir de la Figure 3.23, les pertes Joule dans un anneau de court-circuit peuvent être calculées à partir des pertes Joule dans les barres comme suit :

$$I_i = \frac{I_b}{2\sin\left(\frac{\pi.u.p_1}{N_{bar}}\right)} \qquad 3\text{-}22$$

$$P_{J_{er}} = R_i.I_i^2 = \frac{R_i}{4R_b\sin^2\left(\frac{\pi.u.p_1}{N_{bar}}\right)}R_bI_b^2 \qquad 3\text{-}23$$

$$P_{J_{ring}} = \frac{R_i}{4R_b\sin^2\left(\frac{\pi.u.p_1}{N_{bar}}\right)}P_{J_{bars\ total}} \qquad 3\text{-}24$$

Tel que : « I_i » est l'amplitude du courant traversant une portion de l'anneau, « I_b » est l'amplitude du courant traversant une barre, « R_i » est la résistance d'une portion de l'anneau de court-circuit, « R_b » est la résistance d'une barre rotorique, « $P_{J_{er}}$ » sont les pertes Joule pour une portion de l'anneau, « $P_{J_{bars\ total}}$ » sont les pertes Joule totales au niveau des barres (Figure 3.20) et « $P_{J_{ring}}$ » sont les pertes Joule estimées pour un anneau de court-circuit.

Les résultats de ces calculs sont illustrés dans la Figure 3.24 pour un anneau de court-circuit ayant une longueur axiale de 30 mm (longueur active de 185 mm, n'incluant pas les anneaux). De façon générale, ces pertes sont négligeables devant les pertes Joule dans les barres.

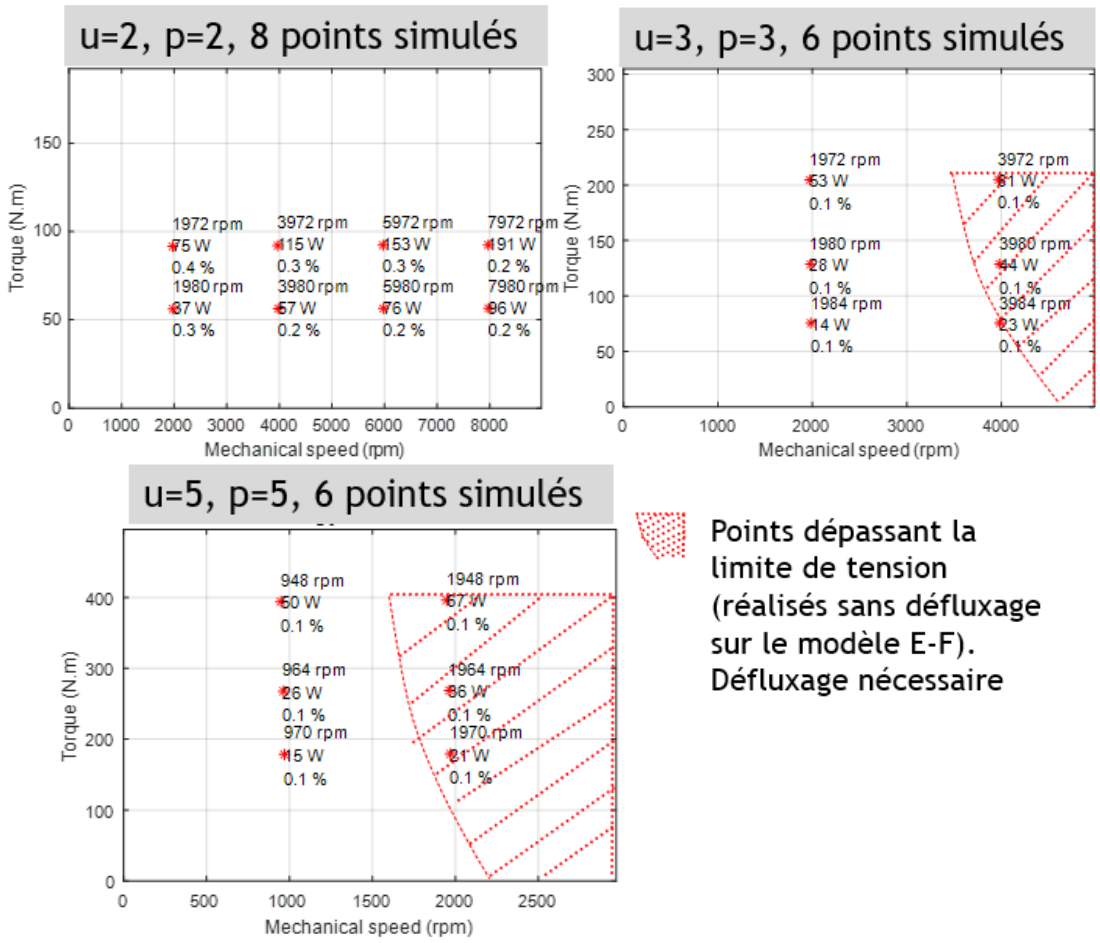


Figure 3.24 : Pertes Joule dans un anneau de court-circuit rotorique sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases (résultats pour un seul anneau).

Après la détermination des pertes principales dans la machine, le rendement peut être estimé comme suit :

$$\eta = \frac{T.\Omega_{mec}}{T.\Omega_{mec} + P_{js} + P_{jr} + P_{fer}} \qquad 3\text{-}25$$

Tel que : « T » est le couple, « Ω_{mec} » est la vitesse mécanique, « P_{js} » est la valeur des pertes Joule statoriques (Figure 3.19), « P_{jr} » est la valeur des pertes Joule rotoriques totales, considérant les barres et les deux anneaux de court-circuit (Figure 3.20 et Figure 3.24), « P_{fer} » est la valeur des pertes fer totales, dans le stator et le rotor (Figure 3.22).

Le terme « $T.\Omega_{mec} + P_{js} + P_{jr} + P_{fer}$ » correspond à l'estimation de la puissance d'entrée en tenant compte des pertes. C'est par rapport à cette puissance que les pourcentages des pertes sont affichés dans les figures précédentes. Les résultats de calcul de la puissance d'entrée sont illustrés dans la Figure 3.25.

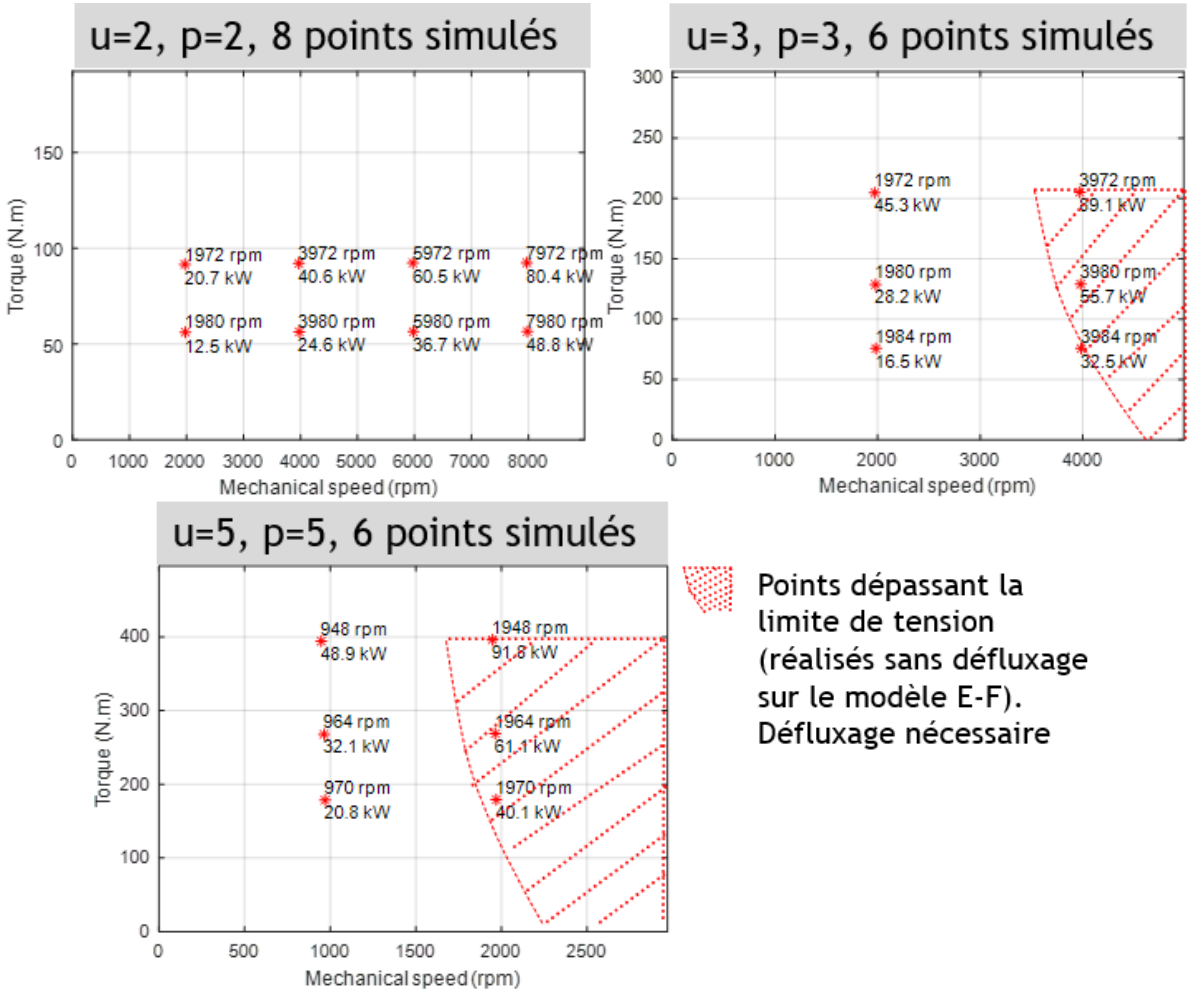


Figure 3.25 : Puissance d'entrée sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases (100 °C).

Finalement, les résultats de calcul du rendement sur les points de fonctionnement simulés sont illustrés dans la Figure 3.26. On remarque que le rendement est autour de 94% sur les points à puissance maximale (autour de 75 kW) pour les deux séquences 2 et 3 (régime continu thermique). Pour les points à fort couple, atteints par l'utilisation de la séquence 5 avec un fort courant statorique, le rendement est autour de 80%, tout en sachant que les densités de courant pour ce type de points ne correspondant pas à un fonctionnement de longue durée, la notion de rendement est donc moyennement pertinente pour l'évaluation de l'autonomie.

De façon générale, sur les points qui peuvent être atteints par les trois séquences (intersection entre les caractéristiques couple-vitesse des 3 séquences), c'est avec la séquence 3 que le meilleur rendement est obtenu.

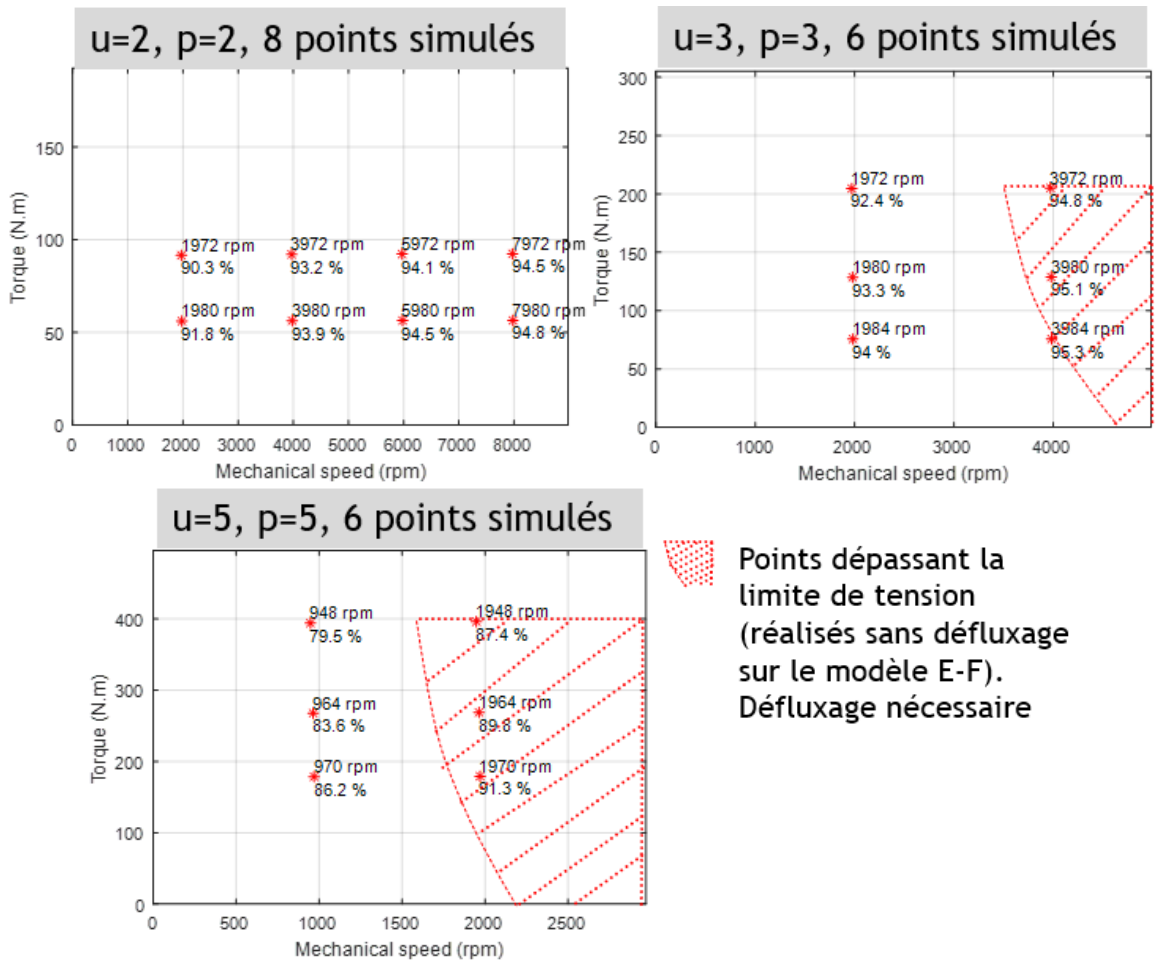


Figure 3.26 : Rendement sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases (100°C).

Il faut noter que la précision de ces résultats dépend de la fréquence d'échantillonnage (40 fois la fréquence statorique pour ces simulations) et de la finesse du maillage (surtout au niveau des barres rotoriques et de l'entrefer) dans le modèle E-F-non-linéaire.

Pour une machine à induction, une part importante de l'énergie est utilisée pour magnétiser le circuit magnétique (énergie réactive), cela conduit à un facteur de puissance généralement dégradé par rapport aux machines à aimants (qui sont naturellement magnétisées par les aimants). Pour ce prototype à 13 phases, le facteur de puissance a été estimé sur l'ensemble des points de fonctionnement (puissance active ou puissance d'entrée divisée par la puissance apparente à la sortie de l'onduleur), les valeurs sont illustrées dans la Figure 3.27. On remarque que pour les trois polarités, le facteur de puissance est autour de 0.8 sur les points à couple maximal. On remarque également que pour un point de fonctionnement qui peut être réalisé pour deux polarités ou plus, le facteur de puissance est meilleur avec la plus basse polarité (exemple : pour les points de fonctionnement entre 50 et 100 N.m, à 2000 tr/min, le facteur de puissance est autour de 0.8 pour « p = 2 », et 0.72 pour « p = 3 »). En effet, avec une polarité élevée, le facteur de dispersion de Blondel est plus important, ce qui conduit à un facteur de puissance plus bas.

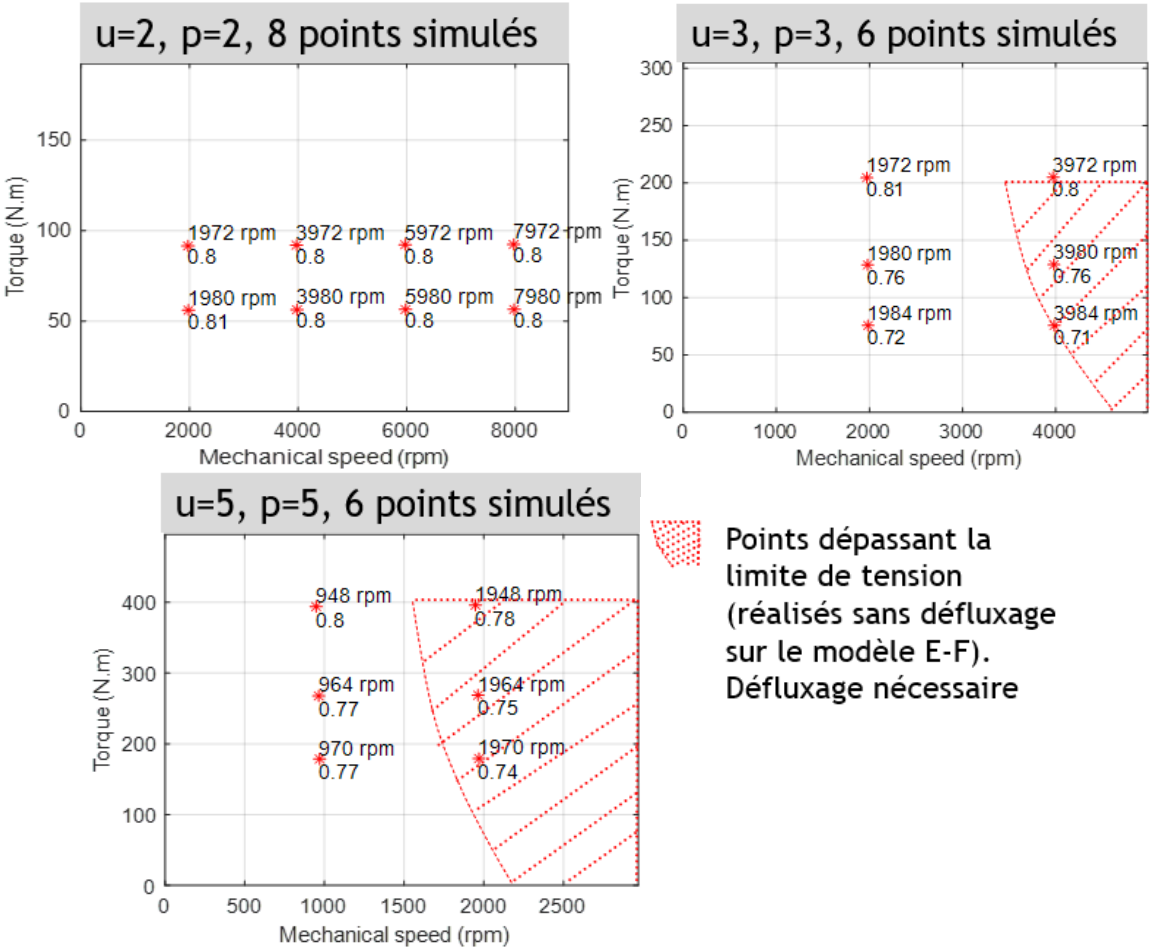


Figure 3.27 : Facteur de puissance sur les points de fonctionnement simulés pour la machine à induction à 13 phases.

La Figure 3.28 illustre le maillage utilisé dans le modèle E-F-non-linéaire de la machine à 13 phases proposée. Les paramètres de ce maillage pour le stator, le rotor et les barres rotoriques sont montrés dans la Table 3.8. En se basant sur ces paramètres, le maillage est assez fin et permet d'avoir une précision acceptable des résultats de simulation.

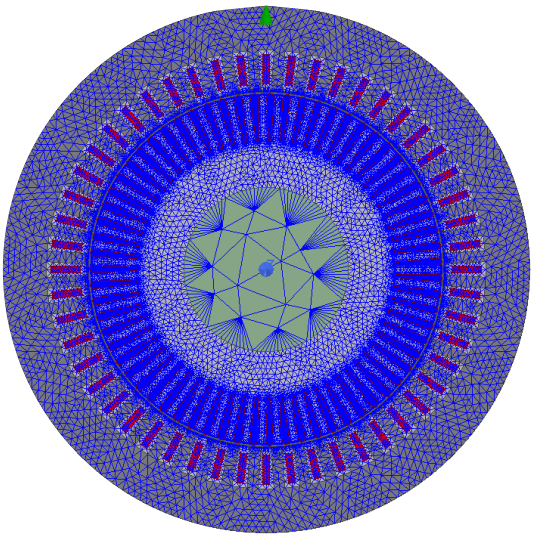


Figure 3.28 : Maillage utilisé dans le modèle E-F-non-linéaire de la machine à 13 phases.

Partie de la machine	Surface [mm²]	Nombre d'éléments du maillage	Surface moyenne par élément [mm²]
Fer statorique	22 261.8	10742	2.1
Fer rotorique	14 585.2	37809	0.38
Une barre rotorique	60	715	8.4×10^{-2}

Table 3.8 : Paramètres du maillage utilisé dans le modèle E-F-non-linéaire de la machine à 13 phases.

Pour conclure, dans ce chapitre un prototype de machine à induction à 13 phases, fonctionnant sous différentes polarités, a été proposé. Ce prototype est caractérisé par :

- Un bobinage particulier qui permet de maximiser les facteurs de bobinage harmoniques liés aux polarités utilisées ;
- Une connexion particulière entre les phases, permettant d'avoir un effet de « transformateur électrique multi-rapports », en passant d'une séquence d'alimentation à une autre, ce qui maximise l'utilisation de l'onduleur (sans augmenter les contraintes en tension et en courant sur les composants de puissance).

A la fin de ce chapitre, l'extension de la plage de fonctionnement de la machine à 13 phases par rapport à une machine triphasée de référence est mis en évidence par des simulations E-F-non-linéaire, tout en conservant le même volume de machine et les mêmes contraintes en courant et en tension sur l'onduleur. Cette extension a la particularité d'être obtenue par changement « séquentiel » de polarité.

Conclusion générale et perspectives

Cette thèse avait pour objectif, la conception d'une machine asynchrone à cage (dite aussi « à induction ») polyphasée, avec un effet de boite de vitesse électromagnétique, réalisé par la technique de changement de polarité, pour application de traction automobile.

Après avoir introduit les exigences d'un cahier des charges de traction, et les limitations de la machine à induction triphasée en début du premier chapitre, les avantages potentiels de l'augmentation du nombre de phases ont été présentés. On en cite notamment l'augmentation du nombre de degrés de liberté vis-à-vis de l'alimentation de la machine. Parmi les modes d'alimentation qui sont donc possibles avec un grand nombre de phases, la technique de changement électronique de polarité a été abordée de façon plus détaillée. Les travaux de thèse ont donc été orientés vers la thématique sur l'extension de la plage de fonctionnement à puissance constante, par effet de boite de vitesse électromagnétique, dans les machines à induction polyphasées.

Dans le deuxième chapitre la modélisation analytique de la machine à induction polyphasée a été abordée. La transformation de Concordia a été utilisée pour l'élaboration d'un outil d'analyse du couple qui permet de :

- Interpréter la variation du couple moyen en fonction de la pulsation rotorique, sous toutes les polarités imposées ;
- Prédire les fréquences de pulsations du couple ;
- Distinguer les nombres de barres qui conduisent à des interactions harmoniques.

Cet outil a été validé, sur les aspects : fréquences du courant rotorique, couple moyen, et fréquences de pulsations du couple, grâce à une étude comparative avec les résultats de simulations par éléments finis pour deux machines à induction : à 3 et à 5 phases, avec différents nombres de barres. Il faut noter que cette approche s'est avérée limitée en matière de calcul des amplitudes des harmoniques du courant rotorique et des composantes pulsatoires du couple, à cause de la considération d'un certain nombre d'hypothèses, entre autres :

- La non prise en compte de la saturation ;
- La considération d'une induction radiale dans l'entrefer ;
- La non prise en compte de l'effet des encoches par la considération d'une extension équivalente de l'entrefer (coefficients de Carter) ;
- La considération des boucles de courant dans la cage rotorique (voir la Figure 2.1), où chaque barre est considérée traversée par deux courants de déphasages différents.

Dans le troisième chapitre, un prototype de machine à induction à 13 phases a été présenté. Cette machine a été dimensionnée en conservant le même volume global qu'une machine triphasée de référence. Le même courant total équivalent au niveau de l'onduleur a été conservé (courant efficace d'une phase de l'onduleur multiplié par le nombre de phases), en considérant l'hypothèse que la quantité totale du matériau semiconducteur dans l'onduleur est proportionnelle à ce courant total équivalent.

Ce prototype de machine à 13 phases, est caractérisé par un bobinage particulier permettant de maximiser les facteurs de bobinage liés aux polarités de « p = 2 à 5 » (donc les séquences d'alimentation « u = 2 à 5 »), et par une connexion électrique polygonale (connexion phase-à-phase) particulière, permettant de modifier les amplitudes du courant et de la tension

au niveau du stator, en changeant la polarité (la séquence d'alimentation), pour un courant efficace fixe au niveau des bras de l'onduleur.

Les résultats de simulations par éléments-finis, ont montré que cette machine, avec l'utilisation de trois différentes polarités « p = 2, 3 et 5 », a permis d'étendre la plage de fonctionnement à puissance constante, par rapport à la machine triphasée de référence (avec le même volume de la machine et la même surface équivalente de semiconducteurs). Grâce au fonctionnement en multipolarité, un effet de « boite de vitesse électromagnétique continue » est confirmé. Le passage d'une polarité à une autre, se fait naturellement de façon continue (sans interruption d'alimentation), en changeant uniquement la séquence du courant statorique, et sans opérer des changements physiques de la configuration du bobinage ou de la connexion électrique entre les phases.

Cette application, a montré que la piste des machines à induction polyphasées avec fonctionnement en multipolarité, est très intéressante pour le secteur automobile. Avec ce concept, il n'est plus nécessaire d'utiliser des matériaux onéreux, comme les aimants à base de terres rares, pour obtenir des performances adaptées aux exigences d'un cahier des charges de traction. Avec un rotor à cage, relativement plus simple à fabriquer, et constitué de matériaux relativement moins coûteux (l'aluminium en l'occurrence), le fonctionnement en multipolarité peut apporter une importante extension de la caractéristique de fonctionnement de la machine juste en choisissant un nombre de barres adapté. Cela permet notamment d'alléger les contraintes en courant et en tension sur l'onduleur, qui est dans ce cas-là mieux exploité que dans le cas d'une machine triphasée.

La solution proposée dans cette thèse, est particulièrement intéressante pour les véhicules du milieu de gamme (segment C), où les capacités d'accélération requises ne sont pas très importantes. En effet, pour ce segment de véhicules, si l'on veut éviter les machines à aimants à base de terres rares (performantes mais couteuses), l'utilisation des machines à induction classiques à trois phases, nécessite de surdimensionner le convertisseur en puissance apparente pour atteindre les points à couple fort (augmentation du volume et du coût). Dans ce cas le drive peut atteindre des points à puissance élevée (couple fort avec vitesse importante) qui ne sont pas requis par le cahier des charges du véhicule. Cependant, avec le concept proposé dans cette thèse, grâce à l'effet de boite de vitesse électromagnétique réalisé, les points à fort couple sont atteints en conservant constante la puissance apparente à la sortie du convertisseur, et donc le volume global et le coût total du drive « convertisseur + Machine » sont minimisés.

Après ce travail de thèse, plusieurs perspectives de continuité peuvent être envisagées, notamment le développement d'un algorithme de contrôle vectoriel pour la machine à induction à 13 phases. Cet algorithme doit être adapté aux trois polarités de la machines, ce qui correspond à 3 machines fictives différentes (chacune caractérisée par son circuit équivalent). Dans un premier temps, cet algorithme doit pouvoir piloter la machine sous les trois polarités de façon indépendante (mode séquentiel).

A l'entrée du modèle de contrôle, les paramètres (résistances et inductances) pour chaque circuit équivalent (3 circuits indépendants liés aux trois polarités) devront être identifiés. La démarche analytique (présentée dans la section 2.2) permet d'estimer ces paramètres sans tenir compte de la saturation magnétique, ce qui permettra de valider l'algorithme de contrôle sur des points de fonctionnement en régime linéaire (à courant faible). Cependant pour la validation du contrôle sur l'ensemble de la caractéristique couple-vitesse, il sera nécessaire d'élaborer des protocoles d'identification des paramètres de la machine, d'abord par éléments-finis (tenant compte de la saturation magnétique) et ensuite par méthode expérimentale (une

fois le prototype fabriqué). Cela permettra notamment de vérifier les courbes de défluxage sous les trois polarités.

Dans un second temps, le modèle de contrôle vectoriel pourra être adapté à des modes d'alimentation simultanés (plusieurs harmoniques de courants simultanément). Cela permettra d'assurer une bonne transition entre les polarités, et probablement de « booster » temporairement le couple pour certains points de fonctionnement.

Une fois le modèle de contrôle validé sur prototype réel, il sera intéressant d'élaborer un prototype virtuel avec le couplage du modèle éléments-finis de la machine avec l'algorithme de contrôle, ce qui nécessitera sans doute des ressources informatiques considérables. Ce prototype virtuel, permettra de mener des optimisations sur l'ensemble du drive.

Annexe 1

Dans cette annexe, une analyse détaillée de la répartition des harmoniques d'espace sur la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$, dans la base découplée de Concordia, est fournie.

Selon le rang d'harmonique d'espace « k » (ou « k.p » si on considère son rang rotorique ou mécanique), sa position (cellule) dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$ est déterminée selon les règles suivantes (de 1 à 6) :

- <u>Règle 1</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) \leq \left\lfloor \frac{N_{ph}-1}{2} \right\rfloor$, l'harmonique « k » appartient au plan statorique numéro : $\mathrm{mod}(k, N_{ph})$, donc les deux lignes dont les indices sont : $2.\mathrm{mod}(k, N_{ph})$ et $2.\mathrm{mod}(k, N_{ph}) + 1$ dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$.
- <u>Règle 2</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) > \left\lfloor \frac{N_{ph}-1}{2} \right\rfloor$, l'harmonique « k » appartient au plan statorique numéro : $N_{ph} - \mathrm{mod}(k, N_{ph})$, donc les deux lignes dont les indices sont : $2.\left(N_{ph} - \mathrm{mod}(k, N_{ph})\right)$ et $2.\left(N_{ph} - \mathrm{mod}(k, N_{ph})\right) + 1$ dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$.
- <u>Règle 3</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) = 0$, l'harmonique « k » appartient à la première composante homopolaire statorique (indice 0 dans la figure), donc la première ligne de la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$.
- <u>Règle 3-bis</u> (pour N_{ph} pair) : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) = \frac{N_{ph}}{2}$, l'harmonique « k » appartient à la seconde composante homopolaire statorique (indice 0' dans la figure), donc la dernière ligne de la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$.
- <u>Règle 4</u> : si $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) \leq \left\lfloor \frac{N_{bar}-1}{2} \right\rfloor$, l'harmonique « k » appartient au plan rotorique numéro : $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar})$, donc les deux colonnes dont les indices sont : $2.\mathrm{mod}(k.p, N_{bar})$ et $2.\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) + 1$ dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$.
- <u>Règle 5</u> : si $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}-1}{2} \right\rfloor$, l'harmonique « k » appartient au plan rotorique numéro : $N_{bar} - \mathrm{mod}(k.p, N_{bar})$, donc les deux colonnes dont les indices sont : $2.\left(N_{bar} - \mathrm{mod}(k.p, N_{bar})\right)$ et $2.\left(N_{ph} - \mathrm{mod}(k, N_{ph})\right) + 1$ dans la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$.
- <u>Règle 6</u> : si $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) = 0$, l'harmonique « k » appartient à la première composante homopolaire rotorique (indice 0 dans la figure), donc la première colonne de la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$.
- <u>Règle 6-bis</u> (pour N_{bar} pair) : si $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) = \frac{N_{bar}}{2}$, l'harmonique « k » appartient à la seconde composante homopolaire rotorique (indice 0' dans la figure), donc la dernière colonne de la matrice $\underline{L_{sr_{\alpha\beta}}}(\theta)$.

Une cellule correspondant à une matrice (2x2) représente l'intersection entre un plan α-β statorique et un autre rotorique. La forme générale de ces matrices est présentée dans l'équation 2-20. Cette équation représente donc une matrice 2x2 dont les signes des éléments sont variables selon la catégorie de l'harmonique d'espace « k », comme décrit dans les prochaines règles (7 à 10) :

- <u>Règle 7</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) \leq \left\lfloor \frac{N_{ph}-1}{2} \right\rfloor$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) \leq \left\lfloor \frac{N_{bar}-1}{2} \right\rfloor$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \frac{\sqrt{N_{ph}.N_{bar}}}{2}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix} \cos(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) & \sin(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) \\ -\sin(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) & \cos(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) \end{pmatrix}$$

- <u>Règle 8</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) \leq \left\lfloor \frac{N_{ph}-1}{2} \right\rfloor$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}-1}{2} \right\rfloor$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \frac{\sqrt{N_{ph}.N_{bar}}}{2}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix} \cos(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) & -\sin(-kp\theta + \varphi_{sr_{k}}) \\ -\sin(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) & -\cos(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) \end{pmatrix}$$

- <u>Règle 9</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) > \left\lfloor \frac{N_{ph}-1}{2} \right\rfloor$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) \leq \left\lfloor \frac{N_{bar}-1}{2} \right\rfloor$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \frac{\sqrt{N_{ph}.N_{bar}}}{2}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix} \cos(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) & \sin(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) \\ \sin(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) & -\cos(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) \end{pmatrix}$$

- <u>Règle 10</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) > \left\lfloor \frac{N_{ph}-1}{2} \right\rfloor$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}-1}{2} \right\rfloor$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \frac{\sqrt{N_{ph}.N_{bar}}}{2}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix} \cos(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) & -\sin(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) \\ \sin(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) & \cos(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}) \end{pmatrix}$$

Une cellule positionnée sur une composante homopolaire statorique (première ou secondaire si N_{ph} est pair) correspond à un vecteur ligne de deux éléments, tel que décrit dans les règles 11 à 14 :

- <u>Règle 11</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) = 0$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) \leq \left\lfloor \frac{N_{bar}-1}{2} \right\rfloor$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \sqrt{\frac{N_{ph}.N_{bar}}{2}}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix} \cos\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right) & \sin\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right) \end{pmatrix}$$

- <u>Règle 12</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) = 0$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}-1}{2} \right\rfloor$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \sqrt{\frac{N_{ph}.N_{bar}}{2}}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix} \cos\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right) & -\sin\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right) \end{pmatrix}$$

- <u>Règle 13</u> (pour N_{ph} pair) : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) = \frac{N_{ph}}{2}$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) \leq \left\lfloor \frac{N_{bar}-1}{2} \right\rfloor$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \sqrt{\frac{N_{ph}.N_{bar}}{2}}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix} \cos\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right) & \sin\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right) \end{pmatrix}$$

- <u>Règle 14</u> (pour N_{ph} pair) : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) = \frac{N_{ph}}{2}$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) > \left\lfloor \frac{N_{bar}-1}{2} \right\rfloor$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \sqrt{\frac{N_{ph}.N_{bar}}{2}}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix} \cos\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right) & -\sin\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right) \end{pmatrix}$$

Une cellule positionnée sur la composante homopolaire rotorique (première ou secondaire si N_{bar} est pair) correspond à un vecteur colonne de deux éléments, tel que décrit dans les règles 15 à 18 :

- <u>Règle 15</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) \leq \left\lfloor \frac{N_{ph}-1}{2} \right\rfloor$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) = 0$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \sqrt{\frac{N_{ph}.N_{bar}}{2}}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix}\cos\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right)\\ -\sin\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right)\end{pmatrix}$$

- <u>Règle 16</u> : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) > \left\lfloor \frac{N_{ph}-1}{2} \right\rfloor$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) = 0$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \sqrt{\frac{N_{ph}.N_{bar}}{2}}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix}\cos\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right)\\ \sin\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right)\end{pmatrix}$$

- <u>Règle 17</u> (pour N_{bar} pair) : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) \leq \left\lfloor \frac{N_{ph}-1}{2} \right\rfloor$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) = \frac{N_{bar}}{2}$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \sqrt{\frac{N_{ph}.N_{bar}}{2}}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix}\cos\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right)\\ -\sin\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right)\end{pmatrix}$$

- <u>Règle 18</u> (pour N_{bar} pair) : si $\mathrm{mod}(k, N_{ph}) > \left\lfloor \frac{N_{ph}-1}{2} \right\rfloor$ et $\mathrm{mod}(k.p, N_{bar}) = \frac{N_{bar}}{2}$:

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \sqrt{\frac{N_{ph}.N_{bar}}{2}}.M_{sr_{kp}}\begin{pmatrix}\cos\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right)\\ \sin\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right)\end{pmatrix}$$

Dans le cas où un harmonique d'espace appartient, à la fois, à une composante homopolaire statorique et une autre rotorique, sa cellule correspond à un scalaire, tel que décrit dans la règle 19 :

- <u>Règle 19</u> : « k » appartient au croisement d'une composante homopolaire statorique et une autre rotorique :

$$\underline{M_{k_{\alpha_{s,r}\beta_{s,r}}}}(\theta) = \sqrt{N_{ph}.N_{bar}}.M_{sr_{kp}}\left(\cos\left(-kp\theta + \varphi_{sr_{kp}}\right)\right)$$

Annexe 2

Cette annexe présente une synthèse des éléments de l'étude réalisée dans la publication [67].

Selon les hypothèses théoriques classiques, notamment pour les machines à aimants (ou le rotor est indépendant du stator), le couple développé par une machine électrique est, approximativement, proportionnel au facteur de bobinage. Donc tenant compte de cela, pour une machine polyphasée fonctionnant sous plusieurs séquences statoriques, les valeurs des facteurs de bobinage harmoniques « $K_{w_{s,v}}$ », liés aux séquences utilisées, donneraient une image sur la capacité de production du couple sous les différentes séquences d'alimentation. Néanmoins, pour une machine à induction avec un rotor à cage, cette hypothèse

théorique liée aux facteurs de bobinage harmoniques « $K_{w_{s,v}}$ », n'est pas toujours valable comme le montre l'étude comparative suivante.

D'abord, l'étude a été menée sur différents bobinages pour machine à induction à 5 phases. Les schémas des 4 bobinages utilisés pour l'étude comparative sont illustrés dans la Figure Annexe 1. Les 4 bobinages choisis sont à pas diamétral, mais avec de différentes valeurs de « spp » (nombre d'encoches par pôle et par phases) et différents nombres de paires de pôles (polarité fondamentale, sous la 1ère séquence d'alimentation). La Table Annexe 1 montre les facteurs de bobinage harmoniques des 4 bobinages (les harmoniques d'espace de rang pairs ne sont pas générés avec ces distributions de bobinage). On remarque que pour les deux bobinages 1 et 2 avec « spp = 1 » ont des facteurs de bobinage unitaires pour les deux harmoniques d'espace « 1p » et « 3p ». Pour les deux bobinages 3 et 4 avec « spp = 2 », le facteur de bobinage pour l'harmonique « 3p » et légèrement inférieur à celui lié à l'harmonique « 1p ».

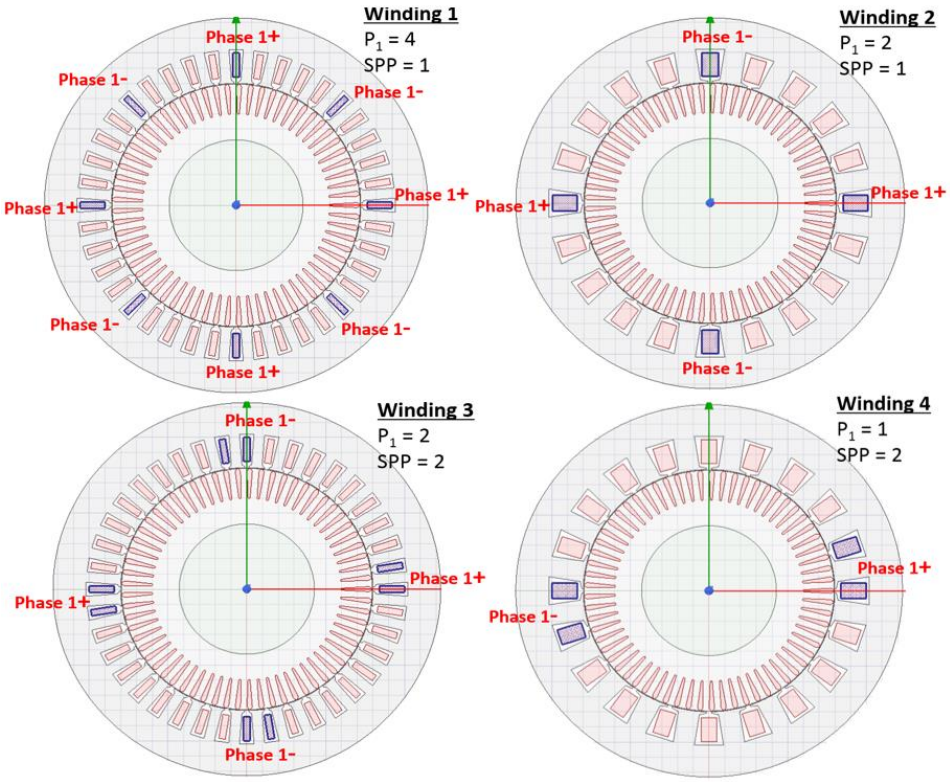


Figure Annexe 1 : Géométries et schémas de bobinages des machines à induction à 5 phases.

Bobinage	$D_{ph\text{-}pp}$	$K_{w_{s,1}}$	$K_{w_{s,2}}$	$K_{w_{s,3}}$	$K_{w_{s,4}}$
1	[1 0 0 0 0 -1 0 0 0 0]	1	0	1	0
2	[1 0 0 0 0 -1 0 0 0 0]	1	0	1	0
3	[1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 -1 0 0 0 0 0 0 0 0]	0.99	0	0.89	0
4	[1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 -1 -1 0 0 0 0 0 0 0 0]	0.99	0	0.89	0

Table Annexe 1 : Facteurs de bobinage harmoniques pour les 4 bobinages.

La Table Annexe 2 illustre les paramètres communs entre les 4 machines à 5 phases comparées. Ces machines ont les mêmes dimensions globales, le même volume de cuivre au

stator et au rotor et le même courant nominal, avec conservation des ampères-tours dans les phases statoriques (le même nombre de spires en série par phases pour les 4 machines).

Paramètre	Valeur
Diamètre extérieur du stator	246 mm
Diamètre intérieur du stator	160 mm
Diamètre de l'arbre	86 mm
Entrefer	0.5 mm
Longueur active de la machine	157 mm
Nombre de barres rotoriques	65
Volume de cuivre au stator (sans prise en compte des têtes de bobines)	484 cm^3
Volume de cuivre au rotor (sans prise en compte des anneaux de court-circuit)	458 cm^3
Courant nominal d'une phase statorique (RMS)	173 A

Table Annexe 2 : Paramètres communs pour les 4 machines à induction à 5 phases.

Des simulations E-F-non-linéaire (Maxwell) ont été faites pour ces 4 machines, avec alimentation par des courants sinusoïdaux (amplitude nominale) sous les deux séquences statoriques : 1 et 3 séparément. Plusieurs points de fonctionnement avec variation de la pulsation rotorique (variation du glissement avec une fréquence statorique fixe) ont été simulés, afin de déterminer la courbe autour du couple maximal pour chaque machine sous les deux séquences.

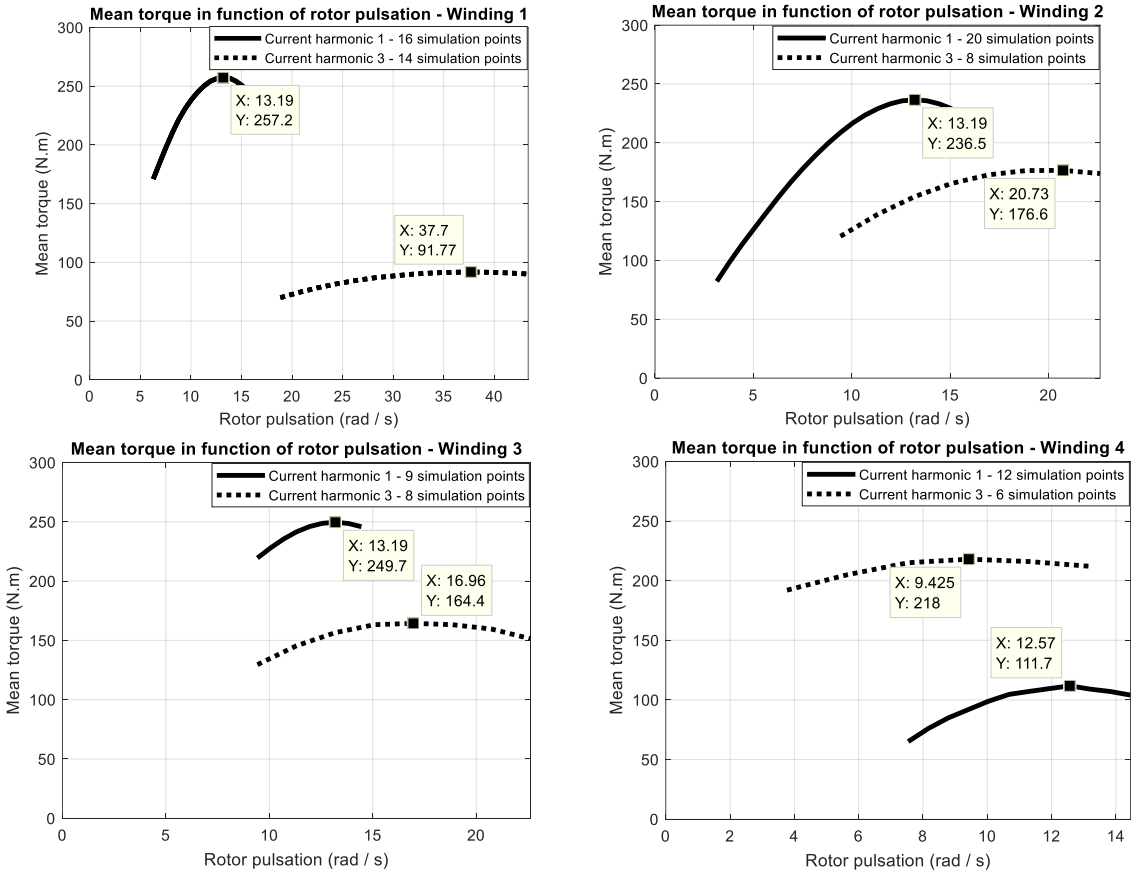


Figure Annexe 2 : Caractéristiques couple-glissement (pulsation rotorique) pour les 4 machines à 5 phases.

La Figure Annexe 2 illustre les résultats obtenus (courbes couple-glissement) et la Table Annexe 3 donne les valeurs précises du couple maximal et la pulsation rotorique qui lui correspond pour chaque machine sous les deux séquences.

Avec le bobinage 1 (p_1 = 4, spp = 1) avec 40 encoches statoriques (dont les facteurs de bobinage sont unitaires sous les deux séquences), la machine développe sous la séquence 3 (12 paires de pôles) 35% le couple développé sous la séquence 1 (4 paires de pôles).

Avec le bobinage 2 (p_1 = 2, spp = 1), le couple sous la séquence 3 (6 paires de pôles) est amélioré (75% du couple sous la séquence 1) grâce à une polarité plus basse, avec une diminution légère du couple sous la 1ère séquence à cause de la réduction du nombre d'encoches statoriques.

Avec le bobinage 3 (p_1 = 2, spp = 2), le nombre d'encoches statoriques passe à nouveau à 40, une légère amélioration du couple sous la 1ère séquence est observée (par rapport au bobinage 2), sous la séquence 3 le couple reste du même ordre de grandeur que pour le bobinage 2 (mêmes polarités) mais avec une légère diminution (à cause du facteur de bobinage qui passe de 1 à 0.89 avec cette valeur de « spp »).

Avec le bobinage 4 (p_1 = 1, spp = 2), le couple sous la 3ème séquence est nettement amélioré par rapport aux autres bobinages (1, 2 et 3) vu que la polarité sous cette séquence est uniquement de 3 paires de pôles. Cela est au détriment de la capacité de production de couple sous la séquence 1 (Une paire de pôles) où les culasses statorique et rotorique sont fortement saturées avec cette basse polarité.

	Bobinage 1		Bobinage 2		Bobinage 3		Bobinage 4	
Séquence « u »	1	3	1	3	1	3	1	3
Paires de pôles	4	12	2	6	2	6	1	3
$K_{w_{s,u}}$	1	1	1	1	0.99	0.89	0.99	0.89
Couple max (N.m)	257	92	236	177	250	164	112	218
Facteur d'ondulation du couple (%)	1.3	3.8	1.2	6	0.5	2.5	4.3	7.3
Pulsation rotorique @Couple max (rad.s^{-1})	13.2	37.7	13.2	20.7	13.2	17	12.6	9.4

Table Annexe 3 : Détermination du point au couple maximal pour les 4 machines à 5 phases.

La Figure Annexe 3 montre l'amélioration du couple sous la 1ère séquence pour le bobinage 4 avec l'augmentation de la culasse statorique (dédoublement de sa longueur radiale). Cela confirme qu'avec une polarité très basse, il est nécessaire d'augmenter considérablement le volume global de la machine pour obtenir un couple important.

Pour conclure, avec une machine à induction à 5 phases, il est difficile de satisfaire un cahier des charges qui exige une bonne production du couple sous deux séquences d'alimentation différentes. Pour les topologies de machines examinées, l'utilisation de la séquence 3 (triplant le nombre de paires de pôles fondamental) est contraignante, car la polarité de la machine est très élevée (ce qui réduit le couple même si le facteur de bobinage lié à cette séquence est important). Pour un bobinage ayant uniquement une paire de pôles sous la 1ère séquence d'alimentation, même si le couple est amélioré sous la 3ème séquence (3 paires de pôles), la saturation des culasses (statorique et rotorique) empêche de développer un couple aussi important sous la 1ère séquence.

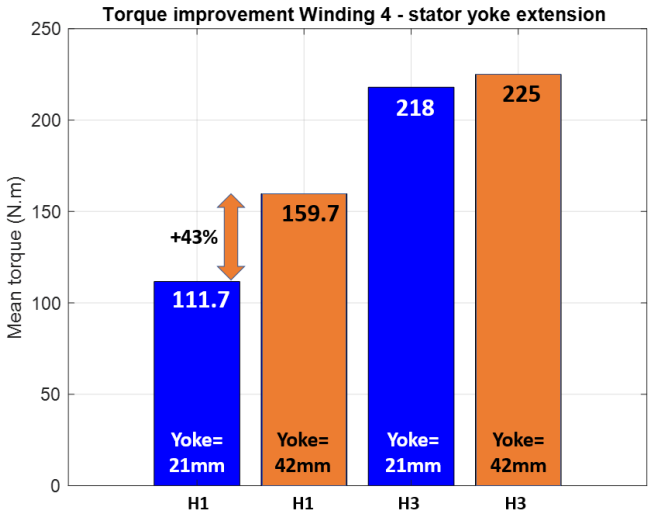


Figure Annexe 3 : Amélioration du couple avec l'extension de la culasse statorique pour le bobinage 4 (machine à 5 phases).

Compte tenu de ces résultats, le changement de polarité pour une machine à induction polyphasée doit se faire dans un intervalle limité (entre 2 et 5 paires de pôles de façon approximative). Il est donc intéressant d'utiliser des bobinages ayant uniquement une paire de pôles sous la 1ère séquence d'alimentation (polarité fondamentale), avec l'utilisation des séquences statoriques entre 2 et 5. A cet effet, le nombre de phases statoriques doit être suffisamment élevé pour pouvoir utiliser autant de séquences sans impacter la qualité du couple (excitation d'harmoniques d'espace appartenant à des familles indépendantes d'harmoniques). Pour utiliser les séquences de 2 à 5 par exemple, il est préférable que le nombre de phases soit supérieur ou égal à 11.

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Confidentiel

Annexe 4

Cette annexe est consacrée à la présentation des courbes empiriques liées aux coefficients qui caractérisent la saturation des dents et leur forme [38].

Le facteur de forme « k_f » (entre 1.02 et 1.11) est utilisé dans l'équation 3-5 qui détermine le nombre de spires en série par phase, et le facteur de forme de l'induction dans l'entrefer (entre 0.64 et 0.84) est utilisé dans l'équation 3-6 qui permet de déterminer le flux d'entrefer par pôle (ce dernier est également utilisé dans l'équation 3-5). Ces deux facteurs varient en fonction du coefficient de saturation des dents « K_{st} » (entre 1 et 3).

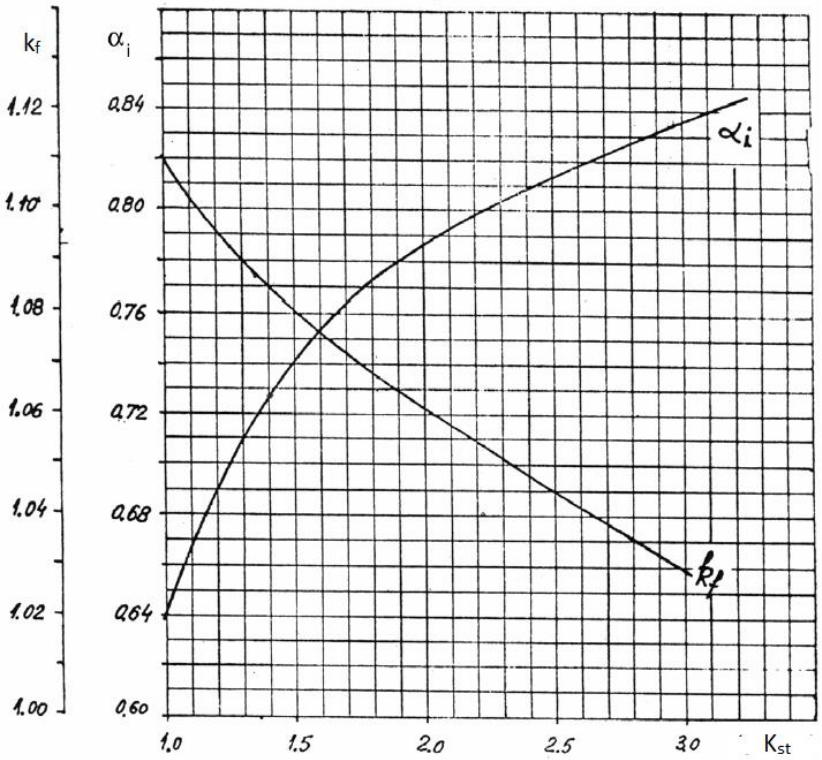


Figure Annexe 8 : Courbes empiriques du facteur de forme « k_f » et facteur de forme de l'induction d'entrefer « α_i » en fonction du facteur de saturation des dents « K_{st} » [38].

Annexe 5

Pour un élément de la machine (exemple : bobinage statorique) de masse « M » (en kg), constitué d'un matériau de capacité calorifique « C_c » (en $J.kg^{-1}.°C^{-1}$), et émettant une quantité de pertes « P » (en W), le temps nécessaire pour passer d'une température initiale « T_1 » à une température maximale autorisée « T_2 » se calcule par la relation adiabatique suivante :

$$T_{Adiabatique} = \frac{C_c . M . (T_2 - T_1)}{P}$$

Il faut noter que cette durée de régime transitoire est calculée sans considérer l'extraction de chaleur par le système de refroidissement. La Table Annexe 6 illustre les calculs adiabatiques des durées de fonctionnement de la machine à 13 phases, sur les points à puissance maximale, sous les trois séquences d'alimentation utilisées (sans tenir compte du système de

refroidissement). Les résultats montrent que c'est au niveau de la cage rotorique en aluminium que les contraintes thermiques sont les plus importantes.

Avec le système de refroidissement (avec convection forcée à eau) au niveau du stator et du rotor, les durées de fonctionnement affichées dans la Table Annexe 6 sont prolongées grâce à l'extraction de chaleur.

Le système de refroidissement est donc conçu de façon à extraire la chaleur continuellement sur les points à puissance maximale sous les deux séquence 2 et 3 (théoriquement assurer que la température maximale autorisée ne soit jamais atteinte avec ce niveau de pertes). Sous le point à puissance maximale sous la séquence 5, la durée de fonctionnement reste limitée, même avec l'extraction de chaleur par le système de refroidissement.

Elément	Bobinage statorique			Cage rotorique			Tôles statoriques			Tôles rotoriques		
Matériau	Cuivre			Aluminium			Fer M330-35A			Fer M330-35A		
Capacité calorifique $[\mathrm{J.kg^{-1}.°C^{-1}}]$	385			897			510			510		
Masse [kg]	6.8			2			32			20.7		
Température initiale [°C]	100			100			100			100		
Température maximale [°C]	200			200			200			200		
Pertes sur le point à puissance maximale [W]	u=2	u=3	u =5	u=2	u=3	u =5	u=2	u=3	u =5	u=2	u=3	u =5
	800	1700	6289	2100	1800	4307	900	650	349	200	150	49
$T_{Adiabatique}$ $[s]$	u=2	u=3	u =5	u=2	u=3	u =5	u=2	u=3	u =5	u=2	u=3	u =5
	327	154	42	**85**	**100**	**42**	1813	2511	4676	5279	7038	21545

Table Annexe 6 : Calculs adiabatiques des durées de fonctionnement de la machine à 13 phases, sur les points à puissance maximale, sous les 3 séquences (sans tenir compte du système de refroidissement).

Références bibliographiques

[1] Agence européenne pour l'environnement, "Pollution atmosphérique," *Document en ligne*. 2008.

[2] Agence européenne pour l'environnement, "Transports," *Document en ligne*. 2008.

[3] A. G. Boulanger, A. C. Chu, S. Maxx, and D. L. Waltz, "Vehicle electrification: Status and issues," *Proc. IEEE*, vol. 99, no. 6, pp. 1116–1138, 2011, doi: 10.1109/JPROC.2011.2112750.

[4] W. Xu, J. Zhu, Y. Guo, S. Wang, Y. Wang, and Z. Shi, "Survey on electrical machines in electrical vehicles," *2009 Int. Conf. Appl. Supercond. Electromagn. Devices, ASEMD 2009*, no. c, pp. 167–170, 2009, doi: 10.1109/ASEMD.2009.5306667.

[5] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746–765, 2007, doi: 10.1109/JPROC.2006.892482.

[6] E. Semail *et al.*, "Machines polyphasées : de la modélisation Multimachine à la commande," *J3eA, J. sur l'enseignement des Sci. Technol. l'information des systèmes*, vol. 4, 2004.

[7] A. de l'Environnement et de la M. de l'Energie ADEME, "Les potentiels du véhicule électrique," *Document en ligne*. pp. 1–12, 2016.

[8] Nicolas Meilhan pour France Stratégie, "Comment faire enfin baisser les émissions de CO2 des voitures," *strategie.gouv.fr*, p. 12, 2019, [Online]. Available: http://files/365/2019 - Comment faire enfin baisser les émissions de CO2 d.pdf.

[9] A. de l'Environnement et de la M. de l'Energie ADEME, "Déploiement d'offres de services de recharge pour véhicules hybrides et électriques en stationnement résidentiel, en zone d'activité et dans les pôles d'échanges multimodaux," *Document en ligne*. pp. 1–13, 2016.

[10] C. W. Vorster, "Design of a Reluctance Synchronous Machine for an Electric Vehicle with a Multi Speed Gearbox," Stellenbosch University, 2014.

[11] B. Sarlioglu, S. Member, C. T. Morris, D. Han, and S. Li, "Benchmarking of Electric and Hybrid Vehicle Electric Machines , Power Electronics , and Batteries," in *2015 Intl Aegean Conf. Electr. Mach. Power Electron. (ACEMP), 2015 Intl Conf. Optim. Electr. Electron. Equip. 2015 Intl Symp. Adv. Electromechanical Motion Syst*, 2015, pp. 519–526.

[12] G. Berardi and N. Bianchi, "Design Guideline of an AC Hairpin Winding," in *Proceedings - 2018 23rd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2018*, 2018, pp. 2444–2450, doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8506785.

[13] J. Mun, G. Park, S. Seo, Y. Kim, and S. Jung, "Design Characteristics of IPMSM With Wide Constant Power Speed Range for EV Traction," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 6, pp. 6–9, 2017.

[14] K. Sakai, M. Suzuki, K. Takishima, and A. F. U. Winding, “Induction Machines with Novel Concentrated Windings,” in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), Miami, FL*, 2017, pp. 1–7.

[15] G. Dajaku and D. Gerling, “Different novel electric machine designs for automotive applications,” *World Electr. Veh. J.*, vol. 6, no. 3, pp. 712–718, 2013, doi: 10.1109/EVS.2013.6914993.

[16] Y. Guan, Z. Zhu, I. Afinowi, and J. Mipo, “Influence of machine design parameters on flux- weakening performance of induction machine for electrical vehicle application,” *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 5, no. 1, pp. 43–52, 2015, doi: 10.1049/iet-est.2013.0058.

[17] Y. Kim, B. K. Koo, and K. Nam, “Induction Motor Design Strategy for Wide Constant Power Speed Range,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 11, pp. 8372–8381, 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2885691.

[18] X. Kestelyn, “Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des emsembles convertisseurs-machines polyphasés,” Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2003.

[19] E. SEMAIL, “Outils et méthodologie d’étude des systèmes électriques polyphasés. Généralisation de la méthode des vecteurs d’espace,” Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2000.

[20] David C. White and H. H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*. 1959.

[21] H. A. Toliyat, “Analysis of concentrated winding induction and reluctance machines for adjustable speed drive applications,” Ph.D. Thesis, University of Wisconsin - Madison, 1991.

[22] A. S. Abdel-khalik, S. M. Gadoue, M. I. Masoud, and B. W. Wiliams, “Optimum Flux Distribution With Harmonic Injection for a Multiphase Induction Machine Using Genetic Algorithms,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 2, pp. 501–512, 2011, doi: 10.1109/TEC.2010.2093139.

[23] 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,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 814–825, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2334662.

[24] L. A. Pereira, Sérgio Haffner, L. F. A. Pereira, and R. S. da Rosa, “Torque Capability of High Phase Induction Machines with Sinusoidal and Trapezoidal Airgap Field under Steady State,” in *IECON*, 2013, pp. 3183–3188, doi: 10.1109/IECON.2013.6699637.

[25] W. Kong, J. Huang, R. Qu, M. Kang, and J. Yang, “Nonsinusoidal Power Supply Analysis for Concentrated-Full-Pitch-Winding Multiphase Induction Motor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 574–582, 2016.

[26] R. O. C. Lyra and T. A. Lipo, “Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 5, pp. 1351–1360, 2002, doi: 10.1109/TIA.2002.802938.

[27] G. Dajaku, F. Bachheibl, A. Patzak, and D. Gerling, “Intelligent Stator Cage Winding

for Automotive Traction Electric Machines," in *EVS28 International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, 2015, pp. 1–8.

[28] Y. Jia-qiang, H. Hao-feng, and H. Jin, "Electronic pole changing technique of multiphase induction motor based on vector control," *Eur. Trans. Electr. POWER Euro.*, vol. 23, no. 7, pp. 901–913, 2012, doi: 10.1002/etep.

[29] E. Libbos, B. Ku, S. Agrawal, S. Tungare, A. Banerjee, and P. T. Krein, "Variable-Pole Induction Machine Drive for Electric Vehicles," in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2019, pp. 515–522.

[30] S. Z. Jiang, K. T. Chau, and C. C. Chan, "Spectral analysis of a new six-phase pole-changing induction motor drive for electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 123–131, 2003, doi: 10.1109/TIE.2002.807662.

[31] F. Locment, A. Bruyere, E. Semail, X. Kestelyn, A. Bouscayrol, and J. M. Dubus, "Comparison of 3-, 5- and 7-leg voltage source inverters for low voltage applications," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC*, 2007, pp. 1234–1239, doi: 10.1109/IEMDC.2007.383606.

[32] L. Jin, S. Norrga, H. Zhang, and O. Wallmark, "Evaluation of a multiphase drive system in EV and HEV applications," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC*, 2015, pp. 941–945, doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409174.

[33] N. Kesbia, J. L. Schanen, L. Garbuio, and M. Ameziani, "Impact of the number of phases on losses of a multiphase inverter for electric vehicle drive," *2019 10th Int. Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf. PEDSTC 2019*, no. 1, pp. 589–594, 2019, doi: 10.1109/PEDSTC.2019.8697524.

[34] B. Aslan, "Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse," Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers « ENSAM » ParisTech, 2013.

[35] G. Dajaku and D. Gerling, "Opportunities of advanced multi-phase concentrated windings," *Proc. - 2018 23rd Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2018*, vol. 1, no. 1, pp. 325–331, 2018, doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8506932.

[36] H. Zahr, "Machine Pentaphasée A Double Polarité Pour Electrification Du Domaine Des Transports Par Effet Boite De Vitesse Electromagnétique," Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers ParisTech, 2016.

[37] O. FALL, "Contribution à l'étude de Machines Electriques Polyphasées à Aimants Permanents en vue d'une Meilleure Gestion de la Commande en Modes Dégradés pour des Applications liées aux Energies Renouvelables Marines," l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers ParisTech, 2017.

[38] I. Boldea and S. A. Nasar, *The Induction Machine Handbook*. 2002.

[39] J. Pyrhönen, T. Jokinen, and V. Hrabovcovà, *Design of rotating electrical machines*. 2008.

[40] A. Mekahlia, E. Semail, F. Scuiller, T. Hamiti, and R. Benlamine, "Effect of Rotor Bar

Number on Performance of Five-Phase Induction Machine for Traction," in *XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2018, pp. 185–190, doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8506722.

[41] A. Mekahlia, E. Semail, F. Scuiller, and H. Zahr, "Reduced - Order Model of Rotor Cage in Multiphase Induction Machines : Application on the Prediction of Torque Pulsations," *MDPI Math. Comput. Appl.*, vol. 25, no. 11, 2020, doi: 10.3390/mca25010011.

[42] A. S. Abdel-Khalik, M. I. Masoud, S. Ahmed, and A. M. Massoud, "Effect of current harmonic injection on constant rotor volume multiphase induction machine stators: A comparative study," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2002–2013, 2012, doi: 10.1109/TIA.2012.2226191.

[43] A. S. Abdelkhalik, M. Masoud, and W. Barry, "Eleven-phase induction machine: steady-state analysis and performance evaluation with harmonic injection," *Electr. Power Appl. IET*, vol. 4, no. 8, pp. 670–685, 2010, doi: 10.1049/iet-epa.2009.0204.

[44] M. Van Der Giet, K. Hameyer, D.- Hamburg, and S. Risse, "Induction motor with pole-changing winding for variable supply frequency," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Antalya*, 2007, pp. 1484–1489.

[45] E. F. Fuchs, J. Schraud, and F. S. Fuchs, "Analysis of critical-speed increase of induction machines via winding reconfiguration with solid-state switches," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 3, pp. 774–780, 2008, doi: 10.1109/TEC.2008.921478.

[46] E. Semail, "ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES POLYPHASES : VERS UNE APPROCHE SYSTEME," Rapport de synthèse en vue d'obtenir l'Habilitation à Diriger des Recherches, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2009.

[47] E. A. Klingshirn, "High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-102, no. 1, pp. 47–53, 1983.

[48] B. P. Reddy, B. S. Umesh, A. M. Rao, B. V. R. Kumar, and K. S. Kumar, "A five speed 45-phase induction motor drive with pole phase modulation for electric vehicles," in *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Toronto, ON*, 2017, pp. 258–263, doi: 10.1109/ICIT.2017.7913093.

[49] B. Ge, D. Sun, W. Wu, and F. Z. Peng, "Winding Design, Modeling, and Control for Pole-Phase Modulation Induction Motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 2, pp. 898–911, 2013.

[50] M. P. Magill and P. T. Krein, "A Dynamic Pole-Phase Modulation Induction Machine Model," in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2015, pp. 13–19.

[51] B. S. Umesh and K. Sivakumar, "Multilevel Inverter Scheme for Performance Improvement of Pole-Phase-Modulated Multiphase Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 4, pp. 2036–2043, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2506623.

[52] G. Dajaku and D. Gerling, "Low costs and high efficiency asynchronous machine with

stator cage winding," *2014 IEEE Int. Electr. Veh. Conf. IEVC 2014*, 2014, doi: 10.1109/IEVC.2014.7056083.

[53] O. Moros, A. Patzak, and D. Gerling, "Low Cost High Efficiency Traction Drivetrain According to the ISCAD Principle," in *5th Conference on Future Automotive Technology - Focus Electromobility (CoFAT)*, 2016.

[54] A. Patzak, F. Bachheibl, A. Baumgardt, G. Dajaku, O. Moros, and D. Gerling, "ISCAD - Electric High Performance Drive for Individual Mobility at Extra-Low Voltages," *SAE Int. J. Altern. Powertrains*, vol. 5, no. 1, pp. 2016-01–1179, 2016, doi: 10.4271/2016-01-1179.

[55] S. Runde, A. Baumgardt, O. Moros, B. Rubey, and D. Gerling, "ISCAD — Design, control and car integration of a 48 volt high performance drive," *CES Trans. Electr. Mach. Syst.*, vol. 3, no. 2, pp. 117–123, 2019, doi: 10.30941/cestems.2019.00017.

[56] H. R. Fudeh and C. M. Ong, "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics: Part I: Modeling and Transformation," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-102, no. 8, pp. 2608–2615, 1983, doi: 10.1109/TPAS.1983.317781.

[57] A. R. Muñoz, "Analysis and Control of a Dual Stator Winding Squirrel Cage Induction Machine Drive," *Thesis (Ph. D.). Univ. Wisconsin. Madison*, 1999.

[58] F. Scuiller, "Predicting the space harmonics generated by symmetrical multi-phase windings," *IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, pp. 1348–1355, 2019, doi: 10.1109/IEMDC.2019.8785165.

[59] L. A. Pereira, C. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, and J. F. Haffner, "Model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air-gap field part II : Transformation of Co-ordinates and d-q Models," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2004, pp. 1682–1687, doi: 10.1109/IECON.2004.1433291.

[60] F. Scuiller, "Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multimachine," École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2006.

[61] F. Scuiller, E. Semail, and J.-F. Charpentier, "General modeling of the windings for multi-phase ac machines," *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 50, no. 3, p. 31102, 2010, doi: 10.1051/epjap/2010058.

[62] A. Foggia, "Méthodes de calcul des inductances de fuites Méthodes de calcul des inductances de fuites," *Tech. l'ingénieur*, vol. 33, no. 0, 1999.

[63] F. Scuiller, "A general , compact and easy-to-compute winding factor formulation," *IET Electr. Power Appl.*, pp. 1–8, 2020.

[64] J. Saint-Michel, "Bobinage des machines tournantes à courant alternatif," *Tech. l'Ingénieur*, 2001.

[65] J. Doerr, T. Attensperger, L. Wittmann, and T. Enzinger, "The New Electric Axle Drives from Audi," *ATZelektronik Worldw.*, vol. 13, no. 3, pp. 16–23, Jun. 2018, doi: 10.1007/s38314-018-0040-y.

[66] N. Kesbia, J. L. Schanen, L. Garbuio, and H. Alawieh, “An analytical model of the DC-link current ripple in multiphase PWM inverter,” *PCIM Eur. Conf. Proc.*, vol. 1, no. July, pp. 711–715, 2020.

[67] A. Mekahlia, E. Semail, F. Scuiller, and H. Zahr, “Impact of Winding Parameters on Torque Level under Harmonic Injection in Multiphase Induction Machine,” in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2019, pp. 6217–6222, doi: 10.1109/iecon.2019.8927108.

[68] J. S. Edelson, “Polyphase Induction Electrical Rotating Machine,” US Patent 6 054 837, Apr.30, 2000.

[69] J. S. Edelson, “High phase order ac machine with short pitch winding,” UK Patent 2 430 086, Jan.30, 2008.

[70] J. S. Edelson, I. W. Cox, and J. S. Magdych, “The Chorus Meshcon solution for starter-generators,” in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005, pp. 1720–1724, doi: 10.1109/iemdc.2005.195952.

[71] A. Mekahlia, E. Semail, F. Scuiller, and H. Zahr, “Torque-Speed Characteristic Improvement in Nineteen-phase Induction Machine with Special Phase Connection,” in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2020, pp. 2159–2165, doi: 10.1109/icem49940.2020.9271052.

Abdelhak MEKAHLIA

Contribution à la Conception de Machines Asynchrones à Cage Multipolarité à Effet Boite de Vitesse Continue pour Application Automobile

Résumé

L'électrification des véhicules automobiles se place au cœur des priorités dans le secteur des transports. Pour une chaine de traction électrique, le défi technologique est d'assurer un équilibre entre : le coût, le volume et l'efficacité énergétique.

Par rapport aux machines à aimants permanents, la machine asynchrone à cage est moins coûteuse. Cependant, elle est caractérisée par une densité du couple et une plage de fonctionnement à puissance constante limitées, ce qui oblige à surdimensionner le drive pour les véhicules du milieu de gamme. Ces deux derniers aspects peuvent être améliorés avec l'augmentation du nombre de phases, au-delà de trois, grâce à la possibilité d'utiliser plusieurs harmoniques de courant pour alimenter le stator.

Cette thèse s'intéresse particulièrement à l'extension de la plage de fonctionnement à puissance constante sans composants supplémentaires, grâce à la technique de changement électronique du nombre de pôles magnétiques, qui est possible pour les machines à plus de 3 phases. Cette technique permet de réaliser un effet de boite de vitesse électromagnétique continue. Dans ce cadre, un prototype de machine à induction à 13 phases est proposé et comparé à une machine à induction triphasée de référence.

Mots clés : Machine Asynchrone à Cage Polyphasée, Changement de Polarité, Boite de Vitesse Electromagnétique Continue, Plage de Fonctionnement à Puissance Constante.

A Contribution to Pole-Changing Induction Machines Design with Continuous Gearbox Effect for Automotive Application

Abstract

Electric individual mobility is one of the viable solutions to build a more sustainable civilization if electricity is produced from carbon-free sources. Electric drivetrains are subject to important constraints which are: efficiency, volume, and price.

Comparing to permanent magnet machines, induction machines have lower prices. However, they are more limited regarding torque density and constant power speed range, which leads to oversize the electrical drive and especially the power converter for mid-range vehicles. These two aspects can be enhanced by raising the number of phases to allow the use of different supplying harmonics.

This thesis aims to study the electronic pole-changing technique, used to extend the constant power speed range for multiphase induction machines. This technique produces a continuous electromagnetic gearbox effect, limiting thus the range of electrical frequency and increasing the maximum torque. In this context, a prototype of 13-phase induction machine is proposed and compared to a three-phase reference induction machine.

Keywords: Multiphase Induction Machine, Pole-Changing Technique, Continuous Electromagnetic Gearbox, Constant Power Speed Range.