



HAL
open science

Modélisation des machines électriques polyphasées pour la conception préliminaire

Franck Sculler

► **To cite this version:**

Franck Sculler. Modélisation des machines électriques polyphasées pour la conception préliminaire. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Bretagne Occidentale (UBO), 2021. <tel-04345682>

HAL Id: tel-04345682

<https://theses.hal.science/tel-04345682v1>

Submitted on 14 Dec 2023

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.



Distributed under a Creative Commons CC BY 4.0 - Attribution - International License

MEMOIRE D'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

UNIVERSITE
DE BRETAGNE OCCIDENTALE

Par

Franck SCUILLER

**« Modélisation des machines électriques polyphasées pour la
conception préliminaire »**

Présenté et soutenu à Brest, le 17 juin 2021

Unité de recherche : Institut de Recherche de l'Ecole Navale, EA3634

Rapporteurs avant soutenance :

Mohamed Fouad BENKHORIS
Christophe ESPANET
Thierry LUBIN

Professeur des Universités, Polytech Nantes
Professeur des Universités, Université Technologie de Belfort-Montbéliard
Maître de conférences HDR, Faculté des Sciences de Nancy

Composition du Jury :

Président : Christian BROSSEAU Professeur des Universités, Université de Bretagne Occidentale
Examineurs : Mohamed BENBOUZID Professeur des Universités, Université de Bretagne Occidentale
Eric SEMAIL Professeur des Universités, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers

Invité(s)

Jacques-André ASTOLFI

Professeur des Universités, Ecole Navale

Remerciements

L'ensemble des travaux de recherche exposés dans ce mémoire ont été réalisés à l'Institut de Recherche de l'École Navale. Je tiens à exprimer mes remerciements à ses deux directeurs depuis septembre 2011, les professeurs Christophe Claramunt et Jacques-André Astolfi.

J'adresse mes sincères remerciements aux membres du jury : les rapporteurs, le maître de conférences HDR Thierry Lubin et les professeurs Christophe Espanet et Mohamed Fouad Benkhoris, et les examinateurs, les professeurs Christian Brosseau, Mohamed Benbouzid et Éric Semail. C'est un véritable honneur qu'ils m'ont fait en consacrant une partie de leur temps précieux à l'expertise de mes travaux. Je garderai en mémoire leurs justes recommandations et leurs encouragements.

Je souhaite remercier plus particulièrement Éric Semail avec qui j'interagis depuis mes débuts en recherche. Éric est un enseignant-chercheur exemplaire, scientifiquement et humainement, qui aura articulé et inspiré mon parcours professionnel. Par ce mémoire et la rigueur que j'ai tâché d'y mettre, je souhaite lui témoigner toute ma reconnaissance.

A l'École Navale, je remercie mon collègue électrotechnicien, le maître de conférences HDR Jean-Frédéric Charpentier, pour les interactions scientifiques que nous avons pu avoir, notamment dans le cadre de co-encadrements de thèse. Je remercie aussi mon collègue enseignant-chercheur Florent Becker pour sa précieuse expertise expérimentale (à moins que ce ne soit pour son sens de l'humour).

Les travaux rapportés dans ce document résultent de collaborations. Aussi je remercie les doctorants que j'ai pu co-encadrer sur ces dix années : Sofiane Djebbari, Zhibin Zhou, Hussein Zahr, Christophe Olmi, Eulalie Fleurot et Abdelhak Mekahlia. Je remercie également les différents étudiants que j'ai supervisés sur cette période ainsi que les post-doctorants avec qui j'ai pu travailler.

Je remercie la Marine Nationale et les commandements successifs de l'École Navale depuis 2011 pour la confiance accordée et les moyens mis à disposition (infrastructure, soutien, matériel expérimental et financement de thèses) pour assurer ma mission d'enseignement et de recherche. Ces remerciements s'adressent aussi aux services de soutien de l'Institut de Recherche de l'École Navale (secrétariat, service informatique, service d'étude et de fabrication).

Enfin je remercie Émilie, et mes enfants, Lucie et Carl, pour tous ces moments essentiels.

Table des matières

Table des matières	i
Table des figures	vii
Liste des tableaux	xi
Glossaire	xiii
I Bilan d'activités	3
I.1 Curriculum Vitae	3
I.1.1 Etat civil	3
I.1.2 Situation actuelle	3
I.1.3 Titres et diplômes	4
I.1.4 Formation	4
I.1.5 Parcours professionnel	4
I.2 Activités d'enseignement	5
I.2.1 Descriptif	5
I.2.2 Responsabilités pédagogiques	6
I.2.3 Activités d'enseignement hors établissement	7
I.3 Activités de recherche	7
I.3.1 Présentation thématique	7
I.3.2 Encadrements	8
I.3.2.1 Thèses de doctorat	8
I.3.2.2 Projets de fin d'études niveau Master 2	10
I.3.3 Participation à la vie de la recherche	12
I.3.3.1 Membre de jury de thèse (hors thèses encadrées)	12
I.3.3.2 Relecture d'articles scientifiques	12
I.3.3.3 Contribution au déroulement de conférences	12
I.3.3.4 Collaborations académiques internationales	13

I.3.3.5	Activités contractuelles en lien avec l'industrie	13
I.4	Publications	14
I.4.1	Analyse quantitative	14
I.4.2	Liste détaillée	16
II	Modélisation des bobinages polyphasés symétriques	27
II.1	Application linéaire de distribution de bobinage	28
II.1.1	Propriétés des bobinages polyphasés symétriques	29
II.1.1.1	Classification	29
II.1.1.2	Nombres réduits d'enchâsses et de paires de pôles	30
II.1.1.3	Harmoniques d'espace	31
II.1.1.4	Synthèse de la distribution par la méthode <i>Star of slots</i>	32
II.1.1.5	Bobinage de base	33
II.1.2	Construction de l'application linéaire de distribution de bobinage	34
II.1.2.1	Coefficient de distribution de conducteurs	34
II.1.2.2	Matrice de distribution de bobinage	36
II.1.2.3	Indice de circularité	38
II.1.3	Base électrique réduite pour la synthèse	39
II.1.3.1	Construction de la base naturelle réduite	39
II.1.3.2	Base électrique réduite	40
II.1.3.3	Transformation électrique harmonique	41
II.1.4	Bases de Fortescue pour l'analyse harmonique	44
II.1.4.1	Introduction des bases de Fortescue	45
II.1.4.2	Signification des composantes de Fortescue	45
II.1.4.3	Distribution du bobinage dans les bases de Fortescue	46
II.2	Facteurs de bobinage par Transformée de Fourier Discrète	48
II.2.1	Facteur de bobinage	48
II.2.1.1	Définition	48
II.2.1.2	Méthodes usuelles de calcul	49
II.2.2	Caractérisation du bobinage par grandeurs spatiales continues	50
II.2.2.1	Fonctions de bobinage et de densité de conducteurs	50
II.2.2.2	Fonctions de bobinage et de densité de conducteurs adimensionnées	50
II.2.2.3	Développement en séries de Fourier	51
II.2.2.4	Liens avec les coefficients de distribution de conducteurs	51
II.2.3	Approche de calcul par TFD	52
II.2.3.1	Flux optimal	53
II.2.3.2	Flux effectif	54

II.2.3.3	Identification du facteur de bobinage	55
II.2.3.4	Facteur de bobinage complexe	55
II.2.3.5	Implémentation algorithmique	57
II.3	Prédiction des harmoniques d'espace	58
II.3.1	Calcul des familles d'harmoniques spatiaux	59
II.3.1.1	Alimentation à une séquence donnée	59
II.3.1.2	Propriété de recouvrement spectral	60
II.3.1.3	Harmoniques spatiaux générés par une séquence	62
II.3.1.4	Bilan	65
II.3.2	Analyse de ondes de densité linéique de courant et de FMM	65
II.3.2.1	Densité linéique de courant sur séquence u	66
II.3.2.2	Concept de bobinage virtuel	67
II.3.2.3	Alimentation sinusoïdale temporelle en courant	68
II.3.2.4	Excitation sinusoïdale multiple d'une unique séquence	69
II.3.2.5	Notions d'harmoniques électriques ou de temps	70
II.3.3	Concept de machines fictives	71
II.3.3.1	Couplage magnétique inter-séquence	71
II.3.3.2	Décomposition en machines fictives	72
II.3.3.3	Limites de l'hypothèse d'indépendance magnétique des séquences	74
III	Exploitation analytique des équations du champ	79
III.1	Prédiction des pulsations du couple électromagnétique	81
III.1.1	Principe d'estimation	81
III.1.1.1	Pressions magnétiques	81
III.1.1.2	Analyse des interactions d'harmoniques spatiaux	82
III.1.1.3	Règles d'interaction	83
III.1.2	Application aux machines synchrones à aimants déposés	84
III.1.2.1	Harmoniques présents	84
III.1.2.2	Interactions	85
III.1.2.3	Bilan	86
III.1.3	Application aux machines asynchrones à cage	86
III.1.3.1	Harmoniques présents	87
III.1.3.2	Interactions	87
III.1.3.3	Bilan	88
III.2	Calcul analytique du champ	89
III.2.1	Equations du champ en milieu isotrope linéaire	92
III.2.1.1	Mise en équation	92

III.2.1.2	Sous-domaines et domaine de définition	94
III.2.1.3	Conditions de bord	94
III.2.2	Principe de résolution analytique	97
III.2.2.1	Notion de sous-domaine analytique	97
III.2.2.2	Solutions et raccordements	98
III.2.2.3	Bilan	99
III.2.3	Solutions analytiques utiles	100
III.2.3.1	Equation de Laplace	100
III.2.3.2	Equation de Poisson	101
III.2.3.3	Equation de Helmholtz	102
III.3	Utilisations originales des solutions analytiques	104
III.3.1	Modélisation des aimants par spires équivalentes	104
III.3.1.1	Méthode	105
III.3.1.2	Réalisation	107
III.3.1.3	Perspectives	109
III.3.2	Machines à aimants à stator fortement segmenté	109
III.3.2.1	Modèle	110
III.3.2.2	Exemple	112
III.3.2.3	Perspectives	114
III.3.3	Concept de machine à induction à anneau conducteur au rotor	115
III.3.3.1	Principe de calcul	116
III.3.3.2	Exploitation	118
III.3.3.3	Perspectives	121
IV	Amélioration des performances par augmentation du nombre de phases	125
IV.1	Qualité du couple	128
IV.1.1	Machine Synchrone à Aimants Déposés	128
IV.1.1.1	Calcul du couple depuis les grandeurs de phase	128
IV.1.1.2	Commande multi-machine	129
IV.1.1.3	Conception favorisant la qualité du couple	133
IV.1.2	Machine Asynchrone à cage	134
IV.1.2.1	Calculs du couple par grandeurs de phase	134
IV.1.2.2	Impact du nombre de barres sur les pulsations	141
IV.1.2.3	Impact des harmoniques de temps	145
IV.1.2.4	Approche aux premiers harmoniques d'espace	146
IV.1.2.5	Commande multi-machine	146
IV.1.3	Bilan	149
IV.1.3.1	Synthèse	149

IV.1.3.2 Perspectives	150
IV.2 Extension de la plage de vitesse	151
IV.2.1 Détermination de la puissance du convertisseur	152
IV.2.1.1 Facteur de crête d'un signal alternatif	152
IV.2.1.2 Définition des puissances pour une machine polyphasée	153
IV.2.1.3 Taux d'utilisation de la puissance de l'onduleur	155
IV.2.1.4 Bilan	158
IV.2.2 Analyse du potentiel lié à l'utilisation des différentes séquences	159
IV.2.2.1 Analyse de la montée en vitesse pour une machine triphasée	160
IV.2.2.2 Particularités des machines polyphasées	161
IV.2.2.3 Commande multi-séquence	162
IV.2.3 Commutation électronique de pôles	165
IV.2.3.1 Idée de principe	165
IV.2.3.2 Cas de la machine synchrone à aimants déposés	166
IV.2.3.3 Cas de la machine asynchrone à cage	170
IV.2.4 Opportunités liées aux couplages électriques des enroulements	174
IV.2.4.1 Hypothèses	174
IV.2.4.2 Couplage étoile	176
IV.2.4.3 Couplage polygonal d'indice d	177
IV.2.4.4 Applications avec changement physique de couplage	178
IV.2.4.5 Applications sans changement physique de couplage	179
IV.2.5 Bilan	180
IV.2.5.1 Synthèse	180
IV.2.5.2 Perspectives	180
IV.3 Amélioration de la fiabilité fonctionnelle	181
IV.3.1 Fonctionnement en régime de défaut de phases ouvertes	182
IV.3.1.1 Analyse	182
IV.3.1.2 Stratégie MTPA généralisée pour MSAD polyphasées	184
IV.3.1.3 Application à une MSAD polyphasée bi-harmonique	185
IV.3.2 Quantification de la fiabilité du convertisseur électromécanique polyphasé	188
IV.3.2.1 Problématique	188
IV.3.2.2 Approche de résolution	190
IV.3.2.3 Contributions	194
IV.3.2.4 Etudes de cas	195
IV.3.3 Bilan	196
IV.3.3.1 Synthèse	196
IV.3.3.2 Perspectives	197

V Conclusion et perspectives	201
V.1 Développer les machines à grand nombre de phases	201
V.1.1 Type de machines ou concepts	201
V.1.2 Méthodes de calcul	202
V.1.3 Stratégies de contrôle	203
V.1.4 Expérimentations	203
V.2 Anticiper les ruptures	204
V.2.1 Nouveaux formats de réseaux électriques	204
V.2.2 Nouvelles méthodes de fabrication	205
V.2.3 Nouveaux composants d'électronique de puissance	205
V.2.4 Nouvelles capacités de calcul	205
Bibliographie	209

Table des figures

II.1	Onde de FMM pour la distribution 20-8-5 (s_{pp} entier) alimentée par des courants polyphasés sinusoïdaux	31
II.2	Onde de FMM pour la distribution 25-22-5 (fractionnaire, grade 2, double couche) alimentée par des courants polyphasés sinusoïdaux	32
II.3	Distribution de bobinage de la phase ‘A’ la distribution 20-6-5 (fractionnaire grade 1, double-couche)	33
II.4	Coefficients de distribution pour le bobinage 12-2-3 (IS, simple couche)	35
II.5	Coefficients de distribution pour le bobinage 30-8-3 (FS-2, simple couche)	35
II.6	Représentation des composantes du vecteur $\mathcal{D}^{-1}(\vec{y}^N)$ si \vec{y}^N est triphasé sinusoïdal	37
II.7	Distribution 20-6-5 décrit dans les bases naturelle et électrique réduite	42
II.8	Transformations électriques du bobinage 12-2-3 pour $h = 1$ (fondamental) et $h \in \{2, 3, 5\}$ (représentations restreintes à la phase 0)	43
II.9	Transformations électriques du bobinage 20-6-5 pour $h = 1$ (fondamental) et $h \in \{2, 3, 5\}$ (représentations restreintes à la phase 0)	44
II.10	Pondération des séquences d’encoche selon le facteur de bobinage et la séquence d’alimentation d’après (II.89)	57
II.11	Facteurs de bobinage indexés sur le rang mécanique et sur le rang électrique selon (II.95)	58
II.12	Effet de discrétisation de la FMM idéale par l’encochage	61
II.13	Harmoniques spatiaux générés par une distribution sur 10 encoches	62
II.14	Décomposition harmonique d’un signal de FMM sans ou avec l’ouverture d’encoche ($Q = 10$ et $v = 1$)	63
II.15	Décomposition multi-machine appliquée à une machine 7-phase	74
II.16	Induction d’entrefer à très fort courant d’induit pour une machine équipée du bobinage 5-phase FS-1 20-6-5 selon calcul EF en linéaire et avec saturation	75
III.1	Fréquences des couples pulsatoires pour une machine à induction à bobinage dentaire 20-8-5 (N, p, Q_s) = (5, 4, 20) et $Q_r = 64$ barres au rotor à la séquence fondamentale $u = 1$ à $w_u = 2\pi \times 50\text{rad/s}$ et $\Omega_m = 0.992\omega_u/4 = 744\text{tr/min}$	90

III.2	Fréquences des couples pulsatoires pour une machine à induction à bobinage dentaire 20-8-5 (N, p, Q_s) = (5, 4, 20) et $Q_r = 64$ barres au rotor à la séquence fondamentale $u = 3$ à $w_u = 2\pi \times 150\text{rad/s}$ et $\Omega_m = 0.9875\omega_u/12 = 740.6\text{tr/min}$	91
III.3	Conditions de bord pour le sous-domaine $\mathcal{D}^{(1)}$	95
III.4	Estimation analytique du champ induit par une spire élémentaire	106
III.5	Estimation analytique pour différentes géométries de couches d'aimants radiaux	108
III.6	Prise en compte des tolérances géométriques dans la définition de la couche d'aimants (tolérance tangentielle multipliée par 5 pour une meilleure illustration)	108
III.7	Domaine de calcul pour la machine à aimants à stator fortement segmenté	110
III.8	Comparaison de la distribution des lignes de champ numériques et analytiques	112
III.9	Comparaison des inductions numériques et analytiques	113
III.10	Estimation du couple de détente	113
III.11	Corrélations et valeurs maximales des couples de détente selon la méthode analytique et le calcul par perméance en référence aux estimations numériques	114
III.12	Domaine de calcul de la machine asynchrone à anneau conducteur (à l'harmonique d'espace v dans le repère rotorique)	116
III.13	Caractérisation d'une machine asynchrone triphasé à anneau conducteur avec bobinage concentré diamétral, (N, p, s_{pp}) = (3, 2, 1)	119
III.14	Couples électromagnétiques en fonction de la vitesse pour deux bobinages à 36 encoches et 2 paires de pôles	120
III.15	Couple/vitesse sur différentes séquences pour une machine asynchrone à anneau conducteur avec bobinage concentré dentaire 60-phase (N, p, s_{pp}) = (60, 1, 0.5)	120
III.16	Carte de champ (analytique) pour une machine asynchrone à anneau conducteur avec bobinage concentré dentaire 60-phase, (N, p, s_{pp}) = (60, 1, 0.5)	121
IV.1	Ondulations de couple pour des machines à aimants à fem carrée à 3, 5 et 7 phases avec courant parfaitement sinusoïdal	131
IV.2	Impact du nombre de phases sur la qualité du couple d'une machine à aimants déposés à fem carrée	132
IV.3	Simulation d'une MASC 5-phase et $p = 2$ paires de pôles à bobinage entier concentré diamétral $s_{pp} = 1$ et $Q_r = 32$ barres	137
IV.4	Illustration de l'allumage de la boucle rotorique $\text{mod}(v, Q_r)$ par l'harmonique d'espace statorique d'ordre v généré par la séquence u pulsant à ω_u	139
IV.5	Caractéristique couple (moyen) selon le glissement pour la MASC 5-phase à bobinage concentré diamétral ((IV.42) avec $v = v'$), fréquence statorique de 50Hz et courant statorique efficace nominal	140
IV.6	Couples en régime établi pour MASC 5-phase à bobinage concentré diamétral selon intégration numérique dans la base naturelle (cf. (IV.26)) et selon calcul fréquentiel analytique direct dans les bases de Fortescue (cf. (IV.42) et (IV.43))	141
IV.7	Force électromotrice pour la MASC 5-phase sur séquences $u = 1$ (à $s_1 = 0.01$) et $u = 3$ (à $s_3 = 0.03$) pour une fréquence statorique de 50Hz, avec nombre de barres $Q_r = 32$ ou $Q_r = 31$	143

IV.8	Couple électromagnétique pour la MASC 5-phase avec $Q_r = 32$ en alimentation multi-séquence (harmoniques 1 et 3 de courant) selon (IV.26), (IV.27) et (IV.29)	144
IV.9	Illustration du gain en couple sur courant efficace en cas d'injection optimale d'harmonique trois sur une machine 7-phase à bobinage concentré diamétral [87]	149
IV.10	Analyse du facteur de crête du signal bi-harmonique x_{13} , cf. (IV.50)	154
IV.11	Tensions et courants expérimentaux pour une MSAD 7-phase selon différentes stratégies de commande multi-machine pour le même point de fonctionnement mécanique (5.5Nm et 570tr/min) [RI-17]	159
IV.12	Caractéristiques couple/vitesse de machines triphasées à courants et tensions sinusoïdaux limités aux grandeurs de base	162
IV.13	Caractéristiques couple/vitesse optimales en commande h1h3 pour la MSAD 7-phase bi-harmonique [RI-17]	164
IV.14	Tensions et courants d'enroulement de crête en commande h1h3 pour la MSAP bi-harmonique [RI-17]	165
IV.15	Couple électromagnétique en fonction de la vitesse de l'harmonique principal de champ	166
IV.16	Caractéristiques couple/vitesse sur le fondamental (commande h1) pour la MSAP 7-phase bi-harmonique	170
IV.17	Caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse de deux MASC 5-phase	173
IV.18	Caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse théoriques une MASC 60-phase à bobinage dentaire, $(N, p, s_{pp}) = (60, 1, 0.5)$	175
IV.19	Représentation des grandeurs de bras et d'enroulement	176
IV.20	Représentation des grandeurs de bras et d'enroulement pour un couplage polygonal d'indice d	177
IV.21	Ondes de FMM pour un bobinage concentré diamétral à $s_{pp} = 1$, 5-phase et 1 paire de pôles selon commandes calculées dans [113]	183
IV.22	Courants et en couples expérimentaux de la MSAP 7-phase sur défaut de phase ouverte avec implémentation de la stratégie MTPA généralisée (IV.117) en commandes h1h3 et h1h3h5 (5.5Nm à 570rpm)	187
IV.23	Illustration du compromis fiabilités structurelle et fonctionnelle	189
IV.24	Diagramme de fiabilité d'une machine à N phases pouvant « fonctionner » avec 3 phases disponibles (redondance active $3/N$)	190
IV.25	Chaînes de Markov pour des machines triphasée (à gauche) et pentaphasé (à droite), couplées en étoile	191
IV.26	Evaluation sommaire des fiabilités structurelles et fonctionnelles des convertisseurs électromécaniques triphasés et pentaphasés (selon les schémas IV.25 et les hypothèses (IV.121))	193
IV.27	Critère fiabilité-performance exprimant la puissance maximale probable	195

Liste des tableaux

II.1	Distributions de bobinage considérées dans ce chapitre	30
III.1	Bilan des méthodes analytiques	99
IV.1	Estimation du rapport puissance de coin sur puissance active pour une MSAD 7-phase	159
IV.2	Mode de fonctionnement d'une machine triphasée à volt-ampère d'alimentation limité [95, 98]	161
IV.3	Grandeurs de base en fonction des séquences pour une MASC à bobinage concentré diamétral ($s_{pp} = 1$) et N impair supérieur ou égal à 9, en supposant un coefficient de dispersion de Blondel constant $\sigma_v = \sigma$	172
IV.4	Grandeurs de base en fonction des séquences pour une MASC 60-phase à bobinage dentaire $(N, p, s_{pp}) = (60, 1, 0.5)$, en supposant un coefficient de dispersion de Blondel constant $\sigma_v = \sigma$	174
IV.5	Machine triphasé en commutation étoile/triangle	178
IV.6	Machine 5-phase en commutation étoile/pentagone/pentacle	179
IV.7	Machine 5-phase en couplage polygonal d'indice $d = 2$ (pentacle)	179

Glossaire

Abréviations

SOS	<i>Star of Slots</i>
IS	<i>Integral-slots</i>
FS-1	<i>Fractional-slots grade 1</i>
FS-2	<i>Fractional-slots grade 2</i>
fem	Force électromotrice
DSF	Décomposition en Série de Fourier
TFD	Transformée de Fourier discrète
FMM	Force magnétomotrice
EF	Eléments Finis
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MSAD	Machine Synchrone à Aimants permanents Déposés en surface
MASC	Machine Asynchrone à Cage
EDP	Equations aux dérivées partielles
MTPA	<i>Maximum Torque Per Ampere</i>
CPSR	<i>Constant Power Speed Range</i>
PMBLDC	<i>Permanent Magnet Brusless Direct Current</i>
PI	Proportionnel-Intégrateur
TRL	<i>Torque Ripple Level</i>

Notation des nombres complexes

$x = \Re(x) + j\Im(x)$	Décomposition en parties réelle et imaginaire du nombre complexe x
$x = x e^{j \arg(x)}$	Décomposition en module et argument du nombre complexe x
x^*	Conjugué du nombre complexe x

Notations introduites au chapitre II

N	Nombre de phases
Q	Nombre d'encoches

p	Nombre de paires de pôles
G	Plus grand commun diviseur entre p et Q
s_{pp}	Nombre d'encoches par pôle et par phase
Q'	Nombre d'encoches réduit
Q^+	Nombre d'encoches de base
p'	Nombre de paires de pôles réduit
i_c	Indice de circularité
$d_{n,q}$	Coefficient de distribution de conducteurs pour la phase n et l'encoche q
\mathcal{E}^X	Espace vectoriel de dimension X
\mathbf{B}^Q	Base naturelle pour l'espace vectoriel \mathcal{E}^Q
$\overrightarrow{b_q^Q}$	Vecteur q de la base naturelle \mathbf{B}^Q
\mathbf{B}^N	Base naturelle pour l'espace vectoriel \mathcal{E}^N
$\overrightarrow{b_n^N}$	Vecteur n de la base naturelle \mathbf{B}^N
\mathcal{D}	Application linéaire de distribution de bobinage
$[D]$	Matrice de distribution de bobinage ($N \times Q$)
$[D']$	Matrice de distribution réduite ($N \times Q'$)
$[D'_1]$	Matrice de distribution bipolaire ($N \times Q'$)
\mathcal{I}	Application linéaire identité
$[I_X]$	Matrice identité de dimension X
$[0_X]$	Matrice nulle de dimension X
$\mathbf{Z}^{Q'}$	Base électrique réduite de dimension Q'
$\overrightarrow{z_q^{Q'}}$	Vecteur q de la base électrique réduite $\mathbf{Z}^{Q'}$
$[Z]$	Matrice de transformation électrique fondamentale ($Q' \times Q'$)
$[Z_h]$	Matrice de transformation électrique harmonique d'ordre h ($Q' \times Q'$)
$\overrightarrow{f_u^N}$	Vecteur de Fortescue d'ordre u et de dimension N
\mathbf{F}^N	Base de Fortescue de dimension N
$[F_N]$	Matrice de Fortescue de dimension N
$\overrightarrow{f_v^Q}$	Vecteur de Fortescue d'ordre v et de dimension Q
\mathbf{F}^Q	Base de Fortescue de dimension Q
$[F_Q]$	Matrice de Fortescue de dimension Q
$[D_f]$	Matrice de distribution de conducteurs dans les bases de Fortescue
$k_{u,v}$	Coefficient de distribution de conducteurs pour la séquence de phase u et la séquence d'encoches v
$\mathcal{F}_Q \left\{ \overrightarrow{x^Q} \right\}_v$	Terme v de la TFD d'ordre Q du vecteur $\overrightarrow{x^Q}$
F_u	Liste des harmoniques d'espace générés par la séquence d'alimentation u
$D_n(\theta)$	Densité linéique de conducteurs pour la phase n (θ , angle dans le repère supportant le bobinage)
$d_n(\theta)$	Densité linéique de conducteurs pour la phase n adimensionnée (θ , angle dans le repère supportant le bobinage)
$D(\theta) = D_0(\theta)$	Densité linéique de conducteurs de référence (phase 0)
$W_n(\theta)$	Fonction de bobinage pour la phase n (θ , angle dans le repère supportant le bobinage)
$w_n(\theta)$	Fonction de bobinage pour la phase n adimensionnée (θ , angle dans le repère supportant le bobinage)
$W(\theta) = W_0(\theta)$	Fonction de bobinage de référence (phase 0)

ϵ	Largeur d'ouverture d'encoche en radians
n_{cd}	Nombre de conducteurs par encoche
Λ	Flux magnétique
R	Rayon d'entrefer (rayon d'alésage bobinage induit)
L_z	Longueur axiale active de la machine
θ_m	Position angulaire mécanique du rotor
B	Induction
$\widehat{(x)}_v$	Coefficient de Fourier complexe d'ordre v du signal périodique $x(\theta)$
$\underline{\Lambda} = \Lambda_v e^{j\delta_v}$	Représentation complexe du signal $\Lambda(\theta) = \Lambda_v \sin(\theta + \delta_v)$
\underline{K}_v	Coefficient de bobinage complexe pour le rang spatial v
K_h^e	Coefficient de bobinage pour le rang électrique h
S_v^Q	Spectre de la sinusoïde de fréquence v discrétisée à une fréquence Q
$F_{b,u}$	Liste des rangs des harmoniques spatiaux générés par la séquence u restreints aux rangs compris entre 0 and $GQ' - 1$
p_u	Premier harmonique d'espace pour la séquence u
$\mathcal{K}(\theta, \theta_e)$	Onde de densité linéique de courant (A/m) selon l'angle mécanique θ pour l'angle électrique θ_e
$\mathcal{F}(\theta, \theta_e)$	Onde de force magnétomotrice (A) selon l'angle mécanique θ pour l'angle électrique θ_e
$D_{/Fu}(\theta)$	Densité de conducteurs de bobinage virtuel de séquence u
$W_{/Fu}(\theta)$	Fonction de bobinage virtuel de séquence u
ω_u	Pulsation électrique de séquence u
φ_u	Retard du courant de séquence u par rapport à l'origine des temps
\mathcal{A}_u	Densité linéique efficace de courant pour la séquence u
\mathcal{M}_{ss}	Endomorphisme de l'espace vectoriel \mathcal{E}^N décrivant le couplage magnétique entre les phases d'une machine N -phase
$[\Delta_{ss}]$	Matrice d'inductance stator-stator exprimée dans la base de Fortescue, soit $[\Delta_{ss}] = \text{mat}(\mathcal{M}_{ss}, \mathbf{F}^N, \mathbf{F}^N)$
$L_{cs,u}$	Inductance cyclique statorique de séquence u
\mathcal{E}_k	Plan (ou droite) propre associé à l'inductance cyclique $L_{cs,k}$
$\left\{ \begin{array}{l} \overrightarrow{\alpha}_k^N, \overrightarrow{\beta}_k^N \end{array} \right\}$	Vecteurs de Concordia (orthonormaux) d'ordre k pour un système à N phases
$\mathcal{P}(\theta, \theta_m)$	Perméance d'entrefer à l'angle θ pour la position rotorique θ_m
\mathcal{P}_m	Perméance d'entrefer moyenne

Notations introduites au chapitre III

$\sigma_{m,r}$	Pression magnétique radiale
$\sigma_{m,\theta}$	Pression magnétique tangentielle
$\overrightarrow{B}(r, \theta, t)$	Induction magnétique en (r, θ) à l'instant t
(B_r, B_θ)	Composantes radiales et tangentielles de l'induction magnétique
$\overrightarrow{B}_{/S}(r, \theta, t)$	Induction magnétique en (r, θ) à l'instant t due au stator
$\overrightarrow{B}_{/R}(r, \theta, t)$	Induction magnétique en (r, θ) à l'instant t due au rotor
T	Couple
\overrightarrow{H}	Champ magnétique

(H_r, H_θ)	Composantes radiales et tangentielles du champ magnétique
Ω_m	Vitesse de rotation du rotor
$\theta_{m,0}$	Position mécanique initiale du rotor
θ_s	Position dans le repère statorique
θ_r	Position dans le repère rotorique
F_u^R	Ensemble des harmoniques d'espace générés par la séquence u d'un rotor à cage
$F_{/v}^R$	Ensemble des harmoniques d'espace rotoriques induits par l'harmonique d'espace statorique d'ordre v
v_s	Harmonique d'espace statorique
v_r	Harmonique d'espace rotorique
\vec{E}	Champ électrique
\vec{j}	Densité de courant
\vec{M}	Magnétisation du milieu
μ	Perméabilité magnétique
μ_0	Perméabilité magnétique du vide (air)
ς	Conductivité électrique
\vec{A}	Potentiel-vecteur magnétique
$(\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_z)$	Vecteurs de base du repère cylindrique
Δ	Opérateur Laplacien scalaire
$A_z = A(r, \theta)$	Composante selon \vec{e}_z du potentiel-vecteur ($\vec{A} = A(r, \theta)\vec{e}_z$)
\mathcal{D}	Domaine de résolution de l'EDP régissant le potentiel-vecteur
$\mathcal{D}^{(i)}$	Sous-domaine indicé (i) de résolution de l'EDP régissant le potentiel-vecteur
$\mu_i \varsigma_i$	Perméabilité et conductivité du sous-domaine indicé (i)
$s^{(i)}$	Termes-sources dans le sous-domaine indicé (i)
$\partial^j \mathcal{D}^{(i)}$	Frontière indexée (j) du sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$
$\partial \mathcal{D}_{(i),(i')}$	Frontière commune, indexée (j), des sous-domaines $\mathcal{D}^{(i)}$ et $\mathcal{D}^{(i')}$
$\vec{\mathcal{K}}_i$	Densité linéique de courant chargeant l'interface $\partial \mathcal{D}_{(i),(i')}$
$A_m^{(i)}$	Terme m de la série composant le potentiel-vecteur $A^{(i)}$ dans le sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$
$\alpha_{m,k}^{(i)}$	Coefficients k caractérisant le terme m de la série composant le potentiel-vecteur $A^{(i)}$ dans le sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$
$[M_m]$	Si sous-domaines annulaires exclusivement, matrice topologique d'ordre harmonique m (les coefficients dépendent de la géométrie des sous-domaines et de l'ordre m)
$[s_m]$	Si sous-domaines annulaires exclusivement, vecteur composé des coefficients harmoniques de Fourier d'ordre m des termes sources (aimantation, densités de courant)
$[\kappa_m]$	Si sous-domaines annulaires exclusivement, vecteur composé des coefficients harmoniques de Fourier d'ordre m pour tous les sous-domaines ($\alpha_{m,k}^{(i)}$)
$[M]$	Si existence d'un sous-domaine sectoriel, matrice topologique d'ordre m (les coefficients dépendent de la géométrie des sous-domaines et de l'ordre m)
$[s]$	Si existence d'un sous-domaine sectoriel, vecteur composé des termes des séries composant les termes-sources (aimantation, densités de courant)
$[\kappa]$	Si existence d'un sous-domaine sectoriel, vecteur composé des termes des séries composant les potentiel-vecteurs de tous les sous-domaines
$[\theta_i; \theta_i + \beta_i]$	Intervalle angulaire d'un sous-domaine sectoriel $\mathcal{D}^{(i)}$, démarrant à l'angle θ_i et de largeur β_i

$\overline{A^{(i)}}$	Potentiel-vecteur complexe pour le milieu (i) soumis à une équation de Helmholtz
$\overline{\alpha_i}$	Nombre complexe traduisant l'épaisseur de peau pour un milieu de perméabilité μ_i , de conductivité ς_i soumis à la pulsation électrique ω
J_m	Fonctions de Bessel normales d'ordre m de premier espèce
Y_m	Fonctions de Bessel normales d'ordre m de deuxième espèce
n_c	Nombre de spires équivalentes décrivant un aimant
I_c	Courant circulant dans une spire équivalente, n_c spires équivalentes décrivant l'aimant
(r_c, θ_c)	Coordonnées du centre d'une spire élémentaire
ξ	Demi-épanouissement angulaire d'une spire élémentaire
g	Entrefer magnétique
s_v	Glissement pour l'harmonique d'espace v
$\omega_{r,v}$	Pulsation électrique de l'onde de densité linéique d'ordre v dans le repère rotorique

Notations introduites au chapitre IV

θ_e	Angle électrique
ε_n	Force électromotrice élémentaire (à 1rad/s)
E_h	Coefficient de Fourier réel d'ordre h de la force électromotrice élémentaire de la phase 0 (soit $\varepsilon_0(\theta_e) = \sum_{h=0}^{+\infty} E_h \sqrt{2} \sin(h\theta_e)$)
i_n	Courant de phase n
I_g	Valeur efficace de l'harmonique g du courant de phase 0 (soit $i_0(\theta_e) = \sum_{g=1}^{+\infty} I_g \sqrt{2} \sin(g\theta_e - \theta_g)$)
θ_g	Angle de l'harmonique g du courant de phase 0 (soit $i_0(\theta_e) = \sum_{g=1}^{+\infty} I_g \sqrt{2} \sin(g\theta_e - \theta_g)$)
T_k	Couple de la machine fictive ou de la séquence d'ordre k
τ_k	Taux d'ondulation de couple électromagnétique pour la machine fictive d'ordre k , ne considérant que le premier harmonique de couple pulsatoire
I_{rms}	Courant efficace de phase
T_{MMS}	Couple électromagnétique moyen en commande sinusoïdale multimachine
\mathbf{B}_s^{N}	Base naturelle associée aux N phases du bobinage statorique
\mathbf{B}_s^{Qr}	Base naturelle associée aux Q_r barres de la cage rotorique
\vec{i}_s^{N}	Vecteur courant statorique
$\vec{\Lambda}_{sr}^{\text{N}}$	Vecteur flux stator du au rotor
$\vec{v}_{R_r}^{\text{Qr}}$	Vecteur tension résistive rotorique
$\vec{\Lambda}_r^{\text{Qr}}$	Vecteur flux rotorique
$\vec{\Lambda}_{rr}^{\text{Qr}}$	Vecteur flux rotorique du au rotor
$\vec{\Lambda}_{rs}^{\text{Qr}}$	Vecteur flux rotorique du au stator
$[R_r]$	Matrice de résistance rotorique dans la base naturelle rotorique
$[M_{rr}]$	Matrice d'auto-inductance rotorique dans la base naturelle rotorique
$[M_{rs}(\theta_m)]$	Matrice des mutuelles inductances rotor-stator dans les bases naturelles rotorique et statorique
$m_{sr,n,k}(\theta_m)$	Mutuelle inductance entre la phase n du stator et la boucle k du rotor pour la position rotorique mécanique θ_m

$m_{sr,ph}$	Inductance mutuelle complexe harmonique spatial d'ordre ph entre la phase 0 du stator et la boucle 0 du rotor
$C_{m,sr}$	Coefficient constant permettant de lier l'inductance $m_{sr,v}$ aux coefficients de bobinage complexe \underline{K}_v , au nombre de barres Q_r et au rang spatial v
$[M'_{rs}(\theta_m)]$	Matrice décrivant, dans les bases naturelles rotorique et statorique, la dérivée de la fonction de couplage rotor-stator \mathcal{M}_{rs} par rapport à la position mécanique θ_m
$[M'_{sr}(\theta_m)]$	Matrice décrivant, dans les bases naturelles statorique et rotorique, la dérivée de la fonction de couplage stator-rotor \mathcal{M}_{sr} par rapport à la position mécanique θ_m
\mathbf{F}_s^N	Base de Fortescue (des séquences) statorique
\mathbf{F}_r^Q	Base de Fortescue (des séquences) rotorique
$R_{cr,v}$	Résistance cyclique rotorique d'ordre v
$L_{cr,v}$	Inductance cyclique rotorique d'ordre v
$[\Delta_{rs}(\theta_m)]$	Matrice d'inductance rotor-stator dans les bases de Fortescue pour la position θ_m
$[\Delta_{sr}(\theta_m)]$	Matrice d'inductance stator-rotor dans les bases de Fortescue pour la position θ_m
$\langle \vec{x}^N, \vec{y}^N \rangle_{\mathbf{B}^N}$	Produit scalaire des vecteurs \vec{x}^N et \vec{y}^N effectué dans la base \mathbf{B}^N
$I_{r,v}$	Nombre complexe représentant le courant rotorique induit par l'harmonique d'espace statorique d'ordre v
$T_{v',v}$	Couple électromagnétique pour l'harmonique d'espace v' où, pour le rotor, l'harmonique d'espace v' est induit par l'harmonique d'espace statorique v
$\underline{T}_{v',v}$	Couple électromagnétique complexe pour l'harmonique d'espace v' où, pour le rotor, l'harmonique d'espace v' est induit par l'harmonique d'espace statorique v
$[\Delta'_{sr}(\theta_m)]$	Matrice des dérivées mécaniques des inductances stator-rotor dans les bases de Fortescue pour la position mécanique θ_m
$\phi_{v',v}(t)$	Extraction de la partie temporellement variable de l'angle de phase du couple complexe $\underline{T}_{v',v}$
ω_s	Pulsation d'alimentation statorique pour la séquence de référence
s_u	Glissement de la séquence u , c'est-à-dire glissement de l'harmonique d'espace principal de la séquence u $p_u = up$, pour un bobinage polyphasé entier, (IS) de distribution anti-périodique
T_{sinus}	Couple moyen en alimentation en courant parfaitement sinusoïdale
$\langle x, y \rangle$	Produit scalaire dans l'espace vectoriel des signaux alternatifs $x(t)$ et $y(t)$ de période $1/f$
f	Fréquence d'un signal périodique
$\ x\ _2 = X_{rms}$	Norme euclidienne d'un signal périodique x définissant sa valeur efficace X_{rms}
$\ x\ _\infty = X_{max}$	Norme infinie d'un signal périodique x définissant sa valeur crête X_{max}
$F_c(x)$	Facteur de crête du signal périodique x
$v_{w,n}$	Tension d'enroulement pour la phase n de la machine N-phasée
$i_{w,n}$	Courant d'enroulement pour la phase n de la machine N-phasée
$V_{w,max}$	Tension crête d'enroulement pour le système de tension polyphasé $(v_{w,n})_{n \in [0..N-1]}$ de la machine N-phasée
$I_{w,max}$	Courant crête d'enroulement pour le système de courant polyphasé $(i_{w,n})_{n \in [0..N-1]}$ de la machine N-phasée
$V_{w,rms}$	Tension efficace d'enroulement pour le système de tension polyphasé $(v_{w,n})_{n \in [0..N-1]}$ de la machine N-phasée
$I_{w,rms}$	Courant efficace d'enroulement pour le système de courant polyphasé $(i_{w,n})_{n \in [0..N-1]}$ de la machine N-phasée
P	Puissance active de la machine N-phasée

S	Puissance apparente de la machine N-phasée
f_p	Facteur de puissance de la machine N-phasée
$f_{p,r}$	Facteur de puissance nominal de la machine N-phasée
$S_{c,m}$	Puissance de coin de la machine N-phasée
η	Rendement mécanique en fonctionnement moteur de la machine N-phasée
η_r	Rendement mécanique nominal en fonctionnement moteur de la machine N-phasée
τ_c	Taux d'exploitation de la puissance de coin
$\tau_{c,r}$	Taux nominal d'exploitation de la puissance de coin
$S_{c,cvs,max}$	Puissance de crête maximale transmissible par l'onduleur
$S_{c,m,r}$	Puissance de coin nominale de la machine
$V_{w,max,r}$	Tension d'enroulement crête nominale de la machine
$I_{w,max,r}$	Courant d'enroulement crête nominale de la machine
τ_{cvs}	Taux d'utilisation de l'onduleur
$\tau_{cvs,r}$	Taux nominal d'utilisation de l'onduleur
$F_c(v_{w,r})$	Facteur de crête nominal du système polyphasé de tension
$F_c(i_{w,r})$	Facteur de crête nominal du système polyphasé de courant
u	Unité
e	Flux d'aimants normalisée pour une MSAD (tension à vide de base sur tension d'alimentation de base)
σ	Coefficient de dispersion de Blondel
ζ	Variable d'optimisation (courants de séquences) dans un problème de maximisation du couple
$\zeta_{min} \zeta_{max}$	Borne inférieure et supérieure de la variable d'optimisation ζ
c_i	Fonction de contrainte en courant
c_v	Fonction de contrainte en tension
$\left\{ \vec{d}_v, \vec{q}_v \right\}$	Repère de Park pour l'harmonique d'espace v
T_v	Couple électromagnétique à l'harmonique d'espace v pour une MSAD
$\Lambda_{f,v}$	Flux rotorique à l'harmonique d'espace v pour une MSAD
$\Omega_{b,v}$	Vitesse de base pour l'harmonique d'espace v pour une MSAD
$T_{b,v}$	Couple de base pour l'harmonique d'espace v
σ_v	Coefficient de dispersion de Blondel pour l'harmonique d'espace v
$\Omega_{s,v}$	Vitesse de synchronisme pour l'harmonique d'espace v pour une MASC
$\Omega_{s,v,b}$	Vitesse de synchronisme de base pour l'harmonique d'espace v pour une MASC
$P_{b,v}$	Puissance de base pour l'harmonique d'espace v
$v_{leg,n}$	Tension du bras d'onduleur n en référence au point milieu de la source de tension continue
V_{leg}	Tension efficace du bras d'onduleur n en référence au point milieu de la source de tension continue, sous hypothèse sinusoïdale
$i_{leg,n}$	Courant de sortie du bras d'onduleur n
v_{homo}	Tension homopolaire
d	Indice de couplage polygonal
$\vec{\varepsilon}^N$	Vecteur force électromotrice élémentaire accessible
\vec{a}^N	Vecteur de disponibilité des ensembles bras-enroulement des différentes phases
a_n	Composante n du vecteur \vec{a}^N dans la base naturelle, valant 0 (indisponible) ou 1 (disponible)
n_{safe}	Nombre de phases disponibles
$\vec{1}^N$	Vecteur dont toutes les composantes valent 1 dans la base naturelle

$\overrightarrow{\varepsilon_{com}^N}$	Vecteur force électromotrice élémentaire estimée
H^{com}	Liste des harmoniques électriques considérés pour estimer la force électromotrice élémentaire
λ	Taux de défaillance
Υ	Espace d'état du processus de Markov
v	Etat du processus de Markov
$R(t, \Phi)$	Fiabilité pour la fonction Φ , somme des probabilités d'être dans un état structural noté v_i appartenant à l'ensemble Υ_Φ des états où la fonction Φ peut être réalisée
$\mathbb{P}(v(t) = v_i)$	Probabilité que la variable aléatoire $v(t)$ soit égal à v_i
$R_N(t, \Phi)$	Fiabilité du convertisseur électromécanique N-phasé par rapport à la fonction Φ (ou fiabilité fonctionnelle au sens de Φ)

Chapitre I

I Bilan d'activités

Sommaire

I.1 Curriculum Vitae	3
I.1.1 Etat civil	3
I.1.2 Situation actuelle	3
I.1.3 Titres et diplômes	4
I.1.4 Formation	4
I.1.5 Parcours professionnel	4
I.2 Activités d'enseignement	5
I.2.1 Descriptif	5
I.2.2 Responsabilités pédagogiques	6
I.2.3 Activités d'enseignement hors établissement	7
I.3 Activités de recherche	7
I.3.1 Présentation thématique	7
I.3.2 Encadrements	8
I.3.3 Participation à la vie de la recherche	12
I.4 Publications	14
I.4.1 Analyse quantitative	14
I.4.2 Liste détaillée	16

I.1 Curriculum Vitae

I.1.1 Etat civil

Franck SCUILLER, né le 5 mai 1977 à Brest (29200)
Vie maritale (PACS), deux enfants

I.1.2 Situation actuelle

Maître de conférences, classe normale, 63^{ème} section universitaire
Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers (MCF63410)
En délégation à l'Ecole Navale, Lanvéoc-Poulmic, BREST-ARMEES

- Enseignement en électrotechnique à l'Ecole Navale
- Recherche à l'Institut de Recherche de l'Ecole Navale (IRENAV, EA3634), dans le groupe Mécanique et Energétique en Environnement Naval (M2EN)
 - Modélisation de convertisseurs électromécaniques polyphasés (distribution de bobinage, calcul analytique du champ) pour rechercher, en référence aux machines triphasées, une amélioration des performances vibratoires, une extension de la caractéristique couple-vitesse et un accroissement de la fiabilité fonctionnelle
 - Six thèses co-encadrées soutenues
 - Bénéficiaire de la PEDR depuis 2015-16

I.1.3 Titres et diplômes

- Docteur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, spécialité « Génie Electrique », 2006 (lauréat du Prix Bézier 2006) [THD]
- Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble, 2001
- Diplôme d'études approfondies (DEA) en Automatique, Laboratoire d'Automatique de Grenoble, 2001 [DEA]

I.1.4 Formation

- 2003/2006 - Ecole Doctorale Arts et Métiers ParisTech ED432
 - Doctorant à l'Institut de Recherche de l'Ecole Navale (Brest) et au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille
- 1998/2001 - Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble (ENSIEG) - Grenoble
 - Etudiant en génie électrique (spécialisation Automatique, Traitement du Signal puis Commande et Diagnostic des Systèmes Electriques)
 - En double-cursus, Diplôme d'Etude Approfondie en Automatique (DEA) au Laboratoire d'Automatique de Grenoble, mémoire intitulé « *Diagnostic des Actionneurs d'un véhicule sous-marin autonome par Réseaux de neurones* »
- 1995/1998 - Baccalauréat Scientifique, option Mathématiques (mention Bien) et Classe Préparatoire au Grandes Ecoles (CPGE)

I.1.5 Parcours professionnel

- **Depuis 09/2011 - Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers**
Maître de conférences, en délégation à l'Ecole Navale (MCF63410)
- **01/2008-08/2011 - DCNS (Naval Group) - Lorient, France**
Responsable sous-systèmes domaine énergie (construction navale militaire)
 - Conception de réseaux électriques embarqués et de systèmes propulsifs électriques (architecture, dimensionnement physique)

- Simulation dynamique de réseaux électriques embarqués pour évaluer la stabilité et la qualité (en tensions et fréquence) [CI-6, CI-7], déclaré spécialiste interne DCNS du domaine
- **02/2007-12/2007 - Ecole Navale - Brest, France**
Chargé d'Enseignement et de Recherche
 - Enseignement : 192 heures (équivalent TD) par an (niveaux L3, M1)
 - Recherche : valorisation travail de doctorat
- **02/2003-12/2007 - Ecole Navale - Brest, France**
Assistant d'Enseignement et de Recherche
 - Enseignement : 150 heures (équivalent TD) par an (niveaux L1, L3, M1)
 - Recherche : préparation thèse de doctorat
- **01/2002-01/2003 - Vinci Energie (GTIE) - Soissons, France**
Ingénieur d'affaires
 - Dimensionnement et chiffrage de réseaux électriques industriels et tertiaires
 - Programmation d'automates industriels
- **03/2001-09/2001 - Délégation Générale pour l'Armement - Brest, France**
Ingénieur (stagiaire) au Groupe d'Etudes Sous-Marines de l'Atlantique (GESMA)
 - Développement d'un système de diagnostic des actionneurs de navigation d'un drone sous-marin par réseaux de neurones et filtrage de Kalman

I.2 Activités d'enseignement

I.2.1 Descriptif

- Public
 - élèves-ingénieurs Ecole Navale (L3, M1, M2)
 - étudiants du Master Recherche (Ecole Navale, Arts et Métiers) Fluide et Systèmes Energétiques (M2)
 - étudiants du Mastère Spécialisé « Expert en Energies Marines Renouvelables » (co-accréditation ENSTA Bretagne, Ecole Navale, IMT Atlantique)

- Matières enseignées

Electrotechnique de base (systèmes triphasés, transformateurs, champs tournants, machines synchrones et asynchrones)	L3 (32h)
Electronique de puissance (hacheurs, commutateurs de courants, onduleurs de tension)	M1 (22h)
Travaux Pratiques de Génie Electrique	L3,M1
Automatique (bases de la régulation)	M1 (12h)
Processus aléatoire	M1 (10h)
Energies renouvelables (éoliens, énergies marines)	M1 (22h)
Modélisation des machines tournantes pour la commande	M2 (15h)
Réseaux électriques embarqués	M2 (23h)
Energétique sur plateforme navale	M1 (11h)
Modélisation de systèmes propulsifs navals	M1 (25h)

Les cours « Electrotechnique de base », « Electronique de Puissance » et « Automatique » sont standards (dans le sens où ils n'apportent rien par rapport à la littérature pédagogique abondante sur ces notions de base). Les aspects originaux concernent certains bureaux d'étude associés : afin de susciter l'auto-questionnement des élèves, ces bureaux d'étude visent à simuler la dynamique de systèmes à l'aide d'un logiciel de calcul scientifique (comme *Scilab*). Différents sujets sont conçus : démarrage sur le réseau de machines asynchrones (avec différentes méthodes de réduction du courant d'appel et leurs impacts sur les transitoires mécaniques), simulation d'un hacheur avec prise en compte des commutations, mise en évidence de l'augmentation du nombre d'états d'un système par la composante intégrale de la régulation.

Le cours de « Processus Aléatoire » permet une clarification des notions de stationnarité et d'ergodisme par l'exemple des variables aléatoires représentant l'état de mer (hauteur d'eau). Ces notions sont partiellement ré-utilisées dans le cours « Energies Renouvelables », également intégralement montées, dans la partie traitant de l'analyse statistique de la ressource (vitesse de vent, hauteur d'eau, vitesse de houle). A cette période, une bonne transversalité avec les activités de recherche des doctorants Zhibin Zhou [ThS-1] et Sofiane Djebbari [ThS-2], travaillant sur les génératrices hydroliennes, est obtenue.

Le cours de « Modélisation de machines tournantes pour la commande » vise à définir proprement les différentes bases d'expression des grandeurs triphasées (naturelle, Clarke, Concordia et Park) et à présenter de façon universelle les convertisseurs électromécaniques (synchrones et asynchrones) dans le repère de Park. Ce cours peut être considéré comme le plus proche des activités de recherche (malgré la restriction au cas triphasé).

Les cours « Réseaux électriques embarqués » et « Energétique sur plateformes navals » capitalisent une partie de l'expérience professionnelle acquise chez l'industriel de la défense Naval Group (2008-2011). La problématique de l'intégration physique et fonctionnelle du système Energie/Propulsion à la plateforme est abordée. Des bureaux d'étude originaux sont réalisés : impact d'une charge déformante sur la qualité de la tension avec problématique de résonance, choix d'un système énergie/propulsion sur le critère de consommation d'énergie, distance maximale franchissable selon l'allure de la courbe de rendement propulsif.

Motivé notamment par des questionnements sur les analogies entre systèmes de propulsion navale et de traction automobile, reposant sur une partie de l'expérience acquise chez Naval Group, le cours « Modélisation de systèmes propulsifs navals » décompose fonctionnellement le système propulsif avec un objectif de simulation dynamique. Il est associé à un bureau d'étude dimensionnant sommairement et simulant dynamiquement la propulsion d'un sous-marin océanique. Ce cours ne fait en pratique appel à aucune notion d'électrotechnique.

I.2.2 Responsabilités pédagogiques

Responsable de la filière d'enseignement « Génie Energétique » à l'Ecole Navale (depuis 2012-2013)

- coordination pédagogique des enseignements
- gestion des emplois du temps
- suivi des charges horaires d'enseignement
- recherche des vacataires
- recherche et validation des projets de fin d'étude

- responsable des jurys de projets (projets intermédiaires et projets de fin d'étude)
- suivi de la notation

Selon les années, la filière « Génie Energétique » est composée de 20 à 25 élèves (de niveau M1-M2).

I.2.3 Activités d'enseignement hors établissement

Intervention dans le module « Véhicules Electriques » de l'ENSTA Bretagne pour des étudiants du cycle ingénieurs de niveau M1, depuis 2011-12

- cours sur les systèmes Energie/Propulsion navals avec analogies avec les chaînes propulsives automobiles électrifiées
- bureau d'étude sur la simulation dynamique d'un moteur électrique de traction automobile

I.3 Activités de recherche

I.3.1 Présentation thématique

Les machines électriques polyphasées sont des convertisseurs électromécaniques où l'induit comporte plus de trois circuits électriques indépendants et magnétiquement non alignés. La distribution de bobinage d'induit est généralement réalisée de sorte à obtenir des axes magnétiques de phase régulièrement réparties sur la périphérie (c'est-à-dire présentant un déphasage spatial de $360/p/N$ si p est le nombre de paires de pôles et N le nombre de phases). En référence aux structures triphasées standards ($N = 3$), une solution polyphasée est réputée améliorer le fractionnement de puissance (réduction du calibre des interrupteurs statiques d'alimentation), la qualité du couple (réduction des ondulations) et l'aptitude à opérer en régime de défauts (perte d'un circuit de phase par exemple). L'extension de la plage de vitesse de rotation par effet de commutation électronique de pôles est moins documentée et plus exploratoire. Les machines polyphasées considérées sont supposées connectées à une source électrique par un onduleur de tension piloté.

Aujourd'hui, sur un réseau de puissance finie ou infinie, l'essentiel de l'énergie électrique transite par des convertisseurs statiques. Par exemple, sur un réseau de navire, plus de 80% de la puissance électrique est délivrée au travers de convertisseurs statiques. La solution triphasée ne peut donc plus se justifier par la nécessité de la connexion électrique directe avec un réseau électrique triphasé. L'augmentation du nombre de phases de la machine apparaît donc comme une option de conception, bénéficiant potentiellement des avantages pré-cités.

Les travaux de recherche sur les machines polyphasées sont en fait initiés lors de la thèse de doctorat intitulée « Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multimachine » et soutenue en 2006 [THD]. Les outils mentionnés sont essentiellement un algorithme d'analyse systématique des bobinages polyphasés équilibrés distribués dans des encoches régulièrement réparties [RI-3] et un code analytique de calcul de champ en deux dimensions dans le plan cylindrique. L'approche multi-machine consiste à représenter la machine polyphasée par un ensemble de machines fictives diphasées et monophasées. Cette représentation est obtenue par transformée de Concordia généralisée ou de Park généralisée des grandeurs de phase. Si la saillance est faible et la saturation négligée, ces machines fictives sont magnétiquement découplées et caractérisées par une inductance cy-

clique et une famille d'harmoniques électriques (ou de temps) particuliers. Par exemple, une machine 5-phase est équivalente à trois machines fictives :

- la machine principale $\{\alpha_1, \beta_1\}$ ou $\{d_1, q_1\}$ de polarité p , sensible aux harmoniques électriques $\{1, 4, 6, 9, 11, \dots\}$
- la machine secondaire $\{\alpha_3, \beta_3\}$ ou $\{d_3, q_3\}$ de polarité $3p$, sensible aux harmoniques électriques $\{2, 3, 7, 8, 12, \dots\}$
- la machine homopolaire $\{h_0\}$, sensible aux harmoniques électriques $\{0, 5, 10, \dots\}$

La commande multi-machine consiste à injecter des harmoniques de courant pour augmenter la valeur moyenne du couple. Ainsi la commande multi-machine *Maximum Torque Per Ampere* (MTPA) répartit, à courant efficace donné, la production du couple entre les différentes machines fictives (ou plans de Park) proportionnellement aux carrés de leurs tensions fondamentales à vide. En pratique, en régime établi, les courants de Park de référence sont constants : les composantes d'axe d sont nulles et les composantes d'axe q dépendent du couple assigné.

Depuis 2011, les recherches menées visent à confirmer les améliorations potentielles apportées par la structure polyphasée. Le mémoire scientifique à suivre vise à détailler cette progression. Applicables aux machines synchrones et asynchrones, des travaux de modélisation du bobinage pour caractériser *a priori* les ondes de champ tournant en fonction de l'alimentation sont effectués : le chapitre II du mémoire scientifique reporte ces développements. Cette modélisation est notamment utilisée pour développer des codes de calcul analytique dans un objectif d'analyse, d'évaluation de concept et de conception préliminaire : le chapitre III illustre l'ensemble de ces points. Plus généralement, comme exposé dans le chapitre IV, cette représentation générale du bobinage permet d'étudier l'amélioration de la qualité du couple (à la fois par la conception et la commande) et l'extension de la caractéristique couple-vitesse (par commutation électronique de pôles). Des travaux visant à quantifier la fiabilité du convertisseur électromécanique polyphasé sont également conduits.

I.3.2 Encadrements

I.3.2.1 Thèses de doctorat

- Thèse de Zhibin ZHOU [ThS-1]
 - Financement : Brest Métropole Océane
 - Direction : M.E.H. Benbouzid (Université de Bretagne Occidentale, Brest)
 - Encadrants : F. Scuiller (33%), J.F. Charpentier (33%), M.E.H. Benbouzid (33%)
 - Laboratoire : Institut de Recherche de l'Ecole Navale
 - Titre : Modeling and power control of a marine current turbine system with energy storage devices
 - Date de début : 15 mars 2011
 - Soutenu le 17 octobre 2014
 - Publications en rapport : [RI-4, RI-5, RI-8, RI-13, CI-10, CI-11, CI-13, CI-14, CI-18, CN-4, CN-6, Ouv-1]
 - Situation de Zhibin ZHOU en janvier 2021 : enseignant-chercheur, Institut Supérieur de l'Electronique et du Numérique (ISEN)
- Thèse de Sofiane DJEBARRI [ThS-2]
 - Financement : Marine Nationale

- Direction : M.E.H. Benbouzid (Université de Bretagne Occidentale, Brest)
- Encadrants : J.F. Charpentier (33%), F. Scuiller (33%), M.E.H. Benbouzid (33%)
- Laboratoire : Institut de Recherche de l’Ecole Navale
- Titre : Contribution à la modélisation et à la conception optimale de génératrices à aimants permanents pour hydrolienne.
- Date de début : 1er octobre 2010
- Date de soutenance : 6 mars 2015
- Publications en rapport : [RI-6, RI-9, CI-8, CI-15, CI-14, CI-19, CN-3]
- Situation de Sofiane DJEBARRI en janvier 2021 : ingénieur, groupe THALES
- Thèse d’Hussein ZAHR [ThS-3]
 - Financement : Arts et Métiers ParisTech
 - Direction : E. Semail (ENSAM, centre de Lille)
 - Encadrants : E. Semail (55%), F. Scuiller (45%)
 - Laboratoires : Institut de Recherche de l’Ecole Navale / Laboratoire d’Electrotechnique et d’Electronique de Puissance de Lille
 - Titre : Machine pentaphasée à double polarité pour électrification du domaine des transports par effet boîte de vitesse électromagnétique
 - Date de début : 1er octobre 2013
 - Date de soutenance : 12 décembre 2016
 - Publications en rapport : [RI-10, RI-11, RI-14, CI-17, CI-22, CI-23, CN-5]
 - Situation d’Hussein ZAHR en janvier 2021 : ingénieur de recherche, VEDECOM
- Thèse de Christophe OLM I [ThS-4]
 - Financement : Marine Nationale
 - Direction : J.F. Charpentier (Ecole Navale, Brest)
 - Encadrants : F. Scuiller (60%), J.F. Charpentier (40%)
 - Laboratoire : Institut de Recherche de l’Ecole Navale
 - Titre : Contribution à l’évaluation de la fiabilité des chaînes polyphasées de conversion électromécanique d’énergie
 - Date de début : 1er octobre 2014
 - Date de soutenance : 3 mai 2019
 - Publications en rapport : [RI-12, CI-20, CI-27, CN-7]
 - Situation de Christophe OLM I en janvier 2021 : responsable sûreté, CLEMESSY (groupe EIFFAGE)
- Thèse d’Eulalie FLEUROT [ThS-5]
 - Financement : Marine Nationale
 - Direction : J.F. Charpentier (Ecole Navale, Brest)
 - Encadrants : J.F. Charpentier (50%), F. Scuiller (50%)
 - Laboratoire : Institut de Recherche de l’Ecole Navale
 - Titre : Etude de machines électriques à structures non conventionnelles destinées à la propulsion navale et aux énergies marines
 - Date de début : 1er octobre 2016
 - Date de soutenance : 11 décembre 2020
 - Publications en rapport : [CI-30, CI-29, CN-9]
 - Situation d’Eulalie FLEUROT en janvier 2021 : chargée d’Enseignement et de Recherche, Ecole Navale
- Thèse d’Abdelhak MEKAHLIA [ThS-6]

- Financement : Institut VEDECOM, Versailles
- Direction : E. Semail (ENSAM, centre de Lille)
- Encadrants : E. Semail (50%), F. Sculler (50%)
- Laboratoires : Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille / Institut de Recherche de l'Ecole Navale
- Titre (provisoire) : Contribution à la conception de machines asynchrones à cage multipolarité à effet boîte de vitesse continue pour application automobile
- Date de début : 1er octobre 2017
- Date de soutenance : 16 décembre 2020
- Publications en rapport : [RI-16, CI-26, CI-31, CI-37]
- Situation d'Abdelhak MEKAHLIA en janvier 2021 : en recherche d'emploi

- [ThS-1] Zhibin ZHOU. « Modeling and power control of a marine current turbine system with energy storage devices ». Thèse de doct. Brest, France : Université de Bretagne Occidentale, 2014. URL : <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01091407>.
- [ThS-2] Sofiane DJEBARRI. « Contribution à la modélisation et à la conception optimale de génératrices à aimants permanents pour hydrolienne ». Thèse de doct. Brest, France : Université de Bretagne Occidentale, 2015. URL : <http://www.theses.fr/2015BRES0012>.
- [ThS-3] Hussein ZAHR. « Machine Pentaphasée A Double Polarité Pour Electrification Du Domaine Des Transports Par Effet Boite De Vitesse Electromagnétique ». Theses. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, déc. 2016. URL : <https://pastel.archives-ouvertes.fr/tel-01881288>.
- [ThS-4] Christophe OLMI. « Contribution à l'évaluation de la fiabilité des chaines polyphasées de conversion électromécanique d'énergie ». Thèse de doct. Paris, France : Ecole Doctorale ED432, Arts et Métiers ParisTech, 2019. URL : <https://pastel.archives-ouvertes.fr/tel-02193573>.
- [ThS-5] Eulalie FLEUROT. « Etude de machines à structures non conventionnelles destinées à la propulsion navale et aux énergies marines ». Thèse de doct. Brest, France : Université de Bretagne Occidentale, 2020.
- [ThS-6] Abdelhak MEKAHLIA. « Contribution à la Conception de Machines Asynchrones à Cage Multipolarité à Effet Boîte de Vitesse Continue pour Application Automobile ». Thèse de doctorat dirigée par Semail, Eric et Sculler, Franck, Génie électrique (AM) Paris, HESAM 2020. Thèse de doct. 2020. URL : <http://www.theses.fr/2020HESAE061>.

I.3.2.2 Projets de fin d'études niveau Master 2

- Master de Sreekanth TIPPANA [MaS-1]
 - Financement : DNCS India

- Encadrants : G. Lebret (33%), M. Ait-Ahmed (33%), F. Scuiller (33%)
- Laboratoire : Institut de Recherche en Communications et Cybernétique de Nantes
- Titre : Modélisation de moteurs diesels : d'un modèle physique à un modèle de commande
- Date de début : 1er mars 2011
- Soutenu le 2 septembre 2011

- Master d'Atti LARY [MaS-2]
 - Financement : Marine Nationale
 - Encadrant : F. Scuiller (100%)
 - Laboratoire : Institut de Recherche de l'Ecole Navale
 - Titre : Modélisation dynamique d'un propulseur naval motorisé électriquement
 - Date de début : 29 février 2016
 - Soutenu le 1er septembre 2016

- Master de Katib OUAZENE [MaS-3]
 - Financement : Marine Nationale
 - Encadrant : F. Scuiller (100%)
 - Laboratoire : Institut de Recherche de l'Ecole Navale
 - Titre : Modélisation d'une machine asynchrone à grand nombre de phases pour la propulsion navale
 - Date de début : 3 avril 2017
 - Soutenu le 15 septembre 2017

- Master de Khaled KHEZZANE [MaS-4]
 - Financement : Marine Nationale
 - Encadrants : F. Scuiller (60%), F. Becker (40%)
 - Laboratoire : Institut de Recherche de l'Ecole Navale
 - Titre : Modélisation et caractérisation expérimentale d'une machine synchrone polyphasée
 - Date de début : 12 mars 2018
 - Soutenu le 13 septembre 2018

- Projet de fin d'étude cycle ingénieur de Florent MARTIN [MaS-5]
 - Financement : Marine Nationale
 - Encadrant : F. Scuiller (100%)
 - Laboratoire : Institut de Recherche de l'Ecole Navale
 - Titre : Caractérisation analytique d'une machine polyphasée à rotor massif
 - Date de début : 26 août 2019
 - Soutenu le 16 décembre 2019

[MaS-1] Sreekanth TIPPANA. « Modélisation de moteurs diesels : d'un modèle physique à un modèle de commande ». Mém. de mast. France : Institut de Recherche en Communications et Cybernétique de Nantes, 2011.

[MaS-2] Lary ATTI. « Modélisation dynamique d'un propulseur naval motorisé électriquement ». Mém. de mast. Brest, France : Institut de Recherche de l'Ecole Navale, 2016.

- [MaS-3] Katib OUAZENE. « Modélisation d'une machine asynchrone à grand nombre de phases pour la propulsion navale ». Mém. de mast. Brest, France : Institut de Recherche de l'Ecole Navale, 2017.
- [MaS-4] Khaled KHEZZANE. « Modélisation et caractérisation expérimentale d'une machine synchrone polyphasée ». Mém. de mast. Brest, France : Institut de Recherche de l'Ecole Navale, 2018.
- [MaS-5] Florent MARTIN. « Caractérisation d'une machine polyphasée à rotor massif ». Mém. de mast. Brest, France : Institut de Recherche de l'Ecole Navale, 2019.

I.3.3 Participation à la vie de la recherche

I.3.3.1 Membre de jury de thèse (hors thèses encadrées)

- Examineur de la thèse de Pedro Neiva Kvieska
« Contribution à la commande des réseaux électriques embarqués par des techniques à Gains Programmés », soutenu le 20 mai 2010 à Nantes
Dirigé par M. Malabre (IRCCyN, Nantes), encadré par G. Lebret (IRCCyN, Nantes) et M. Ait-Ahmed (IREENA, Saint Nazaire)
URL : <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00490109/document>

I.3.3.2 Relecture d'articles scientifiques

Revue	11-14	15-18	19-20	Total
IET Electric Power Applications	1	5	9	15
IEEE Transactions on Energy Conversion	3	8	3	14
IEEE Transactions on Industrial Electronics	0	7	3	10
IET Electrical Systems in Transportation	4	1	0	5
IEEE Transactions on Magnetics	1	1	1	3
European Journal of Electrical Engineering	0	1	0	1
IEEE Transactions on Transportation Electrification	0	1	0	1
MDPI Energies	0	1	0	1
Elsevier Mechanical Systems and Signal Processing	1	0	0	1
IEEE Transactions on Power Systems	1	0	0	1
IEEE Transactions on Sustainable Energy	1	0	0	1
TOTAUX	12	25	16	53

I.3.3.3 Contribution au déroulement de conférences

- Relecture d'articles pour les conférences suivantes
 - International Electrical Machines and Drives Conference (IEMDC) 2019, 2017 et 2013
 - International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2020 et 2018
 - IEEE Industrial Electronics Society (IECON) 2020, 2019 et 2017
 - IEEE Vehicular Power and Propulsion Conference (VPPC) 2017 et 2016
 - International Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics (ISEM) 2017

- Chairman de sessions orales
 - IEEE Industrial Electronics Society annual conference (IECON), 2015
Session « Utilisation of Additional Degrees of Freedom in Multiphase Drives »
 - International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2018
Session « PM Machine Drives »
 - International Electric Machines and Drives Conference (IEDMC), 2019
Session « Multiphase Induction Motor Drives »
Session « Multiphase Machine Analysis and Design »

I.3.3.4 Collaborations académiques internationales

Deux séjours en tant que « professeur invité » à la Shanghai Maritime University (SMU), en Chine :

- 14/10/2016 - 23/10/2016
 - Cycle de cours pour étudiants Master 2ème année, « Systèmes Energie-Propulsion navals embarqués. Enjeux de l'intégration d'une propulsion électrique. »
 - Présentation d'une conférence intitulée « Stratégie de contrôle d'une machine pentaphasée pour réduire les couples pulsatoires. » [CI-21]
- 29/11/2018 - 07/12/2018
 - Cycle de cours pour étudiants Doctorat 1ère année, « Modélisation dynamique du système propulsif naval. Cas particulier de la motorisation électrique. »
 - Présentation d'une conférence intitulée « Conception d'une machine synchrone à aimants à double polarité. » [CI-24]

I.3.3.5 Activités contractuelles en lien avec l'industrie

- Expertise scientifique pour la société DCNS (Naval Group) en 2013
Rédaction d'un rapport de prescription de conception de réseaux alternatifs générés par onduleurs autonomes
- Projet FEDER (Conseil Régional de Bretagne) « ULISS.EMR »

Type	Contrat FEDER
Partenaires industriels	ENTECH / SABELLA / BLUE SOLUTIONS
Partenaire académique	Ecole Navale
Début	02/06/2017
Durée	24 mois
Montant laboratoire	175k€(contrat post-doctoral + frais)
Statut	Participant
Publications en rapport	[CI-32, CI-34, CI-35]

Impliquant deux enseignants-chercheurs titulaires de l'Ecole Navale (J.F. Charpentier et F. Scuiller), ce projet permet à l'Institut de Recherche de l'Ecole Navale de financer un contrat post-doctoral sur 24 mois et des frais de déplacement pour des conférences. L'objectif est d'étudier la stabilité de réseaux électriques intégrant une part significative de production intermittente. L'énergie renouvelable considérée est le courant de marée, converti et transféré au réseau par des génératrices hydroliennes. Plusieurs objectifs sont déclinés :

- sélectionner les technologies lissant les fluctuations de puissance (transitoires induits par la houle par exemple) dont les supercondensateurs,
- dimensionner physiquement le système de stockage court-terme (ce qui implique la caractérisation des perturbations),
- évaluer fonctionnellement le système génératrice, stockeur par simulation dynamique (ce qui nécessite la définition de stratégie de répartition).

C'est sur ce dernier point que l'IRENAV intervient plus particulièrement. La dernière tâche vise à tester expérimentalement le système de stockage et sa stratégie de régulation. Les connaissances acquises à DCNS (2008-2011) en modélisation de réseaux de puissance finie sont ici utilisées [CN-2, CI-6, CI-7, CI-9].

- Contrat de collaboration AMVALOR (ENSAM) / Institut VEDECOM

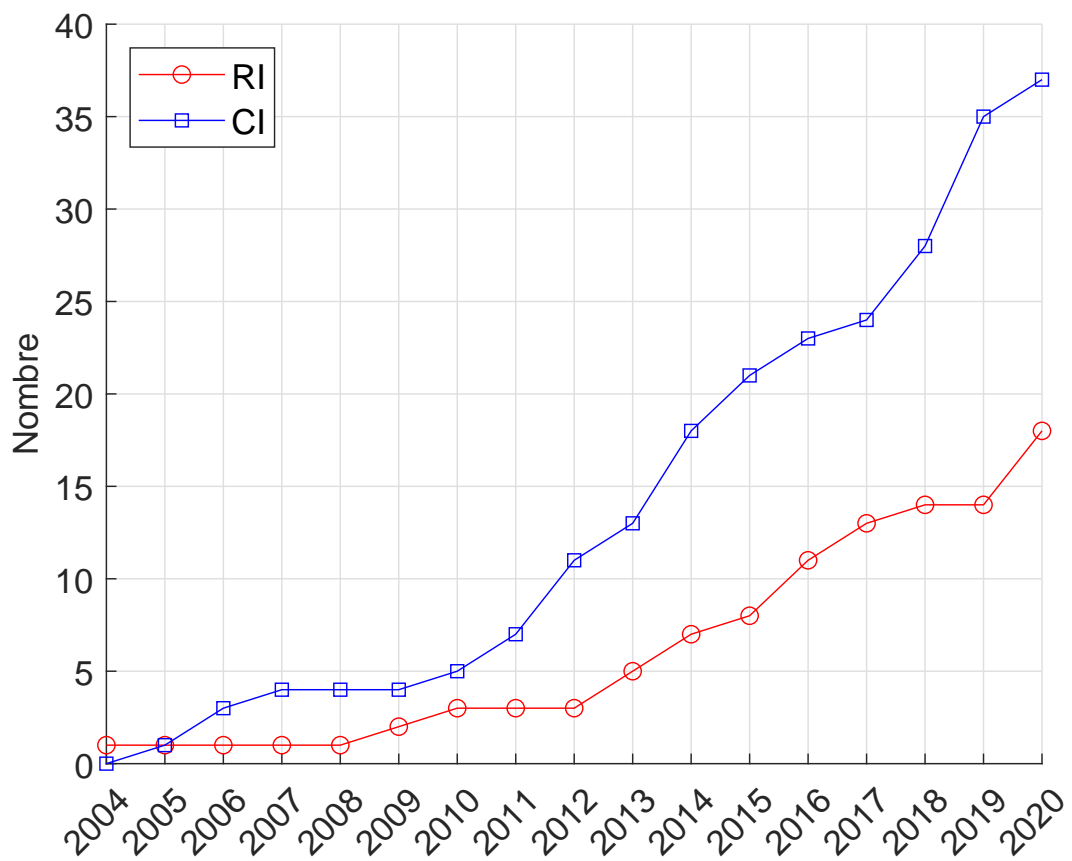
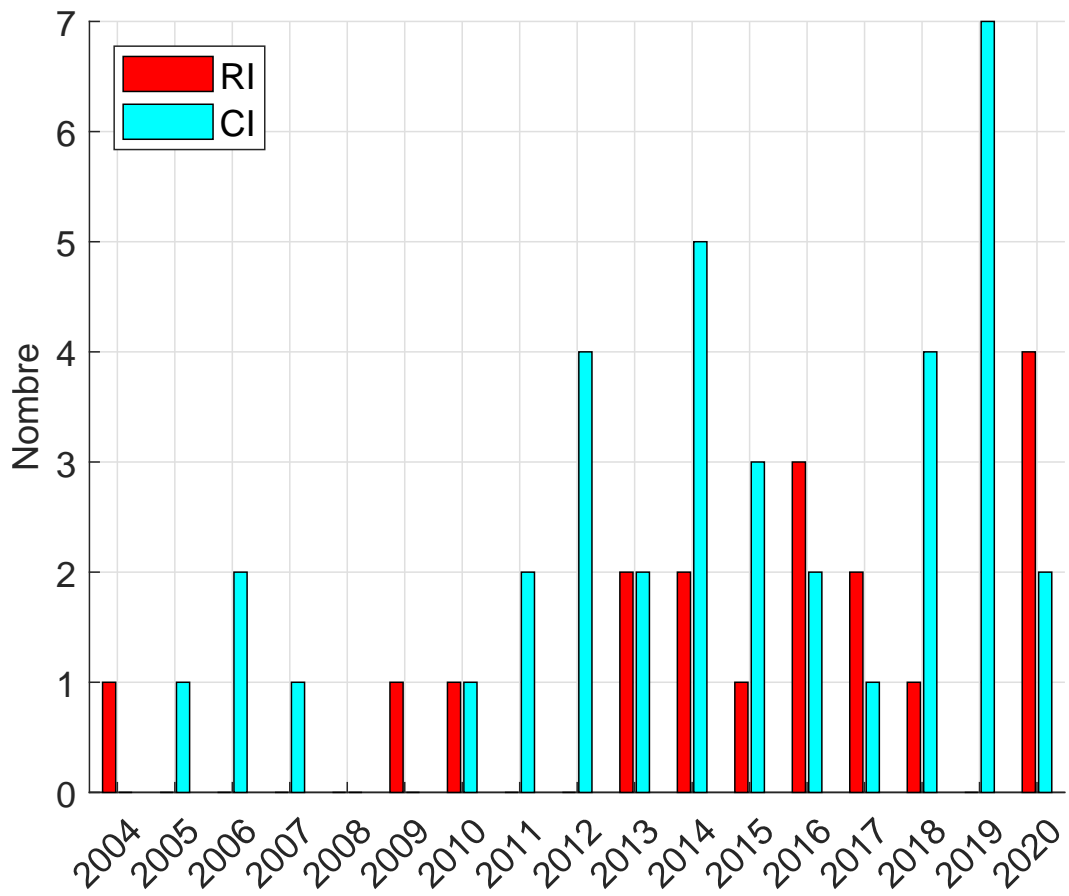
Type	Contrat de collaboration de Recherche
Partenaires industriels	VEDECOM
Partenaire académique	AMVALOR (ENSAM)
Durée	36 mois
Début	01/10/2017
Montant laboratoire	15k€/ an
Statut	Participant
Publications en rapport	[RI-16, CI-26, CI-31, CI-37]

Un contrat de collaboration de recherche et d'encadrement est conclu entre AMVALOR (ENSAM) et l'Institut VEDECOM à Versailles. D'une durée initiale de 36 mois, ce contrat est rattaché à la thèse d'Abdelhak Mekahlia [ThS-6], débuté le 1er octobre 2017, financé par VEDECOM et portant sur la « Conception de drives polyphasés avec machine à induction ». Les universitaires de l'ENSAM, nommés dans le contrat, chargés de l'encadrement sont MM. Eric Semail et Franck Sculler. Ce contrat permet aux laboratoires ENSAM (via AMVALOR) de percevoir 15k€ annuels et de bénéficier d'une machine expérimentale à l'issue (sous réserve de travaux de thèse suffisamment avancés).

I.4 Publications

I.4.1 Analyse quantitative

- 18 publications en Revues Internationales (dont 7 en premier auteur) : [RI-1, RI-2, RI-3, RI-4, RI-5, RI-6, RI-7, RI-8, RI-9, RI-10, RI-11, RI-12, RI-13, RI-14, RI-15, RI-16, RI-17, RI-18]
- 37 publications en Conférence Internationales : [CI-1, CI-2, CI-3, CI-4, CI-5, CI-6, CI-7, CI-8, CI-9, CI-10, CI-11, CI-12, CI-13, CI-14, CI-15, CI-16, CI-17, CI-18, CI-19, CI-20, CI-21, CI-22, CI-23, CI-24, CI-25, CI-26, CI-27, CI-28, CI-29, CI-30, CI-31, CI-32, CI-33, CI-34, CI-35, CI-36, CI-37]
- 9 publications en Conférences Nationales : [CN-1, CN-2, CN-3, CN-4, CN-5, CN-6, CN-7, CN-8, CN-9]



I.4.2 Liste détaillée

Revues Internationales (RI)

- [RI-1] Franck SCUILLER, Eric SEMAIL, Jean-Frédéric CHARPENTIER et Stéphane CLÉNET. « Comparison of conventional and unconventional 5-phase PM motor structures for naval applications ». In : *IASME Transactions Issue 2 1* (2004), p. 365-370.
- [RI-2] Franck SCUILLER, Eric SEMAIL, Jean-Frédéric CHARPENTIER et Paul LETELLIER. « Multi-criteria based design approach of multiphase permanent magnet low speed synchronous machines ». In : *IET Electric Power Applications* 3.2 (2009), p. 102-110. URL : https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-epa_20080003.
- [RI-3] Franck SCUILLER, Eric SEMAIL et Jean-Frédéric CHARPENTIER. « General modeling of the windings for multi-phase ac machines. Application for the analytical estimation of the mutual stator inductances for smooth air gap machines ». In : *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* 50.3 (2010), p. 1-15. URL : <http://www.epjap.org/articles/epjap/pdf/2010/06/ap09444.pdf>.
- [RI-4] Z. ZHOU, F. SCUILLER, J. F. CHARPENTIER, M. E. H. BENBOUZID et T. TANG. « Power Smoothing Control in a Grid-Connected Marine Current Turbine System for Compensating Swell Effect ». In : *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 4.3 (2013), p. 816-826. ISSN : 1949-3029. DOI : [10.1109/TSTE.2013.2251918](https://doi.org/10.1109/TSTE.2013.2251918).
- [RI-5] Zhibin ZHOU, Mohamed BENBOUZID, Jean Frédéric CHARPENTIER, Franck SCUILLER et Tianhao TANG. « A review of energy storage technologies for marine current energy systems ». In : *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 18 (2013), p. 390 -400. ISSN : 1364-0321. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.rser.2012.10.006>. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032112005485>.
- [RI-6] Sofiane DJEBARRI, Mohamed BENBOUZID, Jean Frédéric CHARPENTIER et Franck SCUILLER. « A Comparative Study of Modular Axial Flux Podded Generators for Marine Current Turbines ». In : *International Review on Modelling and Simulations* 7.1 (fév. 2014), p. 30-34. URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01023485>.
- [RI-7] F. SCUILLER. « Magnet Shape Optimization to Reduce Pulsating Torque for a Five-Phase Permanent-Magnet Low-Speed Machine ». In : *Magnetics, IEEE Transactions on* 50.4 (2014), p. 1-9. ISSN : 0018-9464. DOI : [10.1109/TMAG.2013.2287855](https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2287855).

- [RI-8] Z. ZHOU, F. SCUILLER, J. F. CHARPENTIER, M. E. H. BENBOUZID et T. TANG. « Power Control of a Nonpitchable PMSG-Based Marine Current Turbine at Over-rated Current Speed With Flux-Weakening Strategy ». In : *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 40.3 (2015), p. 536-545. DOI : [10.1109/JOE.2014.2356936](https://doi.org/10.1109/JOE.2014.2356936).
- [RI-9] S. DJEBARRI, J. F. CHARPENTIER, F. SCUILLER et M. BENBOUZID. « Design and Performance Analysis of Double Stator Axial Flux PM Generator for Rim Driven Marine Current Turbines ». In : *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 41.1 (2016), p. 50-66. ISSN : 0364-9059. DOI : [10.1109/JOE.2015.2407691](https://doi.org/10.1109/JOE.2015.2407691).
- [RI-10] F. SCUILLER, H. ZAHR et E. SEMAIL. « Maximum Reachable Torque, Power and Speed for Five-Phase SPM Machine With Low Armature Reaction ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 31.3 (2016), p. 959-969. ISSN : 0885-8969. DOI : [10.1109/TEC.2016.2542581](https://doi.org/10.1109/TEC.2016.2542581).
- [RI-11] Hussein ZAHR, Jinlin GONG, Eric SEMAIL et Franck SCUILLER. « Comparison of Optimized Control Strategies of a High-Speed Traction Machine with Five Phases and Bi-Harmonic Electromotive Force ». In : *Energies* 9.12 (2016). ISSN : 1996-1073. DOI : [10.3390/en9120952](https://doi.org/10.3390/en9120952). URL : <http://www.mdpi.com/1996-1073/9/12/952>.
- [RI-12] Christophe OLMI, Franck SCUILLER et Jean-Frédéric CHARPENTIER. « Impact of a multi-star winding on the reliability of a permanent magnet generator for marine current turbine ». In : *International Journal of Marine Energy* 19 (2017), p. 319 -331. ISSN : 2214-1669. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.ijome.2017.09.006>. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214166917300747>.
- [RI-13] Zhibin ZHOU, Mohamed BENBOUZID, Jean-Frédéric CHARPENTIER, Franck SCUILLER et Tianhao TANG. « Developments in large marine current turbine technologies - a review ». In : *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 71 (2017), p. 852-858. ISSN : 1364-0321. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.12.113>. URL : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116311698>.
- [RI-14] J. GONG, H. ZAHR, E. SEMAIL, M. TRABELSI, B. ASLAN et F. SCUILLER. « Design Considerations of Five-Phase Machine with Double p/3p Polarity ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* (2018), p. 1-1. ISSN : 0885-8969. DOI : [10.1109/TEC.2018.2851287](https://doi.org/10.1109/TEC.2018.2851287).
- [RI-15] Sofiane DJEBARRI, Jean Frédéric CHARPENTIER, Franck SCUILLER et Mohamed BENBOUZID. « Design methodology of permanent magnet generators for fixed-pitch tidal turbines with overspeed power limitation strategy ». In : *Journal of Ocean Engineering and Science* 5.1 (2020), p. 73 -83. ISSN : 2468-0133. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.joes.2020.01.001>.

[//doi.org/10.1016/j.joes.2019.09.001](https://doi.org/10.1016/j.joes.2019.09.001). URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2468013319301664>.

- [RI-16] Abdelhak MEKAHLIA, Eric SEMAIL, Franck SCULLER et Hussein ZAHR. « Reduced-Order Model of Rotor Cage in Multiphase Induction Machines : Application on the Prediction of Torque Pulsations ». In : *Mathematical and Computational Applications* 25.1 (2020). ISSN : 2297-8747. DOI : [10.3390/mca25010011](https://doi.org/10.3390/mca25010011). URL : <https://www.mdpi.com/2297-8747/25/1/11>.
- [RI-17] F. SCULLER, F. BECKER, H. ZAHR et E. SEMAIL. « Design of a bi-harmonic 7-phase PM machine with tooth-concentrated winding ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* (2020), p. 1-1. ISSN : 1558-0059. DOI : [10.1109/TEC.2020.2982041](https://doi.org/10.1109/TEC.2020.2982041).
- [RI-18] Franck SCULLER. « General, compact and easy-to-compute winding factor formulation ». In : *IET Electric Power Applications* 14.8 (2020), p. 1430-1437. DOI : <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2019.0950>. eprint : <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1049/iet-epa.2019.0950>. URL : <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-epa.2019.0950>.

Conférences Internationales (CI)

- [CI-1] Franck SCULLER, Jean-Frédéric CHARPENTIER, Eric SEMAIL et Stéphane CLÉNET. « A multiphase surface mounted permanent magnet design to reduce Torque Ripples and Joule losses for naval applications ». In : *Proceedings of the All Electric Ship Symposium*. Versailles (France), 2005.
- [CI-2] F. SCULLER, J.F. CHARPENTIER, E. SEMAIL et S. CLÉNET. « A global design strategy for multiphase machine applied to the design of a 7-phase fractional slot concentrated winding PM machine ». In : *Proceedings of the ICEM'06 conference*. Sous la dir. de L. Chania, Greece, 2006.
- [CI-3] Franck SCULLER, Jean-Frédéric CHARPENTIER, Eric SEMAIL, Stéphane CLÉNET et Paul LETELLIER. « Study of unconventional winding configuration of multiphase permanent magnet synchronous machine to improve reliability and torque quality for pod propulsion application. » In : *Proceedings of the 2nd International Conference on Technological in podded propulsion, TPOD'2006*. Brest, France, 2006.
- [CI-4] Franck SCULLER, Jean-Frédéric CHARPENTIER, Eric SEMAIL et Stéphane CLÉNET. « Comparison of two 5-phase Permanent Magnet machine winding configurations. Application on naval propulsion specifications. » In : *Electric Machines Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*. T. 1. 2007, p. 34 -39. DOI : [10.1109/IEMDC.2007.383548](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2007.383548).

- [CI-5] F. SCUILLER, J. CHARPENTIER et E. SEMAIL. « Multi-star multi-phase winding for a high power naval propulsion machine with low ripple torques and high fault tolerant ability ». In : *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2010, p. 1-5. DOI : [10.1109/VPPC.2010.5729185](https://doi.org/10.1109/VPPC.2010.5729185).
- [CI-6] F. SCUILLER. « Simulation of an energy storage system to compensate pulsed loads on shipboard electric power system ». In : *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*. 2011, p. 396-401. DOI : [10.1109/ESTS.2011.5770904](https://doi.org/10.1109/ESTS.2011.5770904).
- [CI-7] F. SCUILLER, B. KERUEL et M. RICHARD. « Voltage deviation factor analysis and meaning for warship electric power system ». In : *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*. 2011, p. 434-438. DOI : [10.1109/ESTS.2011.5770911](https://doi.org/10.1109/ESTS.2011.5770911).
- [CI-8] S. DJEBARRI, J. F. CHARPENTIER, F. SCUILLER, M. BENBOUZID et S. GUEMARD. « Rough design of a Double-Stator Axial Flux Permanent Magnet generator for a rim-driven Marine Current Turbine ». In : *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2012, p. 1450-1455. DOI : [10.1109/ISIE.2012.6237305](https://doi.org/10.1109/ISIE.2012.6237305).
- [CI-9] F. SCUILLER. « Study of a supercapacitor Energy Storage System designed to reduce frequency modulation on shipboard electric power system ». In : *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2012, p. 4054-4059. DOI : [10.1109/IECON.2012.6388938](https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6388938).
- [CI-10] Z. ZHOU, M. BENBOUZID, J. F. CHARPENTIER, F. SCUILLER et T. TANG. « Energy storage technologies for smoothing power fluctuations in marine current turbines ». In : *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2012, p. 1425-1430. DOI : [10.1109/ISIE.2012.6237300](https://doi.org/10.1109/ISIE.2012.6237300).
- [CI-11] Z. ZHOU, F. SCUILLER, J. F. CHARPENTIER, M. BENBOUZID et T. TANG. « Grid-connected marine current generation system power smoothing control using supercapacitors ». In : *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2012, p. 4035-4040. DOI : [10.1109/IECON.2012.6389244](https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6389244).
- [CI-12] F. SCUILLER. « Study of a particular magnet shape for a five-phase surface-mounted PM machine ». In : *Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International*. 2013, p. 40-45. DOI : [10.1109/IEMDC.2013.6556126](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2013.6556126).
- [CI-13] Z. ZHOU, F. SCUILLER, J. F. CHARPENTIER, M. BENBOUZID et T. TANG. « Power limitation control for a PMSG-based marine current turbine at high tidal speed and strong sea state ». In : *2013 International Electric Machines Drives Conference*. 2013, p. 75-80. DOI : [10.1109/IEMDC.2013.6556195](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2013.6556195).

- [CI-14] S. DJEBARRI, J. F. CHARPENTIER, F. SCUILLER et M. BENBOUZID. « A systemic design methodology of PM generators for fixed-pitch marine current turbines ». In : *2014 First International Conference on Green Energy ICGE 2014*. 2014, p. 32-37. DOI : [10.1109/ICGE.2014.6835393](https://doi.org/10.1109/ICGE.2014.6835393).
- [CI-15] S. DJEBARRI, J. F. CHARPENTIER, F. SCUILLER et M. BENBOUZID. « Comparison of direct-drive PM generators for tidal turbines ». In : *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. 2014, p. 474-479. DOI : [10.1109/PEAC.2014.7037902](https://doi.org/10.1109/PEAC.2014.7037902).
- [CI-16] Franck SCUILLER et Eric SEMAIL. « Inductances and Back-emf Harmonics Influence on the Torque/Speed Characteristic of Five-Phase SPM Machine ». In : *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2014 IEEE*. 2014, p. 1-6. DOI : [10.1109/VPPC.2014.7007088](https://doi.org/10.1109/VPPC.2014.7007088).
- [CI-17] Hussein ZAHR, Eric SEMAIL et Franck SCUILLER. « Five-Phase Version of 12 slots / 8 poles Three-Phase Synchronous Machine for Marine-Propulsion ». In : *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2014 IEEE*. 2014, p. 1-6. DOI : [10.1109/VPPC.2014.7007073](https://doi.org/10.1109/VPPC.2014.7007073).
- [CI-18] Z. ZHOU, F. SCUILLER, J. F. CHARPENTIER, M. BENBOUZID et T. TANG. « An up-to-date review of large marine tidal current turbine technologies ». In : *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. 2014, p. 480-484. DOI : [10.1109/PEAC.2014.7037903](https://doi.org/10.1109/PEAC.2014.7037903).
- [CI-19] Sofiane DJEBARRI, Jean-Frédéric CHARPENTIER, Franck SCUILLER et Mohamed BENBOUZID. « Influence of Fixed-Pitch Tidal Turbine Hydrodynamic Characteristic on the Generator Design ». In : *11th European Wave and Tidal Energy Conference*. Nantes, France : EWTEC, sept. 2015, 8A2-2-1 8A2-2-10. URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01199471>.
- [CI-20] Christophe OLMY, Franck SCUILLER et Jean-Frederic CHARPENTIER. « Reliability assessment of an autonomous underwater vehicle propulsion by using electrical multi-phase drive ». In : *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*. 2015, p. 000965-000970. DOI : [10.1109/IECON.2015.7392224](https://doi.org/10.1109/IECON.2015.7392224).
- [CI-21] Franck SCUILLER. « Third harmonic current injection to reduce the pulsating torque of a five-phase SPM machine ». In : *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*. 2015, p. 000811-000816. DOI : [10.1109/IECON.2015.7392199](https://doi.org/10.1109/IECON.2015.7392199).

- [CI-22] H. ZAHR, F. SCUILLER et E. SEMAIL. « Five-phase SPM machine with electronic pole changing effect for marine propulsion ». In : *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*. 2016, p. 1-6. DOI : [10.1109/ESARS-ITEC.2016.7841348](https://doi.org/10.1109/ESARS-ITEC.2016.7841348).
- [CI-23] H. ZAHR, E. SEMAIL, B. ASLAN et F. SCUILLER. « Maximum Torque Per Ampere strategy for a biharmonic five-phase synchronous machine ». In : *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. 2016, p. 91-97. DOI : [10.1109/SPEEDAM.2016.7525869](https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2016.7525869).
- [CI-24] F. SCUILLER, H. ZAHR et E. SEMAIL. « A bi-harmonic five-phase SPM machine with low ripple torque for marine propulsion ». In : *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. 2017, p. 1-7. DOI : [10.1109/IEMDC.2017.8002259](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2017.8002259).
- [CI-25] J. F. CHARPENTIER et F. SCUILLER. « 3D Fast Calculation of Double Stator Axial Flux PM Machines with Ironless Rotor : Experimental Validation ». In : *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2018, p. 11-17. DOI : [10.1109/ICELMACH.2018.8507255](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8507255).
- [CI-26] A. MEKAHLIA, E. SEMAIL, F. SCUILLER, T. HAMITI et R. BENLAMINE. « Effect of Rotor Bar Number on Performance of Five-Phase Induction Machine for Traction ». In : *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2018, p. 185-190.
- [CI-27] Christophe OLMI, Franck SCUILLER et Jean-Frédéric CHARPENTIER. « Impact of Input Data Scattering on the Reliability Function of a Wind Turbine Power Electronic Converter ». In : *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. 2018, p. 1-6. DOI : [10.1109/PEAC.2018.8590627](https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590627).
- [CI-28] F. SCUILLER. « Design of a 7-Phase Surface-Mounted PM Machine with Tooth-Concentrated Winding ». In : *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2018, p. 2458-2464. DOI : [10.1109/ICELMACH.2018.8507205](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8507205).
- [CI-29] E. FLEUROT, J. CHARPENTIER et F. SCUILLER. « Electromagnetic study of segmented Permanent Magnet Synchronous Machines for Rim-Driven applications ». In : *2019 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF)*. 2019, p. 1-2. DOI : [10.1109/ISEF45929.2019.9096976](https://doi.org/10.1109/ISEF45929.2019.9096976).

- [CI-30] E. FLEUROT, F. SCULLER et J. F. CHARPENTIER. « An Analytical Approach to Estimate the Cogging Torque in Segmented stator Synchronous Permanent Magnet Machines with large angular gaps ». In : *2019 22nd International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG)*. 2019, p. 1-4. DOI : [10.1109/COMPUMAG45669.2019.9032823](https://doi.org/10.1109/COMPUMAG45669.2019.9032823).
- [CI-31] A. MEKAHLIA, E. SEMAIL, F. SCULLER et 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*. T. 1. 2019, p. 6217-6222. DOI : [10.1109/IECON.2019.8927108](https://doi.org/10.1109/IECON.2019.8927108).
- [CI-32] S. MOLINA, E. NICOLAS, M. TRABELSI, F. SCULLER, J. CHARPENTIER et C. FRANQUET. « A Real Scale Prototype to Smooth Short-Time Power Fluctuations of Marine Renewable Energy Sources -Uliss.EMR Project- ». In : *2019 Offshore Energy and Storage Summit (OSES)*. 2019, p. 1-6. DOI : [10.1109/OSES.2019.8867355](https://doi.org/10.1109/OSES.2019.8867355).
- [CI-33] F. SCULLER. « Predicting the Space Harmonics Generated by Symmetrical Multi-Phase Windings ». In : *2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*. 2019, p. 1348-1355. DOI : [10.1109/IEMDC.2019.8785165](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2019.8785165).
- [CI-34] M. TRABELSI, J. CHARPENTIER et F. SCULLER. « Power Smoothing in MCT System with Supercapacitor Based Energy Storage for Islanded Grid ». In : *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. T. 1. 2019, p. 7004-7009. DOI : [10.1109/IECON.2019.8927302](https://doi.org/10.1109/IECON.2019.8927302).
- [CI-35] M. TRABELSI, J. CHARPENTIER, F. SCULLER, C. FRANQUET et E. NICOLAS. « Energetic Macroscopic Representation and Inversion-Based Control of a Grid-Connected MCT Power Generation System with Super-Capacitor Based Energy Storage Unit in Ushant Island ». In : *2019 Offshore Energy and Storage Summit (OSES)*. 2019, p. 1-9. DOI : [10.1109/OSES.2019.8867324](https://doi.org/10.1109/OSES.2019.8867324).
- [CI-36] F. BECKER et F. SCULLER. « Fault-tolerant control of a 7-Phase Surface-mounted PM Machine with tooth-concentrated winding ». In : *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. 2020, p. 1044-1049. DOI : [10.1109/ICIT45562.2020.9067177](https://doi.org/10.1109/ICIT45562.2020.9067177).
- [CI-37] A. MEKAHLIA, E. SEMAIL, F. SCULLER et H. ZAHR. « Torque-Speed Characteristic Improvement in Nineteen-phase Induction Machine with Special Phase Connection ». In : *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. T. 1. 2020, p. 2159-2165. DOI : [10.1109/ICEM49940.2020.9271052](https://doi.org/10.1109/ICEM49940.2020.9271052).

Conférences Nationales (CN)

- [CN-1] Laurent DROUEN, Franck SCUILLER, Jean-Frédéric CHARPENTIER, Eric SEMAIL et Stéphane CLÉNET. « Modèle analytique de pré-dimensionnement de machines lentes à aimants de grand diamètre et à grand nombre de pôles ». In : *Electrotechnique du Futur 2007*. Toulouse, France, sept. 2007, p. 8.
- [CN-2] Franck SCUILLER. « Simulation d'un dispositif de compensation de charges impulsionnelles périodiques sur un réseau de navires ». In : *Electrotechnique du Futur 2009*. Compiègne, France, sept. 2009, p. 8.
- [CN-3] Sofiane DJEBARRI, Jean-Frédéric CHARPENTIER, Franck SCUILLER et Mohamed BENBOUZID. « Eléments comparatifs de plusieurs technologies de génératrices à aimants permanents a entraînement direct pour hydroliennes ». In : *Congrès SHF : "Energies Marines Renouvelables 2013"*. Brest, France : Société Hydrotechnique de France, 2013, p. 1-7. URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01081683>.
- [CN-4] Zhibin ZHOU, Franck SCUILLER, Jean-Frédéric CHARPENTIER et Mohamed BENBOUZID. « Lissage supercapacitif de la puissance produite par une hydrolienne connectée au réseau ». In : *Congrès SHF : "Energies Marines Renouvelables 2013"*. Brest, France : Société Hydrotechnique de France, 2013, p. 1-8. URL : <http://hdl.handle.net/10985/8830>.
- [CN-5] Hussein ZAHR, Franck SCUILLER et Eric SEMAIL. « Paramètres clés pour la conception d'une machine pentaphasée à aimants à double polarité ». In : *Symposium de Génie Électrique 2014*. Cachan, France, juill. 2014, p. 8. URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01064773>.
- [CN-6] Zhibin ZHOU, Franck SCUILLER, Jean-Frédéric CHARPENTIER et Mohamed BENBOUZID. « Intégration d'une batterie à circulation pour lisser la puissance quotidienne fournie par une hydrolienne sur un réseau îloté ». In : *Symposium de Génie Électrique 2014*. Cachan, France, juill. 2014. URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01065332>.
- [CN-7] Christophe OLMI, Franck SCUILLER et Jean-Frédéric CHARPENTIER. « Evaluation de la fiabilité de la propulsion électrique d'un véhicule autonome sous-marin intégrant un ensemble convertisseur statique/machine polyphasé ». In : *Symposium de Genie Electrique*. Grenoble, France, juin 2016. URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01361717>.
- [CN-8] Franck SCUILLER. « Génératrice Synchrones à Aimants multi-étoile pour améliorer le facteur de charge d'une hydrolienne ». In : *Symposium de Genie Electrique*. Grenoble, France, juin 2016. URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01361604>.

- [CN-9] Eulalie FLEUROT, Franck SCUILLER et Jean-Frédéric CHARPENTIER. « Estimation Analytique du champ d'entrefer pour les Machines Synchrones à Aimants Déposés sectorisés ». In : *Symposium de Génie Electrique*. Nancy, France, juill. 2018, p. 8.

Mémoires et ouvrages

- [DEA] Franck SCUILLER. « Diagnostic des actionneurs d'un véhicule sous-marin autonome par réseaux de neurones ». Mém. de mast. Groupe d'Etudes Sous-Marines de l'Atlantique, France : Laboratoire d'Automatique de Grenoble, 2001.
- [THD] Franck SCUILLER. « Développement d'outils de conception de Machines polyphasées à aimants utilisant l'Approche multimachine ». Thèse de doct. Ecole Doctorale de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2006. URL : <http://www.theses.fr/2006ENAM0052>.
- [Ouv-1] Z. ZHOU, M. E. H. BENBOUZID, J. F. CHARPENTIER et F. SCUILLER. « Hybrid Diesel/MCT/Battery Electricity Power Supply System for Power Management in Small Islanded Sites : Case Study for the Ouessant French Island ». In : *Smart Energy Grid Design for Island Countries : Challenges and Opportunities*. Sous la dir. de F.M. Rabiul ISLAM, Kabir Al MAMUN et Maung Than Oo AMANULLAH. Cham : Springer International Publishing, 2017, p. 415-445. ISBN : 978-3-319-50197-0. DOI : [10.1007/978-3-319-50197-0_13](https://doi.org/10.1007/978-3-319-50197-0_13). URL : https://doi.org/10.1007/978-3-319-50197-0_13.

Chapitre II

Modélisation des bobinages polyphasés symétriques

Sommaire

II.1 Application linéaire de distribution de bobinage	28
II.1.1 Propriétés des bobinages polyphasés symétriques	29
II.1.2 Construction de l'application linéaire de distribution de bobinage . . .	34
II.1.3 Base électrique réduite pour la synthèse	39
II.1.4 Bases de Fortescue pour l'analyse harmonique	44
II.2 Facteurs de bobinage par Transformée de Fourier Discrète	48
II.2.1 Facteur de bobinage	48
II.2.2 Caractérisation du bobinage par grandeurs spatiales continues	50
II.2.3 Approche de calcul par TFD	52
II.3 Prédiction des harmoniques d'espace	58
II.3.1 Calcul des familles d'harmoniques spatiaux	59
II.3.2 Analyse de ondes de densité linéique de courant et de FMM	65
II.3.3 Concept de machines fictives	71

L'augmentation du nombre de phases multiplie les possibilités de bobinage. Se pose alors le problème de la prédiction des performances de la distribution. En configuration triphasée, tout particulièrement si la distribution est fractionnaire, il n'est pas toujours évident de bien cerner le mécanisme de génération des harmoniques d'espace et d'évaluer *a priori* les facteurs de bobinage. En configuration polyphasée, la difficulté est encore plus forte. Il apparaît donc nécessaire de construire une modélisation générale du bobinage, simple à utiliser et à exploiter en termes de calcul des facteurs de bobinage et de génération des harmoniques d'espace. Tel est l'objectif du présent chapitre.

Pour les machines tournantes comportant un induit et un inducteur séparés par un entrefer, ce chapitre étudie les bobinages polyphasés satisfaisant les deux conditions suivantes. D'une part, le bobinage est distribué sur un nombre d'encoches régulièrement espacées sur la périphérie de l'entrefer. D'autre part, le bobinage est symétrique (ou régulier), c'est-à-dire que les bobinages de phase sont identiques et régulièrement espacés : formellement, la distribution de

bobinage forme un système polyphasé de la variable d'espace, c'est-à-dire de l'angle dans le repère attaché au circuit magnétique supportant le bobinage. Implicitement, dans ce chapitre, c'est le bobinage induit, supposé positionné au stator, qui est considéré (la situation inverse, bobinage induit au rotor ne modifie en rien les résultats ici mis en évidence).

L'objectif est de caractériser les performances du bobinage en termes de facteurs de bobinage et de générations d'harmoniques d'espace selon l'alimentation en courant. Si temporellement variable, l'alimentation en courant engendre des ondes de force magnétomotrice et de densité linéique de courant. Il à noter que le calcul de ces deux grandeurs ne nécessite pas de considérer le couplage magnétique entre l'induit et l'inducteur (en d'autres termes, ne dépend pas de l'entrefer). Par contre, le calcul de l'induction magnétique le nécessiterait. Ainsi, en termes d'estimation de la densité linéique de courant et de la force magnétomotrice, les résultats ici mis en évidence s'appliquent à toutes machines tournantes équipées de bobinages polyphasés réguliers distribués sur des encoches régulièrement espacées.

La première partie définit et analyse l'application linéaire de distribution de bobinage. En particulier, une lecture de ses propriétés harmoniques est obtenue par utilisation des bases de Fortescue : les caractéristiques spatiales du bobinage (facteurs de bobinage et harmoniques d'espace) sont ainsi révélées. Sans utilisation de l'application linéaire de distribution, la seconde partie a pour objectif de prouver que le facteur de bobinage peut généralement s'exprimer comme la Transformée de Fourier Discrète d'un vecteur représentant la distribution des conducteurs dans les encoches. L'expression finale du facteur de bobinage est générale, concise et donc très simple à implémenter, ce qui doit constituer une contribution par rapport aux méthodes usuelles de calcul du facteur du bobinage, assez compliquées à mettre en œuvre [RI-18]. La troisième partie développe une approche de prédiction des harmoniques d'espace, basée sur la notion de séquences d'alimentation et un principe de recouvrement spectral [CI-33]. Pratiquement, elle permet de spécifier avec davantage de connaissances sur la distribution de bobinage les familles d'harmoniques spatiaux pré-calculées lors de l'analyse de la distribution par les bases de Fortescue. Cette dernière partie évalue également les conditions permettant de décomposer une machine polyphasée en une série de machines fictives [1], en rattachant celles-ci à une notion de bobinages virtuels et de groupes d'harmoniques d'espace.

II.1 Application linéaire de distribution de bobinage

La première section établit les propriétés particulières des bobinages polyphasés symétriques (ou réguliers) distribués sur un nombre d'encoches régulièrement espacées. Définie dans la deuxième section, l'application linéaire de distribution est un moyen de condenser toute l'information contenue dans le bobinage à l'aide d'espaces vectoriels et donc d'écritures matricielles. Il est alors possible de révéler certaines propriétés du bobinage en modifiant les bases d'expression de l'application linéaire de distribution. Ainsi, dans la troisième section, le changement de base d'expression explicite permet une démarche de synthèse de la distribution polyphasée. Enfin, dans la dernière section, l'introduction des bases de Fortescue autorise une analyse harmonique des propriétés du bobinage, ouvrant vers les notions d'harmoniques d'espace et de facteurs de bobinage.

II.1.1 Propriétés des bobinages polyphasés symétriques

Cette section précise le type de bobinages polyphasés considéré dans ce mémoire et en extrait les propriétés arithmétiques de base : la classification des bobinages selon la fraction du nombre d'encoches par pôle et par phase est introduite ; les nombres réduits d'encoches et de paires sont définis ; la notion d'harmoniques d'espace est abordée ; la méthode de synthèse dite *Star of Slots* (SOS) est résumée et le bobinage de base est finalement défini.

II.1.1.1 Classification

Le bobinage N -phasé désigne un ensemble de N groupes électriquement indépendants, chaque groupe étant constitué d'un ensemble de bobines électriquement connectées. Le bobinage N -phasé est équilibré si :

- les bobinages de phase sont identiques,
- les axes magnétiques de phase sont régulièrement espacés sur la périphérie de la machine.

Pour ce type de bobinage, le terme anglo-saxon utilisé est *symmetrical winding*, ici traduit par bobinage symétrique. Le bobinage est normalement parcouru par des courants polyphasés générant une onde de champ tournant comprenant l'harmonique d'espace p où p désigne alors le nombre de paires de pôles du bobinage.

Le nombre de phases considéré peut être impair ou pair. Il peut être noté qu'un bobinage symétrique à nombre de phases pair fonctionne normalement avec les phases en opposition diamétrale qui sont parcourus par des courants opposés : elles sont donc virtuellement électriquement couplées en anti-série. Cela mène parfois à distinguer le nombre de phases internes de la machine (lié au nombre d'axes magnétiques) du nombre de phases externes (lié au nombre minimal de bornes d'alimentation de la machine) [2, THD]. Ainsi, une machine à nombre de phases N pair peut être alimentée avec $N/2$ entrées.

Les bobinages ici considérés sont à N phases équilibrées et distribuées sur Q encoches régulièrement espacées. L'usage est alors de caractériser ces bobinages symétriques par le nombre d'encoches par pôle et par phase s_{pp} :

$$s_{pp} = \frac{Q}{2pN} \quad (\text{II.1})$$

Pour catégoriser les bobinages, le nombre fractionnaire s_{pp} est réduit à son plus petit numérateur z et à son plus dénominateur y [3] :

$$s_{pp} = \frac{z}{y} \quad (\text{II.2})$$

Les bobinages sont alors classés selon la valeur du dénominateur y :

- si $y = 1$, le bobinage est dit entier (*integral-slot*, *IS*)
- si $y \in 2\mathbb{N}^* + 1$, le bobinage est dit fractionnaire de grade 1 (*first-grade fractional-slot*, *FS-1*)
- si $y \in 2\mathbb{N}^*$, le bobinage est dit fractionnaire de grade 2 (*second-grade fractional-slot*, *FS-2*).

Quelle que soit la catégorie, le bobinage peut être mono-couche, double-couche voire multi-couche [4]. Le bobinage est dit distribué si les conducteurs allers (ou retours) sont distribués sur deux ou plus de deux encoches consécutives. Sinon le bobinage est qualifié de concentré.

II.1.1.2 Nombres réduits d'encoches et de paires de pôles

Comme précisé, un bobinage N -phasé à p paires de pôles peut être considéré comme une distribution des conducteurs de phase dans les Q encoches (régulièrement espacées) de sorte que, si les courants de phase sont sinusoïdaux (avec un déphasage de $2\pi/N$ de phase à phase), alors l'onde de force magnétomotrice générée contient une composante spatiale d'angle d'onde égale à deux pas polaires (c'est-à-dire $2\pi/p$ radians). Ainsi, les conducteurs d'une encoche donnée perçoivent la même valeur de l'onde d'ordre p de FMM après que celle-ci ait parcouru p' paires de pôles ou, de façon équivalente, après que celle-ci ait parcouru Q' pas d'encoche. p' et Q' correspondent respectivement au nombre réduit de paires de pôles et au nombre réduit d'encoches [3].

Par exemple, dans le bobinage entier (IS), déterminer ces nombres réduits est simple : p' est égal à 1 et Q' est égal à Q/p . Par contre, dans le cas général d'un bobinage fractionnaire, p' et Q' sont calculés en introduisant G , le plus grand commun diviseur entre p et Q :

$$G = \text{gcd}(Q, p) \quad (\text{II.3})$$

Les nombres réduits de paires de pôles et d'encoches peuvent donc s'exprimer en fonction de G :

$$(Q', p') = \left(\frac{Q}{G}, \frac{p}{G} \right) \quad (\text{II.4})$$

Nom	N	p	Q	G	z/y	Type	Couche	Distribution
12-2-3	3	1	12	1	2/1	IS	Simple	AAccBBaaCCbb
12-10-3	3	5	12	1	2/5	FS-1	Double	ABbcaAabBCAa bBCCaCABbcCca
30-8-3	3	4	30	2	5/4	FS-2	Simple	AAcBaaCbAcBBaCbbAcBaCCbAccBaCb
20-4-5	5	2	20	2	1/1	IS	Simple	AdBeCaDbEcAdBeCaDbEc
20-6-5	5	3	20	1	2/3	FS-1	Double	bcABCabEAdBCabcABeaD EcdBeaDEcdeCDbEadeCD
20-8-5	5	4	20	2	1/2	FS-2	Double	ABCDaABCDaABCDaABCDa bcdeEbcdeEbcdeEbcdeE
14-4-7	7	2	14	2	1/2	FS-2	Double	ABCDEFaABCDEFa bcdefgGbcdefgG
25-22-5	5	11	25	1	5/22	FS-2	Double	AaACcBbBDAacCEBbdaAacebBb dacCEebdDdCceEeDdDACEeEBD

TABLE II.1 — Distributions de bobinage considérées dans ce chapitre

Le tableau II.1 donne les propriétés utiles des distributions de bobinage polyphasées considérées dans ce chapitre. La dernière colonne du tableau décrit la distribution de bobinage selon la nomenclature suivante :

- une ligne par couche, chaque comportant Q lettres pour Q encoches
- pour une ligne donnée, le $q^{\text{ème}}$ caractère indique pour la $q^{\text{ème}}$ encoche la phase présente avec une lettre capitale pour des conducteurs allers et une lettre minuscule pour des conducteurs retours.

Les propriétés respectives de ces bobinages sont discutées ultérieurement. Les bobinages triphasés choisis sont classiques (dans la mesure où ils sont décrits dans la littérature [3, 5]) et faciliteront l'illustration de propriétés introduites dans la suite. Il peut être noté que les quatre bobinages encadrés équipent des machines expérimentales (localisées à l'Institut de Recherche de l'École Navale pour 20-6-5 [THD, RI-3] et 14-4-7 [CI-28, RI-17, CI-36] et au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille pour 20-4-5 [6, THD, 7] et 20-8-5 [ThS-3, RI-11, RI-14]). La distribution 5-phase FS-2 double-couche 25-22-5 est brevetée [8].

II.1.1.3 Harmoniques d'espace

Dans le cas général, l'angle d'onde fondamental (c'est-à-dire d'ordre le plus bas) de la FMM est plus grand que $2\pi/p$. Pratiquement, l'angle d'onde fondamental est égal à $2\pi/G$ radians (soit onde d'ordre G) pour la plupart des distributions de bobinage, l'exception concernant les bobinages fractionnaires de grade 2 (FS-2) monocouche pour lesquels l'angle d'onde fondamental est égal à $2 \times 2\pi/G$ (soit onde d'ordre $G/2$, G étant paire dans ce cas).

Par exemple, la figure II.1 montre, à un instant donné, l'onde de FMM résultant de l'alimentation polyphasée du bobinage pentaphasé entier (IS) 20-4-5 décrit dans le tableau II.1. Les ondes sinusoïdales élémentaires d'ordre les plus bas sont représentées : comme $G = p$ pour un bobinage entier, l'ordre le plus faible est bien égal au nombre de paires de pôles. De même, la figure II.2 présente la FMM pour le bobinage 25-22-5 pentaphasé fractionnaire

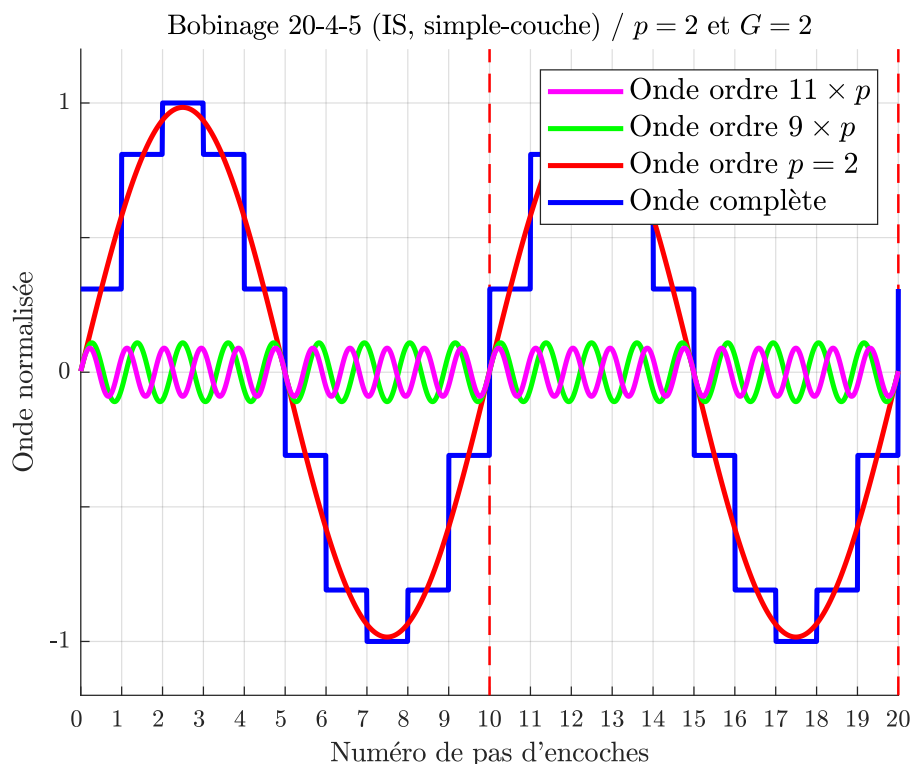


FIGURE II.1 — Onde de FMM pour la distribution 20-8-5 (s_{pp} entier) alimentée par des courants polyphasés sinusoïdaux

de grade 2 (FS-2), double-couche, également décrit dans le tableau II.1. Dans ce cas, comme $G = 1$ est inférieur à $p = 11$, l'onde de FMM présente une onde fondamentale d'ordre 1,

c'est-à-dire un sous-harmonique d'espace.

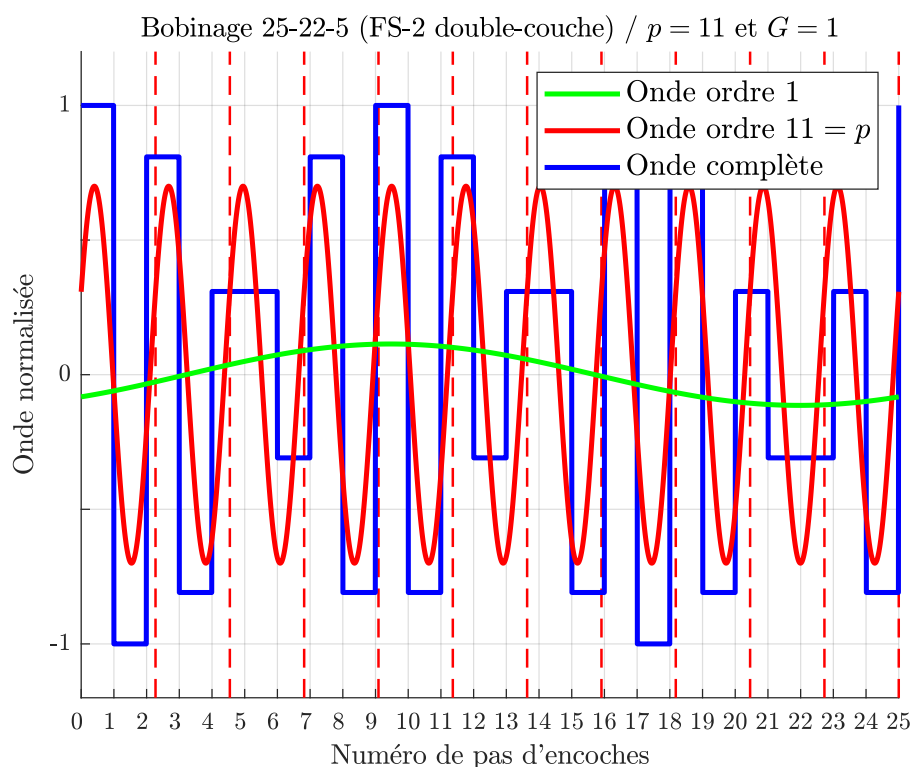


FIGURE II.2 — Onde de FMM pour la distribution 25-22-5 (fractionnaire, grade 2, double couche) alimentée par des courants polyphasés sinusoïdaux

Il peut être conclu que l'angle d'onde fondamentale est effectivement égal à deux pas polaires si G est égal au nombre de paires de pôles p . Plus généralement, en considérant les relations (II.1) et (II.3), la propriété générale suivante peut être montrée :

$$G = p \Leftrightarrow 2s_{pp} \in \mathbb{N} \quad (\text{II.5})$$

Concrètement, la propriété (II.5) est vérifiée pour tous les bobinages d'ordre entier (IS) ($y = 1$ dans (II.2)) et pour tous les bobinages fractionnaires de grade 1 (FS-1) vérifiant $y = 2$ dans (II.2). Il peut être noté que cela concerne les bobinages 20-8-5 et 14-4-7 décrits dans le tableau II.1. Finalement, si la propriété (II.5) n'est pas vérifiée, alors le bobinage génère des sous-harmoniques d'espace, c'est-à-dire des ondes d'ordre inférieur à la polarité de travail de la machine. La prédiction des harmoniques d'espace pour une distribution de bobinage polyphasée quelconque est examinée dans la partie II.3 du présent chapitre.

II.1.1.4 Synthèse de la distribution par la méthode *Star of slots*

L'approche dite *Star of Slots* (SOS) est une méthode d'analyse et de synthèse des distributions de bobinages polyphasés équilibrés [9]. Le principe est de ré-ordonner les encoches de sorte que la distribution de bobinage soit décrite en fonction de l'angle électrique : cette description s'effectue alors dans le plan complexe dit électrique. Dans ce plan complexe, une encoche est représentée par un phaseur et deux encoches mécaniquement adjacentes sont repré-

sentées par deux phaseurs angulairement décalés de $p2\pi/Q$. Cette ré-organisation des encoches révèle la distribution du bobinage à l'harmonique d'espace p et facilite la synthèse et l'analyse des performances du bobinage.

La méthode SOS utilise les nombres réduits de paires de pôles p' et d'encoches Q' , suffisants pour représenter la périodicité spatiale de la distribution du bobinage. Le bobinage à N phases est donc distribué sur Q' phaseurs et un nombre égal d'encoches par phase est nécessaire pour intégrer un bobinage équilibré (même distribution pour chaque phase, mais décalée spatialement). Ceci signifie que Q'/N doit être entier :

$$\frac{Q'}{N} = \frac{Q}{GN} \in \mathbb{N} \quad (\text{II.6})$$

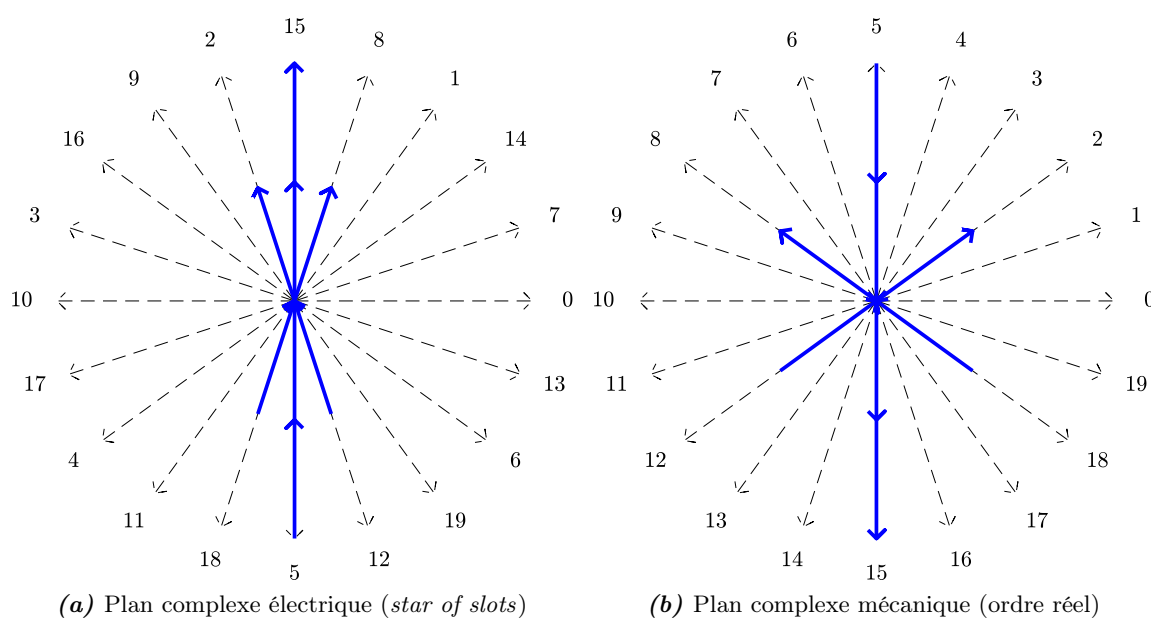


FIGURE II.3 — Distribution de bobinage de la phase 'A' la distribution 20-6-5 (fractionnaire grade 1, double-couche)

La figure II.3a illustre l'utilisation de la méthode SOS pour la distribution 20-6-5 introduite dans le tableau II.1 : les vecteurs bleus sont les phaseurs utilisés par la distribution de la phase 'A'. En particulier, la figure II.3b montre la distribution de bobinage dans le plan complexe mécanique, distribution se déduisant directement de la lecture de la distribution explicitée dans le tableau II.1 (avec 'A' pour aller et 'a' pour retour). Il peut être noté que ce bobinage est du type fractionnaire grade 1 (FS-1, $z/y = 2/3$) avec génération possible de sous-harmoniques d'espace (puisque $G = 1 < p = 3$).

Dans la suite de ce mémoire, la méthode SOS est à la base de l'approche de synthèse détaillée dans la section II.1.3.

II.1.1.5 Bobinage de base

Le bobinage de base (dont la distribution correspond à l'allocation des conducteurs de phase dans les encoches) est généralement défini pour le nombre réduit d'encoches Q' . Il

existe néanmoins une exception qui concerne les bobinages fractionnaires de grade 2 (FS-2) simple couche : pour ces distributions, le bobinage effectif est défini pour $2Q'$ encoches. Dans la suite, le nombre d'encoches nécessaires à la définition du bobinage de base est noté Q^+ . Le bobinage de base constitue l'élément de base du bobinage complet. Pratiquement, les bobinages de base peuvent être connectés en série ou en parallèle.

II.1.2 Construction de l'application linéaire de distribution de bobinage

Notamment introduite dans [THD, RI-3], l'application linéaire de distribution de bobinage exprime la distribution des conducteurs de phase dans les encoches. Sa construction repose sur les coefficients de distribution de conducteurs, définis dans la première sous-section. Dans la deuxième sous-section, l'application linéaire de distribution de bobinage est formellement définie à l'aide d'espaces vectoriels : elle peut alors être décrite par la matrice de distribution de bobinage. Enfin, la dernière sous-section définit l'indice de circularité décrivant la propriété suivante : pour un bobinage polyphasé symétrique (ou régulier), la connaissance de la distribution de bobinage d'une phase (qui implique donc la connaissance du nombre de phases et du nombre d'encoches) et de la polarité est équivalent à connaître la totalité de la distribution.

II.1.2.1 Coefficient de distribution de conducteurs

Le coefficient de distribution de conducteur pour l'encoche numéro q et la phase numéro n , noté $d_{n,q}$, indique pour l'encoche numéro q la proportion de conducteurs appartenant au bobinage de phase n , les conducteurs allers étant comptés positivement et les conducteurs retours négativement. Ainsi le coefficient $d_{n,q}$ est toujours compris entre 1 (tous les conducteurs de l'encoche constituent un aller pour la phase n) et -1 (tous les conducteurs de l'encoche constituent un retour pour la phase n). L'ensemble des coefficients $d_{n,q}$ code l'intégralité de la distribution du bobinage de la machine. Cependant, les coefficients de distribution ne précisent pas comment les têtes de bobine sont réalisées.

En première approche, les indices d'encoche q et phase n sont des entiers naturels, compris entre 0 et $Q - 1$. Dans la suite, pour alléger les notations, les indices d'encoche et de phase sont étendus à l'ensemble de entiers relatifs selon la relation suivante :

$$\forall(n, q) \in \mathbb{Z}^2 \quad d_{n,q} = d_{\text{mod}(n,N), \text{mod}(q,Q)} \quad (\text{II.7})$$

La relation (II.7) traduit l'effet de périodicité de la distribution du bobinage résultant de la géométrie circulaire de la machine tournante.

La figure II.4 représente les coefficients de distribution pour le bobinage entier triphasé 12-2-3. Elle permet notamment de montrer le caractère distribué de ce bobinage : pour une phase, les conducteurs allers sont distribués dans deux encoches consécutives.

La figure II.5 illustre la distribution du bobinage 30-8-3, fractionnaire de grade 2 (FS-2) simple couche. Elle montre que ce bobinage peut être considéré comme la mise en série de trois bobines concentrées et d'une bobine distribuée. Selon la définition, cette distribution reste néanmoins distribuée (existence de conducteurs allers distribués sur deux encoches ou plus). De façon remarquable, comme mentionné dans la sous-section II.1.1.5, ce bobinage fractionnaire de grade 2 FS-2 mono-couche possède un nombre d'encoches de base $Q^+ = 30$ égal au double du nombre d'encoches réduit $Q' = 15$. Sur ce point, la figure II.5 montre clairement que la distribution ne se répète pas toutes les $Q' = 15$ encoches.

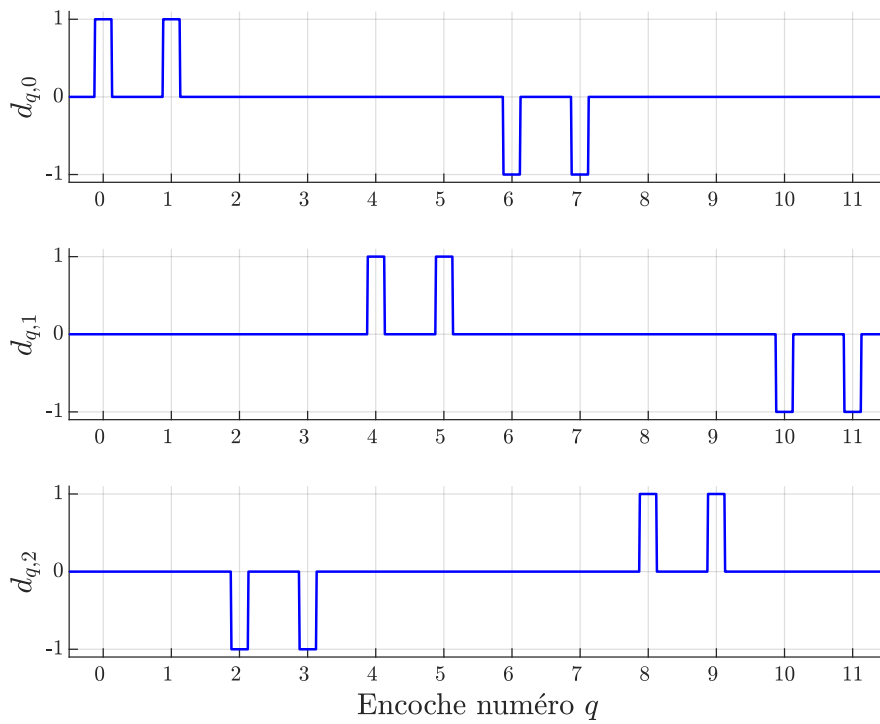


FIGURE II.4 — Coefficients de distribution pour le bobinage 12-2-3 (IS, simple couche)

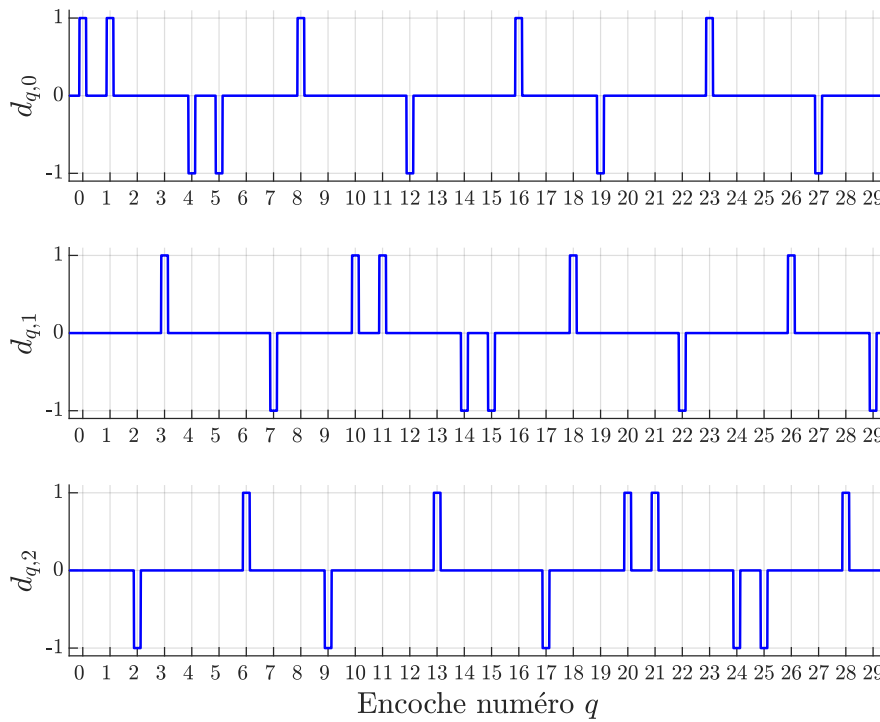


FIGURE II.5 — Coefficients de distribution pour le bobinage 30-8-3 (FS-2, simple couche)

II.1.2.2 Matrice de distribution de bobinage

L'ensemble des $N \times Q$ coefficients $d_{n,q}$ code l'opération des distribution des conducteurs de phase dans les encoches. Cette opération peut être représentée par une application linéaire \mathcal{D} depuis un espace vectoriel \mathcal{E}^Q de dimension égale au nombre d'encoches Q vers un espace vectoriel \mathcal{E}^N de dimension égale au nombre de phases N :

$$\mathcal{D} : \begin{array}{ccc} \mathcal{E}^Q & \longrightarrow & \mathcal{E}^N \\ \overrightarrow{x^Q} & \longmapsto & \overrightarrow{y^N} = \mathcal{D}(\overrightarrow{x^Q}) \end{array} \quad (\text{II.8})$$

Les espaces vectoriels \mathcal{E}^Q et \mathcal{E}^N sont munis des bases naturelles \mathbf{B}^Q et \mathbf{B}^N respectivement :

$$\mathbf{B}^Q = \left\{ \overrightarrow{b_0^Q} \dots \overrightarrow{b_q^Q} \dots \overrightarrow{b_{Q-1}^Q} \right\} \quad (\text{II.9})$$

$$\mathbf{B}^N = \left\{ \overrightarrow{b_0^N} \dots \overrightarrow{b_n^N} \dots \overrightarrow{b_{N-1}^N} \right\} \quad (\text{II.10})$$

La matrice de distribution $[D]$ (à N lignes et Q colonnes) exprime l'application linéaire \mathcal{D} dans les base naturelles :

$$[D] = \text{mat}(\mathcal{D}, \mathbf{B}^N, \mathbf{B}^Q) = (d_{n,q})_{(n,q) \in [0..N-1] \times [0..Q-1]} \quad (\text{II.11})$$

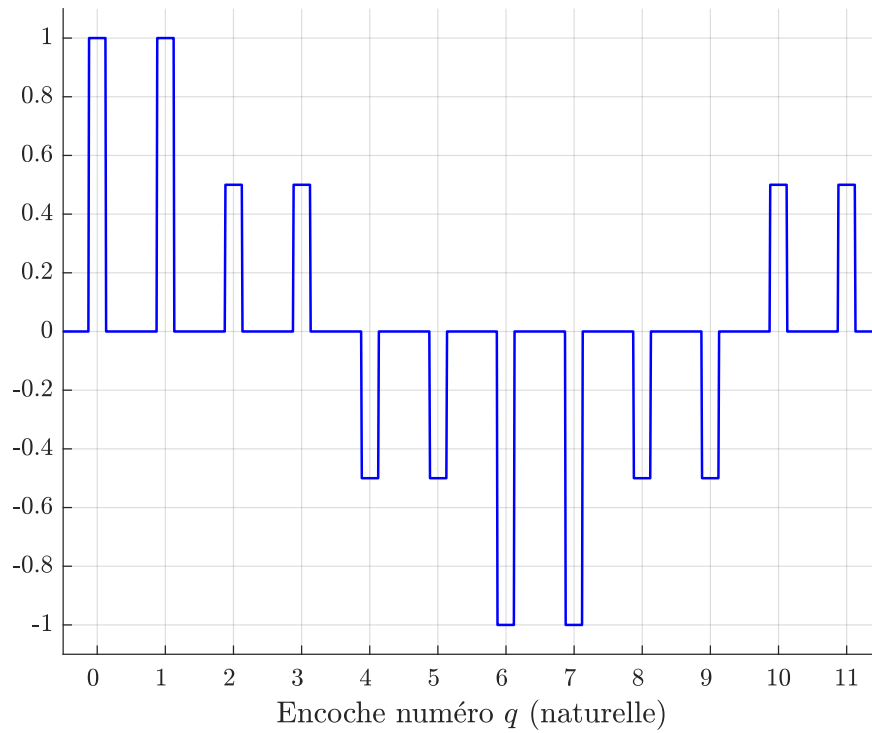
La transposée de $[D]$ décrit l'application réciproque notée \mathcal{D}^{-1} (par commodité, l'application \mathcal{D} n'étant pas inversible) :

$$[D]^T = \text{mat}(\mathcal{D}^{-1}, \mathbf{B}^Q, \mathbf{B}^N) = (d_{q,n})_{(q,n) \in [0..Q-1] \times [0..N-1]} \quad (\text{II.12})$$

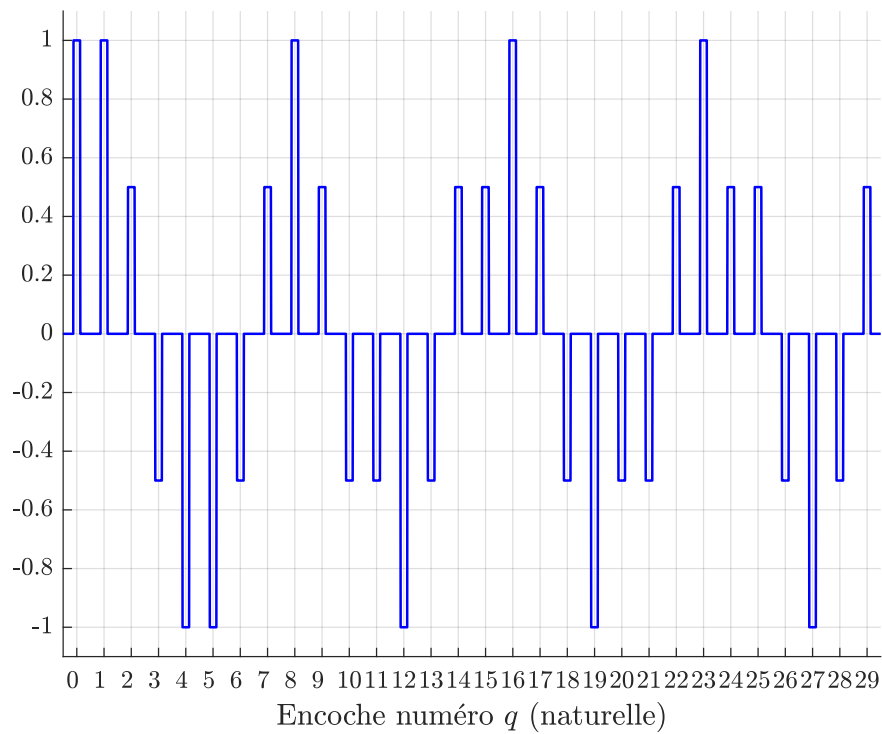
Les colonnes de la matrice $[D]^T$ définissent les vecteurs de distribution du bobinage :

$$[D]^T = \left(\overrightarrow{d_0^Q} \dots \overrightarrow{d_n^Q} \dots \overrightarrow{d_{N-1}^Q} \right) \quad \text{avec} \quad \overrightarrow{d_n^Q} = \sum_{q=0}^{Q-1} d_{n,q} \overrightarrow{b_q^Q} \quad (\text{II.13})$$

Concrètement, l'application linéaire \mathcal{D} contient les propriétés du bobinage polyphasé (comme l'équilibre des phases et la polarité). Ainsi, si $\overrightarrow{y^N}$ est un vecteur représentant le courant polyphasé, alors le vecteur $\overrightarrow{x^Q} = \mathcal{D}^{-1}(\overrightarrow{y^N})$ représente la densité linéique de courant : si le courant est polyphasé sinusoïdal, alors la densité linéique doit comporter l'harmonique spatial de rang p (p désignant le nombre de paires de pôles de la machine). La figure II.6 illustre cet aspect pour les distribution 12-2-3 (IS, cf. figure II.6a) et 30-8-3 (FS-2 simple couche, cf. figure II.6b) : les composantes du vecteur $\overrightarrow{x^Q} = \mathcal{D}^{-1}(\overrightarrow{y^N})$ sont reportées si la composante n du vecteur $\overrightarrow{y^N}$ est $\cos(n\frac{2\pi}{N})$. La polarité de la distribution du bobinage est ainsi révélée.



(a) Distribution 12-2-3



(b) Distribution 30-8-3

FIGURE II.6 — Représentation des composantes du vecteur $\mathcal{D}^{-1} \left(\vec{y}^N \right)$ si \vec{y}^N est triphasé sinusoïdal

II.1.2.3 Indice de circularité

Une distribution de bobinage symétrique associe N bobinages de phase identiques mais régulièrement spatialement décalés. Ce décalage angulaire entre deux distributions de phases consécutives peut être exprimé en nombre de pas d'encoche. Ce nombre entier relatif est appelé indice de circularité [THD, RI-3], noté i_c . Formellement, l'indice de circularité permet d'exprimer les coefficients de distribution de la phase n en fonction de ceux de la phase $n - 1$:

$$d_{n,q} = d_{n-1,q-i_c} \quad (\text{II.14})$$

Par utilisation récurrente de (II.14), conformément à la définition de la régularité de la distribution, connaître la distribution d'une phase (la phase 0) et de l'indice de circularité équivaut à connaître l'intégralité de la distribution :

$$d_{n,q} = d_{0,q-ni_c} \quad (\text{II.15})$$

Cet indice de circularité dépend du type de bobinage. Il peut être évalué considérant le fait qu'il exprime le décalage mécanique angulaire entre deux phases consécutives en nombre de pas d'encoche. Si le bobinage est à p paires de pôles, l'indice de circularité vérifie la propriété suivante :

$$pi_c \frac{2\pi}{Q} = \frac{2\pi}{N} (2\pi) \implies i_c \in \pm 2s_{pp} (1 + \mathbb{Z}N) \cap \mathbb{Z} \quad (\text{II.16})$$

De plus, la périodicité mécanique de la distribution en $2\pi/(Q/Q^+)$ ajoute une contrainte sur le domaine d'appartenance de i_c :

$$Ni_c \frac{2\pi}{Q} = \frac{2\pi}{Q} Q^+ (2\pi) \implies i_c \in \mathbb{Z} \frac{Q^+}{N} \quad (\text{II.17})$$

Finalement, l'indice de circularité est un nombre entier implicitement défini par les relations (II.16) et (II.17) :

$$i_c \in \pm (2s_{pp} (1 + \mathbb{Z}N)) \cap \left(\mathbb{Z} \frac{Q^+}{N} \right) \quad (\text{II.18})$$

Dans le cas particulier (mais fréquent en pratique) d'une distribution à nombre entier d'encoches par phase et paire de pôles (soit $2s_{pp} \in \mathbb{N}$, ce qui implique $Q/Q^+ = Q/Q' = G = p$, soit $Q^+/N = 2s_{pp}$), i_c peut être explicité :

$$2s_{pp} \in \mathbb{N} \implies i_c = \pm 2s_{pp} \quad (\text{II.19})$$

De même, dans le cas fréquent d'une distribution triphasée ($N = 3$), l'indice de circularité est beaucoup plus simple à estimer : il est égal à $\pm Q/3$ quel que soit le type de bobinage. Par contre, si la distribution est polyphasée ($N > 3$) fractionnaire, l'expression (II.18) n'est généralement pas simplifiable. Par exemple, pour le bobinage 20-6-5 ($s_{pp} = 2/3$, $N = 5$ et $Q^+ = 20$), selon (II.18), l'indice de circularité est $i_c = 8$ (sens positif) ou $i_c = 12$ (sens négatif).

II.1.3 Base électrique réduite pour la synthèse

L'application linéaire \mathcal{D} est initialement décrite par son effet sur les bases naturelles des espaces vectoriels \mathcal{E}^N et \mathcal{E}^Q qui sont de dimensions égales au nombre de phases et au nombre d'encoches respectivement. Dans une démarche de synthèse, comme cela est mis en évidence dans la sous-section II.1.1.4 introduisant la méthode *Star of Slots*, la distribution est à considérer sur un nombre réduit d'encoches, ce qui implique la construction de la base naturelle réduite. Il est alors possible de définir une nouvelle base, appelée base électrique réduite, réordonnant la distribution par rapport à la polarité de travail. La distribution apparaît alors indexée sur l'angle électrique, ce qui permet d'évaluer les flux embrassés pour la polarité de travail. Le concept peut se généraliser avec la transformation électrique harmonique, donnant une image du bobinage pour une polarité quelconque.

II.1.3.1 Construction de la base naturelle réduite

D'après les remarques émises dans la sous-section II.1.1.2, la distribution peut être représentée par G groupes d'encoches magnétiquement équivalentes. Par conséquent, la synthèse d'une distribution de bobinage polyphasé peut être effectuée en considérant le nombre réduit d'encoches Q' (ou éventuellement $2Q'$ dans le cas d'un bobinage FS-2 mono-couche). Ainsi, il est utile d'introduire un nouvel espace vectoriel de dimension réduite à Q' , noté $\mathcal{E}^{Q'}$. Sa base naturelle $\mathbf{B}^{Q'}$ est définie depuis la base naturelle \mathbf{B}^Q :

$$\mathbf{B}^{Q'} = \left\{ \overrightarrow{b_0^{Q'}} \dots \overrightarrow{b_q^{Q'}} \dots \overrightarrow{b_{Q'-1}^{Q'}} \right\} \quad (\text{II.20})$$

La matrice de passage de la base $\mathbf{B}^{Q'}$ to \mathbf{B}^Q (de dimension $Q' \times Q$) s'exprime de la façon suivante :

$$[P_{\mathbf{B}^{Q'} \rightarrow \mathbf{B}^Q}] = \left[[I_{Q'}] \quad \underbrace{[0_{Q'}] \dots [0_{Q'}]}_{\times(G-1)} \right] \quad (\text{II.21})$$

Il est alors naturel de chercher à décrire l'application linéaire \mathcal{D} dans la base réduite $\mathcal{E}^{Q'}$, notamment lors de la phase d'exploration des bobinages par le concepteur. Ceci est possible pour les bobinages exhibant une périodicité de distribution égale à Q' encoches (c'est-à-dire tous les bobinages, à l'exception des FS-2 mono-couche). Dans ce cas, la matrice de distribution réduite $[D']$ est définie depuis la matrice de distribution $[D]$:

$$Q^+ = Q' \implies [D'] = [D] [P_{\mathbf{B}^{Q'} \rightarrow \mathbf{B}^Q}]^T \quad (\text{II.22})$$

Pour un bobinage FS-2 monocouche, $Q^+ = 2Q'$ encoches sont à considérer pour caractériser intégralement la distribution (ceci peut être observé sur la figure II.5 représentant la distribution 30-8-3 où $Q^+ = 30$ définit la périodicité de la distribution alors que $Q' = 15$). Dans ce cas, la matrice de distribution réduite se définit comme suit :

$$Q^+ = 2Q' \implies [D']^T = \left[[I_{Q^+}] \quad \underbrace{[0_{Q^+}] \dots [0_{Q^+}]}_{\times(G/2-1)} \right]^T [D]^T \quad (\text{II.23})$$

II.1.3.2 Base électrique réduite

Concevoir le bobinage implique de distribuer les conducteurs de phase dans les Q' encoches de sorte que la force magnétomotrice résultante contienne l'harmonique spatial d'ordre p . Classiquement, cette composante est recherchée aussi grande que possible. Pour ce faire, pour une phase donnée, les conducteurs allers et retours doivent être distribués de sorte à constituer des bobines d'épanouissement polaire : cette opération est réalisée en ré-ordonnant préalablement les Q' encoches selon la polarité électrique ciblée p' . La méthode SOS (introduite en dans la sous-section II.1.1.4) permet de réaliser cette allocation (dans le plan complexe électrique). Ce nouveau classement des encoches en référence à la polarité p' est formalisé en munissant l'espace vectoriel $\mathcal{E}^{Q'}$ d'une nouvelle base $\mathbf{Z}^{Q'}$, appelée base électrique réduite :

$$\mathbf{Z}^{Q'} = \left\{ \overrightarrow{z_0^{Q'}} \dots \overrightarrow{z_q^{Q'}} \dots \overrightarrow{z_{Q'-1}^{Q'}} \right\} \quad (\text{II.24})$$

Les vecteurs de la base électrique $\mathbf{Z}^{Q'}$ se déduisent des vecteurs de la base naturelle $\mathbf{B}^{Q'}$ selon la relation suivante :

$$\overrightarrow{b_q^{Q'}} = \overrightarrow{z_{\text{mod}(p'q, Q')}} \quad (\text{II.25})$$

La relation (II.25) signifie que l'encoche numérotée q dans la base naturelle (c'est-à-dire selon la numérotation mécanique) est numérotée $\text{mod}(p'q, Q')$ dans la base électrique réduite. Par exemple, l'encoche numéro 1 est numérotée p' (en position numéro p') dans la base électrique réduite. Concrètement, la base électrique réduite formalise le classement des phaseurs d'encoche dans le plan complexe électrique correspondant à la mise en oeuvre de la méthode SOS [9]. En résumé, la distribution dans la base naturelle est indexée sur l'angle mécanique alors que la distribution dans la base électrique réduite est indexée sur l'angle électrique.

La lecture particulière de la distribution du bobinage définie par la base électrique réduite s'effectue par calcul matriciel. La matrice de transfert (carrée de dimension Q'), notée $[Z]$, depuis la base électrique réduite $\mathbf{Z}^{Q'}$ vers la base naturelle réduite $\mathbf{B}^{Q'}$ équivaut la relation (II.25) :

$$[Z] = (z_{q,r})_{(q,r) \in [0..Q'-1]^2} \quad \text{avec} \quad z_{q,r} = \begin{cases} 1 & \text{si } q = \text{mod}(p'r, Q') \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

La matrice $[Z]$ est appelée matrice de transformation électrique fondamentale : elle code le classement des encoches en fonction de l'angle électrique. Cette matrice est orthonormale, ce qui implique que son inverse est sa transposée :

$$[Z]^{-1} = [Z]^T = [P_{\mathbf{B}^{Q'} \rightarrow \mathbf{Z}^{Q'}}] \quad (\text{II.27})$$

Multiplier à droite la matrice de distribution réduite $[D']$, définie par (II.22), par la transposée de la matrice de transformation $[Z]$ fait apparaître la matrice de distribution bipolaire notée $[D'_1]$:

$$[D'_1] = [D'] [Z]^T \quad (\text{II.28})$$

Il est à préciser que (II.28) n'est pas directement applicable à une distribution FS-2 mono-couche. Dans ce cas, conformément (II.23), la matrice de distribution bipolaire se calcule selon la relation suivante :

$$[D'_1] = [D'] \begin{bmatrix} [Z]^T & [0_{Q'}] \\ [0_{Q'}] & [Z]^T \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Pratiquement, l'utilisation de (II.28) permet d'obtenir la distribution dans la base électrique. Par exemple, la distribution pentaphasée fractionnaire FS-1 double-couche 20-6-5 (déjà examinée en lors de l'introduction de la méthode SOS en figure II.3) est représentée sur la figure II.7. La figure II.7a reporte la distribution réelle, c'est-à-dire avec les encoches classées dans l'ordre mécanique (l'indice de circularité $i_c = 8$ peut être observé, comme exposé en sous-section II.1.2.3) alors que la figure II.7b montre cette distribution ré-organisée dans la base électrique réduite, selon la relation (II.25) (c'est-à-dire avec les encoches classées dans l'ordre électrique) : dans la base électrique, les bobines apparaissent avec un épanouissement polaire.

Pour la synthèse, la distribution est déterminée en allouant les conducteurs de phase directement dans la base électrique réduite, c'est-à-dire en définissant directement la matrice $[D'_1]$. Un épanouissement polaire et le moins distribué possible favorisera la composante harmonique fondamentale de l'onde de densité de courant, et donc de l'onde de force magnétomotrice. Une fois cette étape réalisée, la distribution réelle (codée par la matrice $[D']$) est calculée en inversant la relation (II.28) (ou éventuellement (II.29)). Ainsi, la distribution résultante doit générer la polarité p souhaitée mais sans garantie sur la faisabilité des têtes de bobine. Il existe des procédures considérant cette contrainte lors de la phase d'exploration de la distribution [10].

II.1.3.3 Transformation électrique harmonique

Une matrice de transformation électrique harmonique peut être définie à partir de la matrice de transformation électrique fondamentale. Si h est le rang harmonique, la matrice est notée $[Z_h]$ et se calcule selon la relation suivante :

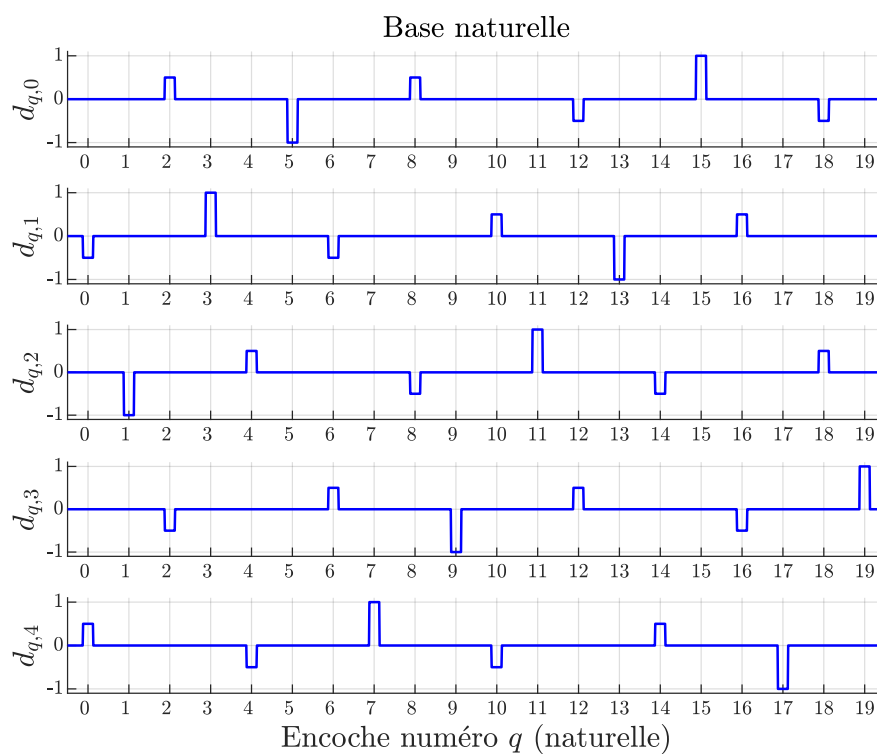
$$[Z_h] = (z_{q,r})_{(q,r) \in [0..Q'-1]^2} \quad \text{avec} \quad z_{q,r} = \begin{cases} 1 & \text{si } q = \text{mod}(hp'r, Q') \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

La matrice de transformation électrique d'ordre h permet d'apprécier la distribution du bobinage du point de vue de la polarité hp' . Il faut noter que la transformation électrique fondamentale $[Z] = [Z_1]$ définit une application linéaire bijective alors que ce n'est pas nécessairement le cas pour la transformation $[Z_h]$: celle-ci est *a minima* surjective, ce qui signifie qu'un vecteur-image présente plusieurs antécédents (en d'autres termes, qu'une encoche dans le plan électrique harmonique est l'image d'au moins deux encoches réelles différentes). Formellement, le rang de la matrice $[Z_h]$ dépend de l'arithmétique entre le nombre réduit d'encoches Q' et le rang harmonique électrique h :

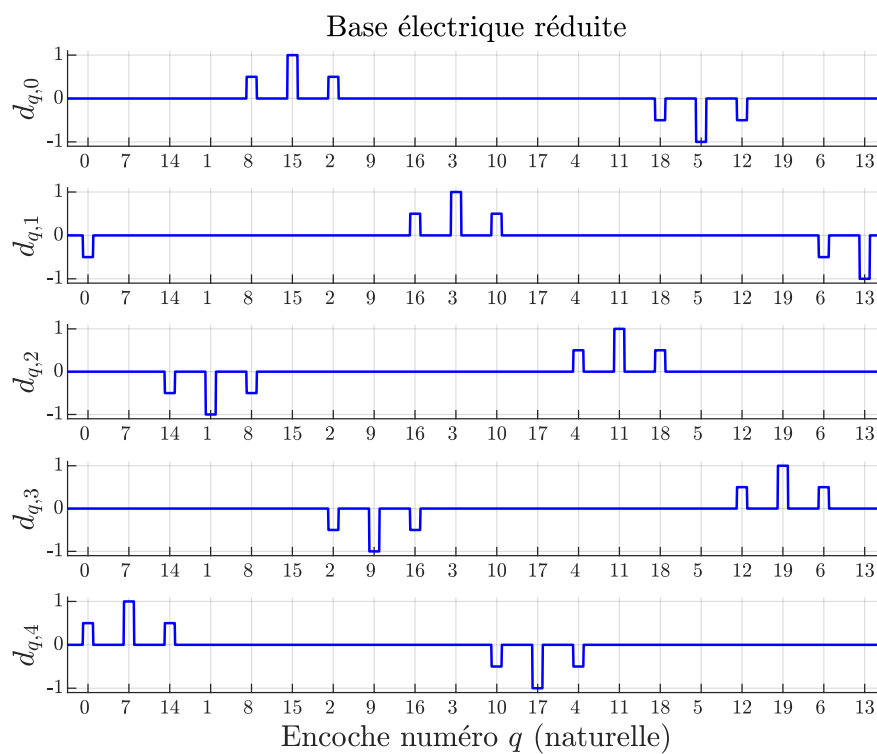
$$\dim(\text{im}([Z_h])) = \text{rg}([Z_h]) = \frac{Q'}{\text{gcd}(Q', h)} \quad (\text{II.31})$$

Les transformations électriques fondamentales et harmoniques sont illustrées par la figure II.8 pour la distribution de bobinage entière 12-2-3 (seule la phase 0 est reportée pour des raisons de lisibilité) : les transformations harmoniques d'ordre 3 et 5 ré-organisent la distribution des conducteurs en réduisant l'épanouissement (assimilable au pas de bobinage), ce qui conduit à une réduction flux embrassé. Selon (II.31), les cas $h = 2$ et $h = 3$ correspondent à des surjections :

- pour $h = 2$, $\text{rg}([Z_2]) = 6$, ce qui signifie que 6 vecteurs sont excités par cet harmonique,



(a) Distribution dans la base naturelle



(b) Distribution dans la base électrique réduite

FIGURE II.7 — Distribution 20-6-5 décrit dans les bases naturelle et électrique réduite

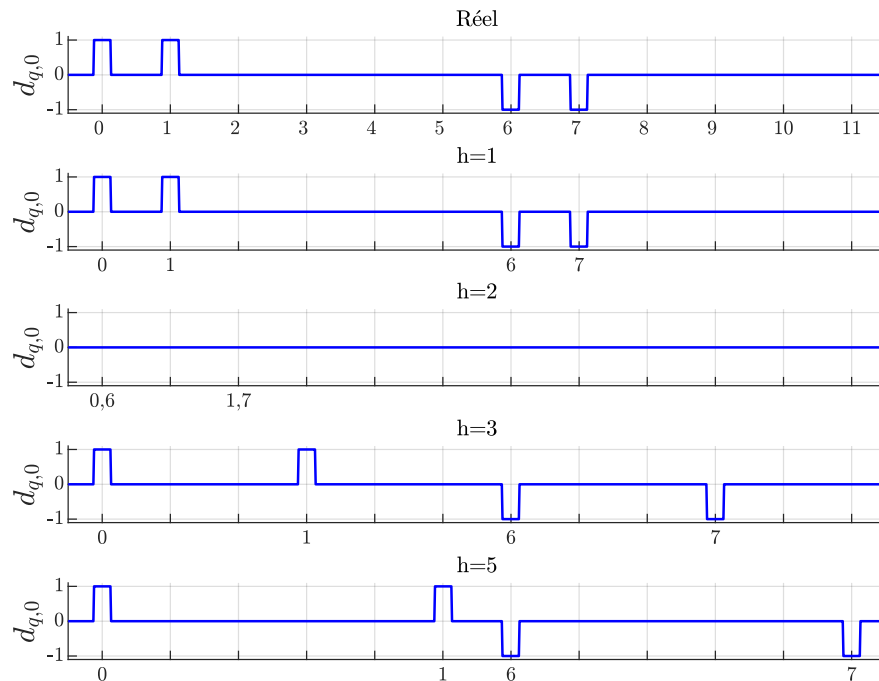


FIGURE II.8 — Transformations électriques du bobinage 12-2-3 pour $h = 1$ (fondamental) et $h \in \{2, 3, 5\}$ (représentations restreintes à la phase 0)

plus précisément l'ensemble $\{\overrightarrow{b_0^{12}}, \overrightarrow{b_2^{12}}, \overrightarrow{b_4^{12}}, \overrightarrow{b_6^{12}}, \overrightarrow{b_8^{12}}, \overrightarrow{b_{10}^{12}}\}$ (selon (II.30)),

- pour $h = 3$, $\text{rg}([Z_3]) = 4$, ce qui signifie que 4 vecteurs sont excités par cet harmonique, plus précisément l'ensemble $\{\overrightarrow{b_0^{12}}, \overrightarrow{b_3^{12}}, \overrightarrow{b_6^{12}}, \overrightarrow{b_9^{12}}\}$ (selon (II.30)).

A ce titre, le cas $h = 2$ est singulier : les encoches 0 et 6 (soit $\overrightarrow{b_0^{12}}$ et $\overrightarrow{b_6^{12}}$) ont la même image par la transformation harmonique d'ordre 2 (soit $\overrightarrow{b_0^{12}}$), les coefficients de distribution $d_{0,0} = 1$ et $d_{0,6} = -1$ s'additionnent pour pondérer le vecteur-image $\overrightarrow{b_0^{12}}$, ce qui justifie l'annulation du coefficient-image. Formellement, cela s'écrit comme suit :

$$[Z_2] \left(\begin{bmatrix} \overrightarrow{b_0^{12}} \\ \vdots \\ \overrightarrow{b_0^{12}} \end{bmatrix}_{\mathbf{B}^{12}} - \begin{bmatrix} \overrightarrow{b_6^{12}} \\ \vdots \\ \overrightarrow{b_6^{12}} \end{bmatrix}_{\mathbf{B}^{12}} \right) = [Z_2] \begin{bmatrix} \overrightarrow{b_0^{12}} \\ \vdots \\ \overrightarrow{b_0^{12}} \end{bmatrix}_{\mathbf{B}^{12}} - [Z_2] \begin{bmatrix} \overrightarrow{b_6^{12}} \\ \vdots \\ \overrightarrow{b_6^{12}} \end{bmatrix}_{\mathbf{B}^{12}} = 0 \begin{bmatrix} \overrightarrow{b_0^{12}} \\ \vdots \\ \overrightarrow{b_0^{12}} \end{bmatrix}_{\mathbf{B}^{12}}$$

La figure II.9 illustre les transformations électriques fondamentales ($h = 1$) et harmoniques d'ordre 2, 3 et 5 appliquées à la distribution pentaphasée fractionnaire FS-1 20-6-5. Les transformations d'ordre 2 et 5 sont surjectives (de rang 10 et 4 respectivement). Il est à noter que la transformation d'ordre 5 correspondant (au régime homopolaire) aboutit à une distribution de conducteurs à épanouissement polaire. Cependant, le flux embrassé à l'ordre 5 sera inférieur à celui embrassé au fondamental ($h=1$) dans la mesure où le fondamental (ordre 1) utilise la même distribution à épanouissement polaire que l'ordre 5 (encoches 5 et 15) mais complétée par des bobines virtuelles (encoches 8-18 et encoches 2-12).

Finalement, la transformation électrique harmonique permet une inspection plus fine de la

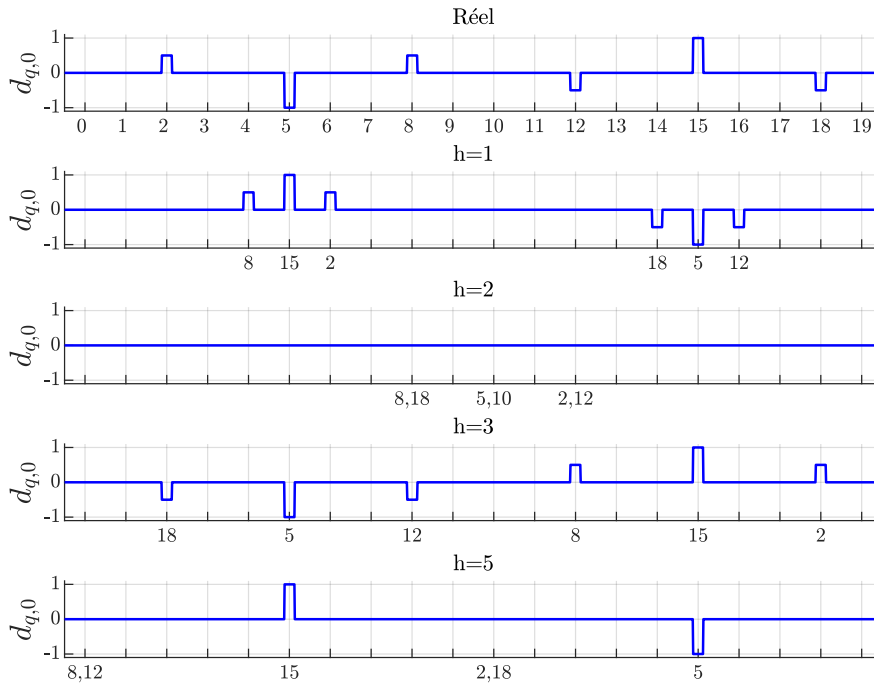


FIGURE II.9 — Transformations électriques du bobinage 20-6-5 pour $h = 1$ (fondamental) et $h \in \{2, 3, 5\}$ (représentations restreintes à la phase 0)

distribution. En particulier, les bobinages harmoniques peuvent être observés ce qui permet de pressentir l'impact de la distribution sur les facteurs de bobinage, comme cela sera précisément analysé dans la partie II.2.

II.1.4 Bases de Fortescue pour l'analyse harmonique

A l'origine, les composantes de Fortescue (ou composantes symétriques) sont introduites pour analyser les éventuels déséquilibres dans un système de tension ou de courant polyphasé [11]. Formellement, une grandeur polyphasée vectorielle est projetée dans la base dite de Fortescue, aussi appelée base des séquences. Ces bases sont ici utilisées pour analyser la distribution du bobinage, c'est-à-dire en révéler les propriétés harmoniques. La première sous-section introduit donc les bases de Fortescue pour les espaces vectoriels associés au nombre de phases et associé au nombre d'encoches. La seconde sous-section interprète la composante de Fortescue en termes d'alimentation du bobinage du point de vue de l'espace de phase mais également de l'espace d'encoche, ce qui change la perspective d'analyse des propriétés de l'application linéaire de distribution du bobinage. Enfin, dans la dernière sous-section, le calcul explicite de la matrice de distribution dans les bases de Fortescue permet d'extraire les propriétés arithmétiques fondamentales de la distribution.

II.1.4.1 Introduction des bases de Fortescue

Les espaces vectoriels \mathcal{E}^N (associé au nombre de phases N) et \mathcal{E}^Q (associé au nombre d'encoches Q) sont chacun munis de leurs bases de Fortescue respectivement notées \mathbf{F}^N et \mathbf{F}^Q et définies ci-après :

$$\mathbf{F}^N = \left\{ \overrightarrow{f_0^N} \dots \overrightarrow{f_u^N} \dots \overrightarrow{f_{N-1}^N} \right\} \quad \text{avec} \quad \overrightarrow{f_u^N} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} nu} \overrightarrow{b_n^N} \quad (\text{II.32})$$

$$\mathbf{F}^Q = \left\{ \overrightarrow{f_0^Q} \dots \overrightarrow{f_v^Q} \dots \overrightarrow{f_{Q-1}^Q} \right\} \quad \text{avec} \quad \overrightarrow{f_v^Q} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{q=0}^{Q-1} e^{j \frac{2\pi}{Q} qv} \overrightarrow{b_q^Q} \quad (\text{II.33})$$

Les relations (II.32) et (II.33) précisent la projection des vecteurs de Fortescue dans la base naturelle. A la différence de la publication originale [11], les vecteurs de Fortescue ici définis présentent une norme euclidienne unitaire, ce qui permet de définir des bases de Fortescue orthonormales. Ainsi la matrice de passage de la base de Fortescue vers la base naturelle, dite matrice de Fortescue, est orthonormée et l'inversion équivaut à la transposition. Pour les espaces vectoriels \mathcal{E}^N et \mathcal{E}^Q , ces matrices de Fortescue se notent $[F_N]$ et $[F_Q]$:

$$[F_N] = \text{mat}(\mathcal{I}, \mathbf{F}^N, \mathbf{B}^N) = [P_{\mathbf{B}^N \rightarrow \mathbf{F}^N}] = \left([F_N]^T \right)^{-1} \quad (\text{II.34})$$

$$[F_Q] = \text{mat}(\mathcal{I}, \mathbf{F}^Q, \mathbf{B}^Q) = [P_{\mathbf{B}^Q \rightarrow \mathbf{F}^Q}] = \left([F_Q]^T \right)^{-1} \quad (\text{II.35})$$

Il peut être remarqué dans la définition des vecteurs de Fortescue la relation de conjugaison entre les séquences u et $N - u$ (ou v et $Q - v$).

II.1.4.2 Signification des composantes de Fortescue

Pour le vecteur courant $\overrightarrow{i^N}$ exprimé dans la base de Fortescue, la composante d'ordre u indique la part de courant décrivant une progression sinusoïdale de déphasage $u \times 2\pi/N$ entre deux phases consécutives. Cet aspect peut être illustré en considérant le cas le plus simple d'un vecteur courant polyphasé sinusoïdal avec déphasage de $u \times 2\pi/N$ entre les phases n et $n - 1$:

$$\overrightarrow{i^N}(\theta_e) = \sum_{n=0}^{N-1} I \sqrt{2} \cos \left(\theta_e + un \frac{2\pi}{N} \right) \overrightarrow{b_n^N} \quad (\text{II.36})$$

Dans (II.36), θ_e désigne l'angle électrique (ou l'instant) et I le courant efficace. Dans la base de Fortescue \mathbf{F}^N , le vecteur courant (II.36) s'exprime comme suit :

$$\overrightarrow{i^N}(\theta_e) = I \sqrt{\frac{N}{2}} \left(e^{j\theta_e} \overrightarrow{f_u^N} + e^{-j\theta_e} \overrightarrow{f_{N-u}^N} \right) \quad (\text{II.37})$$

La progression selon la séquence $\overrightarrow{f_u^N}$ et la séquence conjuguée $\overrightarrow{f_{N-u}^N}$, suffisante pour décrire le vecteur, est ainsi extraite.

Par définition d'une base, les composantes de Fortescue décrivent le vecteur tout autant que les composantes naturelles. En particulier, les progressions non sinusoïdales peuvent être

examinées par la décomposition sur les séquences de Fortescue, sans perte d'information.

Afin de percevoir la signification des composantes de Fortescue pour la distribution du bobinage, il faut imaginer une situation où tous les conducteurs d'encoches sont libres, c'est-à-dire non connectés entre eux. Les conducteurs d'encoche forment alors un bobinage Q -phasé et, par son intermédiaire, un vecteur courant quelconque \vec{i}^Q peut être imposé. Ce vecteur peut être exhibé dans la base des séquences \mathbf{F}^Q . Par exemple, le courant d'encoche peut être la séquence v :

$$\vec{i}^Q = \vec{f}_v^Q \quad (\text{II.38})$$

La distribution, décrite par l'application linéaire \mathcal{D} , couple les encoches entre elles pour constituer les phases et modifie l'expression du courant d'encoches (II.38) sur les courants circulant effectivement dans les phases. Cet effet est intégralement restitué par le calcul de $\mathcal{D}(\vec{i}^Q)$. Deux cas sont possibles :

1. soit la connexion annule l'expression de la séquence d'encoches (dans ce cas, la séquence d'encoches est dans le noyau de \mathcal{D})

$$\mathcal{D}(\vec{f}_v^Q) = \vec{0}^N \iff \vec{f}_v^Q \in \ker \mathcal{D} \quad (\text{II.39})$$

2. soit la connexion allume une séquence de phases donnée, par exemple \vec{f}_u^N (le coefficient est alors noté $k_{u,v}$)

$$\mathcal{D}(\vec{f}_v^Q) = k_{u,v} \vec{f}_u^N \quad (\text{II.40})$$

Le cas 1, formalisé par (II.39), signifie que la séquence d'encoches \vec{f}_v^Q est éteinte par la connexion ou, réciproquement, ne peut être allumée par une quelconque alimentation des phases. Par exemple, les distribution de bobinage comportant autant de conducteurs aller que de conducteurs retour éteignent la séquence homopolaire d'encoches \vec{f}_0^Q .

La signification pratique du cas 2, formalisé par (II.40), peut être perçue par réciprocité : si le courant de phase comporte la séquence u , cela signifie que la séquence d'encoches \vec{f}_v^Q est allumée. Plus généralement, alimenter le bobinage à la séquence u correspond à l'allumage de tous les antécédents de \vec{f}_u^N , soit une ensemble de séquences d'encoches à déterminer selon les propriétés de la distribution \mathcal{D} .

II.1.4.3 Distribution du bobinage dans les bases de Fortescue

L'objectif est donc d'analyser les propriétés de l'application linéaire \mathcal{D} codant la distribution des conducteurs de phase dans les encoches dans les bases de Fortescue d'ordre Q et d'ordre N :

$$[D_f] = \text{mat}(\mathcal{D}, \mathbf{F}^Q, \mathbf{F}^N) = [F_N]^T [D] [F_Q] = (k_{u,v})_{(u,v) \in [0..N-1] \times [0..Q-1]} \quad (\text{II.41})$$

Pour le coefficient $k_{u,v}$, déjà introduit dans (II.40), les domaines d'appartenance des indices u et v sont étendus à l'ensemble des entiers relatifs (comme pour les coefficients $d_{n,q}$, cf. (II.7)) :

$$\forall (u, v) \in \mathbb{Z}^2 \quad k_{u,v} = k_{\text{mod}(u,N), \text{mod}(v,Q)} \quad (\text{II.42})$$

Le terme $k_{u,v}$ de la matrice $[D_f]$ est exprimé en fonction des coefficients de distribution $d_{n,q}$ à partir de la relation (II.41) en utilisant les développements des matrices de passage (II.34) et (II.35) :

$$k_{u,v} = \sqrt{\frac{1}{NQ}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{Q-1} d_{n,q} e^{-j\frac{2\pi}{N}nu} e^{j\frac{2\pi}{Q}qv} \quad (\text{II.43})$$

La circularité de la distribution est prise en compte avec (II.15). La relation (II.43) prend alors la forme suivante :

$$k_{u,v} = \sqrt{\frac{1}{NQ}} \left(\sum_{q=0}^{Q-1} d_{0,q} e^{j\frac{2\pi}{Q}qv} \right) \left(\sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}nu} e^{j\frac{2\pi}{Q}ni_c v} \right) \quad (\text{II.44})$$

Dans (II.44), la première somme discrète, indexée sur les indices d'encoche q , s'identifie au conjugué du terme v de la Transformée de Fourier Discrète (TFD) d'ordre Q , notée \mathcal{F}_Q , du vecteur de distribution de bobinage $\overrightarrow{d_0^Q}$. Cela s'écrit comme suit :

$$\mathcal{F}_Q \left\{ \overrightarrow{d_0^Q} \right\}_v = \sum_{q=0}^{Q-1} d_{0,q} e^{-j\frac{2\pi}{Q}qv} \quad (\text{II.45})$$

Dans (II.44), la seconde somme discrète, indexée par les indices de phase n , pilote l'annulation éventuelle de $k_{u,v}$:

$$k_{u,v} = \begin{cases} \sqrt{\frac{N}{Q}} \left[\mathcal{F}_Q \left\{ \overrightarrow{d_0^Q} \right\}_v \right]^* & \text{si } v \in \left(\frac{Q}{Ni_c} (u + \mathbb{Z}N) \right) \cap \mathbb{Z} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

La relation (II.46) respecte bien la propriété de cyclicité (II.42) : l'indiciage selon u est N -périodique et l'indiciage selon v est Q -périodique (par Q -périodicité de l'opérateur TFD).

L'examen de la relation (II.46) permet d'affirmer que :

- le motif de distribution d'une phase défini par le vecteur $\overrightarrow{d_0^Q}$ détermine les harmoniques spatiaux effectivement générés (indices v des TFD non nulles),
- le nombre de phases distribue ces harmoniques sur les différentes séquences selon une règle arithmétique dépendant de la classe du bobinage.

Finalement, en notant F_u l'ensemble des séquences d'encoche excitant la séquence de phase d'ordre u , selon (II.46), l'image de la séquence d'encoche d'ordre v par la distribution peut être explicitée :

$$\mathcal{D} \left(\overrightarrow{f_v^Q} \right) = \begin{cases} \sqrt{\frac{N}{Q}} \left[\mathcal{F}_Q \left\{ \overrightarrow{d_0^Q} \right\}_v \right]^* \overrightarrow{f_u^N} & \text{si } v \in F_u \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

Les antécédents de la séquence \vec{f}_u^N correspondent à toutes les séquences d'encoches \vec{f}_v^Q qui lui sont liées par la distribution. Cet ensemble est noté comme suit :

$$\mathcal{D}^{-1} \left(\vec{f}_u^N \right) = \left\{ \vec{f}_v^Q, v \in F_u \right\} \quad (\text{II.48})$$

Les relations (II.47) et (II.48) portent nécessairement les propriétés fondamentales du bobinage caractérisées par les facteurs de bobinage et les harmoniques spatiaux générés. L'objectif des deux parties suivantes est de révéler ces deux critères.

II.2 Facteurs de bobinage par Transformée de Fourier Discrète

Dans cette partie, l'objectif est de montrer que la pondération de l'image d'une séquence d'encoche, définie par (II.47), est directement liée au facteur de bobinage, ce qui revient également à montrer que les coefficients de la matrice $[D_f]$ (II.41) définissent les facteurs de bobinage. Plus pratiquement, ce résultat prouve que le facteur de bobinage se calcule par une simple Transformée de Fourier Discrète (TFD) du vecteur de distribution de bobinage. Compte tenu de la relative complexité des procédures usuelles de calcul du facteur de bobinage, cette contribution est postulée significative. Certains éléments rapportés dans cette partie sont issus de la publication [RI-18]. Cependant, dans celle-ci, le lien avec l'application linéaire \mathcal{D} n'est pas explicitée. En d'autres termes, le principe de génération d'harmoniques spatiaux n'est pas développée dans [RI-18].

La première section s'attache à définir univoquement le facteur de bobinage et à montrer l'inexistence (ou la non publication) de procédure de calcul direct de cette grandeur (c'est-à-dire ne reposant pas sur un algorithme). La deuxième section définit formellement les fonctions continues de la variable d'espace représentant le bobinage (fonction de bobinage et densité linéique de conducteurs) nécessaires au calcul du facteur de bobinage. Sur la base de la définition consensuelle du facteur de bobinage, la dernière section démontre que, quelle que soit la distribution sur un nombre d'encoches régulièrement espacées, le facteur de bobinage est proportionnel à la TFD du vecteur de distribution (II.13), ce qui aboutit à une formulation compacte, générale et particulièrement simple à implémenter.

II.2.1 Facteur de bobinage

Cette section définit le facteur de bobinage et discute les différentes méthodes de calcul publiées.

II.2.1.1 Définition

Selon [12], le facteur de bobinage est le rapport entre le flux capté par le bobinage réel sur le flux qui serait capté par un bobinage virtuel équivalent à pas polaire diamétral et à une encoche par pôle et par phase (IS concentré avec $s_{pp} = 1$) avec le même nombre de conducteurs que le bobinage réel. Le facteur de bobinage est souvent exprimé comme le produit de trois facteurs :

- le facteur de raccourcissement (*pitch factor* ou *chording factor* ou *coil-span factor* en

dénomination anglo-saxonne),

- le facteur de distribution (*breadth factor*, *spread factor* ou *zone factor* en dénomination anglo-saxonne),
- le facteur d'inclinaison.

Le facteur de raccourcissement est l'épanouissement moyen des bobines constituant le bobinage rapporté au pas polaire. Le facteur de distribution quantifie la réduction du flux due à la distribution des bobines sur un nombre fini d'encoches. Le facteur d'inclinaison mesure la réduction du flux résultant d'une éventuelle inclinaison du bobinage le long de la machine. Il peut être noté que ce paramètre n'est pas directement lié à la distribution du bobinage : théoriquement (c'est-à-dire en faisant abstraction des contraintes de fabrication), tous les distributions de bobinage peuvent être inclinées. Par conséquent, dans la suite, le facteur d'inclinaison n'est pas considéré (il reste évidemment possible de l'appliquer *a posteriori*). Il peut être considéré que le facteur de bobinage intrinsèque, celui résultant de l'arithmétique du bobinage, est le produit des facteurs de raccourcissement et de distribution, le facteur d'inclinaison pouvant être considéré comme une correction. Dans la suite, le facteur de bobinage considéré désigne ce facteur de bobinage intrinsèque (c'est-à-dire un facteur de bobinage avec un facteur d'inclinaison unitaire). Pour un bobinage à nombre entier d'encoches par pôle et par phase (bobinage IS), les facteurs de raccourcissement et de distribution peuvent pratiquement s'estimer en observant la distribution des conducteurs de phase dans les encoches. Par contre, pour les bobinages fractionnaires (FS-1 ou FS-2), l'estimation est sensiblement plus difficile.

II.2.1.2 Méthodes usuelles de calcul

En 2019, un examen de la littérature permet de conclure à l'inexistence (ou à la non publication) d'une expression mathématique générale permettant le calcul du facteur de bobinage quelle que soit la classe. Par exemple, dans [5], différentes expressions analytiques variant selon le type de bobinage et le nombre de couches sont proposées. Cependant, les formulations proposées ne sont applicables qu'aux bobinages triphasés dans la mesure où elles s'appuient sur le contenu harmonique spatial généré par une distribution triphasée (et non pas polyphasée comme cela est étudié dans [13] par exemple). Dans [14], une méthode d'estimation générale est détaillée. Cependant, son utilisation nécessite un pré-traitement des propriétés de bobinage. Dans [15], une approche générale pour les distributions fractionnaires est fournie. Les expressions diffèrent selon différents paramètres comme le nombre de couches et le nombre de bobines par phase. En pratique, l'utilisation de cette méthode nécessite une classification préalable des distributions pour appliquer la bonne expression. Dans [16], le facteur de bobinage est relié à la Transformée de Fourier Rapide de la force magnétomotrice, ce qui revient à calculer la DSF de la fonction de bobinage. Cette méthode utilise donc un paramétrage sur une grandeur continue (l'angle mécanique) alors que la distribution est une grandeur discrète (le résultat est donc sujet au bruit numérique). Dans [10], le facteur de bobinage est calculé à l'aide d'une représentation générale de la distribution du bobinage : la méthode apparaît performante mais son implémentation est assez complexe. La méthode classique permettant le calcul des facteurs de bobinage repose sur la construction d'un diagramme vectoriel en tension où chaque encoche est représenté par un phaseur dans le plan complexe [17, 9, 3, 18]. Cette approche autorise l'estimation des facteurs de bobinage quelle que soit la classe. Cependant, les formulations ne s'appliquent pas directement sur la distribution observable : un

reclassement des encoches (basé sur la méthode SOS, [19]) et une analyse graphique doivent être préalablement effectués. Finalement, les méthodes publiées pour calculer le facteur de bobinage nécessitent un traitement préalable (parfois assez complexe) de la distribution. À cet égard, ces méthodes peuvent être qualifiées d'insuffisamment directes et concises.

II.2.2 Caractérisation du bobinage par grandeurs spatiales continues

Cette section introduit les grandeurs spatiales continues décrivant la distribution du bobinage : fonctions de bobinage et densité de conducteurs. Ces fonctions sont adimensionnées pour établir le lien avec les coefficients de distribution de conducteur définis dans la sous-section II.1.2.1. Liées par une opération d'intégration ou de dérivation, ces deux fonctions contiennent la même information, ce que le lien simple entre leurs coefficients de Fourier formalisent. Dans la dernière sous-section, les coefficients de Fourier sont liés à la TFD du vecteur de distribution de bobinage.

II.2.2.1 Fonctions de bobinage et de densité de conducteurs

La fonction de bobinage de la phase n est notée $W_n(\theta)$ où θ désigne l'angle dans le repère de l'induit. La fonction de bobinage de la phase n correspond à la force magnétomotrice générée par la phase n seule alimentée par un courant constant de un ampère. L'unité de la fonction de bobinage est le conducteurs.tour. La dérivée spatiale de la fonction de bobinage W_n correspond à la densité linéique de conducteurs de la phase D_n :

$$D_n(\theta) = \frac{1}{R} \frac{dW_n}{d\theta} \quad (\text{II.49})$$

Dans (II.49), R est le rayon d'alésage de l'induit. L'unité de D_n est mesuré en nombre de conducteurs par mètre.

II.2.2.2 Fonctions de bobinage et de densité de conducteurs adimensionnées

Il est utile d'introduire les fonctions de bobinage et densité de conducteurs adimensionnées respectivement notées w_n et d_n pour la phase n . Le nombre de conducteurs par encoche n_{cd} et l'angle d'ouverture d'encoche ϵ doivent être connus pour évaluer ces deux fonctions :

$$w_n(\theta) = \frac{1}{n_{cd}} W_n(\theta) \quad (\text{II.50})$$

$$d_n(\theta) = \frac{R\epsilon}{n_{cd}} D_n(\theta) \quad (\text{II.51})$$

La propriété de dérivation (II.49) s'écrit alors :

$$d_n(\theta) = \epsilon \frac{dw_n}{d\theta} \quad (\text{II.52})$$

II.2.2.3 Développement en séries de Fourier

Les fonctions de bobinage et de densité de conducteurs sont de période mécanique 2π . Les développements en séries de Fourier (DSF) des fonctions adimensionnées sont précisées ci-après où $(\widehat{d_n})_v$ et $(\widehat{w_n})_v$ sont les coefficients complexes d'ordre v pour les fonctions d_n et w_n respectivement :

$$w_n(\theta) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} (\widehat{w_n})_v e^{jv\theta} \quad (\text{II.53})$$

$$d_n(\theta) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} (\widehat{d_n})_v e^{jv\theta} \quad (\text{II.54})$$

La relation de dérivation (II.52) mène à l'égalité suivante pour les coefficients de la distribution et de la fonction de bobinage d'ordre v :

$$(\widehat{d_n})_v = jv\epsilon(\widehat{w_n})_v \quad (\text{II.55})$$

II.2.2.4 Liens avec les coefficients de distribution de conducteurs

La fonction de densité de conducteurs adimensionnée de la phase n d_n peut s'exprimer en fonction des coefficients de distribution de conducteurs $d_{n,q}$ (définie dans la sous-section II.1.2.1). Si Π_ϵ est le signal porte de largeur ϵ , centré en zéro et 2π -périodique, il vient :

$$d_n(\theta) = \sum_{q=0}^{Q-1} d_{n,q} \Pi_\epsilon \left(\theta - q \frac{2\pi}{Q} \right) \quad (\text{II.56})$$

Le signal porte Π_ϵ peut être développé en série de Fourier :

$$\Pi_\epsilon(\theta) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \frac{\epsilon}{2\pi} \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) e^{jv\theta} \quad (\text{II.57})$$

Considérant (II.56) et (II.57), le développement en série de Fourier de d_n est obtenu :

$$d_n(\theta) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \frac{\epsilon}{2\pi} \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \left(\sum_{q=0}^{Q-1} d_{n,q} e^{-j \frac{2\pi}{Q} qv} \right) e^{jv\theta} \quad (\text{II.58})$$

L'expression (II.55) permet d'exprimer le développement en série de Fourier de w_n depuis (II.58) :

$$w_n(\theta) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{j2\pi v} \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \left(\sum_{q=0}^{Q-1} d_{n,q} e^{-j \frac{2\pi}{Q} qv} \right) e^{jv\theta} \quad (\text{II.59})$$

Dans (II.58) et (II.59), le terme entre parenthèses s'identifie à la composante d'ordre v de la Transformée de Fourier Discrète (TFD) de la suite constituée par les Q composantes du vecteur $\overrightarrow{d_n^Q}$. Déjà introduit dans la sous-section II.1.4.3 et la relation (II.45), l'opérateur TFD agit donc sur le vecteur de distribution de conducteurs de la phase n et peut être noté comme

suit :

$$\mathcal{F}_Q \left\{ \overrightarrow{d_n^Q} \right\}_v = \sum_{q=0}^{Q-1} d_{n,q} e^{-j \frac{2\pi}{Q} qv} \quad (\text{II.60})$$

Ainsi, les coefficients de Fourier de la distribution de conducteurs (II.58) et de la fonction de bobinage (II.59) peuvent s'exprimer avec les termes de la TFD de la distribution (II.60) :

$$\widehat{(d_n)}_v = \frac{\epsilon}{2\pi} \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \mathcal{F}_Q \left\{ \overrightarrow{d_n^Q} \right\}_v \quad (\text{II.61})$$

$$\widehat{(w_n)}_v = \frac{1}{j2\pi v} \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \mathcal{F}_Q \left\{ \overrightarrow{d_n^Q} \right\}_v \quad (\text{II.62})$$

Le vecteur de distribution de conducteurs est finalement composé des échantillons de la densité de conducteurs adimensionnée, régulièrement prélevée au centre des encoches. Néanmoins, la distribution de bobinage étant intrinsèquement discrète, c'est bien l'analyse de la grandeur discrète constituée par la suite ordonnée des coefficients de distribution qui doit permettre d'extraire l'information contenue dans le bobinage. Cela légitime et justifie l'utilisation de la TFD.

II.2.3 Approche de calcul par TFD

Selon [12], le facteur de bobinage est le rapport entre le flux capté par le bobinage effectif sur le flux qui serait virtuellement capté par un bobinage diamétral concentré équivalent (IS avec bobine à épanouissement diamétral à une encoche par pôle et par phase) et comportant le même nombre de tours que le bobinage effectif. Cette définition est valable quel que soit l'harmonique spatial considéré. En particulier, le facteur de bobinage fondamental est défini pour l'harmonique spatial d'ordre p où p désigne le nombre de paires de pôles. Dans la suite, le bobinage concentré équivalent est désigné bobinage optimal et le flux capté est le flux optimal. Le calcul du facteur de bobinage peut s'effectuer en trois étapes :

- estimation du flux capté par le bobinage optimal $\Lambda_{m,p}^+$,
- estimation du flux capté par le bobinage effectif $\Lambda_{m,p}$,
- calcul du rapport de ces deux grandeurs.

Le bobinage effectif est caractérisé par la fonction de bobinage $W_n(\theta)$ pour la phase n . Le bobinage étant supposé régulier (distribution identique régulièrement décalée d'une phase à l'autre), l'indice de phase n est omis dans les développements ultérieurs. Formellement, les calculs sont effectués pour la phase 0 prise en référence. Fonction de bobinage de référence et vecteur de distribution de conducteurs de référence sont donc introduits :

$$W(\theta) = W_0(\theta) \quad \text{et} \quad \overrightarrow{d^Q} = \overrightarrow{d_0^Q} \quad (\text{II.63})$$

Il est supposé que le flux capté par ce bobinage résulte du champ d'entrefer $B(\theta, \theta_m)$ où θ_m est la position mécanique (position angulaire du rotor si le bobinage considéré appartient au stator). Le flux élémentaire s'exprime alors comme suit :

$$d\Lambda = W(\theta) B(\theta, \theta_m) L_z R d\theta \quad (\text{II.64})$$

L'intégration de (II.64) donne (où L_z désigne la longueur axiale active et R le rayon d'entrefer) :

$$\Lambda(\theta_m) = L_z R \int_{\theta=0}^{2\pi} W(\theta) B(\theta, \theta_m) d\theta \quad (\text{II.65})$$

L'expression (II.65) peut être utilisée pour le calcul des flux effectifs et optimum. Dans la suite, pour améliorer la lisibilité des développements, les calculs sont menés pour l'harmonique d'espace égal au nombre de paires de pôles ($v = p$), les calculs pour un harmonique quelconque d'ordre v étant absolument identique (mais peut-être moins naturels lors de la définition du bobinage optimal).

II.2.3.1 Flux optimal

Si le nombre de paires de pôles ciblé est p , le bobinage maximisant le flux capté est caractérisé par une fonction de bobinage carrée de période spatiale $2\pi/p$ et d'amplitude $n_{cd}^+/2$ (où n_{cd}^+ est le nombre de conducteurs par encoche du bobinage virtuel optimal). Une telle fonction de bobinage est obtenue avec un bobinage diamétral à une encoche par pôle et par phase et des ouvertures d'encoche négligeables. Le flux capté peut être calculé en considérant que l'induction d'entrefer est sinusoïdale de période $2\pi/p$ et de valeur crête B_p :

$$B(\theta, \theta_m) = B_p \cos(p(\theta - \theta_m)) \quad (\text{II.66})$$

La relation (II.65) est maintenant considérée avec l'hypothèse de fonction de bobinage carrée et l'expression (II.66). Le flux résultant est noté Λ^+ :

$$\Lambda_p^+(\theta_m) = L_z R 2p \int_{\theta=0}^{\frac{\pi}{p}} \frac{n_{cd}^+}{2} B_p \cos(p(\theta - \theta_m)) d\theta \quad (\text{II.67})$$

L'intégration de (II.67) donne :

$$\Lambda_p^+(\theta_m) = 2RL_z n_{cd}^+ B_p \sin(p\theta_m) \quad (\text{II.68})$$

Le flux maximal $\Lambda_{m,p}^+$ peut être extrait de (II.71) :

$$\Lambda_{m,p}^+ = 2RL_z n_{cd}^+ B_p \quad (\text{II.69})$$

Le bobinage optimal (IS diamétral avec $s_{pp} = 1$) doit comporter le même nombre de tours que le bobinage effectif (caractérisé par p paires de pôles, N phases, Q encoches et n_{cd} conducteurs par encoche). Le nombre de conducteurs par encoches du bobinage optimal n_{cd}^+ vérifie donc l'égalité suivante :

$$2pNn_{cd}^+ = Qn_{cd} \quad (\text{II.70})$$

La relation (II.70) permet de finaliser l'expression du flux optimal et de sa valeur crête :

$$\Lambda_p^+(\theta_m) = \frac{Q}{pN} n_{cd} R L_z B_p \sin(p\theta_m) \quad (\text{II.71})$$

$$\Lambda_{m,p}^+ = \frac{Q}{pN} n_{cd} R L_z B_p \quad (\text{II.72})$$

II.2.3.2 Flux effectif

La relation (II.65) exprimant le flux dans le cas général est utilisée après développement préalable de la fonction de bobinage adimensionnée (cf. (II.50)) et de l'induction en séries de Fourier :

$$\Lambda(\theta_m) = n_{cd}RL_z \int_{\theta=0}^{2\pi} \left(\sum_{v=-\infty}^{+\infty} \widehat{(w)}_v e^{jv\theta} \right) \left(\sum_{g=-\infty}^{+\infty} \widehat{(B)}_g e^{jg(\theta-\theta_m)} \right) d\theta \quad (\text{II.73})$$

(II.73) peut prendre la forme suivante :

$$\Lambda(\theta_m) = n_{cd}RL_z \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \sum_{g=-\infty}^{+\infty} \widehat{(w)}_v \widehat{(B)}_g e^{-jg\theta_m} \int_{\theta=0}^{2\pi} e^{j(v+g)\theta} d\theta \quad (\text{II.74})$$

L'intégrale dans (II.74) est nulle sauf si $g = -v$. Dans ce cas, le flux est :

$$\Lambda(\theta_m) = 2\pi n_{cd}RL_z \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \widehat{(w)}_v \widehat{(B)}_{-v} e^{-jv\theta_m} \quad (\text{II.75})$$

La relation (II.75) est valable quelles que soient la fonction de bobinage et l'induction. Pour le calcul des coefficients de bobinage, le flux capté par le bobinage effectif¹ est calculé en supposant une induction d'entrefer sinusoïdale (comme spécifié par (II.66)) :

$$\Lambda_p(\theta_m) = 2\pi n_{cd}RL_z 2\Re \left(\widehat{(w)}_p \frac{B_p}{2} e^{-jp\theta_m} \right) \quad (\text{II.76})$$

Le module et l'argument du coefficient de Fourier complexe de la fonction de bobinage sont introduits dans (II.76) :

$$\Lambda_p(\theta_m) = 2\pi n_{cd}RL_z \left| \widehat{(w)}_p \right| B_p \cos \left(p\theta_m - \arg \left[\widehat{(w)}_p \right] \right) \quad (\text{II.77})$$

Précédemment établie, la relation (II.62) précisant le module et l'argument du coefficient de Fourier complexe de la fonction de bobinage peut être précisée pour l'harmonique $v = p$:

$$\left| \widehat{(w)}_p \right| = \frac{1}{2\pi p} \operatorname{sinc} \left(p \frac{\epsilon}{2} \right) \left| \mathcal{F}_Q \left\{ \vec{d}^Q \right\}_p \right| \quad (\text{II.78})$$

$$\arg \left[\widehat{(w)}_p \right] = \arg \left[\mathcal{F}_Q \left\{ \vec{d}^Q \right\}_p \right] - \frac{\pi}{2} \quad (\text{II.79})$$

Depuis (II.78) et (II.79), le flux (II.77) s'exprime :

$$\Lambda_p(\theta_m) = \frac{n_{cd}RL_z}{p} \operatorname{sinc} \left(p \frac{\epsilon}{2} \right) \left| \mathcal{F}_Q \left\{ \vec{d}^Q \right\}_p \right| B_p \sin \left(p\theta_m - \arg \left[\mathcal{F}_Q \left\{ \vec{d}^Q \right\}_p \right] \right) \quad (\text{II.80})$$

1. L'indice de phase étant omis dans cette section, Λ_p désigne bien le flux embrassé à l'harmonique p et non pas le flux capté par la phase p .

Si les ouvertures d'encoches sont négligées, le flux (II.80) prend la forme suivante :

$$\Lambda_p(\theta_m) = \frac{n_{cd}RL_z}{p} \left| \mathcal{F}_Q \left\{ \vec{d}^Q \right\}_p \right| B_p \sin \left(p\theta_m - \arg \left[\mathcal{F}_Q \left\{ \vec{d}^Q \right\}_p \right] \right) \quad (\text{II.81})$$

Finalement, le flux effectif maximal $\Lambda_{p,m}$ est déduit de (II.81) :

$$\Lambda_{p,m} = \frac{RL_z n_{cd} B_p}{p} \left| \mathcal{F}_Q \left\{ \vec{d}^Q \right\}_p \right| \quad (\text{II.82})$$

II.2.3.3 Identification du facteur de bobinage

Conformément à la définition du facteur de bobinage, le facteur de bobinage fondamental est le rapport entre le flux maximal capté effectivement par le bobinage (II.82) et le flux virtuellement capté par le bobinage optimal (II.72) :

$$K_p = \frac{N}{Q} \left| \mathcal{F}_Q \left\{ \vec{d}^Q \right\}_p \right| \quad (\text{II.83})$$

Comme précisé à la fin de l'introduction de la présente section II.2.3, pour le facteur de bobinage harmonique, les développements sont similaires à ceux menés pour l'harmonique particulier p (cela signifie notamment que pour l'harmonique spatial v , le bobinage optimal génère v paires de pôles). Ainsi le coefficient de bobinage d'ordre v s'exprime :

$$K_v = \frac{N}{Q} \left| \mathcal{F}_Q \left\{ \vec{d}^Q \right\}_v \right| \quad (\text{II.84})$$

Les relations (II.83) et (II.84) établissent le lien très simple et général existant entre facteur de bobinage et TFD du vecteur de distribution de conducteurs. Ces formulations présentent la particularité d'être indexées sur le rang harmonique spatial v (c'est-à-dire sans référence au nombre de paires de pôles p , désigné comme l'harmonique de travail). Strictement, le facteur de bobinage est un nombre signé : cette propriété est restaurée par la définition du facteur de bobinage complexe.

II.2.3.4 Facteur de bobinage complexe

La définition du facteur de bobinage complexe nécessite de représenter les flux sinusoïdaux par un nombre complexe. Les flux optimal et effectif sont respectivement associés aux complexes $\underline{\Lambda}_p^+$ (défini selon (II.71)) et $\underline{\Lambda}_p$ (défini selon (II.81)) :

$$\underline{\Lambda}_p^+ = \frac{Q}{pN} n_{cd} RL_z B_p e^{jp\theta_m} \quad (\text{II.85})$$

$$\underline{\Lambda}_p = \frac{1}{p} n_{cd} RL_z B_p \mathcal{F}_Q \left\{ \vec{d}^Q \right\}_p e^{jp\theta_m} \quad (\text{II.86})$$

Le facteur de bobinage complexe d'ordre p est alors le rapport des flux complexes effectif et optimaux :

$$\underline{K}_p = \frac{\Lambda_p}{\Lambda_p^+} \quad (\text{II.87})$$

Considérant (II.85) et (II.86), le facteur de bobinage complexe d'ordre v apparaît comme la TFD du vecteur de distribution des conducteurs :

$$\underline{K}_v = \frac{N}{Q} \mathcal{F}_Q \left\{ \overrightarrow{d^Q} \right\}_v \quad (\text{II.88})$$

Considérant (II.88), la relation (II.47) spécifiant les propriétés de l'application linéaire de distribution \mathcal{D} dans les bases de Fortescue est explicitement liée au facteur de bobinage complexe :

$$\mathcal{D} \left(\overrightarrow{f_v^Q} \right) = \begin{cases} \sqrt{\frac{Q}{N}} \underline{K}_v^* \overrightarrow{f_u^N} & \text{si } v \in F_u \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.89})$$

Il est à noter que cette notion de facteur de bobinage complexe est introduite dans [20] mais avec l'utilisation de la transformation SOS. Il en résulte une procédure de calcul sensiblement moins directe visant à déterminer la bonne formule à utiliser pour évaluer le facteur de bobinage. Finalement, en terme de procédure de calcul du facteur de bobinage, c'est la référence [21] qui apparaît la plus proche de la méthode ici détaillée. Les facteurs de bobinage sont évalués à l'aide d'une représentation matricielle de la distribution, semblable à celle présentée ici excepté dans la façon de compter les conducteurs dans les encoches : le nombre de couches n'est pas restitué. De cette limitation résulte l'impossibilité d'appliquer une formule universelle quel que soit le type de bobinage (le facteur de raccourcissement doit être préalablement calculé pour les configurations multi-couches). De plus, le lien entre facteur de bobinage et TFD de la distribution n'est pas établi. Par contre, comme pour la présente méthode (II.88), les facteurs de bobinage sont indexés sur le rang spatial harmonique, sans référence au nombre effectif de paires de pôles.

En pratique, la relation (II.89) permet de visualiser la distribution des séquences d'encoche v sur les différentes séquences d'alimentation u , c'est-à-dire de représenter graphiquement les coefficients de la matrice $[D_f]$ (II.41). Par exemple, la figure II.10 reporte cette opération pour les distributions de bobinage 5-phase FS-2 double-couche 20-8-5 (en figure II.10a) et FS-1 double-couche 25-22-5 (en figure II.10b) : dans les deux cas, les coefficients de (II.89) sont multipliés par $\sqrt{N/Q}$ pour mettre en évidence les facteurs de bobinage. En particulier, il peut être observé que la configuration dentaire 20-8-5 (étudiée dans les thèses d'Hussein Zahr [ThS-3] et d'Abdelhak Mekahlia [ThS-6]) possède une séquence fondamentale avec un coefficient de bobinage inférieur à celui de la séquence $u = 3$. Dans tous les cas, les symétries des séquences u et $N - u$ peuvent être observées (les coefficients de bobinage respectifs sont conjugués).

Enfin, les facteurs de bobinages complexes interviennent explicitement dans les coefficients de Fourier complexes de la distribution de conducteurs et de la fonction de bobinage. Ainsi, les coefficients de Fourier complexes de la distribution de conducteurs adimensionnée de phase 0 (prise en référence selon (II.63)) s'écrivent à partir de (II.61) et de l'expression du facteur de bobinage complexe (II.88) :

$$\widehat{(d_0)}_v = \frac{\epsilon}{2\pi} \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \frac{Q}{N} \underline{K}_v \quad (\text{II.90})$$

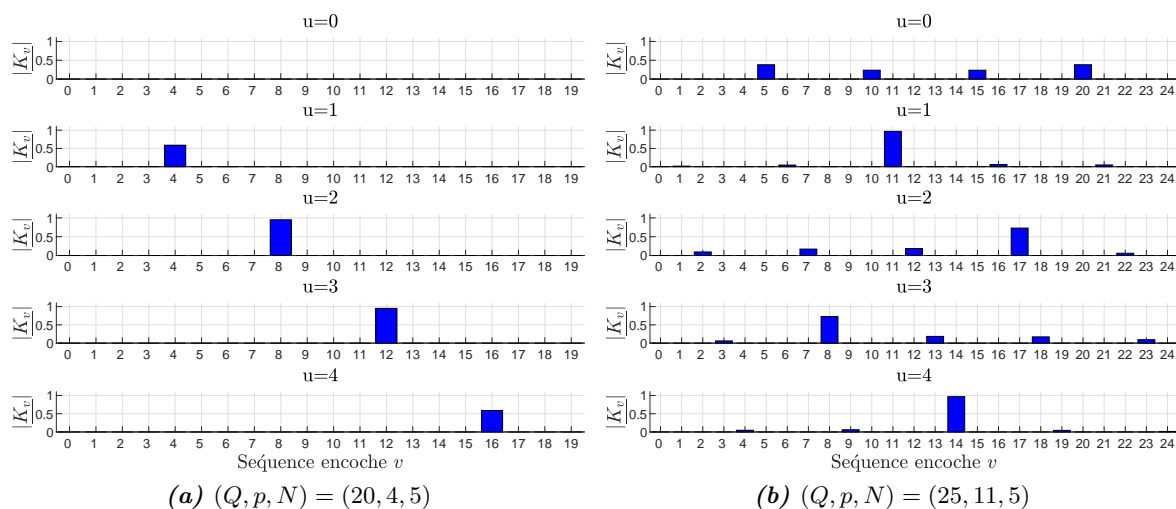


FIGURE II.10 — Pondération des séquences d'encoche selon le facteur de bobinage et la séquence d'alimentation d'après (II.89)

Les coefficients de Fourier complexes de la distribution de conducteurs de phase 0 se déduisent de (II.90) selon la mise à l'échelle (II.51) :

$$\widehat{(D_0)}_v = \frac{n_{cd}}{2\pi R} \operatorname{sinc}\left(v \frac{\epsilon}{2}\right) \frac{Q}{N} K_v \quad (\text{II.91})$$

De même, les coefficients de Fourier complexes de la fonction de bobinage adimensionnée de phase 0 s'écrivent à partir de (II.62) et de l'expression du facteur de bobinage complexe (II.88) :

$$\widehat{(w_0)}_v = \frac{1}{j2\pi v} \operatorname{sinc}\left(v \frac{\epsilon}{2}\right) \frac{Q}{N} K_v \quad (\text{II.92})$$

Les coefficients de Fourier complexes de la fonction de bobinage de phase 0 se déduisent de (II.92) selon la mise à l'échelle (II.50) :

$$\widehat{(W_0)}_v = \frac{n_{cd}}{j2\pi v} \operatorname{sinc}\left(v \frac{\epsilon}{2}\right) \frac{Q}{N} K_v \quad (\text{II.93})$$

II.2.3.5 Implémentation algorithmique

L'implémentation de (II.88) est simple (étant admis que la majorité des langages de calcul scientifique intègre une instruction directe pour calculer la transformée de Fourier). Cependant, le facteur de bobinage complexe présente la spécificité (peut-être déroutante) d'être paramétré sur l'ordre mécanique alors que, classiquement, le facteur de bobinage est indexé sur l'ordre électrique. La correspondance entre le rang électrique h et le rang mécanique v est définie ci-après :

$$v = \operatorname{mod}(ph, Q) \quad (\text{II.94})$$

Le facteur de bobinage indexé sur le rang électrique h , noté K_h^e se calcule donc depuis le facteur de bobinage complexe considérant la relation suivante :

$$|K_h^e| = \left| K_{\text{mod}(ph,Q)} \right| \quad (\text{II.95})$$

Le calcul des facteurs de bobinage par la TFD de la distribution selon (II.84) puis la ré-indexation sur le rang électrique selon (II.95) est illustré par la figure II.11 pour les distributions 5-phase fractionnaires 20-6-5 (FS-1 double-couche, figure II.11a) et 25-22-5 (FS-2 double-couche, figure II.11b).

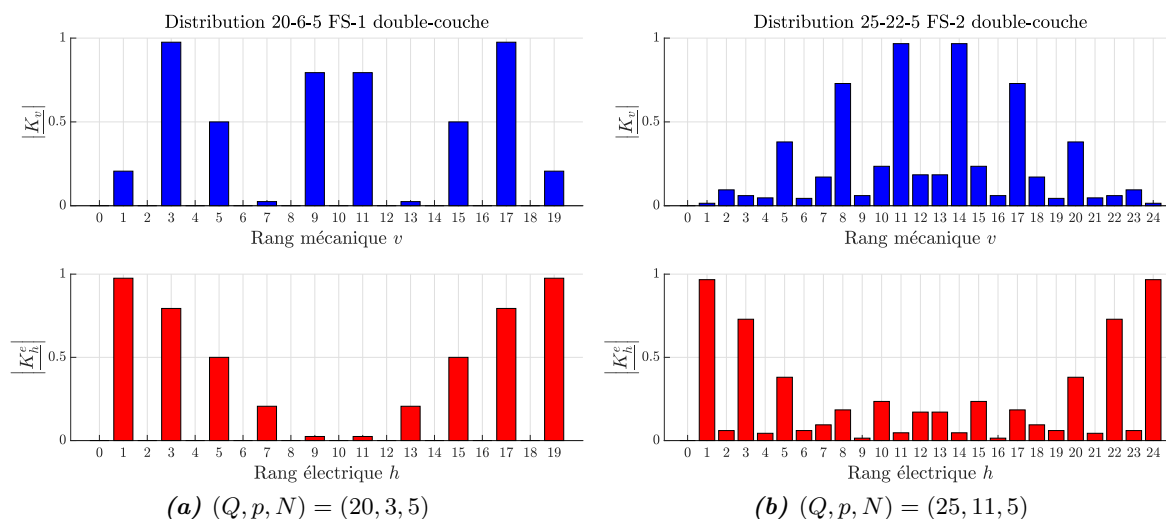


FIGURE II.11 — Facteurs de bobinage indexés sur le rang mécanique et sur le rang électrique selon (II.95)

II.3 Prédiction des harmoniques d'espace

Comme montré dans la sous-section II.1.1.3 (et illustré par la figure II.1 notamment), pour un bobinage entier (IS), quel que soit le nombre de phases, les harmoniques spatiaux générés sont assez simples à prédire dans la mesure où la période de bobinage est égale à deux pas polaires [22]. Par contre, la prédiction est plus difficile dans le cas de distributions fractionnaires (plus précisément pour les distributions fractionnaires telles que $y > 2$ dans (II.2), le cas $y = 2$ ne générant pas de sous-harmoniques d'espace comme spécifié par (II.5)). Pour les distributions triphasées, les expressions analytiques précisant le contenu harmonique spatial diffèrent selon la classe du bobinage et le nombre de couches [23, 5]. La référence [13] propose une méthode générale, applicable à tous bobinages symétriques (c'est-à-dire réguliers) à nombre de phases impair : cette approche présente la particularité de supposer que les rangs spatiaux sont égaux aux rangs temporels, ce qui est quelque peu déroutant (sans juger de l'efficacité de l'approche). En fait, bien que le sujet de la génération des harmoniques d'espace soit très ancien (sans doute contemporain de la mise au point des machines tournantes) et donc intensivement exploré (comme dans [24] par exemple), il ne semble pas exister de formulations claires et facilement implémentables pour prédire le contenu harmonique spatial de la FMM générée par l'alimentation d'un bobinage polyphasé.

L'objectif de cette partie est donc de développer une nouvelle approche de prédiction des harmoniques spatiaux générés par des bobinages polyphasés symétriques. L'expression finale est voulue aussi concise que possible, c'est-à-dire nécessitant un paramétrage minimal afin de faciliter l'implémentation. Afin de trouver une expression plus compacte des familles d'harmoniques d'espace F_u que celle définie dans (II.47) et (II.46), le raisonnement exposé dans cette partie, partiellement reporté dans [CI-33], consiste à analyser directement les propriétés fréquentielles de l'onde de FMM, sans référence explicite à l'application linéaire \mathcal{D} . Fondamentalement, il est considéré que les harmoniques spatiaux dus à la distribution du bobinage dans les encoches résultent d'un phénomène de recouvrement spectral. De plus, la méthode proposée n'utilise pas explicitement les harmoniques électriques (ou temporels) mais la notion de séquence d'alimentation évoquée dans la sous-section II.1.4.2. Ce choix facilite la distinction entre les harmoniques d'espace et de temps et, par suite, la compréhension du mécanisme de génération des trains d'onde accrochés à une séquence. La première sous-section détaille le calcul des harmoniques spatiaux générés par une séquence d'alimentation par le principe de recouvrement spectral. La deuxième sous-section montre comment les ondes de densité linéique de courant et force magnétomotrice peuvent être spécifiées depuis les familles d'harmoniques spatiaux. La notion d'harmoniques de temps est notamment introduite. Enfin, la dernière sous-section remonte au concept de machines fictives développé pour analyser le comportement des machines polyphasées [1, 6].

II.3.1 Calcul des familles d'harmoniques spatiaux

Cette section vise à calculer les familles d'harmoniques spatiaux générés par une séquence d'alimentation donnée. La première sous-section introduit, pour la séquence d'alimentation, la notion de séquences additionnelles. Ensuite, la propriété de recouvrement spectral appliqué à une onde dont les sources sont régulièrement espacées est examinée. Enfin, l'utilisation de cette propriété sur le bobinage régulier polyphasé permet de mettre en évidence la liste des harmoniques spatiaux générés par une séquence d'alimentation donnée.

II.3.1.1 Alimentation à une séquence donnée

Désignant l'alimentation de la machine par un système polyphasé sinusoïdal avec un déphasage particulier entre deux phases consécutives (comme explicité dans la sous-section II.1.4.2), le concept de séquence est souvent utilisée dans les articles traitant de la conception et du contrôle des machines asynchrones polyphasées. Par exemple, dans [2], la méthode des séquences de composantes symétriques (*sequence sets of the symmetrical component method*) est utilisée pour analyser le comportement d'une machine asynchrone en présence d'harmoniques de courant. Dans [25], pour le contrôle, la machine asynchrone polyphasée est divisée en plusieurs plans (groupant les séquences \vec{f}_u^N et \vec{f}_{N-u}^N) dont l'utilisation par injection harmonique de courant améliore le couple. Le concept de séquence est particulièrement adapté à l'étude de la commutation électronique de pôles possible sur les machines polyphasées [26], sujet des thèses d'Hussein Zahr [ThS-3] et d'Abdelhak Mekahlia [ThS-6]. De plus, cette approche est utile à la définition de stratégie de contrôle pour compenser des modes vibratoires sur des machines polyphasées [27].

Dans ce mémoire, le concept de séquence d'alimentation est initialement introduit dans la sous-section II.1.4.2 : alimenter un bobinage N -phasé (régulier) à la séquence u consiste à faire circuler dans les enroulements un courant polyphasé sinusoïdal avec un déphasage de

$u2\pi/N$ entre deux phases consécutives. Pour un bobinage donné, par conception, les bornes de l'induit sont repérées de sorte que, si les enroulements portent des courants polyphasés sinusoïdaux temporels avec un déphasage angulaire de $2\pi/N$ entre deux phases repérées n et $n - 1$ sur le bornier, alors la force magnétomotrice résultante génère la polarité nominale de la machine notée p . Cela signifie qu'une alimentation polyphasée temporelle sinusoïdale en courant à la séquence $u = 1$ est liée, par conception, à la polarité p . La séquence $u = 1$ correspond alors à la séquence de base ou séquence fondamentale. Il est à noter que la séquence $u = N - 1$ est aussi liée à la polarité p mais avec une vitesse d'onde opposée. Ces résultats sont bien connus pour une machine triphasée ($N = 3$).

Dans l'expression mathématique du courant polyphasé sinusoïdal de séquence u (II.37), l'entier u est équivalent aux entiers naturels $u + \mathbb{Z}N$. Par cette perspective, il peut être considéré que la séquence u est liée à une infinité de séquences dites additionnelles d'ordre $u + \mathbb{Z}N$. Par exemple, pour $N = 3$, la séquence fondamentale ($u = 1$) est liée à l'ensemble des séquences additionnelles suivantes : $\{\dots, -5, -2, 4, 7, 10, \dots\}$. En d'autres termes, excepté dans le cas théorique d'un nombre de phases infini, il est impossible de générer une séquence sans sa série de séquences dites additionnelles.

II.3.1.2 Propriété de recouvrement spectral

Pour un objectif de conception classique, alimenté par un courant polyphasé sinusoïdal, le bobinage idéal génère une onde de force magnétomotrice parfaitement sinusoïdale. Cependant, en raison de la distribution des conducteurs sur un nombre fini d'encoches Q régulièrement réparties, l'onde de force magnétomotrice présente un effet de discrétisation formalisée par la relation suivante :

$$x(\theta) = \sin \theta \quad \mapsto \quad x_d(\theta) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sin \left(q \frac{2\pi}{Q} \right) \Pi_{\frac{2\pi}{Q}} \left(\theta + q \frac{2\pi}{Q} \right) \quad (\text{II.96})$$

Dans (II.96), $x(\theta)$ représente la force magnétomotrice sinusoïdale idéale pour une position donnée θ à un instant quelconque (non paramétré car inutile à la description du phénomène). $x_d(\theta)$ est la force magnétomotrice effective, résultant de la distribution finie des termes sources : $\Pi_{\frac{2\pi}{Q}}$ est le signal porte de largeur égale au pas d'encoche $2\pi/Q$. x_d est une sinusoïde bloquée à l'ordre 0 de fréquence Q .

La figure II.12 illustre cet effet de discrétisation pour un nombre d'encoches égal à 6 (qui pourrait convenir pour un bobinage triphasé à $s_{pp} = 1$) et pour un nombre d'encoches égal à 15 (qui pourrait convenir pour un bobinage pentaphasé ou triphasé). L'augmentation du nombre d'encoches atténue l'effet de discrétisation.

La DSF du signal x_d peut être explicitée :

$$x_d(\theta) = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \widehat{(x_d)}_h e^{jh\theta} \quad \text{avec} \quad \widehat{(x_d)}_h = \begin{cases} \text{sinc} \left(\frac{h\pi}{Q} \right) & \text{si } h \in 1 + \mathbb{Z}Q \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.97})$$

(II.97) montre que le signal x_d est composé d'harmoniques de rang particulier : $|1 + kQ|$ avec k entier naturel. Les relations (II.96) et (II.97) s'appliquent également à une onde de force

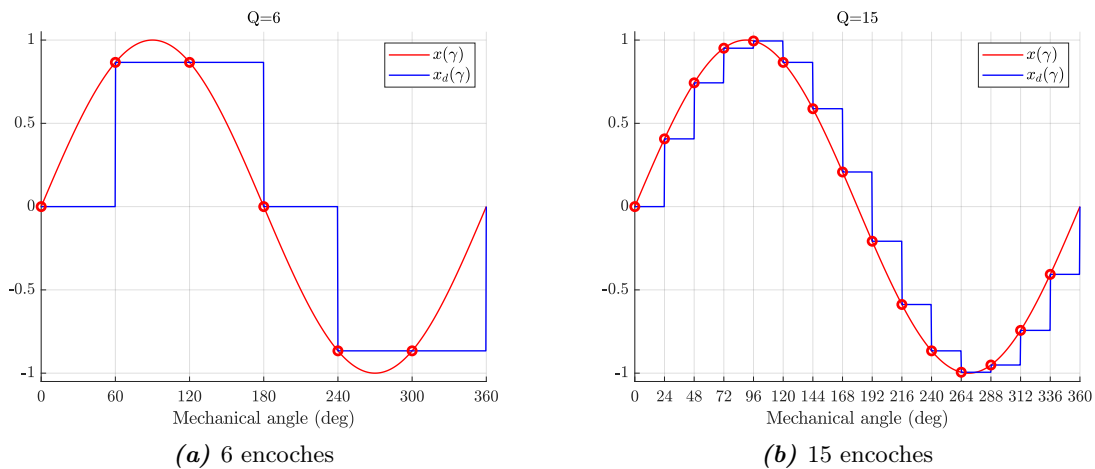


FIGURE II.12 — Effet de discrétisation de la FMM idéale par l'encoche

magnétomotrice de fréquence v . Formellement, il vient :

$$x_v(\theta) = \sin(v\theta) \quad \mapsto \quad x_{v,d}(\theta) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sin\left(vq \frac{2\pi}{Q}\right) \Pi_{\frac{2\pi}{Q}}\left(\theta + q \frac{2\pi}{Q}\right) \quad (\text{II.98})$$

La DSF du signal x_v met en évidence la composition particulière d'harmoniques :

$$x_{v,d}(\theta) = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \widehat{(x_{v,d})}_h e^{jh\theta} \quad \text{avec} \quad \widehat{(x_{v,d})}_h = \begin{cases} \text{sinc}\left(\frac{vh\pi}{Q}\right) & \text{si } h \in v + \mathbb{Z}Q \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.99})$$

Cette composition particulière est illustrée par la figure II.13 pour une force magnétomotrice générée depuis un bobinage distribué sur $Q = 10$ encoches. La courbe II.13a montre la série d'harmoniques constituant l'onde fondamentale alors la courbe II.13b exhibe la série d'harmoniques pour l'onde d'ordre trois.

Selon la théorie de Shannon, pour un nombre d'encoches Q donné, la fréquence de la sinusoïde pouvant être générée est limitée par v_{max} :

$$v_{max} = \frac{Q - \text{mod}(Q, 2)}{2} \quad (\text{II.100})$$

La relation (II.99) montre que l'ensemble des harmoniques générés par les sinusoïdes de fréquence v avec v compris entre 1 et v_{max} définit une distribution sur l'ensemble des entiers relatifs. En d'autres termes, un harmonique de rang h donné est généré par une et une seule sinusoïde de rang v donné. Plus particulièrement, la relation (II.99) justifie notamment l'impossibilité pour un bobinage dentaire à Q encoches et Q phases de générer un harmonique d'espace de rang supérieur à $Q/2$.

Pour la suite, il est utile de formaliser cette propriété. Si S_v^Q désigne le spectre de la

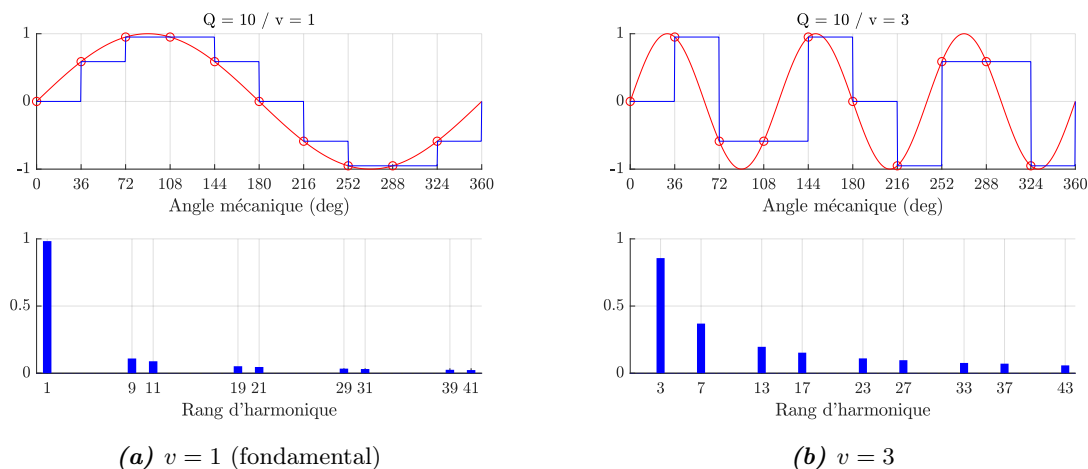


FIGURE II.13 — Harmoniques spatiaux générés par une distribution sur 10 encoches

sinusoïde de fréquence v discrétisée à une fréquence Q , selon (II.99), il vient :

$$h \in S_v^Q = \{v + \mathbb{Z}Q\} \Leftrightarrow h = \text{mod}(v, Q) \quad (\text{II.101})$$

La figure II.14 montre que la prise en compte de l'ouverture d'encoche dans le calcul de la force magnétomotrice ne modifie pas la composition harmonique : seule une atténuation de l'amplitude de l'harmonique avec le rang est observé.

II.3.1.3 Harmoniques spatiaux générés par une séquence

Par définition, la séquence de base ($u = 1$) correspond à l'alimentation nominale en courant (c'est-à-dire à l'alimentation par des courants sinusoïdaux consécutivement déphasés de $2\pi/N$) et doit générer l'onde d'ordre p (comme exposé dans la sous-section II.3.1.1). Cependant, en raison de la distribution des conducteurs sur un nombre fini d'encoches, un ensemble d'harmoniques spatiaux est généré par effet de recouvrement spectral (comme montré dans la sous-section II.3.1.2). Ce recouvrement spectral est nécessairement lié à la périodicité spatiale de la distribution de bobinage, c'est-à-dire au nombre d'encoches de base Q^+ . Généralement, le nombre d'encoches de base Q^+ est égal au nombre d'encoches réduit Q' , ce qui signifie que la polarité réduite p' est générée depuis Q' encoches. Cependant, si le nombre d'encoches de base Q^+ est égal au double du nombre réduit d'encoches Q' (dans le cas d'un bobinage FS-2 mono-couche), alors il faut considérer que l'harmonique $2p'$ est généré depuis $2Q'$ encoches, ce qui modifie l'effet du recouvrement spectral par rapport au cas général. Les deux cas doivent donc être distingués *a priori*. Dans la suite, pour simplifier l'analyse, le cas général $Q^+ = Q'$ est d'abord examiné. Ensuite, le cas particulier $Q^+ = 2Q'$ est caractérisé par analogie formelle avec le cas $Q^+ = Q'$. Au final, une conclusion générale sur l'ensemble des harmoniques spatiaux générés par une séquence donnée est formulée.

Cas $Q^+ = Q'$

Les bobinages IS, FS-1 mono-couche, FS-1 double-couche et FS-2 double couche vérifient la propriété $Q^+ = Q'$. Ainsi, si la séquence u est considérée, l'harmonique spatial d'ordre $p'u$

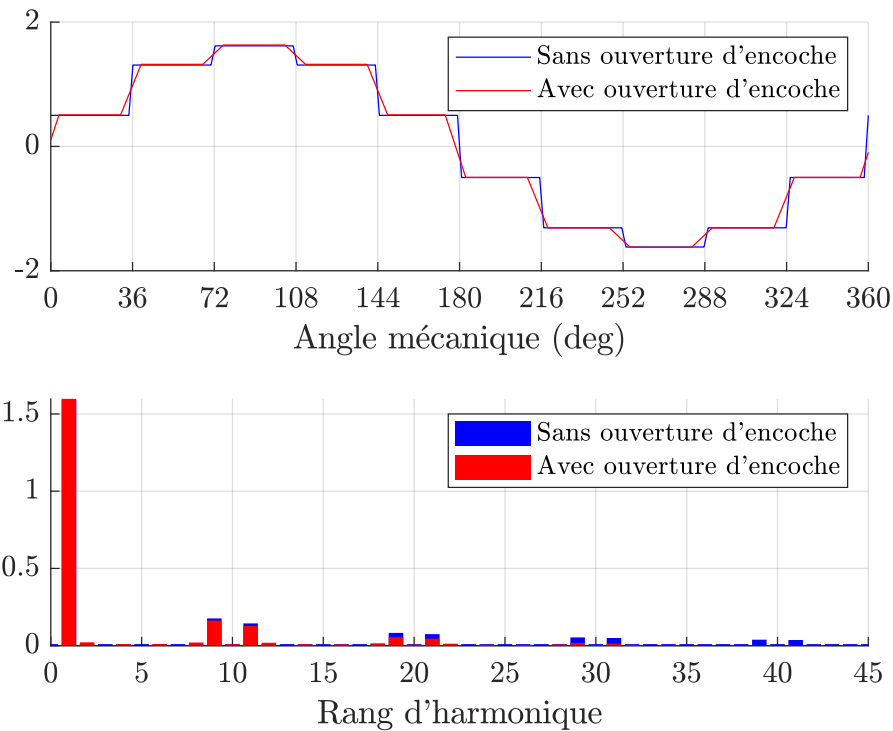


FIGURE II.14 — Décomposition harmonique d'un signal de FMM sans ou avec l'ouverture d'encoche ($Q = 10$ et $v = 1$)

est généré depuis Q' encoches. Ainsi, selon la propriété de recouvrement spectral (II.101), la séquence u génère l'ensemble des harmoniques de rang v vérifiant la relation suivante :

$$v = G \bmod(p'u, Q') \quad (\text{II.102})$$

Comme précisé dans la sous-section II.3.1.1, la séquence u est liée à une infinité de séquences additionnelles $u + \mathbb{Z}N$. L'ensemble de base $F_{b,u}$ est alors introduit : $F_{b,u}$ liste les rangs des harmoniques spatiaux générés par la séquence u mais de rangs compris entre 0 and $GQ' - 1$:

$$F_{b,u} = \left\{ G \bmod(p'(u + kN), Q'), k \in \left[0.. \frac{Q'}{N} - 1\right] \right\} \quad (\text{II.103})$$

L'ensemble $F_{b,u}$ contient exactement Q'/N éléments. L'ensemble complet des rangs spatiaux générés par la séquence u , noté F_u , est obtenu en complétant l'ensemble de base $F_{b,u}$ par périodicité sur le nombre d'encoches Q :

$$F_u = F_{b,u} + \mathbb{Z}Q \quad (\text{II.104})$$

L'ensemble des listes de rang spatiaux F_u pour $u \in [0..N - 1]$ est une distribution de l'ensemble des entiers relatifs $G\mathbb{Z}$, ce qui signifie que :

- seuls les rangs multiples de G sont générés,
- un rang donné v est généré par une seule séquence u .

Les rangs des harmoniques spatiaux sont signés de sorte à restituer le sens de rotation. L'anti-symétrie existantes entre les séquence u et $N - u$ est à noter :

$$F_u = -F_{N-u} \quad (\text{II.105})$$

Si le bobinage est alimenté avec la séquence u , l'harmonique d'espace d'ordre up est généré. Ce rang up est alors considéré comme rang de référence pour la séquence u . Le premier harmonique d'espace pour la séquence u , noté p_u , est ainsi introduit :

$$p_u = G \bmod(p'u, Q') \quad (\text{II.106})$$

Le premier harmonique d'espace p_u est à considérer comme l'harmonique de travail pour la séquence u , c'est-à-dire l'harmonique d'espace susceptible de générer un couple. Par exemple, pour la séquence fondamentale $u = 1$, la relation (II.106) donne $p_1 = p$. Il peut être noté que cette notion de premier harmonique d'espace pour la séquence u correspond à la notion de nombre primaire de paires de pôles (*primary generated pole pairs*) pour une séquence donnée introduite dans [28]. Cependant, la définition ici proposée (II.106) diffère pour les séquence u paires : la référence [28] traitant de distributions de bobinage IS anti-périodiques à nombre de phases N impair, l'harmonique spatial $p'u$ est d'amplitude nul si u est pair (le coefficient de bobinage associé étant alors nul) et les auteurs associent alors aux séquences pairs le nombre primaire de paires de poles $p'(N - u)$. Les relations (II.103) et (II.104) permettent de montrer la propriété suivante :

$$(v, w) \in F_u^2 \implies v - w \in \mathbb{Z}GN \quad (\text{II.107})$$

Si la propriété (II.107) est utilisée en considérant le premier harmonique d'espace p_u et un rang harmonique v quelconque, une nouvelle expression pour la liste de rang spatiaux F_u est mise en évidence :

$$F_u = p_u + \mathbb{Z}GN \quad (\text{II.108})$$

Cas $Q^+ = 2Q'$

Le bobinage FS-2 mono-couche vérifie cette propriété particulière $Q^+ = 2Q'$. Dans ce cas, G est nécessairement pair, ce qui implique donc que $G/2$ est un entier. Comme l'harmonique d'ordre $2p'$ est généré depuis $2Q'$ encoches, tous les développements et résultats établis dans le cas $Q' = Q^+$ peuvent être repris si l'analogie formelle suivante est effectuée pour les relations (II.102), (II.103), (II.106), (II.107) et (II.108) :

$$(G, p', Q') \longmapsto (G/2, 2p', 2Q') \quad (\text{II.109})$$

Finalement, la différence principale concerne l'ensemble de base pour la séquence u , $F_{b,u}$, constitué comme suit :

$$F_{b,u} = \left\{ \frac{G}{2} \bmod(2p'(u + kN), 2Q'), k \in \left[0.. \frac{2Q'}{N} - 1 \right] \right\} \quad (\text{II.110})$$

Considérant (II.110), la propriété (II.104) implique que, pour le cas $Q^+ = 2Q'$, les harmoniques spatiaux multiples de $G/2$ sont générés. En d'autres termes, par rapport au cas $Q^+ = Q'$, deux fois plus d'harmoniques spatiaux sont générés.

II.3.1.4 Bilan

Si les relations (II.106) et (II.108) sont considérés dans les deux cas, l'ensemble complet des rangs spatiaux générés par la séquence u , F_u , peut s'exprimer de la façon suivante :

$$\begin{cases} F_u = G [\text{mod}(p'u, Q') + \mathbb{Z}N] & \text{si } Q' = Q^+ \\ F_u = \frac{G}{2} [\text{mod}(2p'u, 2Q') + \mathbb{Z}N] & \text{si } 2Q' = Q^+ \end{cases} \quad (\text{II.111})$$

Considérant (II.4) et (II.111), une formulation compacte (et facilement implémentable) peut être trouvée :

$$F_u = \text{mod}(pu, Q) + N \frac{Q}{Q^+} \mathbb{Z} \quad (\text{II.112})$$

Enfin, une dernière expression ne faisant plus implicitement référence au premier d'harmonique d'espace $p_u = \text{mod}(pu, Q)$ pour la séquence u peut être établie. Il suffit d'exploiter le fait que, quel que soit le type bobinage, le nombre d'encoches Q est nécessairement divisible par NQ/Q^+ . Donc la relation (II.112) spécifiant la liste des harmoniques spatiaux générés par la séquence u peut s'écrire :

$$F_u = pu + N \frac{Q}{Q^+} \mathbb{Z} \quad (\text{II.113})$$

L'ensemble F_u défini par la relation (II.113) est bien le même que celui défini par les relations (II.46) et (II.47) établies lors de l'analyse de l'application linéaire de distribution de bobinage \mathcal{D} . L'expression (II.113), plus directe, résulte d'une meilleure prise en compte *a priori* des propriétés arithmétiques de la distribution du bobinage.

La relation (II.113) peut être appliquée aux bobinages à nombre d'encoches par paire de pôles et par phase entier ($2s_{pp} \in \mathbb{N}$). Pour ces bobinages, le nombre d'encoches de base Q^+ est égal au nombre réduit d'encoches Q' . L'utilisation de (II.5) permet de préciser la liste de harmoniques spatiaux générés par la séquence d'alimentation u :

$$2s_{pp} \in \mathbb{N} \quad \implies \quad F_u = p(u + N\mathbb{Z}) \quad (\text{II.114})$$

La relation (II.114) confirme et formalise la propriété de non génération de sous-harmoniques spatiaux déjà établis dans la sous-section II.1.1.3 : pour la séquence u , si le facteur de bobinage d'ordre pu est non nul, le fondamental d'espace est pu et le premier harmonique d'espace est $p(N - u)$. Il est ainsi illustré qu'augmenter le nombre de phases N permet de rendre les ondes de basse séquence plus sinusoïdales.

II.3.2 Analyse de ondes de densité linéique de courant et de FMM

Dans cette section, il est montré comment le concept de familles d'harmoniques d'espace permet de prédire les caractéristiques des ondes de densité de courant ou de force magnétomotrice (FMM) générées par une séquence d'alimentation donnée. Tout d'abord, la densité linéique est calculée pour un courant de séquence donnée, ce qui permet de définir le concept de bobinage virtuel, restriction du bobinage aux harmoniques d'espace de la séquence considérée. Les ondes de densité linéique de courant et de force magnétomotrice sont ensuite évaluées dans l'hypothèse d'une alimentation en courant polyphasée sinusoïdale. Le principe d'excitation sinusoïdale temporelle multiple et sa manifestation ondulatoire sont ensuite décrits. Enfin, la notion classique d'harmoniques électriques ou de temps est remise en perspective

par rapport à la séquence d'alimentation et à la génération des trains d'onde.

II.3.2.1 Densité linéique de courant sur séquence u

Par définition, la densité linéique de courant est obtenue en sommant sur l'ensemble des phases les produits de densité linéique de conducteurs $D_n(\theta)$ par les courants de phase :

$$\mathcal{K}(\theta, \theta_e) = \sum_{n=0}^{N-1} D_n(\theta) i_n(\theta_e) \quad (\text{II.115})$$

Le courant est supposé de séquence u . En notant I_u la valeur efficace du courant, le courant de phase n s'exprime :

$$i_n(\theta_e) = I_u \sqrt{2} \cos \left(\theta_e + un \frac{2\pi}{N} \right) = \frac{I_u}{\sqrt{2}} \left(e^{j(\theta_e + un \frac{2\pi}{N})} + e^{-j(\theta_e + un \frac{2\pi}{N})} \right) \quad (\text{II.116})$$

La densité de conducteurs de la phase n s'exprime considérant sa décomposition en série de Fourier précisée par (II.61) et (II.51) pour l'adaptation d'unité :

$$D_n(\theta) = \frac{n_{cd}}{2\pi R} \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \mathcal{F}_Q \left\{ \overrightarrow{d_n^Q} \right\}_v e^{jv\theta} \quad (\text{II.117})$$

Les relations (II.116) et (II.117) sont utilisées pour calculer la densité linéique de courant définie par (II.115) pour la séquence d'alimentation u :

$$\begin{aligned} \mathcal{K}(\theta, \theta_e) &= \frac{n_{cd} I_u}{2\pi R \sqrt{2}} \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{Q-1} d_{n,q} e^{-j \frac{2\pi}{Q} vq} e^{j \frac{2\pi}{N} un} \right) \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) e^{j(v\theta + \theta_e)} \\ &+ \frac{n_{cd} I_u}{2\pi R \sqrt{2}} \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{Q-1} d_{n,q} e^{-j \frac{2\pi}{Q} vq} e^{-j \frac{2\pi}{N} un} \right) \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) e^{j(v\theta - \theta_e)} \end{aligned} \quad (\text{II.118})$$

Dans (II.118), les termes entre parenthèses s'identifient aux coefficients $k_{u,v}$ définis par (II.44). Il vient alors :

$$\begin{aligned} \mathcal{K}(\theta, \theta_e) &= \frac{n_{cd} I_u}{2\pi R \sqrt{2}} \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \sqrt{NQ} k_{u,v}^* \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) e^{j(v\theta + \theta_e)} \\ &+ \frac{n_{cd} I_u}{2\pi R \sqrt{2}} \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \sqrt{NQ} k_{u,-v} \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) e^{j(v\theta - \theta_e)} \end{aligned} \quad (\text{II.119})$$

Finalement, la densité linéique de courant (II.119) prend la forme suivante :

$$\mathcal{K}(\theta, \theta_e) = \frac{n_{cd} I_u \sqrt{2}}{2\pi R} \sqrt{NQ} \sum_{v=-\infty}^{+\infty} |k_{u,v}| \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \cos(v\theta + \theta_e - \arg[k_{u,v}]) \quad (\text{II.120})$$

Cette expression (II.120) montre que les harmoniques d'espace générés par l'alimentation à la séquence u sont déterminés par les coefficients $k_{u,v}$. Pour l'application linéaire de distribution \mathcal{D} , ceci formalise le lien entre les séquences d'encoches \vec{f}_v^Q et les harmoniques d'espace de la densité de conducteurs, pilotés par la séquence d'alimentation \vec{f}_u^N .

II.3.2.2 Concept de bobinage virtuel

La relation (II.120) exhibe la densité linéique de courant résultant de l'alimentation du bobinage à la séquence u . Le contenu harmonique spatial est déterminé par les valeurs de $k_{u,v}$. La relation (II.89) permet de préciser la valeur du coefficient $k_{u,v}$ en fonction du facteur de bobinage complexe :

$$k_{u,v} = \begin{cases} \sqrt{\frac{Q}{N}} \underline{K}_v^* & \text{si } v \in F_u \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.121})$$

Si (II.121) est injecté dans (II.120), la densité linéique de courant pour la séquence u s'exprime en fonction des facteurs de bobinage \underline{K}_v :

$$\mathcal{K}(\theta, \theta_e) = \frac{Q n_{cd} I_u}{2\pi R} \sqrt{2} \sum_{v \in F_u} |\underline{K}_v| \operatorname{sinc}\left(v \frac{\epsilon}{2}\right) \cos(v\theta + \theta_e + \arg \underline{K}_v) \quad (\text{II.122})$$

En résultat fondamental, la relation (II.122) signifie qu'à la séquence d'alimentation u , seuls les harmoniques d'espace de F_u répondent : le bobinage se comporte donc comme un bobinage virtuel équivalent, restriction du bobinage réel aux harmoniques spatiaux de F_u . La densité de conducteurs de ce bobinage virtuel de séquence u , notée $D_{/F_u}$, se détermine en supposant le courant de séquence constant égal à un ampère crête (soit $I_u \sqrt{2} = 1/\sqrt{2N}$ et $\theta_e = 0$ dans (II.122)) :

$$D_{/F_u}(\theta) = \frac{Q n_{cd}}{2\pi R} \sum_{v \in F_u} \frac{1}{\sqrt{2N}} |\underline{K}_v| \operatorname{sinc}\left(v \frac{\epsilon}{2}\right) \cos(v\theta + \arg \underline{K}_v) \quad (\text{II.123})$$

Une expression plus compacte de (II.123) reprenant l'expression du coefficient de Fourier complexe $(\widehat{D_0})_v$ dans (II.91) peut être exhibée :

$$D_{/F_u}(\theta) = \sum_{v \in F_u} \sqrt{\frac{N}{2}} |(\widehat{D_0})_v| \cos\left(v\theta + \arg [(\widehat{D_0})_v]\right) \quad (\text{II.124})$$

De façon semblable à la densité linéique de courant, la force magnéto-motrice (FMM) est la somme des produits des fonctions de bobinage de phase par les courants de phase :

$$\mathcal{F}(\theta, \theta_e) = \sum_{n=0}^{N-1} W_n(\theta) i_n(\theta_e) \quad (\text{II.125})$$

La fonction de bobinage étant liée à la fonction de distribution de conducteurs par une relation de dérivation, la force magnéto-motrice induite par la séquence u peut se calculer en intégrant

le densité de conducteurs (II.122) :

$$\mathcal{F}(\theta, \theta_e) = \frac{Qn_{cd}I_u}{2\pi} \sqrt{2} \sum_{v \in F_u} \left| \frac{K_v}{v} \right| \operatorname{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \left(v\theta + \theta_e + \arg \underline{K}_v - \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{II.126})$$

De même que pour la distribution, il est utile d'identifier dans (II.126) la fonction de bobinage virtuel $W_{/F_u}$ correspondant à la réponse spatiale du bobinage à la séquence u (pour un ampère crête et $\theta_e = 0$) :

$$W_{/F_u}(\theta) = \sum_{v \in F_u} \sqrt{\frac{N}{2}} \left| \widehat{W_0}_v \right| \cos \left(v\theta + \arg \left[\widehat{W_0}_v \right] \right) \quad (\text{II.127})$$

Le bobinage virtuel représente donc la réaction du bobinage à la séquence d'alimentation u . A un instant donné (pour un angle électrique donné), quelles que soient les valeurs des courants de phase, le vecteur courant de phase se décompose dans la base de Fortescue (ou base des séquences). Par conséquent, à tout instant, quelle que soit l'alimentation, le bobinage réel peut être représenté par la superposition de ses bobinages virtuels, le bobinage virtuel de séquence u en étant la restriction aux harmoniques spatiaux de F_u .

II.3.2.3 Alimentation sinusoïdale temporelle en courant

L'évolution du courant de phase avec le temps est désormais considérée. Le courant est supposé polyphasé sinusoïdal avec le temps avec un déphasage de $u2\pi/N$ entre deux phases consécutives. Dans ce cas, l'angle électrique θ_e évolue linéairement avec le temps. En notant ω_u la pulsation électrique et φ_u le retard du courant par rapport à l'origine des temps, la pulsation électrique peut s'exprimer comme suit :

$$\theta_e = -\omega_u t + \varphi_u \quad (\text{II.128})$$

Cette alimentation sinusoïdale en temps revient à solliciter la séquence u avec une amplitude constante et un angle évoluant linéairement avec le temps.

La relation (II.122) permet d'exprimer l'onde de densité linéique de courant :

$$\mathcal{K}(\theta, t) = \frac{Qn_{cd}I_u}{2\pi R} \sqrt{2} \sum_{v \in F_u} |K_v| \operatorname{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \left(v\theta - \omega_u t + \varphi_u + \arg \underline{K}_v \right) \quad (\text{II.129})$$

De même, l'onde de FMM peut s'exprimer depuis (II.126) :

$$\mathcal{F}(\theta, t) = \frac{Qn_{cd}I_u}{2\pi} \sqrt{2} \sum_{v \in F_u} \left| \frac{K_v}{v} \right| \operatorname{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \left(v\theta - \omega_u t + \varphi_u + \arg \underline{K}_v - \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{II.130})$$

Dans (II.129), le coefficient de charge linéique classique, généralement considéré pour estimer sommairement le comportement thermique de la machine, peut être identifié. Ce coefficient, notée \mathcal{A}_u , est lié à la séquence d'alimentation u , caractérisée par le courant sinusoïdal de valeur efficace I_u :

$$\mathcal{A}_u = \frac{Qn_{cd}I_u}{2\pi R} \quad (\text{II.131})$$

Ainsi, l'onde de densité de courant en excitation sinusoïdale de séquence u (II.129) peut être formulée comme suit :

$$\mathcal{K}(\theta, t) = \mathcal{A}_u \sqrt{2} \sum_{v \in F_u} |\underline{K}_v| \operatorname{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \left(v\theta - \omega_u t + \varphi_u + \arg \underline{K}_v \right) \quad (\text{II.132})$$

La relation (II.132) suggère les commentaires suivants :

- le sens de propagation de l'onde d'ordre v est déterminé par le signe de v ,
- l'annulation éventuelle de l'harmonique spatial d'ordre v est totalement conditionnée par les propriétés géométriques de la distribution de bobinage décrite par le coefficient de bobinage complexe \underline{K}_v .

Ce dernier point signifie que F_u liste les rangs harmoniques susceptibles d'être générés par la séquence u (ce qui définit le bobinage virtuel de séquence u). Les particularités géométriques de la distribution de bobinage (comme l'anti-périodicité par exemple) annule certains facteurs de bobinage, ce qui éteint l'onde associée. L'exemple d'un bobinage entier (IS) de polarité nominale p permet de cerner cet effet. Dans ce cas, comme $G = p$, seuls les harmoniques d'espace multiples de p sont générés (pas de sous-harmoniques d'espace). Si la distribution est du type diamétral (c'est-à-dire composée de bobines à épanouissement polaire), alors la distribution est anti-symétrique, ce qui justifie l'annulation des harmoniques d'espace d'ordre $2p\mathbb{Z}$. *A contrario*, si les bobines sont à pas réduit, alors tous les harmoniques d'ordre $p\mathbb{Z}$ sont *a priori* générés.

L'hypothèse classique dite du premier harmonique d'espace consiste à considérer la relation (II.132) pour la séquence fondamentale $u = 1$ avec la famille d'harmoniques spatiaux F_1 réduite au seul harmonique spatial d'ordre p :

$$\mathcal{K}(\theta, t) \approx \mathcal{A}_1 \sqrt{2} |\underline{K}_p| \operatorname{sinc} \left(p \frac{\epsilon}{2} \right) \cos \left(p\theta - \omega_1 t + \varphi_1 + \arg \underline{K}_p \right) \quad (\text{II.133})$$

Enfin, l'expression (II.132) est générale et couvre donc le cas d'une alimentation par la séquence homopolaire. La liste F_0 étant symétrique, le train d'ondes se décompose alors en paires d'ondes identiques mais de vitesses opposées, ce qui supprime le caractère progressif de l'onde globale.

II.3.2.4 Excitation sinusoïdale multiple d'une unique séquence

Sous hypothèse d'alimentation sinusoïdale en temps, la séquence u génère un train d'harmoniques spatiaux dont les vitesses sont imposées par la pulsation ω_u . En cas d'excitations sinusoïdales temporelles multiples de la séquence u , l'harmonique spatial d'ordre v est généré autant de fois que la séquence u est allumée à des pulsations différentes. Cette propriété peut être illustrée en considérant le cas de la séquence u allumée à la pulsation ω_u et à la pulsation ω'_u . Dans ce cas, le courant de phase n s'exprime :

$$i_n(t) = I_u \sqrt{2} \cos \left(\omega_u t - \varphi_u + n \frac{2\pi}{N} \right) + I'_u \sqrt{2} \cos \left(\omega'_u t - \varphi'_u + n \frac{2\pi}{N} \right) \quad (\text{II.134})$$

En supposant un comportement linéaire du système, la relation (II.129) s'applique pour les deux pulsations ω_u et ω'_u .

$$\begin{aligned} \mathcal{K}(\theta, t) = & \frac{Qn_{cd}I_u}{2\pi R} \sqrt{2} \sum_{v \in F_u} |K_v| \operatorname{sinc}\left(v \frac{\epsilon}{2}\right) \cos(v\theta - \omega_u t + \varphi_u + \arg[K_v]) \\ & + \frac{Qn_{cd}I'_u}{2\pi R} \sqrt{2} \sum_{v \in F_u} |K_v| \operatorname{sinc}\left(v \frac{\epsilon}{2}\right) \cos(v\theta - \omega'_u t + \varphi'_u + \arg[K_v]) \end{aligned} \quad (\text{II.135})$$

Une densité linéique agrégeant les courants I_u et I'_u peut être définie :

$$\mathcal{A}'_u = \frac{Qn_{cd} \sqrt{I_u^2 + I'^2_u}}{2\pi R} \quad (\text{II.136})$$

Cette densité linéique peut être considérée comme une densité linéique efficace si le produit scalaire supportant le calcul de la valeur efficace est basé sur une période « multiple » de $2\pi/\omega_u$ et $2\pi/\omega'_u$, en pratique si l'intégration est effectuée sur un intervalle de temps suffisamment long. L'onde de densité de courant (II.135) peut se formuler en introduisant la densité linéique \mathcal{A}'_u :

$$\begin{aligned} \mathcal{K}(\theta, t) = & \mathcal{A}'_u \sqrt{2} \left[\frac{I_u}{\sqrt{I_u^2 + I'^2_u}} \sum_{v \in F_u} |K_v| \operatorname{sinc}\left(v \frac{\epsilon}{2}\right) \cos(v\theta - \omega_u t + \varphi_u + \arg[K_v]) \right. \\ & \left. + \frac{I'_u}{\sqrt{I_u^2 + I'^2_u}} \sum_{v \in F_u} |K_v| \operatorname{sinc}\left(v \frac{\epsilon}{2}\right) \cos(v\theta - \omega'_u t + \varphi'_u + \arg[K_v]) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.137})$$

A priori, il n'existe aucun lien entre les pulsations ω_u et ω'_u .

II.3.2.5 Notions d'harmoniques électriques ou de temps

Il est supposé que le courant polyphasé est la somme de plusieurs courants polyphasés sinusoïdaux de pulsations ou fréquences dites synchronisées. Cela signifie qu'une fréquence donnée est dans un rapport entier (multiple) h de la fréquence la plus basse, cette dernière définissant alors le fondamental ($h = 1$). Le courant de phase n peut alors s'exprimer de la façon suivante :

$$i_n(t) = \sum_{h=0}^{+\infty} I_h \sqrt{2} \cos\left(h\omega_e t + \delta_h + hn \frac{2\pi}{N}\right) \quad (\text{II.138})$$

Le courant de phase apparaît alors comme une décomposition en série de Fourier de la variable temporelle : la relation (II.138) montre que l'harmonique de temps d'ordre h correspond à la séquence $\operatorname{mod}(h, N)$. Par conséquent, l'harmonique de temps d'ordre h génère les harmoniques spatiaux listés par $F_{\operatorname{mod}(h, N)}$. Ainsi les harmoniques de temps h et $h + \mathbb{Z}N$ génèrent le même train d'ondes (angles d'onde identiques) mais à vitesses différentes.

Il faut noter que, pour le convertisseur d'alimentation (onduleur polyphasé de tension), rien n'impose la synchronisation des harmoniques électriques, c'est-à-dire la génération d'harmoniques basse fréquence d'ordre entier (ou autrement dit, de générer un courant fondamental de fréquence f et des harmoniques de fréquence multiple de f).

Par exemple, la désynchronisation des séquences peut être mise en œuvre dans le but de compenser des harmoniques d'onde de pression magnétique radiale. Cela n'est possible que si plusieurs séquences d'alimentation sont disponibles, c'est-à-dire si la machine est polyphasée. Dans [27], ce principe est appliqué à une machine 11-phase à bobinage dentaire concentré (à 5 paires de pôles sur la séquence principale). La séquence fondamentale ($u = 1$) génère les harmoniques spatiaux 5 et -6 interagissant pour générer le mode de vibration 1. La sollicitation de la séquence $u = 3$ par injection d'un courant harmonique d'ordre 3 génère l'harmonique spatiale -4 qui interagit à son tour avec l'harmonique 5 induit par la séquence fondamentale, ce qui génère le mode de vibration 1. Ainsi, si fréquence, amplitude et déphasage du courant harmonique d'ordre 3 sont correctement calculés, alors le mode un de vibration peut être atténué.

La désynchronisation est également utilisée pour piloter indépendamment en vitesse variable plusieurs machines polyphasées alimentées par un seul onduleur polyphasé [22]. Pratiquement, les machines polyphasées sont électriquement couplées de sorte que leurs séquences fondamentales correspondent à une séquence d'alimentation particulière de l'onduleur. Selon ce principe (dit de *swapping*), deux machines pentaphasées peuvent être alimentées avec le même onduleur : le système polyphasé $\{a, b, c, d, e\}$ de l'onduleur alimentant une machine et le système polyphasé $\{a, c, e, b, d\}$ alimentant l'autre machine.

II.3.3 Concept de machines fictives

Le concept de machines fictives est littéralement introduit dans [1] : la machine fictive apparaît définie comme un sous-espace propre de l'application linéaire décrivant le couplage magnétique des phases de l'induit. Cette approche pré-suppose un comportement magnétique linéaire pour la machine polyphasée (saturation négligée) et une distribution du champ magnétique d'induit indépendante de la position de l'inducteur. Ce dernier point est vérifié si la machine présente un entrefer magnétique lisse (ce qui est généralement supposé pour les machines à aimants déposés et les machines asynchrones). La machine polyphasée se comporte alors comme la somme de ses machines fictives magnétiquement découplées et mécaniquement couplées. Cette sous-section a pour objectif de remonter au concept de machines fictives à partir de la notion de bobinages virtuels et de groupes d'harmoniques spatiaux.

II.3.3.1 Couplage magnétique inter-séquence

Alimenté à la séquence u , le bobinage génère la série d'harmoniques spatiaux listés par F_u . Le bobinage s'exprime par son bobinage virtuel de séquence u . Plus précisément, les harmoniques générés sont plutôt des harmoniques d'excitation magnétique dont la manifestation sous forme d'harmoniques spatiaux, c'est-à-dire d'harmoniques d'induction ou de champ magnétique, dépend du circuit magnétique de la machine. Le concept de machines fictives repose sur l'indépendance des séquences d'alimentation. En d'autres termes, si le bobinage d'induit est parcouru par des courants de séquence u , alors le champ magnétique généré ne contient que les harmoniques spatiaux de F_u . Il est alors intéressant de rechercher les conditions sur le circuit magnétique assurant l'indépendance de deux séquences u et u' . Pour ce faire, il faut rechercher les conditions d'annulation du flux capté par la séquence u' lorsque le bobinage est alimenté par un courant de séquence u . Ce flux de séquence u' , noté $\Lambda_{/F_{u'}}$, est le flux vu par

le bobinage virtuel $F_{u'}$:

$$\Lambda_{/F_{u'}}(\theta_m) = \int_{\theta=0}^{2\pi} W_{/F_{u'}}(\theta) B(\theta, \theta_m) RL_z d\theta \quad (\text{II.139})$$

L'induction $B(\theta, \theta_m)$ résulte de la force magnétomotrice induite par la séquence u , notée $\mathcal{F}_{/F_u}(\theta)$ qui peut être considérée modulée par une fonction de perméance notée $\mathcal{P}(\theta, \theta_m)$:

$$B(\theta, \theta_m) = \mathcal{P}(\theta, \theta_m) \mathcal{F}_{/F_u}(\theta) \quad (\text{II.140})$$

Compte tenu de (II.126) et (II.127), la FMM de séquence u est simplement le produit de la fonction de bobinage virtuel de séquence u' par le courant crête d'alimentation de la séquence u :

$$\mathcal{F}_{/F_u}(\theta) = \mathcal{W}_{/F_u}(\theta) I_u \sqrt{2} \quad (\text{II.141})$$

Finalement, considérant (II.140) et (II.141), le flux capté par le bobinage virtuel de séquence u' s'exprime :

$$\Lambda_{/F_{u'}}(\theta_m) = RLI_u \sqrt{2} \int_{\theta=0}^{2\pi} W_{/F_{u'}}(\theta) \mathcal{P}(\theta, \theta_m) W_{/F_u}(\theta) d\theta \quad (\text{II.142})$$

Les groupes d'harmoniques F_u et $F_{u'}$ ne comportant aucun élément en commun, les séquences u et u' sont effectivement indépendantes si la perméance ne module pas un harmonique de F_u pour générer un harmonique de $F_{u'}$. Une condition suffisante pour satisfaire cette propriété est que la perméance soit constante, indépendante de l'espace, comme dans une machine à entrefer magnétique lisse. Dans ce cas, le flux de séquence u' du au rotor inducteur ne dépend que des harmoniques de rang $F_{u'}$ envoyés par le rotor. Aucune interaction entre deux groupes d'harmoniques distincts F_u et $F_{u'}$ tant par le stator que par le rotor ne peut se développer si la perméance d'entrefer est constante.

II.3.3.2 Décomposition en machines fictives

La propriété d'indépendance des flux inter-séquence peut s'exprimer en introduisant l'application linéaire \mathcal{M}_{ss} , endomorphisme de l'espace vectoriel \mathcal{E}^N décrivant le couplage magnétique entre les phases. Exprimée dans la base de Fortescue (ou base des séquences d'alimentation), cette application définit donc une matrice diagonale :

$$[\Delta_{ss}] = \text{mat}(\mathcal{M}_{ss}, \mathbf{F}^N, \mathbf{F}^N) = \text{diag}(L_{cs,0}, \dots, L_{cs,u}, \dots, L_{cs,N-1}) \quad (\text{II.143})$$

La relation (II.143) définit les auto-inductances de séquence $L_{cs,u}$, correspondant aux inductances cycliques. Par anti-symétrie des groupes d'harmoniques d'espace (II.105), les inductances cycliques $L_{cs,u}$ et $L_{cs,N-u}$ sont égales. Formellement,

$$F_u = -F_{N-u} \implies L_{cs,u} = L_{cs,N-u} \quad (\text{II.144})$$

Il est d'ailleurs possible, en considérant l'expression du flux (II.142) et en notant \mathcal{P}_m la perméance d'entrefer supposée constante, d'exprimer l'inductance cyclique $L_{cs,u}$ si celle-ci est

restreinte au couplage d'entrefer :

$$L_{cs,u} = \frac{N}{2} \mathcal{P}_m \frac{RL_z}{2\pi} \left(\frac{Qn_{cd}}{N} \right)^2 \sum_{v \in F_u} \left| \frac{K_v}{v} \right|^2 \left| \text{sinc} \left(v \frac{\epsilon}{2} \right) \right|^2 \quad (\text{II.145})$$

Finalement, selon la propriété (II.144), l'application linéaire \mathcal{M}_{ss} est caractérisée par N_f espaces propres notées \mathcal{E}_k avec k entier compris entre 0 et $N_f - 1$. Plus précisément,

$$N_f = \frac{N + \text{mod}(N, 2)}{2} \quad (\text{II.146})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathcal{E}_0 = \mathcal{E}(L_{cs,0}) = \text{vect} \left\langle \overrightarrow{f_0^N} \right\rangle \\ \mathcal{E}_k = \mathcal{E}(L_{cs,k}) = \text{vect} \left\langle \overrightarrow{f_k^N}, \overrightarrow{f_{N-k}^N} \right\rangle \quad \text{pour } k \in \left[1 \dots \frac{N-2 + \text{mod}(N, 2)}{2} \right] \\ \mathcal{E}_{N/2} = \mathcal{E}(L_{cs,N/2}) = \text{vect} \left\langle \overrightarrow{f_{N/2}^N} \right\rangle \quad \text{si } \text{mod}(N, 2) = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.147})$$

Ainsi, considérant (II.146) et (II.147) dans le cas où le nombre de phases N est impair, la machine à N phases se comporte comme la somme de $(N+1)/2$ machines fictives magnétiquement découplées et mécaniquement couplées :

- 1 machine fictive monophasée construite sur la droite propre \mathcal{E}_0 de l'inductance cyclique $L_{cs,0}$ groupant les harmoniques spatiaux de rangs absolus listés par $|F_0|$,
- $(N-1)/2$ machines fictives diphasées construites sur les plans propres \mathcal{E}_k de l'inductance cyclique $L_{cs,k} = L_{cs,N-k}$ groupant les harmoniques spatiaux de rangs absolus listés par $|F_k|$.

Par propriété de séparation des harmoniques d'espace (découplage magnétique des séquences d'alimentation), la puissance (respectivement le couple électromagnétique) de la machine N -phasée est la somme des puissances (respectivement des couples électromagnétiques) de chaque machine fictive.

Le plan propre supportant la machine fictive diphasée d'ordre u peut être représenté avec des vecteurs orthonormaux à composantes réelles appelés vecteurs de Concordia. Il peuvent s'exprimer à partir des vecteurs de Fortescue :

$$\mathcal{E}_k = \text{vect} \left\langle \overrightarrow{\alpha_k^N}, \overrightarrow{\beta_k^N} \right\rangle = \text{vect} \left\langle \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\overrightarrow{f_k^N} + \overrightarrow{f_{N-k}^N} \right), -\frac{j}{\sqrt{2}} \left(\overrightarrow{f_k^N} - \overrightarrow{f_{N-k}^N} \right) \right\rangle \quad (\text{II.148})$$

La machine fictive (monophasée) d'ordre 0 correspond à la séquence homopolaire $u = 0$. La machine fictive diphasée d'ordre 1 correspond à la séquence fondamentale $u = 1$ qui, par définition, génère la polarité nominale p (soit $p \in F_1$) : la machine fictive d'ordre 1 est donc appelée machine fictive principale. La figure II.15 illustre cette décomposition en machines fictives pour une machine 7-phase : les quatre machines fictives apparaissent (une machine homopolaire, la machine principale et deux machines secondaires). En cas de couplage étoile, la machine homopolaire est éteinte.

Dans la suite, lorsque les conditions de découplage magnétiques entre les séquences sont supposées (linéarité et perméance constante), la séquence u pourra désigner la machine fic-

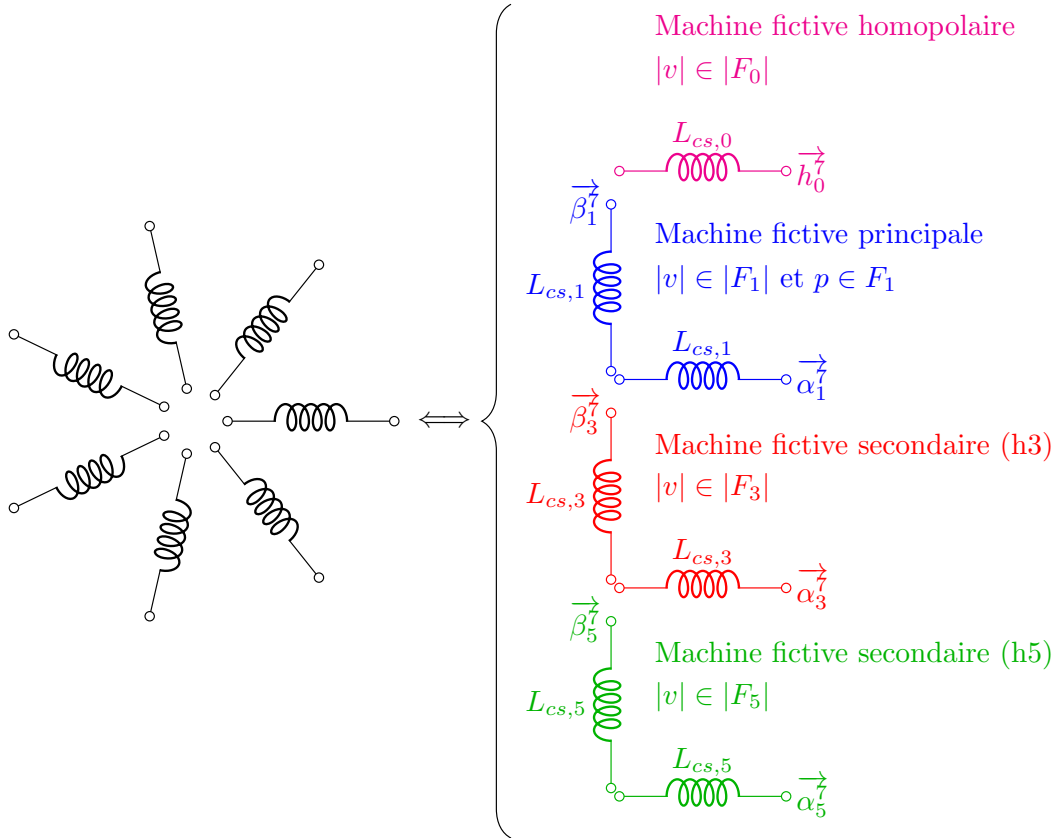


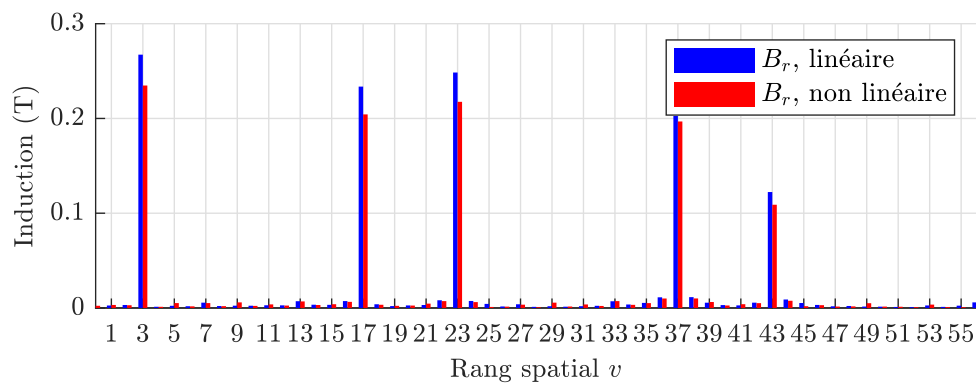
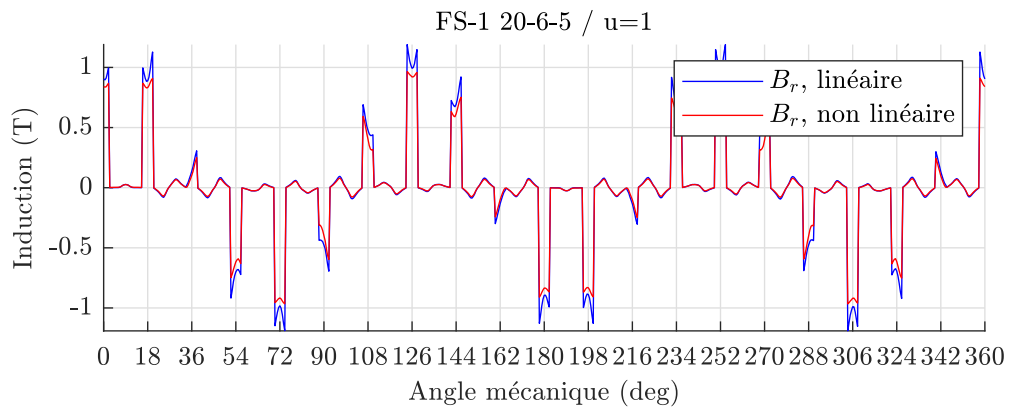
FIGURE II.15 — Décomposition multi-machine appliquée à une machine 7-phase

tive d'ordre u . Pour les machines synchrones à aimants déposés (MSAD) et les machines asynchrones à cage (MASC), l'hypothèse d'entrefer magnétique lisse permet d'appliquer la décomposition multi-machine.

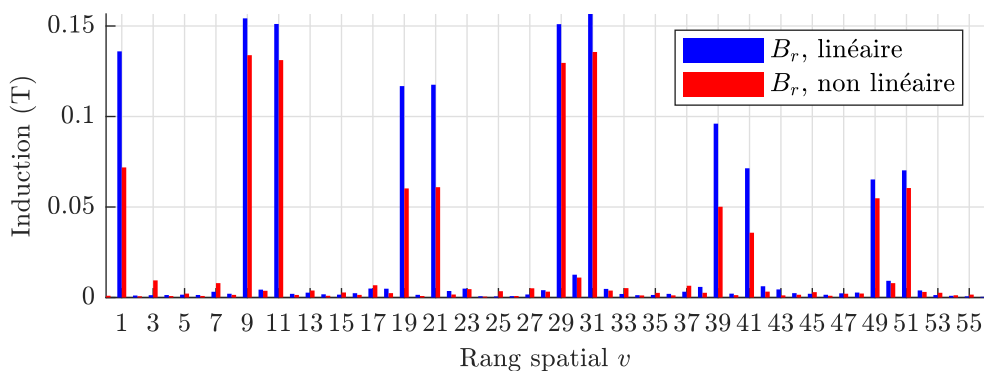
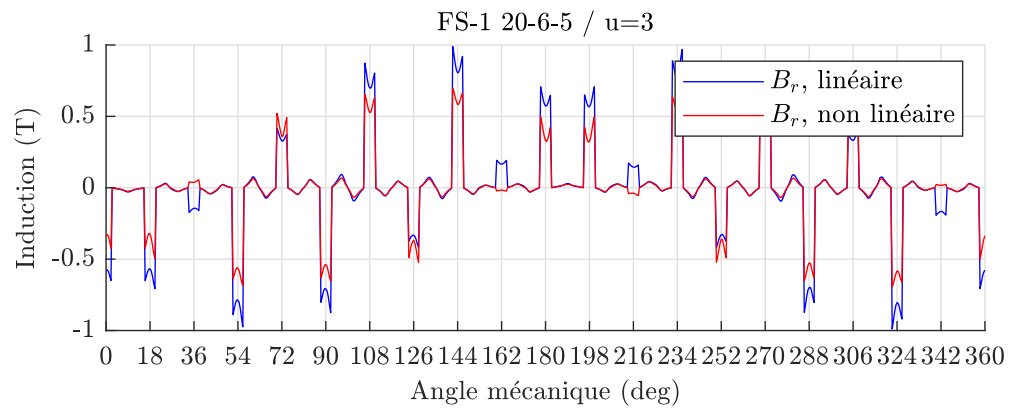
II.3.3.3 Limites de l'hypothèse d'indépendance magnétique des séquences

Ouvrant le concept de décomposition en machines fictives, l'hypothèse d'indépendance magnétique des séquences est théoriquement invalidée en cas de saturation magnétique. Dans ce cas, la séparation des harmoniques spatiaux ne peut plus être postulée.

La figure II.16 illustre ce point pour une machine équipée du bobinage 5-phase double-couche FS-1 20-6-5, reprenant le circuit magnétique exhibé dans [RI-3]. Pour les deux séquences d'alimentation $u = 1$ (fondamentale, de polarité nominale $p = 3$) et $u = 3$, les ondes d'inductions au milieu de l'entrefer magnétique sont calculées par éléments finis (*FEMM*, [29]) avec matériaux linéaires et matériaux représentant la saturation (coude de saturation à 1.4 T). Le courant d'induit efficace est placé à deux fois la valeur nominale pour forcer la saturation. Les figures II.16a et II.16b reportent, pour un instant donné, les inductions radiales d'entrefer exclusivement dues à l'induit pour les séquences $u = 1$ et $u = 3$. Quelle que soit la séquence, les prédictions des harmoniques d'espace selon (II.113) sont confirmées. Cependant, au-delà de la baisse du champ liée à la saturation, comme il peut être observé sur la figure II.16b, si l'alimentation à la séquence $u = 3$ conduit à une saturation magnétique, l'onde d'ordre $v = 3$ (théoriquement exclusivement généré par la séquence fondamentale) se développe. Certes, pour cette machine, le phénomène n'est pas très marqué mais il peut être imaginé que, se-



(a) Sur séquence $u = 1$, $F_3 = \{\dots -22, -17, -12, -7, -2, 3, 8, 13, 18, 23, 28, \dots\}$ selon (II.113)



(b) Sur séquence $u = 3$, $F_3 = \{\dots -16, -11, -6, -1, 4, 9, 14, 19, 24, 29, 34, \dots\}$ selon (II.113)

FIGURE II.16 — Induction d'entrefer à très fort courant d'induit pour une machine équipée du bobinage 5-phase FS-1 20-6-5 selon calcul EF en linéaire et avec saturation

lon la géométrie du circuit magnétique, selon le type de matériaux, selon la distribution de bobinage, selon la commande (en alimentation multi-séquence en particulier), ce couplage inter-séquence soit plus fort et remette en question les conclusions de la conception préliminaire. Un axe d'investigation se dessine alors : rechercher à définir les circuits magnétiques facilitant l'hypothèse d'indépendance des séquences, éventuellement en régime de saturation magnétique. Cette analyse est à mener sur la base de la relation (II.142) : il s'agirait de déterminer mathématiquement des propriétés nécessaires pour la fonction de perméance et de chercher à les traduire géométriquement. Une telle exploration ne peut être menée que par une démarche d'analyse mixant calculs analytiques et numériques.

Chapitre III

Exploitation analytique des équations du champ

Sommaire

III.1 Prédiction des pulsations du couple électromagnétique	81
III.1.1 Principe d'estimation	81
III.1.2 Application aux machines synchrones à aimants déposés	84
III.1.3 Application aux machines asynchrones à cage	86
III.2 Calcul analytique du champ	89
III.2.1 Equations du champ en milieu isotrope linéaire	92
III.2.2 Principe de résolution analytique	97
III.2.3 Solutions analytiques utiles	100
III.3 Utilisations originales des solutions analytiques	104
III.3.1 Modélisation des aimants par spires équivalentes	104
III.3.2 Machines à aimants à stator fortement segmenté	109
III.3.3 Concept de machine à induction à anneau conducteur au rotor	115

Les méthodes de calcul analytique du champ peuvent être considérées comme des outils d'analyse et d'aide à l'optimisation. D'une part, l'utilisateur a normalement une meilleure maîtrise des hypothèses de calcul et du paramétrage, ce qui facilite l'interprétation des phénomènes. D'autre part, le temps de résolution est généralement bien plus court que celui requis par une résolution reposant sur une discrétisation de l'espace (éléments finis notamment), ce qui facilite le calcul intensif inhérent aux procédures d'optimisation. Concernant les convertisseurs électromécaniques polyphasés, un autre critère motivant le développement de méthodes de calcul analytique est à considérer : les solutions analytiques apparaissant souvent développées en série dont les termes correspondent aux harmoniques spatiaux. Une meilleure lecture du comportement des séquences d'alimentation peut être espérée. Ainsi des phénomènes pratiquement impossibles à visualiser en calculs par éléments finis peuvent être observés. Par exemple, tracer les lignes de champ propres à une machine fictive permet une meilleure compréhension de son fonctionnement et ainsi orienter la conception en conséquence.

Dans ce chapitre, les performances du convertisseur électromécanique sont donc calculées

depuis les grandeurs locales (comme l'induction magnétique) et non globalisées comme cela est fait avec les approches dites en circuit (où l'induction magnétique est intégrée pour constituer le flux de phase). Cela justifie notamment l'utilisation du tenseur de Maxwell pour calculer les efforts. De plus, les machines considérées sont à flux radial avec un rapport longueur active sur diamètre d'entrefer suffisamment grand pour qu'une caractérisation en deux dimensions (en coordonnées cylindriques) soit possible. Dans ce chapitre, il est choisi d'analyser exclusivement les méthodes de résolution dites par séparation de variables, ce qui exclut en particulier les méthodes basées sur les images magnétiques pouvant se révéler particulièrement adaptées à la prise en compte des effets tri-dimensionnels sur les machines à flux axial [CI-25]. Concernant les machines à flux axial, il est d'ailleurs à noter que les solutions analytiques en coordonnées cylindriques ici présentées peuvent s'appliquer si le rapport rayon moyen sur pas polaire est suffisamment grand. Dans ce cas, le champ peut être exprimé selon la composante angulaire et la composante axiale : cette hypothèse est utilisée dans la thèse de Sofiane Djebbari [ThS-2]. Plus généralement, dans ce chapitre, les effets de bord ne sont pas considérés (hypothèse 2D) et les matériaux magnétiques sont supposés isotropes et linéaires.

Dans ce contexte, il est d'abord montré que la notion de séquences d'alimentation et de groupes d'harmoniques d'espace autorise la prédiction des pulsations de couple électromagnétique pour les machines à saillance négligeable, pouvant donc être décrite par la décomposition en machines fictives. La première partie analyse donc la génération des pulsations de couple électromagnétique pour les machines synchrones à aimants déposés (MSAD) et les machines asynchrones à cage (MASC). La seconde partie reporte les méthodes de calcul analytique du champ en coordonnées cylindriques pour les machines à flux radial. Ces méthodes étant très bien documentées (comme dans [30, 31, 32, 33, 34] par exemple), cette partie n'apporte foncièrement rien de nouveau sur le sujet. Cependant, elle permet de cerner clairement les avantages et limites de ces approches, ce qui finalement permet de définir des perspectives d'utilisation et de développement vraisemblables pour les machines tournantes polyphasées. Constituant une contribution, la troisième partie présente des développements analytiques visant à pré-évaluer les performances de convertisseurs électromécaniques polyphasés particuliers. Les solutions analytiques sont donc utilisées avec une certaine originalité dans un contexte de conception optimale et d'analyse de fonctionnement.

III.1 Prédiction des pulsations du couple électromagnétique

Cette section vise à exploiter le concept de groupes d'harmoniques spatiaux pour prédire le contenu fréquentiel du couple pulsatoire si l'entrefer magnétique est supposé constant et si la saturation magnétique est négligée. Détaillé dans la première sous-section, le principe d'estimation repose classiquement sur l'utilisation du tenseur de Maxwell. Une formule analytique générale est établie et la deuxième sous-section traite le cas de la machine synchrone à aimants déposés (MSAD). L'objectif est alors de montrer que l'approche par séquence d'alimentation permet de retrouver les résultats connus concernant les pulsations de couple électromagnétique des MSAD, ces résultats pouvant être plus simplement mis en évidence par une approche circuit [THD]. Tel n'est pas le cas de la machine asynchrone à cage (MASC) traitée dans la dernière sous-section. Le calcul des fréquences de pulsation de couple, dépendant du point mécanique de fonctionnement, est nettement moins documenté et a fait l'objet d'études poussées lors de la thèse d'Abdelhak Mekahlia [ThS-6]. Le concept de séquences d'alimentation et de groupes d'harmoniques spatiaux permet d'aborder le problème de façon originale pour une machine polyphasée.

III.1.1 Principe d'estimation

Cette section établit les conditions classiques d'obtention d'un couple d'interaction entre les champs induits et inducteurs.

III.1.1.1 Pressions magnétiques

Les efforts sont directement estimés depuis la distribution du champ magnétique dans la machine, et en particulier, dans l'entrefer de perméabilité constante μ_0 . Classiquement, le tenseur de Maxwell est utilisé : dans le cas général, pour un repère cartésien $\{\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}\}$ pour un élément de surface de normale x , il précise les pressions d'origine magnétique s'exerçant selon x , y et z . Intégrer le champ de pression le long d'une surface permet d'évaluer les efforts s'exerçant sur la partie située à l'intérieur de la surface d'intégration (ou l'extérieure par principe d'action-réaction).

Sous hypothèse bi-dimensionnelle, dans le repère cylindrique $\{\vec{e}_r, \vec{e}_\theta\}$ l'induction en un point donné est entièrement caractérisée par les composantes radiale B_r et tangentielle B_θ . Dans ce cas, les pressions magnétiques radiale $\sigma_{m,r}$ et tangentielle $\sigma_{m,\theta}$ (s'exerçant sur un élément de surface de normale \vec{e}_r) s'expriment en fonction des composantes radiale B_r et tangentielle B_θ de l'induction :

$$\sigma_{m,r} = \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_\theta^2) \quad (\text{III.1})$$

$$\sigma_{m,\theta} = \frac{1}{\mu_0} B_r B_\theta \quad (\text{III.2})$$

Intégrer (III.1) et (III.2) le long d'un contour cylindrique de rayon r , inscrit dans l'entrefer, permet d'estimer les forces radiales et tangentielles s'exerçant sur la partie interne au contour (c'est-à-dire le rotor pour une machine à rotor interne). En particulier, le couple résulte de la force magnétique tangentielle et se calcule à partir de la relation (III.2) (où L_z est la longueur

active selon z) :

$$T = r \int_{\theta=0}^{2\pi} \frac{1}{\mu_0} B_r(r, \theta) B_\theta(r, \theta) r L_z d\theta \quad (\text{III.3})$$

La relation (III.3) permet le calcul du couple résultant de l'interaction d'un stator portant le bobinage (induit) avec le rotor. Dans ce cas, l'induction d'entrefer peut être considérée comme la somme d'une induction due au stator notée $B_{/S}$ et d'une induction due au rotor notée $B_{/R}$:

$$\vec{B}(r, \theta, t) = \vec{B}_{/S}(r, \theta, t) + \vec{B}_{/R}(r, \theta, t) \quad (\text{III.4})$$

En fonction de leurs propriétés spatiales, ces deux ondes d'induction vont interagir pour produire notamment un effort tangentiel à l'origine du couple, conformément à (III.3). Ce phénomène est analysé dans la section suivante.

III.1.1.2 Analyse des interactions d'harmoniques spatiaux

Il est choisi de calculer le couple depuis (III.3) en considérant un contour de rayon égal au rayon statorique R (plus exactement un rayon infiniment proche de R de sorte à rester dans l'entrefer). Il est alors nécessaire d'exprimer les inductions dues au stator (induit) et au rotor (inducteur) pour ce rayon R . Les hypothèses suivantes sont réalisées :

- le stator est supposé de perméabilité infinie,
- les encoches statoriques comportant les conducteurs sont représentées par des encoches surfaciques équivalentes (ce qui revient à négliger la variation de perméance statorique sur la distribution du champ).

Selon (III.2), la pression magnétique tangentielle en un point du contour de rayon R peut s'exprimer dans le repère statorique (où les angles sont notés θ_s) à un instant donné t de la façon suivante :

$$\sigma_{m,\theta}(R, \theta_s, t) = \frac{(B_{\theta/S}(R, \theta_s, t) + B_{\theta/R}(R, \theta_s, t)) (B_{r/S}(R, \theta_s, t) + B_{r/R}(R, \theta_s, t))}{\mu_0} \quad (\text{III.5})$$

Les hypothèses permettent d'affirmer que la composante tangentielle de l'induction due au rotor (en $r = R$) est nulle. C'est-à-dire :

$$B_{\theta/R}(R, \theta_s, t) = 0 \Rightarrow \vec{B}_{/R}(R, \theta_s, t) = B_{r/R}(R, \theta_s, t) \vec{e}_r = B_{/R}(\theta_s, t) \vec{e}_r \quad (\text{III.6})$$

Ces hypothèses permettent également de calculer l'induction tangentielle due au stator. Calculer la circulation du champ \vec{H} le long du rayon R permet de montrer que la composante tangentielle du champ H_θ est égale à la densité linéique de courant [35] :

$$H_\theta(R, \theta_s, t) = \mathcal{K}(\theta_s, t) \quad (\text{III.7})$$

De (III.7), il résulte que la composante tangentielle de l'induction due au stator progresse selon la densité linéique de courant :

$$B_{\theta/S}(R, \theta_s, t) = \mu_0 \mathcal{K}(\theta_s, t) \quad (\text{III.8})$$

Considérant la nullité de l'induction tangentielle due au rotor (III.6) et l'expression de l'induction tangentielle due au stator (III.8), la pression magnétique tangentielle (III.5) se simplifie et le couple s'exprime depuis (III.3) pour prendre l'expression suivante :

$$T = L_z R^2 \int_{\theta_s=0}^{2\pi} \mathcal{K}(\theta_s, t) [B_{r/S}(R, \theta_s, t) + B_{r/R}(R, \theta_s, t)] d\theta_s \quad (\text{III.9})$$

Si la perméance est constante de valeur notée \mathcal{P} , alors la composante radiale de l'induction progresse selon la FMM notée \mathcal{F} :

$$B_{r/S}(R, \theta_s, t) = \mathcal{P}\mathcal{F}(\theta_s, t) \quad (\text{III.10})$$

La densité linéique étant la dérivée spatiale de la FMM, de (III.10) et (III.9) résulte la non contribution de la composante radiale de l'induction due au stator au couple¹ (ce qui illustre le fait que le bobinage n'exerce pas d'effort de déplacement angulaire par lui-même). Finalement, le couple (III.9) s'exprime comme suit (où la dépendance du champ au rayon R est masquée et où la composante radiale de l'induction due au rotor est notée $B_{/R}$ comme précisé par (III.6)) :

$$T = L_z R^2 \int_{\theta_s=0}^{2\pi} \mathcal{K}(\theta_s, t) B_{/R}(\theta_s, t) d\theta_s \quad (\text{III.11})$$

III.1.1.3 Règles d'interaction

Les conditions d'obtention d'un couple dépendent des propriétés spatiales des ondes de densité linéique de courant et d'induction. Pour déterminer les critères d'interaction, ces deux ondes sont supposées progressives sinusoïdales. Si \mathcal{K}_v et $\delta_{\mathcal{K},v}$ désignent l'amplitude crête de la densité linéique de courant d'ordre v et l'angle associé respectivement et si $B_{v'}$ et $\delta_{B,v'}$ désignent l'amplitude crête de l'induction d'ordre v' et l'angle associé respectivement, il vient :

$$\mathcal{K}(\theta_s, t) = \mathcal{K}_v \cos(v\theta_s - \omega t + \delta_{\mathcal{K},v}) \quad (\text{III.12})$$

$$B_{/R}(\theta_s, t) = B_{v'} \cos(v'\theta_s - \omega' t + \delta_{B,v'}) \quad (\text{III.13})$$

Considérant (III.12) et (III.13), si v et v' sont de même signe², le couple selon (III.11) s'exprime :

$$T = \begin{cases} 0 & \text{si } v \neq v' \\ L_z R^2 \pi \mathcal{K}_v B_{v'} \cos((\omega - \omega')t + \delta_{\mathcal{K},v} - \delta_{B,v'}) & \text{si } v = v' \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

La relation (III.14) signifie que seules deux ondes de même ordre spatial $v = v'$ interagissent en produisant :

- soit un couple moyen si leurs vitesses sont égales ($\omega = \omega'$),
- soit un couple pulsatoire à $\omega - \omega'$ si leurs vitesses diffèrent ($\omega \neq \omega'$).

Il s'agit d'une propriété bien connue pour réaliser un convertisseur électromécanique. Par exemple, pour une machine à p paires de pôles parcourue par un courant de pulsation ω_s au

1. Si la saillance est choisie variable, de cette interaction apparaissent les couples dits de saillance.

2. Cela signifie qu'en pratique, pour utiliser la relation (III.14), il faut que les rangs v et v' dans (III.12) et (III.13) soient de même signe, les sens de rotation étant portés par les pulsations ω et ω' . La relation (III.14) est donc bien générale et peut s'accommoder de rangs spatiaux signés.

stator, les deux conditions suivantes doivent être vérifiées pour qu'un couple à valeur moyenne non nulle puisse se développer :

- les ondes doivent être cohérentes (égalité des polarités de l'induit et l'inducteur, soit $v = v' = p$),
- les ondes doivent être synchrones (égalité des vitesses, soit $\omega = \omega' = \omega_s$).

L'objectif va être de montrer comment les familles d'harmoniques spatiaux permettent de prévoir les fréquences des couples pulsatoires susceptibles d'apparaître dans une machine polyphasée. Les couples pulsatoires désignent les ondulations de couple électromagnétique, c'est-à-dire les ondulations ne relevant pas des variations de saillance. Sur ce point, il est important de préciser que la prise en compte de la saillance statorique (où se situe le bobinage d'induit³) dans le calcul des ondes de densités de courant ou de FMM ne modifiera pas la composition spatiale harmonique des ondes. En effet, selon (II.104), si l'harmonique d'espace v appartient à F_u , alors les harmoniques d'espace $v + \mathbb{Z}Q$ sont également dans F_u . Tenir compte de la perméance revient à moduler les ondes par un signal de fréquence fondamentale d'ordre Q , ce qui, compte tenu de la propriété (II.104), ne modifiera pas la composition harmonique.

III.1.2 Application aux machines synchrones à aimants déposés

Cette section montre comment la propriété générale (III.14) permet de prédire les pulsations de couple électromagnétique pour une MSAD. La méthode impose de considérer les interactions d'harmoniques d'espace alors qu'il serait beaucoup plus simple et direct d'utiliser un modèle circuit (le couple électromagnétique peut alors s'exprimer par produit des fem et des courants induits, soit par interaction d'harmoniques électriques⁴). Le développement concernant les MSAD, reporté dans les sous-sections suivantes, vise en fait à valider l'approche avant de l'utiliser sur les MASC.

III.1.2.1 Harmoniques présents

Pour une machine synchrones à p paires de pôles (parfaitement distribuées), l'induction due au rotor est composée des harmoniques d'espace de rang multiple de p . Dans le repère rotorique, l'onde peut s'exprimer de la façon suivante :

$$B_{/R}(\theta_r, t) = \sum_{v'=1}^{+\infty} B_{pv'} \cos(pv'\theta_r) \quad (\text{III.15})$$

Dans (III.15), la variation temporelle est masquée par le caractère temporellement constant des courants rotoriques inducteurs dans une machine synchrone (ou plus exactement de leurs équivalents pour une machine à aimants). Pour analyser la génération du couple, l'onde d'induction rotorique est écrite dans le repère statorique. Le passage du repère rotorique au repère statorique fait intervenir la position mécanique θ_m :

$$\theta_r = \theta_s - \theta_m \quad (\text{III.16})$$

3. La prise en compte de la saillance plus largement, c'est-à-dire représentant les variations de l'entrefer magnétique en fonction de la position, aboutit à un effet de modulation modifiant le contenu harmonique spatial.

4. Cette approche est utilisée dans le chapitre IV, sous-section IV.1.1.1.

La position mécanique peut être liée à la vitesse de rotation Ω_m :

$$\theta_m = \Omega_m t + \theta_{m,0} \quad (\text{III.17})$$

Selon (III.16), (III.17) et (III.15), l'induction rotorique dans le repère statorique est :

$$B_{/R}(\theta_s, t) = \sum_{v'=1}^{+\infty} B_{pv'} \cos(pv'\theta_s - pv'\Omega_m t - pv'\theta_{m,0}) \quad (\text{III.18})$$

La relation (III.18) montre que, dans le repère statorique, tous les harmoniques spatiaux de l'onde d'induction rotor $B_{/R}$ tournent à la vitesse mécanique Ω_m .

III.1.2.2 Interactions

Si le stator est alimenté avec la séquence u , alors le champ stator est composé d'ondes d'ordre v appartenant à F_u . Le couple électromagnétique résulte nécessairement d'interactions d'ondes stator et rotor de même angle d'onde, c'est-à-dire de même ordre en valeur absolue. Ainsi, les harmoniques d'espace stator et rotor interagissant ont un ordre v vérifiant la relation suivante :

$$v \in |F_u| \cap p\mathbb{N} \quad (\text{III.19})$$

La relation (III.19) signifie que les harmoniques communs sont les harmoniques de $|F_u|$ multiples de p . Par exemple, considérant l'expression (II.113) précisant les éléments de F_u , l'harmonique pu est un harmonique commun.

Pour mémoire, pour une interaction d'ordre commun v donné, le couple est pulsatoire si les vitesses d'onde diffèrent, constant si les vitesses d'onde sont égales. Tous les harmoniques d'espace du rotor tournant à Ω_m , il reste maintenant à fixer la vitesse du champ statorique, c'est-à-dire à déterminer la pulsation d'alimentation du stator. Si ω_u désigne la pulsation d'alimentation du stator, la vitesse de rotation de l'harmonique de champ statorique d'ordre pu est $\omega_u/(pu)$. Pour qu'un couple électromagnétique soit généré de l'interaction des harmoniques spatiaux d'ordre pu du stator et du rotor, il est nécessaire que leurs vitesses soient égales (condition de synchronisme) :

$$\omega_u = pu\Omega_m \quad (\text{III.20})$$

Dans ce cas, l'harmonique commun pu est l'harmonique de travail. Fixer la vitesse de rotation Ω_m relativement à l'harmonique de travail revient à fixer la vitesse de tous les harmoniques spatiaux de l'onde $B_{/R}$ (puisqu'ils tournent tous à la vitesse Ω_m d'après (III.18)).

Pour un harmonique spatial v commun (vérifiant (III.19)), la pulsation de couple électromagnétique résulte de la différence entre la vitesse de l'onde d'ordre v du rotor (égale à Ω_m) et la vitesse de l'onde d'ordre v du stator (égale à ω_u/v). Soit :

$$\omega'_v - \omega_v = v \left(\frac{\omega'_v}{v} - \frac{\omega_v}{v} \right) = v \left(\Omega_m - \frac{\omega_u}{v} \right) = v\Omega_m - \omega_u \quad (\text{III.21})$$

Compte tenu de la condition de synchronisme (III.20), la relation (III.21) peut s'exprimer comme suit :

$$\omega'_v - \omega_v = (v - pu)\Omega_m \quad (\text{III.22})$$

Les harmoniques spatiaux d'ordre v et pu appartiennent à la famille F_u . Selon la relation (II.113) spécifiant la composition de F_u , la différence entre deux harmoniques des F_u est multiple du nombre de phases N . Par conséquent, $v - pu$ est multiple du nombre de phases N . De plus, conformément à (III.19), l'harmonique commun v est nécessairement multiple du nombre de paires de pôles p . Il en résulte que $v - pu$ est aussi du nombre de paires de pôles p . Finalement, la relation (III.22) se ré-écrit :

$$\omega'_v - \omega_v \in Np\Omega_m\mathbb{Z} \quad (\text{III.23})$$

La relation (III.23) signifie que, si v est un harmonique commun, l'harmonique spatial statorique d'ordre v et l'harmonique spatial rotorique d'ordre v interagissent en produisant un couple pulsatoire en $Np\Omega_m$.

III.1.2.3 Bilan

Il s'agit là d'une conclusion bien connue : les harmoniques du couple pulsatoire d'une machine synchrone à N phases et p paires de pôles tournant à la vitesse mécanique Ω_m sont multiples de la pulsation $Np\Omega_m$. Il faut préciser que, généralement, le rotor est supposé parfaitement anti-symétrique entre les pôles Nord et Sud. Dans ce cas, le rotor génère exclusivement des harmoniques d'ordre $p(2\mathbb{N} + 1)$. La relation (III.19) déterminant les ordres d'harmoniques rotor et stator interagissant peut être particularisée :

$$v \in |F_u| \cap p\{2\mathbb{N} + 1\} \quad (\text{III.24})$$

Les fréquences de couple pulsatoire (conditionnées par la relation (III.22)) sont alors impactés :

- si le nombre de phases N est impair, alors la fréquence fondamentale de couple pulsatoire est doublée, ce qui signifie que les pulsation harmoniques sont multiples de $2Np\Omega_m$,
- si le nombre de phases N est pair, alors la fréquence fondamentale de couple pulsatoire est inchangée (reste égale à $Np\Omega_m$) mais les séquences u paires ne présentent aucun harmonique spatial commun avec le rotor (formellement, la relation (III.24) décrit un ensemble vide si N est pair et si la séquence u est paire).

Par exemple, pour p paires de pôles et une vitesse de rotation Ω_m , alimentées à la séquence fondamentale $u = 1$, pour des bobinages symétriques, une machine 5-phase pulse à $10p\Omega_m$ alors qu'une machine 6-phase pulse à $6p\Omega_m$.

III.1.3 Application aux machines asynchrones à cage

Comme indiqué en introduction de la présente partie, le calcul des pulsations de couple pour les MASC est nettement moins documenté. La prédiction des couples pulsatoires des MASC nécessite de considérer l'ensemble des harmoniques spatiaux générés par la séquence d'alimentation et d'évaluer la manière dont le rotor va renvoyer ces harmoniques. Les pulsations de couple résultent donc des interactions entre les harmoniques spatiaux du stator et leurs images (atténuées, déphasées) par la cage rotorique.

III.1.3.1 Harmoniques présents

Concernant la circulation du courant dans les barres, la cage rotorique se comporte comme un bobinage dentaire à Q_r phases et une paire de pôles : Q_r séquences d'alimentation caractérisent ce bobinage à une demi-encoche par pôle et par phase. Selon (II.113), la séquence rotorique u génère le groupe d'harmoniques spatiaux F_u^R :

$$F_u^R = u + \mathbb{Z}Q_r \quad (\text{III.25})$$

La relation (III.25) signifie que la séquence $u = 1$ (correspondant à une circulation de courants déphasés de $2\pi/Q_r$ pour deux barres adjacentes) génère l'onde de rang 1, c'est-à-dire d'angle d'onde égal au tour complet de la machine. La cage rotorique recopie les polarités des ondes statoriques avec un effet de recouvrement dépendant du nombre de barres Q_r .

Ce principe est examiné en supposant la configuration suivante :

- le bobinage statorique est alimentée à la séquence u de pulsation ω_u , ce qui génère le train d'harmoniques spatiaux de rangs listés par F_u à la pulsation ω_u ,
- le rotor tourne à la vitesse Ω_m .

Si v est un harmonique spatial induit par le stator (soit $v \in F_u$), alors cet harmonique spatial allume la séquence rotorique $\text{mod}(v, Q_r)$ à la pulsation $\omega_u - v\Omega_m$. Ces courant rotoriques induits (tous de pulsation $\omega_u - v\Omega_m$) génèrent à leurs tours un train d'harmoniques spatiaux d'ordres $F_{\text{mod}(v, Q_r)}^R$ d'après (III.25). Cet ensemble est noté $F_{/v}^R$ pour mettre en évidence l'harmonique stator générateur v , déterminant la pulsation unique du train d'ondes (égale à $\omega_u - v\Omega_m$) :

$$F_{/v}^R = \text{mod}(v, Q_r) + \mathbb{Z}Q_r \quad (\text{III.26})$$

III.1.3.2 Interactions

Le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'ondes statorique et rotorique de même angle d'onde. Ainsi, l'harmonique spatial statorique d'ordre v_s interagit avec l'harmonique spatial rotorique d'ordre v_r si et seulement si leurs angles d'onde sont égaux (soit $|v_s| = |v_r|$). Les cas $v_s = v_r$ et $v_s = -v_r$ sont donc à distinguer. Dans le cas $v_s = v_r$, l'harmonique commun, noté v' , appartient à F_u et à $F_{/v}^R$. Dans le cas $v_s = -v_r$, l'harmonique commun v' appartient à F_u et à $-F_{/v}^R$. Dans ce cas, compte tenu de la propriété (II.105), de façon équivalente, l'harmonique commun v' appartient à F_u et à $F_{/Q_r-v}^R$. Finalement, les deux cas sont formalisés par les propriétés suivantes :

$$v' = v_s = v_r \Leftrightarrow v' \in F_u \cap F_{/v}^R \quad (\text{III.27})$$

$$v' = v_s = -v_r \Leftrightarrow v' \in F_u \cap F_{/Q_r-v}^R \quad (\text{III.28})$$

Pour un harmonique commun v' , la fréquence du couple pulsatoire peut être calculée en fonction du rang v' , du rang de l'harmonique statorique générateur v , de la pulsation d'alimentation ω_u et de la vitesse mécanique du rotor Ω_m . Conformément à la relation (III.14), cette pulsation est la différence entre la pulsation de l'onde de densité linéique de courant et la pulsation de l'onde d'induction rotorique (exprimée dans le repère statorique). L'harmonique commun v' appartient à F_u généré à la pulsation ω_u . Par conséquent, l'onde de densité

linéique d'ordre v' s'exprime de la façon suivante :

$$\mathcal{K}(\theta_s, t) = \mathcal{K}_{v'} \cos(v'\theta_s - \omega_u t + \delta_{S,v'}) \quad (\text{III.29})$$

Les harmoniques rotoriques sont supposés induits par l'harmonique statorique dit générateur d'ordre v . Par conséquent, dans le repère rotorique, les ondes rotoriques induites pulsent toutes à $\omega_u - v\Omega_m$ (quel que soit le rang induit v_r). Pour l'harmonique commun v' , l'onde d'induction rotorique s'exprime dans le repère rotorique en distinguant les cas $v' = v_s = v_r$ (III.27) et $v' = v_s = -v_r$ (III.28) :

$$v' = v_s = v_r \Rightarrow B_{/R}(\theta_r, t) = B_{v'} \cos(v'\theta_r - (\omega_u - v\Omega_m)t + \delta_{R,v'}) \quad (\text{III.30})$$

$$v' = v_s = -v_r \Rightarrow B_{/R}(\theta_r, t) = B_{v'} \cos(-v'\theta_r - (\omega_u - v\Omega_m)t + \delta_{R,-v'}) \quad (\text{III.31})$$

La relation (III.31) est mise en forme pour étudier l'interaction avec (III.29) selon la propriété (III.14) (valable pour des rangs spatiaux de même signe) :

$$v' = v_s = -v_r \Rightarrow B_{/R}(\theta_r, t) = B_{v'} \cos(v'\theta_r + (\omega_u - v\Omega_m)t - \delta_{R,-v'}) \quad (\text{III.32})$$

L'utilisation des relations (III.16) et (III.17) permet d'exprimer l'onde d'induction rotorique dans le repère statorique. (III.30) et (III.32) donnent respectivement :

$$v' = v_s = v_r \Rightarrow B_{/R}(\theta_s, t) = B_{v'} \cos(v'\theta_s - (\omega_u - (v - v')\Omega_m)t + \delta_{R,v'} - v'\theta_{m,0}) \quad (\text{III.33})$$

$$v' = v_s = -v_r \Rightarrow B_{/R}(\theta_s, t) = B_{v'} \cos(v'\theta_s + (\omega_u - (v + v')\Omega_m)t + \delta_{R,-v'} - v'\theta_{m,0}) \quad (\text{III.34})$$

La pulsation de l'onde d'induction rotorique dans le repère statorique peut désormais être identifiée :

- selon (III.33), si $v' = v_s = v_r$, la pulsation est $\omega_u - (v - v')\Omega_m$,
- selon (III.34), si $v' = v_s = -v_r$, la pulsation est $-\omega_u + (v + v')\Omega_m$.

La pulsation de l'onde de densité linéique d'ordre v' étant ω_u , la pulsation du couple d'interaction peut être déduite :

$$v_s = v_r = v' \in F_u \cap F_{/v}^R \implies \Delta\omega = (v - v')\Omega_m \quad (\text{III.35})$$

$$v_s = -v_r = v' \in F_u \cap F_{/Q_{r-v}}^R \implies \Delta\omega = 2\omega_u - (v + v')\Omega_m \quad (\text{III.36})$$

Pour l'interaction (v, v') dans (III.36), la pulsation ω_u annulant $\Delta\omega$ définit la vitesse d'apparition du couple parasite dit synchrone.

III.1.3.3 Bilan

Les relations (III.35) et (III.36) permettent de déterminer la pulsation de couple pour l'harmonique spatial commun au stator et au rotor v' dans le cas où, pour le rotor, v' est induit

par l'harmonique statorique v . Il est à noter que, si le nombre de barres Q_r est infiniment grand, alors l'ensemble $F_{/v}^R$ des harmoniques rotoriques induits par l'harmonique spatial v , défini par (III.26), est restreint à v . Le seul harmonique commun est donc v et le couple est théoriquement constant (considérer $v = v'$ dans (III.35)).

A titre d'exemple, les prédictions (III.35) et (III.36) sont appliquée à une machine à induction pentaphasée équipée d'un bobinage dentaire (configuration 20-8-5 dans le tableau II.1). Cette configuration est évaluée lors des travaux de thèse d'Abdelhak Mekahlia [RI-16]. Pour un nombre de barres $Q_r = 64$, la figure III.1a reporte les fréquences de couple pulsatoire selon (III.35) et (III.36) dans le cas de l'alimentation à la séquence fondamentale $u = 1$. L'axe des abscisses indique les harmoniques spatiaux statoriques $v_s \in F_1$. La liste des harmoniques générés est précisé ci-après, en application de (II.113) :

$$F_1 = 4 + 20\mathbb{Z} = \{\dots, -56, -36, -16, 4, 24, 44, 64, \dots\}$$

Sur la figure la figure III.1a, l'axe des ordonnées indique les harmoniques spatiaux rotoriques v_r modulo le nombre de barres Q_r , ce qui revient à préciser les séquences rotoriques. Pour améliorer la lisibilité, seules les séquences rotoriques susceptibles d'être allumées par les harmoniques spatiaux statoriques $v_s \in F_1$ sont reportées. La légende précise, pour chaque harmonique statorique générateur v considéré, l'origine des interactions prédites (relation (III.35) ou (III.36)) et la fréquence du couple pulsatoire. Les calculs numériques par éléments finis (ANSYS MAXWELL sous hypothèse de matériaux linéaires) confirment ces résultats comme le montre la figure III.1b [RI-16] (mais le temps de calcul est relativement long).

De même, la figure III.2a reporte les fréquences de couple pulsatoire selon (III.35) et (III.36) dans le cas de l'alimentation à la séquence fondamentale $u = 3$. Cette fois, l'axe des abscisses indique les harmoniques spatiaux statorique $v_s \in F_3$ dont la liste est précisée ci-après (selon (II.113)) :

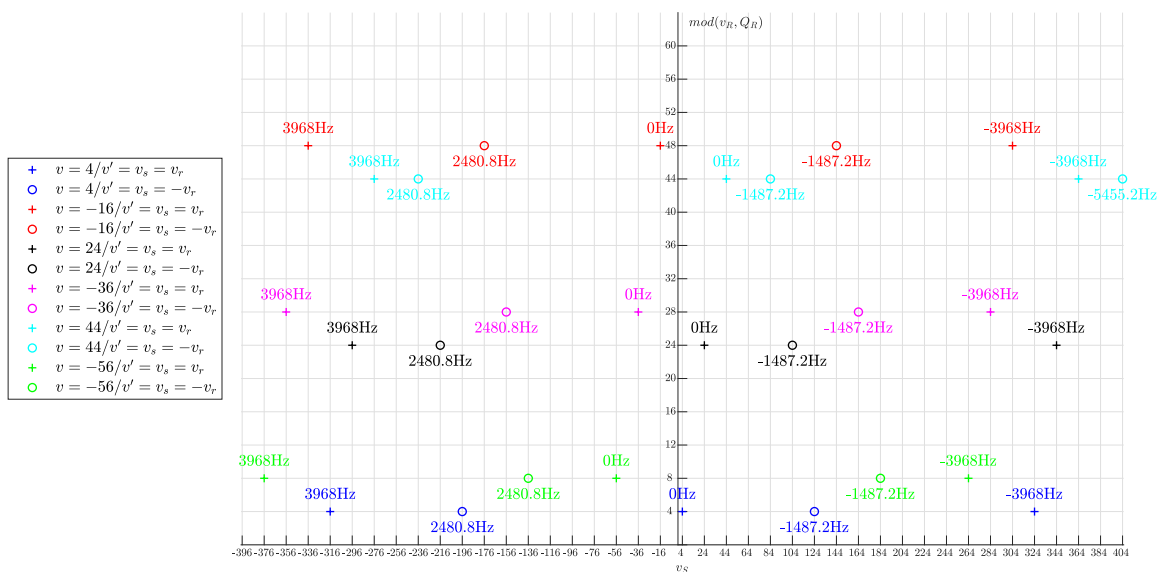
$$F_3 = 12 + 20\mathbb{Z} = \{\dots, -48, -28, -8, 12, 32, 52 \dots\}$$

De même, les fréquences prédites sont effectivement retrouvées par calcul éléments finis [RI-16] comme montré par la figure III.2b.

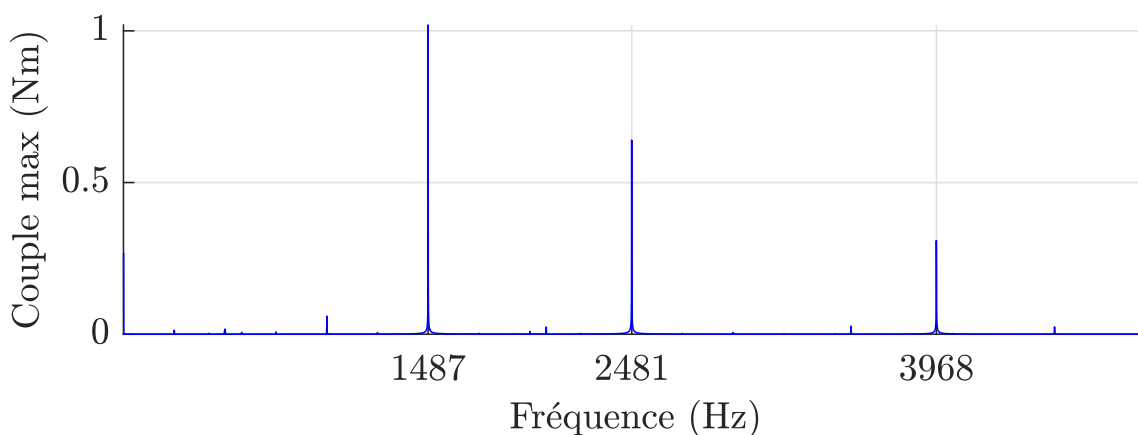
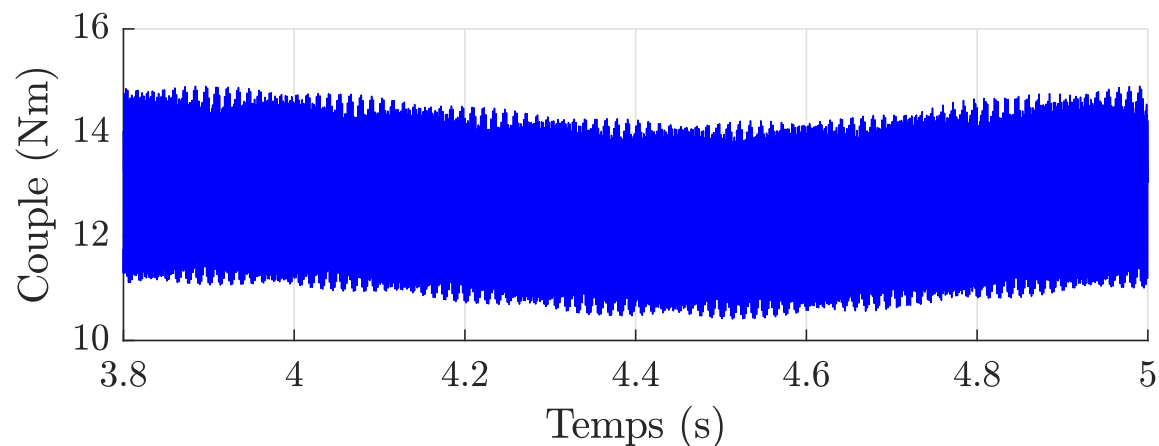
III.2 Calcul analytique du champ

Pour une équations aux dérivées partielles (EDP), une solution numérique est obtenue par intégration itérative numérique, ce qui implique une discrétisation de l'espace (différences finies ou éléments finis) et du temps. Le résultat ne peut donc être explicité et se révèle *a priori* sensible aux paramètres numériques d'intégration (maillage, pas de temps) et à la procédure d'intégration utilisée. En pratique, le domaine est divisé (maillé) en un grand nombre de domaines élémentaires (ou éléments finis). Le champ aux extrémités (nœuds) d'une maille est alors calculé par linéarisation de l'équation aux dérivées partielles en respectant les conditions de continuité et les conditions aux limites sur l'ensemble du domaine. Le champ en tout point situé à l'intérieur de la maille est généralement estimé par une loi d'interpolation depuis les valeurs calculées aux extrémités (nœuds) de la maille. Ainsi, en tout point du domaine, le champ peut être calculé.

Par opposition à la solution numérique, une solution analytique est une solution mathématiquement explicite, pouvant s'écrire à l'aide d'opérateurs et de fonctions mathématiques qualifiés d'élémentaires (fonctions logarithme, exponentielle, trigonométriques...). L'objectif

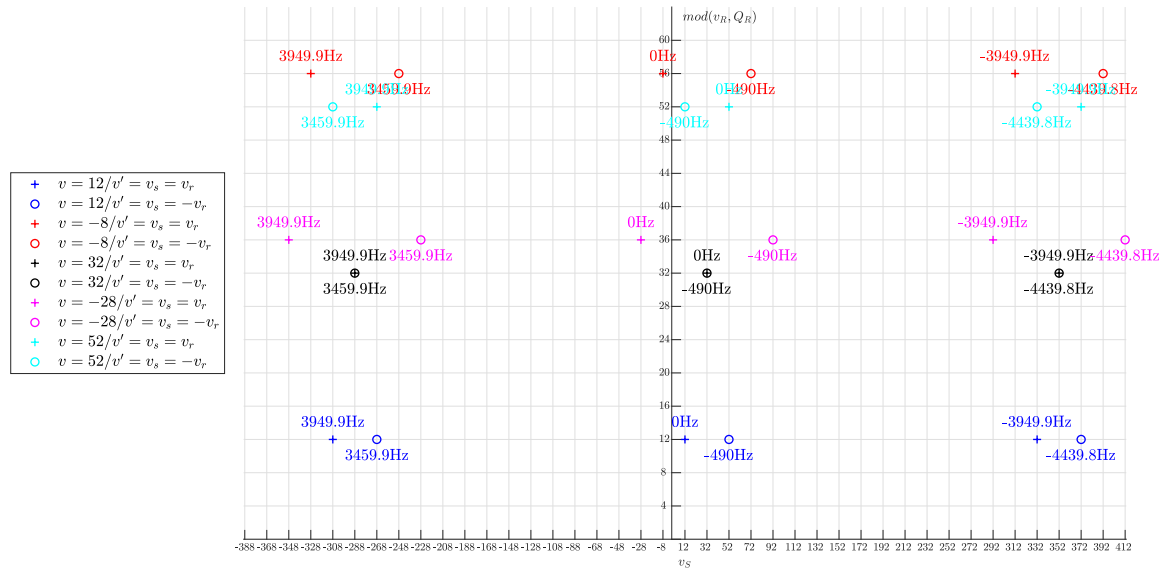


(a) Prédiction analytique des fréquences (selon (III.35) et (III.36))

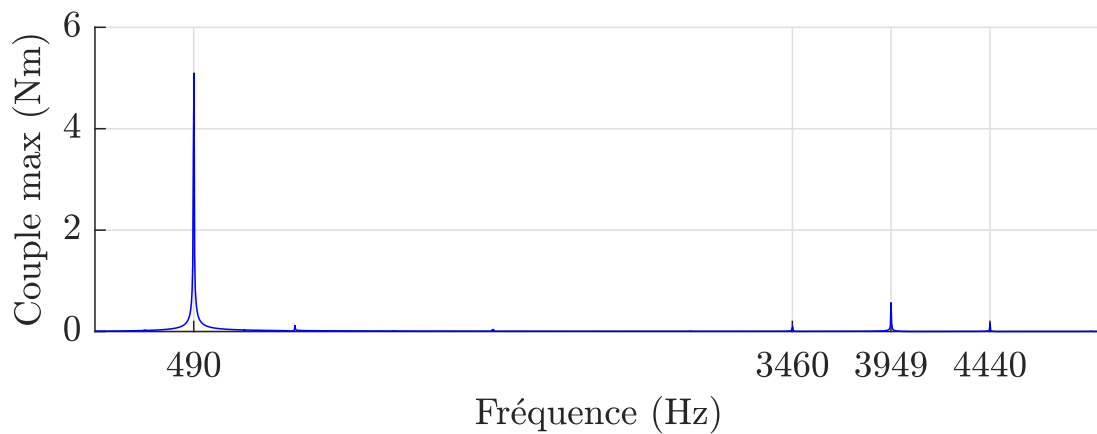
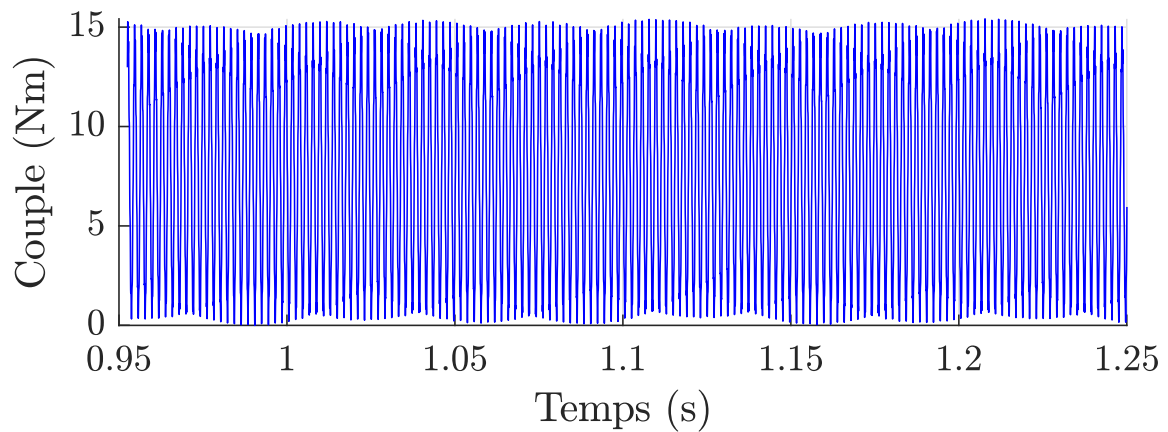


(b) Calcul éléments finis ANSYS MAXWELL

FIGURE III.1 — Fréquences des couples pulsatoires pour une machine à induction à bobinage dentaire 20-8-5 (N, p, Q_s) = (5, 4, 20) et $Q_r = 64$ barres au rotor à la séquence fondamentale $u = 1$ à $w_u = 2\pi \times 50 \text{rad/s}$ et $\Omega_m = 0.992\omega_u/4 = 744 \text{tr/min}$



(a) Prédiction analytique des fréquences (selon (III.35) et (III.36))



(b) Calcul éléments finis ANSYS MAXWELL

FIGURE III.2 — Fréquences des couples pulsatoires pour une machine à induction à bobinage dentaire 20-8-5 (N, p, Q_s) = (5, 4, 20) et $Q_r = 64$ barres au rotor à la séquence fondamentale $u = 3$ à $w_u = 2\pi \times 150 \text{rad/s}$ et $\Omega_m = 0.9875\omega_u/12 = 740.6 \text{tr/min}$

est donc de trouver les conditions permettant une résolution analytique des équations de Maxwell en tout point de la machine, l'ensemble des points définissant le domaine de résolution. Pour la machine électrique, le domaine correspond généralement au circuit magnétique (circuit magnétique statorique, circuit magnétique rotorique, conducteurs, entrefer, aimants éventuellement...). Le problème est considéré résolu si le champ peut être estimé en tout point du domaine.

Contrairement aux méthodes numériques, les méthodes analytiques nécessitent des hypothèses simplificatrices consistant à linéariser le comportement magnétique des matériaux d'une part et à simplifier la géométrie d'autre part. L'hypothèse de linéarisation est considérée dans la première section. La subdivision du domaine en sous-domaines est notamment introduite ainsi que les conditions de bord singularisant la solution. Dans la deuxième section, les simplifications géométriques nécessaires à l'établissement de solutions analytiques connues sont explicitées. Il est montré qu'en coordonnées cylindriques, des solutions analytiques peuvent être exhibées dans un sous-domaine si les frontières de ce sous-domaine sont radiales ou tangentielles. La notion de sous-domaines analytiques de forme annulaire ou sectoriel est ainsi introduite et le principe de calcul des solutions précisé. Enfin, la dernière section reporte un ensemble de solutions analytiques utiles à la description des machines synchrones et asynchrones.

III.2.1 Equations du champ en milieu isotrope linéaire

Dans un milieu isotrope linéaire, le champ est régi par une équation aux dérivées partielles présentée dans la première sous-section. La machine étant constituée de plusieurs milieux de propriétés différentes, la seconde sous-section introduit la notion de domaine de définition et de sous-domaines. Chaque sous-domaine est caractérisé par une EDP particulière dont la solution est rendue unique par les conditions de bord détaillées en troisième sous-section.

III.2.1.1 Mise en équation

Si l'approximation des états quasi-stationnaires est admise (les charges et les courants de déplacement ne sont pas pris en compte), alors les équations de Maxwell s'écrivent comme suit (où \vec{H} , \vec{j} , \vec{B} et \vec{E} désignent le champ magnétique, la densité de courant, l'induction magnétique et le champ électrique respectivement) :

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{III.37})$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{III.38})$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.39})$$

$$\text{div } \vec{j} = 0 \quad (\text{III.40})$$

Les milieux considérés sont supposés linéaires et isotropes. Dans ce cas, si μ désigne la perméabilité magnétique du milieu, l'induction magnétique \vec{B} et l'éventuelle induction magnétique rémanente \vec{M} (cas des aimants permanents) sont liées :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{M} \quad (\text{III.41})$$

De même, si ς désigne la conductivité du milieu, la densité de courant \vec{j} et l'éventuelle densité de courant extérieure (imposée) \vec{j}_{ext} sont liées :

$$\vec{j} = \varsigma \vec{E} + \vec{j}_{ext} \quad (\text{III.42})$$

Le champ est calculé depuis le potentiel-vecteur magnétique \vec{A} exploitant la divergence nulle de l'induction magnétique spécifiée par (III.38) :

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad (\text{III.43})$$

La machine est décrite dans un repère cylindrique $\{\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_z\}$. La longueur axiale est supposée suffisamment grande pour que le champ puisse être considéré indépendant de la position selon z (hypothèse 2D revenant à négliger les effets de bord). Dans ce cas, l'induction \vec{B} en un point donné dépend exclusivement de r et θ et le potentiel-vecteur \vec{A} est orienté selon \vec{e}_z :

$$\vec{A} = A(r, \theta) \vec{e}_z \quad (\text{III.44})$$

Selon les équations de Maxwell (III.37), (III.38), (III.39), (III.40) et les équation des milieux (III.41), (III.42), en un point appartenant à un milieu de perméabilité μ et de conductivité ς , caractérisé par une magnétisation \vec{M} et une vitesse de rotation Ω des pièces conductrices par rapport au repère de référence, le potentiel-vecteur est régi par l'équation suivante (où \vec{j}_{ext} est la densité de surfacique de courant imposé au milieu orienté selon \vec{e}_z :

$$\text{rot } (\text{rot } \vec{A}) = \mu \vec{j}_{ext} - \mu \varsigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - r \Omega \vec{e}_\theta \times \text{rot } \vec{A} \right) + \text{rot } \vec{M} \quad (\text{III.45})$$

Selon (III.44), la divergence du potentiel-vecteur \vec{A} est nulle. Par conséquent, (III.45) peut se-écrire avec l'opérateur laplacien vectoriel $\vec{\Delta}$:

$$\vec{\Delta} \vec{A} = -\mu \vec{j}_{ext} + \mu \varsigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - r \Omega \vec{e}_\theta \times \text{rot } \vec{A} \right) - \text{rot } \vec{M} \quad (\text{III.46})$$

Projetée sur l'axe z (seule composante non nulle du potentiel-vecteur \vec{A}), la relation (III.46) devient :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial A}{\partial \theta^2} = -\mu j_{ext} + \mu \varsigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \Omega \frac{\partial A}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{r} \frac{\partial M_r}{\partial \theta} - \frac{M_\theta}{r} - \frac{\partial M_\theta}{\partial r} \quad (\text{III.47})$$

Dans (III.47), le terme de gauche correspond au Laplacien scalaire (noté Δ) de la composante z du potentiel-vecteur \vec{A} (noté A selon (III.44)). Ainsi, (III.47) peut prendre une forme plus compacte :

$$\Delta A - \mu \varsigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \Omega \frac{\partial A}{\partial \theta} \right) = -\mu j_{ext} + \frac{1}{r} \frac{\partial M_r}{\partial \theta} - \frac{M_\theta}{r} - \frac{\partial M_\theta}{\partial r} \quad (\text{III.48})$$

Dans (III.48), le terme de droite correspond aux termes sources, c'est-à-dire aux termes représentant les densités courants externes éventuelles et la magnétisation éventuelle au point considéré. Cette fonction source est notée $s(r, \theta, t)$.

III.2.1.2 Sous-domaines et domaine de définition

L'équation aux dérivées partielles (EDP) (III.48) doit donc être satisfaite en tous points appartenant à une surface ou région de perméabilité et de conductivité constantes sur laquelle s'applique une fonction source $s(r, \theta, t)$ (définie en tous points de la région). Cette surface constitue un sous-domaine, noté $\mathcal{D}^{(i)}$ (où (i) est l'indice du sous-domaine). Le domaine de résolution, noté \mathcal{D} , est la réunion de l'ensemble des sous-domaines.

Dans chaque sous-domaine, l'EDP (III.48) est particularisée, en notant μ_i , ς_i et $s^{(i)}$, la perméabilité, la conductivité et la fonction source pour le sous-domaine considéré :

$$\forall P \in \mathcal{D}^{(i)} \quad \Delta A^{(i)}(P, t) - \mu_i \varsigma_i \left(\frac{\partial A^{(i)}}{\partial t}(P, t) + \Omega \frac{\partial A^{(i)}}{\partial \theta}(P, t) \right) = s^{(i)}(P, t) \quad (\text{III.49})$$

Si les variations temporelles sont négligées (hypothèse magnétostatique), alors l'EDP (III.49) est une équation de Poisson :

$$\forall P \in \mathcal{D}^{(i)} \quad \Delta A^{(i)}(P) = s^{(i)}(P) \quad (\text{III.50})$$

Si, de plus, le sous-domaine ne contient pas de terme sources, alors l'EDP (III.50) devient une équation de Laplace :

$$\forall P \in \mathcal{D}^{(i)} \quad \Delta A^{(i)}(P) = 0 \quad (\text{III.51})$$

Dans le cas d'un milieu conducteur ($\varsigma_i \neq 0$), si la variation temporelle est supposée sinusoïdale, les courants induits dans le sous-domaine peuvent être décrits à l'aide d'une équation de Helmholtz.

Le sous-domaine est une surface limitée par des frontières sur lesquelles s'appliquent les conditions de bord. L'ensemble des conditions de bord assurent l'unicité de la solution dans chaque sous-domaine et, au final, l'unicité de la solution sur l'ensemble du domaine \mathcal{D} .

III.2.1.3 Conditions de bord

Pour une frontière donnée de sous-domaine, la condition de bord peut être :

- soit une condition aux limites si la frontière borne le domaine de résolution,
- soit une condition de continuité si la frontière sépare deux sous-domaines (et est donc commune à deux sous-domaines).

Dans ce deuxième cas, il s'agit de raccorder les solutions de deux sous-domaines entre elles. Formellement, un sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$ définit un certain nombre de frontières qu'il est nécessaire de distinguer. Ainsi la frontière indexée (j) du sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$ est notée $\partial^j \mathcal{D}^{(i)}$. La figure III.3 donne l'exemple d'un sous-domaine $\mathcal{D}^{(1)}$ admettant quatre conditions de bord : une condition aux limites ($\partial^1 \mathcal{D}^{(1)}$, en trait fort bleu) et trois conditions de continuité ($\partial^2 \mathcal{D}^{(1)}$, $\partial^3 \mathcal{D}^{(1)}$ et $\partial^4 \mathcal{D}^{(1)}$ en trait fin rouge).

Conditions aux limites

Dans ce cas, pour le sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$, la frontière $\partial^j \mathcal{D}^{(i)}$ peut définir une condition aux limites de Dirichlet (ou du premier ordre) ou de Neumann (ou du deuxième ordre). La condition aux

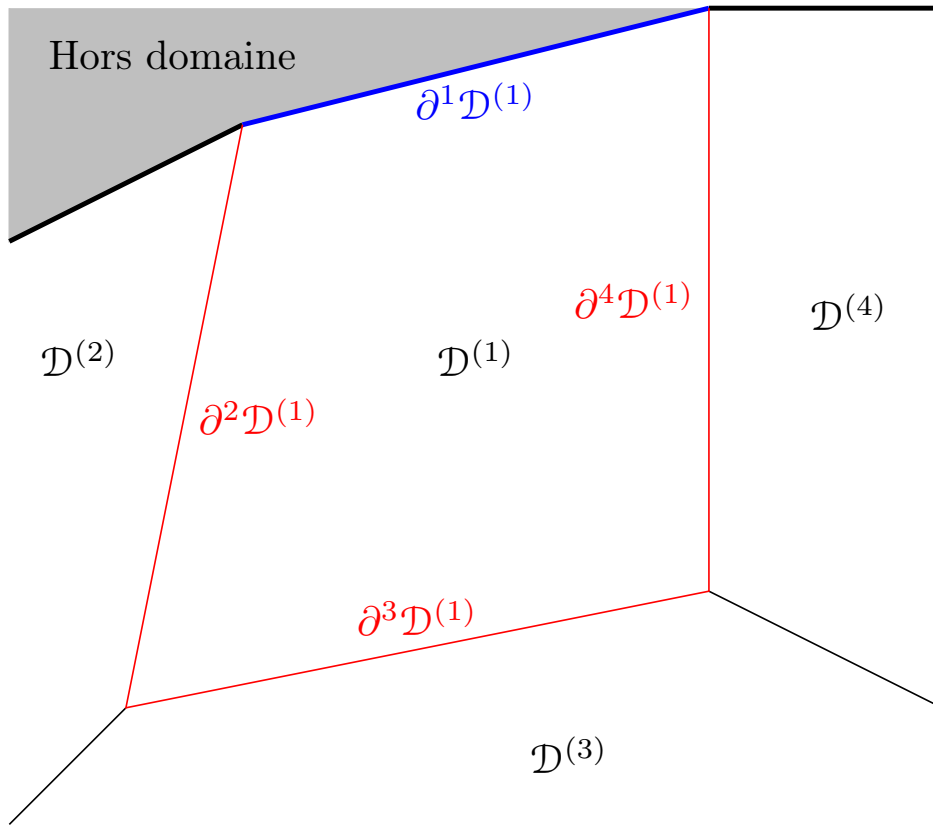


FIGURE III.3 — Conditions de bord pour le sous-domaine $\mathcal{D}^{(1)}$

limites mixte de Robin (ou du troisième ordre) n'est pas introduite car non utilisée dans la suite (bien qu'elle puisse intervenir dans des problèmes de calcul analytique du champ en magnétodynamique [34]).

La condition aux limites de Dirichlet consiste à imposer la valeur du potentiel le long de la frontière. Si f_d désigne le potentiel imposé, la condition aux limites de Dirichlet peut se formuler comme suit :

$$\forall P \in \partial^j \mathcal{D}^{(i)} \quad A^{(i)}(P) = f_d(P) \quad (\text{III.52})$$

La condition aux limites Neumann consiste à imposer la dérivée du potentiel le long de la frontière. Si f_n désigne cette dérivée, la condition aux limites de Neumann peut se formuler comme suit (où ∂n désigne la différenciation selon le vecteur normal à la frontière au point P) :

$$\forall P \in \partial^j \mathcal{D}^{(i)} \quad \frac{\partial A^{(i)}}{\partial n}(P) = f_n(P) \quad (\text{III.53})$$

Si les potentiels imposés sont constants (indépendants de l'espace et du temps), les conditions aux limites sont qualifiées d'homogènes.

Il existe des conditions aux limites particulières visant à réduire le domaine de calcul en exploitant les périodicités spatiales du problème : il s'agit des conditions aux limites de périodicité et d'anti-périodicité applicables selon les symétries de construction de la machine considérée. Ces conditions de périodicité et d'anti-périodicité appartiennent nécessairement deux frontières distinctes $\partial^j \mathcal{D}^{(i)}$ et $\partial^{j'} \mathcal{D}^{(i)}$ du domaine $\mathcal{D}^{(i)}$. La condition de périodicité peut alors

s'écrire :

$$A^{(i)}(\partial^j \mathcal{D}^{(i)}) = A^{(i)}(\partial^{j'} \mathcal{D}^{(i)}) \quad (\text{III.54})$$

La condition d'anti-périodicité est exprimée de façon semblable :

$$A^{(i)}(\partial^j \mathcal{D}^{(i)}) = -A^{(i)}(\partial^{j'} \mathcal{D}^{(i)}) \quad (\text{III.55})$$

Pour une machine à aimant à p paires de pôles, l'amplitude angulaire (selon θ) du domaine peut être réduite à la valeur de l'angle d'onde fondamentale de la force magnétomotrice, soit généralement $2\pi/G$ (exceptionnellement $2 \times 2\pi/G$ pour une distribution FS-2 monocouche). Des conditions aux limites de périodicité doivent alors être imposées aux frontières radiales du domaine. Dans le cas (fréquent) d'une machine à aimants présentant un bobinage entier à distribution anti-symétrique (bobinage polaire diamétral distribué), la variation angulaire peut être réduite à π/p en imposant des conditions d'anti-périodicité sur les frontières radiales.

Pour une machine à induction à cage à Q_r barres équipée d'un bobinage à p paires de pôles (et ne générant pas de sous-harmoniques spatiaux, soit telle que $2s_{pp}$ soit entier), l'amplitude angulaire du domaine peut être réduite à $2\pi/\text{gcd}(p, Q_r)$ [36]. Des conditions de périodicité doivent être imposées sur les frontières radiales.

Conditions de continuité

Les conditions de continuité sont portées par les frontières séparant deux sous-domaines. En pratique, ces frontières constituent des interfaces pouvant matérialiser un changement de milieu ou un chargement électrique (par une densité linéique de courant). Deux conditions de continuité sont à vérifier le long de la frontière :

- la condition de continuité du flux magnétique,
- la condition de continuité d'Ampère.

Pour deux sous-domaines $\mathcal{D}^{(i)}$ et $\mathcal{D}^{(i')}$, la frontière commune est notée $\partial\mathcal{D}_{(i),(i')}$.

En raison de la propriété de conservation du flux, à la traversée de l'interface, la composante normale de l'induction à l'interface est continue. Formellement, pour deux sous-domaines indicés (i) et (i') , séparés par une interface $\partial\mathcal{D}_{(i),(i')}$ de normale \vec{n} au point P , cette condition s'écrit :

$$\forall P \in \partial\mathcal{D}_{(i),(i')} \quad \vec{n} \cdot \left(\overrightarrow{B}^{(i')}(P) - \overrightarrow{B}^{(i)}(P) \right) = 0 \quad (\text{III.56})$$

Si l'interface entre deux sous-domaines indicés (i) et $(i+1)$ est un arc de cercle de rayon R_i s'étendant des angles θ_i à $\theta_i + \beta_i$, alors la relation (III.56) peut se ré-écrire comme suit :

$$\forall \theta \in [\theta_i; \theta_i + \beta_i] \quad \frac{\partial A^{(i+1)}}{\partial \theta}(R_i, \theta) - \frac{\partial A^{(i)}}{\partial \theta}(R_i, \theta) = 0 \quad (\text{III.57})$$

La condition de continuité d'Ampère exprime la conservation de la composante tangentielle du champ au passage de l'interface chargée par une densité linéique de courant. Formellement, pour deux sous-domaines indicés (i) et (i') , séparés par la frontière $\partial\mathcal{D}_{(i),(i')}$ de normale \vec{n} au point P , chargée par une densité linéique de courant notée $\vec{\mathcal{K}}_i$ (selon \vec{e}_z), cette condition s'écrit :

$$\forall P \in \partial\mathcal{D}_{(i),(i')} \quad \vec{n} \times \left(\overrightarrow{H}^{(i')}(P) - \overrightarrow{H}^{(i)}(P) \right) = \vec{\mathcal{K}}_i(P) \quad (\text{III.58})$$

Si l'interface entre les sous-domaines indicés (i) et $(i + 1)$, de perméabilité respectives μ_i et μ_{i+1} , est un arc de cercle de rayon R_i s'étendant des angles θ_i à $\theta_i + \beta_i$, alors la relation (III.58) peut se ré-écrire comme suit :

$$\forall \theta \in [\theta_i; \theta_i + \beta_i] \quad -\frac{1}{\mu_{i+1}} \frac{\partial A^{(i+1)}}{\partial r}(R_i, \theta) + \frac{1}{\mu_i} \frac{\partial A^{(i)}}{\partial r}(R_i, \theta) = \mathcal{K}_i(\theta) \quad (\text{III.59})$$

III.2.2 Principe de résolution analytique

Cette section examine les conditions nécessaires à l'établissement d'une solution analytique à l'EDP (III.48) en coordonnées cylindriques. Il apparaît que des simplifications géométriques particulières sont nécessaires, ce qui suggère d'introduire la notion de sous-domaine analytique. La deuxième sous-section analyse la problématique de raccordements des solutions des différents sous-domaines analytiques constituant le domaine de définition représentant la machine. La dernière sous-section établit un bilan et propose une sélection de cas d'applications issus de la littérature.

III.2.2.1 Notion de sous-domaine analytique

Fondamentalement, le principe de résolution analytique consiste à décomposer le domaine en sous-domaines pour lesquels existe une solution analytique à (III.50). Dans la suite, un tel sous-domaine est qualifié d'analytique (« sous-domaine analytique »). Il est d'ailleurs utile de rappeler que, si (III.50) est valable sur une surface donnée, c'est que le caractère linéaire, homogène et isotrope des matériaux est déjà supposé.

Un sous-domaine peut correspondre à une région physique (ou zone constitutive) de la machine mais pas nécessairement. Par exemple, l'entrefer et la culasse rotorique, caractérisées par des propriétés magnétiques différentes (perméabilité, conductivité) peuvent constituer deux sous-domaines pour lesquels une solution analytique existe. Cependant, cette distinction basée sur les propriétés physiques n'est pas une règle. Ainsi, pour une machine à encoches semi-ouvertes, la zone d'ouverture d'encoches et l'entrefer présentent une conductivité (nulle) et une perméabilité (air) égales et sont régies par la même EDP. Les solutions analytiques pour ces deux zones étant différentes, elles constituent deux sous-domaines distincts (alors qu'elles possèdent les mêmes propriétés magnétiques et répondent à la même équation différentielle).

En fait, il semble que les solutions analytiques n'existent que pour des géométries particulières (formes de la surface) de sous-domaine. Pour diviser le domaine en sous-domaines analytiques, des simplifications géométriques sont donc nécessaires. Pour une machine électrique tournante, sous hypothèses de linéarité, en coordonnées cylindriques, des solutions analytiques peuvent être exhibées dans un sous-domaine si les frontières de ce sous-domaine sont radiales ou tangentielles. Concrètement, les surfaces définies par les sous-domaines doivent être annulaires (en forme de couronnes) ou sectoriels (en forme de tuiles).

Plus précisément, pour les sous-domaines sectoriels, il est admis que les solutions analytiques ne peuvent exister que si les conditions de bord radiales définissent des conditions aux limites. Corollairement, deux sous-domaines sectoriels partageant une frontière radiale ne peuvent être analytiques. Ainsi, un sous-domaine analytique sectoriel est radialement bordé par des zones où le champ ne peut être évalué : en pratique, pour une machine électrique, un sous-domaine sectoriel est radialement bordé de part et d'autre par un milieu de perméabilité infinie (représentant la tôle ferromagnétique), ce qui aboutit à des conditions aux limites ra-

diales généralement homogènes (ou du moins abordables analytiquement). Par conséquent, si il existe un sous-domaine sectoriel analytique, toutes les tôles ferromagnétiques sont supposés de perméabilité infinie⁵.

III.2.2.2 Solutions et raccordements

La solution est qualifiée d'analytique si la résolution consiste à raccorder des solutions analytiques explicites dans différents sous-domaines. Dans un sous-domaine donné, la solution analytique est mise en évidence par séparation de variables. La linéarité de l'opérateur laplacien-scalaire autorise un calcul par superposition. Généralement, pour le sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$, la solution apparaît développée en série pouvant s'écrire de la façon suivante (où m désigne l'ordre) :

$$A^{(i)}(r, \theta) = \sum_{m=0}^{+\infty} A_m^{(i)}(r, \theta) \quad (\text{III.60})$$

Chaque ordre m de la série est caractérisé par K coefficients (notés $\alpha_{m,1}^{(i)}, \alpha_{m,2}^{(i)}, \dots, \alpha_{m,K}^{(i)}$) avec K typiquement égal à 2 ou 4. Les valeurs de ces coefficients sont calculés en tenant compte des conditions aux bords du sous-domaine. Résoudre le problème sur le domaine complet consiste donc à calculer tous les termes des séries pour tous les sous-domaines. Cette opération de raccordement de solutions vise à respecter les conditions de bord des sous-domaines.

Existence de sous-domaines analytiques annulaires exclusivement

Un sous-domaine analytique annulaire présente des solutions sous forme de séries de Fourier de la variable θ . Si tous les sous-domaines sont annulaires, les conditions de bord peuvent alors s'écrire ordre par ordre et leur regroupement, pour l'ordre m , fait apparaître un système linéaire noté comme suit :

$$[M_m] [\kappa_m] = [s_m] \quad (\text{III.61})$$

Dans (III.61), $[\kappa_m]$ est un vecteur composé des coefficients harmoniques d'ordre m pour tous les sous-domaines ($\alpha_{m,k}^{(i)}$), $[s_m]$ est un vecteur composé des coefficients de Fourier d'ordre m des termes sources (aimantation, densités de courant) et $[M_m]$ est une matrice dont les coefficients dépendent de la géométrie des sous-domaines et de l'ordre m : elle peut être appelée matrice topologique d'ordre m [37]. Ainsi, les coefficients d'ordre m des différents domaines ne dépendent que des coefficient d'ordre m : il n'existe pas de couplage entre deux ordres différents. Le problème peut donc être résolu ordre par ordre. Le nombre de sous-domaines étant relativement faible, la matrice peut généralement être littéralement inversé de sorte à exhiber des expressions analytiques pour chacun des coefficients de Fourier. A défaut, une méthode d'inversion numérique doit être mise en oeuvre. C'est à éviter dans la mesure où la matrice $[M_m]$ est mal conditionnée, et ce d'autant que l'ordre m est élevé.

Si le circuit magnétique simplifié ne présente pas de saillance, alors un calcul indépendant des contributions des termes sources liés à l'induit et liés à l'inducteur en magnétostatique est possible. En termes d'implémentation logicielle, le résultat est pratiquement instantané et les solutions peuvent être numériquement stabilisés par une mise en forme adaptée des expressions mathématiques.

5. Rigoureusement, seul le circuit magnétique (induit ou inducteur) comportant des sous-domaines sectoriels devrait être considéré avec des tôles de perméabilité infinie.

Présence de sous-domaines analytiques sectoriels

Si le sous-domaine analytique est sectoriel de largeur angulaire β , les solutions sont β -périodiques selon l'angle θ . Elles apparaissent sous forme décomposée (ou projetées) dans une base orthonormale de fonctions β -périodiques. Il est à noter que cette propriété est vérifiée pour le sous-domaine annulaire si celui-ci est considéré comme un sous-domaine sectoriel de largeur angulaire 2π .

Si il existe des sous-domaines analytiques sectoriels, la prise en compte des conditions de raccord entre les sous-domaines aboutit également à un système linéaire. Le problème peut alors être formalisé avec l'équation suivante :

$$[M] [\kappa] = [s] \quad (\text{III.62})$$

Dans (III.62), $[\kappa]$ est un vecteur composé des coefficients harmoniques pour tous les sous-domaines $(\alpha_{v,k}^{(i)})$, $[s]$ est un vecteur composé des termes sources (aimantation, densités de courant) et $[M]$ est la matrice topologique (dont les coefficients dépendent de la géométrie des sous-domaines). Contrairement aux cas où tous les sous-domaines analytiques sont annulaires, formalisé par (III.61), il existe un couplage entre les ordres. Concrètement, les coefficients d'ordre m caractérisant le terme $A_m^{(i)}$ du sous-domaine analytique $\mathcal{D}^{(i)}$ ne dépendent pas seulement des termes d'ordre m des solutions des autres sous-domaines. En pratique, le calcul des coefficients d'ordre m apparaît sensible au nombre d'ordres considérés dans les développements en série des potentiels. De plus, chercher à inverser littéralement la matrice topologique $[M]$ (mal conditionnée) est peu pertinent dans la mesure où celle-ci est théoriquement de dimension infiniment grande si tous les ordres sont considérés, c'est-à-dire si tous les coefficients d'ordre m sont calculés exactement. En d'autres termes, une méthode numérique doit donc être appliquée pour résoudre le système linéaire (III.62). La matrice topologique étant de dimension d'autant plus grande que le nombre de termes des développements en série est grand, la problématique tend à se rapprocher de celle du calcul numérique par éléments finis.

III.2.2.3 Bilan

Au final, la méthode est qualifiée d'analytique si la résolution consiste à raccorder les solutions analytiques des différents sous-domaines. Cependant, si il existe un sous-domaine de forme sectorielle, alors le traitement des conditions de bord nécessite de recourir à une méthode numérique pour inverser la matrice topologique et estimer les coefficients des termes des séries composant les solutions. Dans ce cas, la méthode est plutôt qualifiée de semi-analytique [37]. Le tableau III.1 met en évidence la distinction entre l'approche analytique (où le découplage d'ordre rend envisageable un calcul littéral exact des solutions par inversion explicite de la matrice topologique d'ordre m) et l'approche semi-analytique.

Méthode	Sous-domaines	Interactions ordre
Analytique	Annulaires exclusivement	NON (cf. (III.61))
Semi-analytique	Annulaires et sectoriels	OUI (cf. (III.62))

TABLE III.1 — Bilan des méthodes analytiques

Pour la méthode analytique, le traitement des raccords entre les sous-domaines annulaires ne nécessitent pas de méthodes numériques pour inverser la matrice topologique d'ordre m .

Hypothèses de linéarité et d'homogénéisation admises, la machine synchrone à aimants déposés en surface (MSAD), sans encoche au stator (induit dans l'entrefer) permet la mise en œuvre d'une telle méthode avec un minimum de simplifications géométriques. Les publications détaillant les solutions sont nombreuses. Les références suivantes peuvent être retenues : [31] pour une résolution magnétostatique et [33] pour une résolution magnétodynamique fréquentielle (la machine comportant notamment une frette conductrice de maintien des aimants). Un calcul analytique peut néanmoins être mis en œuvre pour des machines à encoches. Dans ce cas, le domaine de résolution nécessite la suppression des encoches, leurs effets étant représentés par une densité linéique de courant portée par l'interface entrefer-stator (ce qui se traduit par une condition de continuité non homogène entre les sous-domaines représentant l'entrefer et le stator). Il peut être rappelé que cette simplification est effectuée lors du calcul des fréquences de couple pulsatoire (sous-section III.1.1.2 et relation (III.7)). Pour le calcul analytique du champ, cette méthode classique est là encore largement documentée : [30, 38, 39] constituent des références suffisamment détaillées pour le lecteur souhaitant coder la méthode.

Les méthodes semi-analytiques sont mises en œuvre dès qu'il existe un sous-domaine sectoriel [40]. Les sous-domaines sectoriels peuvent représenter les encoches rotoriques d'une machine saillante [41], les aimants insérés sur un rotor [42], les barres d'une machine asynchrone à cage [43] ou les encoches statoriques [32, 44, 45, 42].

Quelle que soit la méthode (analytique ou semi-analytique), les solutions apparaissent sous forme de séries : le nombre de termes considérés est donc un paramètre de résolution non physique affectant la précision du résultat, c'est-à-dire un paramètre numérique. Néanmoins, plus l'ordre est grand, plus son influence est faible. Pratiquement, cette propriété permet de déterminer l'ordre maximal à considérer si la méthode est analytique (sous-domaines annulaires exclusivement). Par contre, si la méthode est semi-analytique, en raison du couplage entre les ordres, le choix des ordres maximaux à considérer par sous-domaines est plus délicat et doit être adapté à l'objectif du calcul [46, 40].

III.2.3 Solutions analytiques utiles

Dans la sous-section III.2.1.2, il est précisé que, selon les caractéristiques physiques du milieu et de l'éventuelle présence d'un terme-source, l'EDP régissant le champ dans un sous-domaine peut être soit une équation de Laplace, soit une équation de Poisson, soit une équation de Helmholtz. Sur la base des méthodes de résolution analytique décrites dans la section III.2.2, les solutions aux équations de Laplace, de Poisson et de Helmholtz sont reportées dans les trois sous-sections suivantes. En particulier, les limites des méthodes en termes de représentation des termes sources et d'estimation des courants induits sont discutées.

III.2.3.1 Equation de Laplace

Décrit sous l'hypothèse magnétostatique, un sous-domaine ne comportant pas de termes-sources est régi par l'équation de Laplace (III.51). Pour un sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$, il s'agit donc d'exhiber la solution générale à l'EDP suivante :

$$\frac{\partial^2 A^{(i)}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A^{(i)}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial A^{(i)}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{III.63})$$

Sous-domaine annulaire

Si le sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$ est annulaire, la solution générale prend la forme suivante :

$$A^{(i)}(r, \theta) = a_0^{(i)} + b_0^{(i)} \ln r + \sum_{m=1}^{+\infty} \left[\left(a_m^{(i)} r^m + b_m^{(i)} r^{-m} \right) \cos(m\theta) + \left(c_m^{(i)} r^m + d_m^{(i)} r^{-m} \right) \sin(m\theta) \right] \quad (\text{III.64})$$

Dans (III.64), les coefficients $a_m^{(i)}$, $b_m^{(i)}$, $c_m^{(i)}$ et $d_m^{(i)}$ correspondent aux coefficients noté $\alpha_{m,k}^{(i)}$ dans la sous-section III.2.2.2 et s'identifiant en exploitant les conditions de bord du sous-domaine. Comme précisé en sous-section III.2.2.2, si tous les sous-domaines sont annulaires, les solutions se développent toutes en séries de Fourier. Dans ce cas, l'introduction de coefficients complexes facilite le calcul (en réduisant la taille de la matrice topologique à inverser dans (III.61)) :

$$A^{(i)}(r, \theta) = a_0^{(i)} + b_0^{(i)} \ln r + \sum_{m=-\infty, m \neq 0}^{+\infty} \left(\overline{a_m^{(i)}} r^m + \overline{b_m^{(i)}} r^{-m} \right) e^{jm\theta} \quad (\text{III.65})$$

Dans (III.65), $\overline{a_m^{(i)}}$ et $\overline{b_m^{(i)}}$ désignent les constantes complexes.

Sous-domaine sectoriel

Si le sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$ est sectoriel d'intervalle angulaire $[\theta_i; \theta_i + \beta_i]$ avec conditions de Neumann homogènes imposées aux frontières radiales, la solution prend la forme générale suivante :

$$\frac{\partial A^{(i)}}{\partial \theta}(\theta_i) = \frac{\partial A^{(i)}}{\partial \theta}(\theta_i + \beta_i) = 0 \quad \Rightarrow \quad A^{(i)}(r, \theta) = a_0^{(i)} + b_0^{(i)} \ln r + \sum_{m=1}^{+\infty} \left(a_m^{(i)} r^{m \frac{\pi}{\beta_i}} + b_m^{(i)} r^{-m \frac{\pi}{\beta_i}} \right) \cos \left(m \frac{\pi}{\beta_i} (\theta - \theta_i) \right) \quad (\text{III.66})$$

III.2.3.2 Equation de Poisson

Décrit sous l'hypothèse magnétostatique, un sous-domaine comportant des termes-sources est régi par une équation de Poisson (III.50). Pour un sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$, si $s^{(i)}$ désigne le terme source, il s'agit donc d'exhiber la solution générale à l'EDP suivante :

$$\frac{\partial^2 A^{(i)}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A^{(i)}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial A^{(i)}}{\partial \theta^2} = s^{(i)}(r, \theta) \quad (\text{III.67})$$

L'opérateur Laplacien-scalaire étant linéaire, la solution de l'équation de Poisson (III.67) est la somme d'une solution particulière de l'équation avec second membre (ou terme source) et d'une solution de l'équation sans second membre (c'est-à-dire d'une solution de l'équation de Laplace (III.63)). Les conditions sur les frontières du domaine (conditions de passage et conditions aux limites) assurent l'unicité de la solution.

Termes source de type densité de courant

Les solutions particulières résultant de l'application d'une densité surfacique de courant (zone de conducteurs) peuvent être trouvées :

- pour un bobinage sans encoche dans [31, 33] par exemple,
- pour un bobinage avec encoches ouvertes dans [44, 32],
- pour un bobinage avec encoches semi-ouvertes dans [45].

Termes source de type magnétisation

Les solutions particulières résultant de la présence d'une magnétisation se formulent explicitement depuis une fonction de magnétisation représentant mathématiquement l'évolution des composantes radiales et tangentielles du vecteur magnétisation en tout point de l'aimant. Si l'aimant est en forme de tuile (de forme sectoriel), alors les fonctions de magnétisation radiale et tangentielle dépendent exclusivement de la position angulaire, c'est-à-dire qu'elles ne dépendent pas de la position radiale. Le dernier terme de (III.48) est alors nul. De plus, en cas d'aimantation radiale, l'avant-dernier terme est aussi nul. Pour une machine à aimants déposés de formes sectoriels (tuiles), les fonctions d'aimantation des différents aimants composant la couche d'aimants sont additionnées pour former la fonction d'aimantation globale. Cette fonction d'aimantation définit alors le terme-source dans un domaine annulaire et est intégrée dans (III.67) par décomposition en série de Fourier. De nombreuses publications reportent les solutions particulières et générales de l'équation de Poisson dans ce cas :

- pour des aimants à aimantation radiale : [38, 47]
- pour des aimants à aimantation parallèle : [30, 31, 44, 33]

Il est à noter que, si la perméabilité des aimants est supposée égale à celle de l'air, alors il n'est plus nécessaire de considérer les aimants jointifs. Ainsi des aimants d'épaisseurs (hauteurs radiales) différentes peuvent être représentés. Le cas des machines à aimants insérés en surface est traité dans [42] : les aimants sont en forme de tuile (et définissent donc un domaine sectoriel) et magnétisés radialement. Il convient ici de cerner les limites actuellement connues de la modélisation analytique des aimants. Selon les analyses rapportées dans [34], corroborées dans [48], il est actuellement admis qu'un aimant sectoriel de perméabilité μ_a bordé radialement par un milieu de perméabilité finie différente de μ_a ne peut être caractérisée analytiquement.

III.2.3.3 Equation de Helmholtz

Dans le domaine de définition de la machine, il est supposé exister un sous-domaine ou une condition de bord présentant une grandeur à évolution sinusoïdale temporelle (densité de courant extérieur par exemple). Cette grandeur est susceptible d'induire des courants dans les autres sous-domaines conducteurs. La fréquence des courants induits dépend de la vitesse de rotation du sous-domaine conducteur et de la fréquence de la grandeur sinusoïdale. Par exemple, le courant d'induit (supposé au stator) peut constituer la grandeur à évolution sinusoïdale temporelle à l'origine des courants induits dans les pièces conductrices au rotor (culasse, frette, barres...) ou au stator (culasse).

Principe de résolution

Ce phénomène est ici mis en évidence en considérant un sous-domaine conducteur $\mathcal{D}^{(i)}$ ne comportant pas de termes sources. Il est caractérisé par l'EDP suivante :

$$\forall P \in \mathcal{D}^{(i)} \quad \Delta A^{(i)}(P, t) - \mu_i \varsigma_i \left(\frac{\partial A^{(i)}}{\partial t}(P, t) + \Omega \frac{\partial A^{(i)}}{\partial \theta}(P, t) \right) = 0 \quad (\text{III.68})$$

Si il existe un terme source à évolution sinusoïdale temporelle à la pulsation ω , il induit dans le sous-domaine conducteur $\mathcal{D}^{(i)}$ des courants de même pulsation ω . Afin de résoudre (III.68), le potentiel-vecteur complexe $\overline{A}^{(i)}$, dépendant exclusivement des variables d'espace, est introduit. Le champ réel $A^{(i)}$ est alors simplement lié au potentiel-vecteur complexe par la relation suivante :

$$A^{(i)}(r, \theta, t) = \Re \left\{ \overline{A}^{(i)}(r, \theta) e^{j\omega t} \right\} \quad (\text{III.69})$$

Si, pour le domaine considéré, la vitesse de rotation des parties conductrices par rapport au repère de référence est nulle, selon (III.68) et (III.69), le potentiel-vecteur complexe $\overline{A}^{(i)}$ vérifie une équation de Helmholtz :

$$\frac{\partial^2 \overline{A}^{(i)}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \overline{A}^{(i)}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \overline{A}^{(i)}}{\partial \theta^2} - j\omega \mu_i \varsigma_i \overline{A}^{(i)} = 0 \quad (\text{III.70})$$

Les solutions de l'EDP (III.70) sont recherchées par séparation de variables. Il apparaît que la fonction dépendant du rayon r répond à une équation de Bessel [43, 33]. Cette dernière équation est résolue en introduisant le nombre complexe $\overline{\alpha}_i$:

$$\overline{\alpha}_i^2 = -j\omega \mu_i \varsigma_i \quad (\text{III.71})$$

Ce nombre traduit l'influence de la pénétration du champ dans le milieu conducteur en fonction de la fréquence et définit l'épaisseur de peau δ_i caractéristique du milieu pour la fréquence ω :

$$\delta_i = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_i \varsigma_i}} \quad (\text{III.72})$$

Sous-domaine annulaire

Si le sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$ est annulaire (cas d'une frette conductrice sur un rotor de machines à aimants par exemple, [33]), la solution générale de (III.70) s'écrit :

$$\overline{A}^{(i)}(r, \theta) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left(\overline{a}_m^{(i)} J_m(\overline{\alpha}_i r) + \overline{b}_m^{(i)} Y_m(\overline{\alpha}_i r) \right) e^{jm\theta} \quad (\text{III.73})$$

Dans (III.73), J_m et Y_m sont les fonctions de Bessel normales d'ordre m de premier et de deuxième espèce respectivement. $\overline{a}_m^{(i)}$ et $\overline{b}_m^{(i)}$ sont les constantes à déterminer en fonction des conditions de bord du domaine.

Sous-domaine sectoriel

Si le sous-domaine $\mathcal{D}^{(i)}$ est sectoriel d'intervalle angulaire $[\theta_i; \theta_i + \beta_i]$ avec conditions de Neumann homogènes imposées aux frontières radiales (peut représenter une barre sur une machine à induction [43]), la solution prend la forme générale suivante :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \overline{A}^{(i)}}{\partial \theta}(\theta_i) &= \frac{\partial \overline{A}^{(i)}}{\partial \theta}(\theta_i + \beta_i) = 0 \quad \Rightarrow \\ \overline{A}^{(i)}(r, \theta) &= \overline{a}_0^{(i)} J_0(\overline{\alpha}_i r) + \overline{b}_0^{(i)} Y_0(\overline{\alpha}_i r) \\ &+ \sum_{m=1}^{+\infty} \left(\overline{a}_m^{(i)} J_{m \frac{\pi}{\beta_i}}(\overline{\alpha}_i r) + \overline{b}_m^{(i)} Y_{m \frac{\pi}{\beta_i}}(\overline{\alpha}_i r) \right) \cos \left(m \frac{\pi}{\beta_i} (\theta - \theta_i) \right) \end{aligned} \quad (\text{III.74})$$

Sur l'estimation des pertes par courants induits dans les aimants

Il est ici intéressant de donner quelques éléments de réflexions relatifs aux pertes par courants induits dans les aimants, susceptibles de se développer dans les machines polyphasées à bobinage fractionnaire. Théoriquement, estimer ces courants induits nécessite de considérer l'aimant comme un sous-domaine conducteur portant un terme-source liée à sa magnétisation. Ce cas ne semble pas traité analytiquement de façon générale (le cas particulier d'une machine bipolaire à aimants déposés parallèlement magnétisés est traité dans [49] où il est montré que la magnétisation n'influence pas la distribution des courants induits, soit $\text{rot } \vec{M} = \vec{0}$). En fait, pour des aimants déposés en surface, si l'épaisseur de peau liée à la variation temporelle du champ est suffisamment grande devant les dimensions de l'aimant (largeur angulaire et épaisseur radiale), l'influence des courants induits sur la distribution du champ peut être négligée [50]. Dans ce cas, le champ dans les aimants peut être préalablement calculé par formulation magnétostatique (où la conductivité de l'aimant est négligée) puis les courants induits sont ensuite estimés à l'aide de l'équation de Maxwell (III.39) et de la loi (III.42) [48]. Dans [51], le cas des pertes par courants induits dans les aimants insérés d'un rotor est traité. Pour ce faire, la magnétisation des aimants est négligée et l'aimant constitue alors un sous-domaine sectoriel où le potentiel-vecteur est de la forme (III.74). Finalement, les aimants sont assimilés à des barres de machines asynchrones à cage, cas traité dans [43].

III.3 Utilisations originales des solutions analytiques

Dans cette partie, il est choisi de détailler trois applications directement issues des développements analytiques présentés, pensés pour pré-évaluer les performances de convertisseurs électromécaniques polyphasés particuliers. La première application concerne les machines synchrones à aimants déposés et visent à explorer l'adaptation de la forme d'aimants à la commande utilisant plusieurs harmoniques de courant. La formulation repose sur la résolution de l'équation de Laplace dans différents sous-domaines annulaires par discrétisation de la couche d'aimants. Dans le contexte d'un développement de machines particulières (multi-étoiles polyphasées à barrière de flux au stator par exemple), la seconde application vise à analyser l'impact de la segmentation du circuit magnétique sur la distribution du champ et en particulier sur le couple de détente : équations de Laplace et Poissons sont considérés avec l'apparition de sous-domaines sectoriels. Enfin, la dernière application vise à évaluer sommairement l'aptitude d'une machine asynchrone polyphasée à fonctionner sous différentes polarités : l'équation de Helmholtz est donc considérée.

III.3.1 Modélisation des aimants par spires équivalentes

Ce code est initialement développé pour analyser les machines polyphasées à aimants déposés et l'impact de la forme des aimants sur les performances électromagnétiques (formes particulières et/ou imperfections géométriques liées aux tolérances de fabrication). Il est en effet mis en évidence dans la section précédente que les solutions analytiques continues n'existent que si les sous-domaines sont annulaires ou sectoriels. Par conséquent, seuls les aimants de forme sectoriel (en tuile) peuvent être analytiquement caractérisés avec les formulations rapportées dans la sous-section III.2.3.1. Des adaptations sont donc nécessaires pour traiter des formes particulières (forme trapézoïdal ou autre) et, au final, les optimiser.

En calcul par éléments finis, optimiser la géométrie est une tâche complexe (en termes de formalisation et de codage) et particulièrement exigeante sur le plan calculatoire (temps de

calcul, sensibilité au maillage). Il s'agit là d'une première réserve à son utilisation *a priori* pour un tel objectif. De plus, dans le contexte particulier des machines polyphasées à aimants déposés en surface, le calcul numérique ne permet pas (ou du moins pas de façon évidente) d'observer le champ inducteur lié à une séquence d'alimentation particulière, c'est-à-dire associé à une machine fictive particulière. Par la formulation intrinsèque du champ en série de Fourier de la variable d'espace (dans les sous-domaines annulaires), les méthodes analytiques précédemment décrites le permettent. Le concepteur dispose alors d'une perspective originale pour apprécier la régularité du champ des aimants pour chaque machine fictive.

Détaillée dans [52], la méthode analytique choisie repose sur une représentation ampérienne des aimants, consistant à les remplacer par un ensemble de spires équivalentes placées dans l'entrefer. Outre les hypothèses nécessaires à l'établissement des solutions analytiques (linéarité, simplification géométrique, magnétisation constante au sein d'un aimant), la méthode néglige également l'influence des encoches. L'hypothèse du mur ferromagnétique (perméabilité infinie) pour la culasse statorique et donc, par cohérence, la culasse rotorique est admise. Le domaine de calcul est donc l'entrefer magnétique, de forme annulaire, et la perméabilité des aimants est donc considérée égale à celle de l'air.

III.3.1.1 Méthode

Comme précisé, un aimant est représenté par un ensemble de spires équivalentes placées dans l'entrefer, chaque spire portant un courant I_c selon l'axe z . Par exemple, si la magnétisation de l'aimant est radiale, le courant équivalent est fonction de la composante radiale du champ rémanent M_r , de la hauteur d'aimant h_m , de la perméabilité de l'air (supposée être celle de l'aimant) et du nombre de spires équivalentes n_c choisi pour représenter l'aimant :

$$I_c = \frac{1}{n_c} \frac{M_r h_m}{\mu_0} \quad (\text{III.75})$$

Les expressions des courant équivalents dans le cas d'une aimantation parallèle sont disponibles dans [52].

Le principe consiste donc à discrétiser les aimants en un nombre fini de spires élémentaires. Fondamentalement, le domaine de calcul est l'entrefer magnétique de forme annulaire. Pour une spire élémentaire donnée, celui-ci est divisé en deux sous-domaines de forme annulaire, soumis à une équation de Laplace, dans lequel le champ peut être explicitement calculé à partir de la formulation générale (III.64). L'influence de la spire élémentaire, constituant le terme source, est prise en compte par la condition de passage exprimant la conservation du champ tangentiel (III.59).

Ainsi, selon [52], pour un entrefer annulaire défini entre les rayons R_r et R_s , le potentiel-vecteur en un point $P(r, \theta)$ dans l'entrefer dû à une spire élémentaire centrée en $C(r_c, \theta_c)$ d'épanouissement angulaire 2ξ peut s'exprimer comme suit (où I_c désigne le courant dans la

spire) :

$$A(r, \theta) = \frac{\mu_0 I_c}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{1}{h} \frac{\sin(h\xi) \sin(h(\theta + \theta_c))}{\left(\frac{R_s}{R_r}\right)^h - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^h} f_h(r)$$

$$\text{avec } \begin{cases} f_h(r) = \left(\frac{R_s}{r_c}\right)^h \frac{r_c^{2h} + R_r^{2h}}{R_s^{2h} - R_r^{2h}} \left[\left(\frac{r}{R_s}\right)^h + \left(\frac{R_s}{r}\right)^h \right] & \text{si } r_c < r < R_s \\ f_h(r) = \left(\frac{R_r}{r_c}\right)^h \frac{r_c^{2h} + R_s^{2h}}{R_s^{2h} - R_r^{2h}} \left[\left(\frac{r}{R_r}\right)^h + \left(\frac{R_r}{r}\right)^h \right] & \text{si } R_r < r < r_c \end{cases} \quad (\text{III.76})$$

La figure III.4a illustre la distribution des lignes due à une spire élémentaire, calculée selon l'expression analytique (III.76). Strictement, le domaine de calcul peut être étendu aux culasses statoriques et rotoriques (sous-domaines analytiques annulaires) comme illustré par la figure III.4b (perméabilité du fer choisi à $1000\mu_0$) : bien que, comme attendu, l'impact sur la distribution des lignes de champ soit négligeable, l'analyse visuelle est facilitée, tout particulièrement en cas d'irrégularité du champ.

Finalement, le potentiel A se calcule en sommant les contributions de toutes les spires élémentaires. Il est d'ailleurs à noter que si l'aimant est en forme de tuile (limites exclusivement radiales ou tangentielles, c'est-à-dire de forme sectoriel), en cas de discrétisation en une infinité de spires équivalentes, alors la somme continue peut être analytiquement explicitée. Le résultat correspond alors aux expressions du potentiel-vecteur du à la couche d'aimant proposées dans [30, 31, 44, 33].

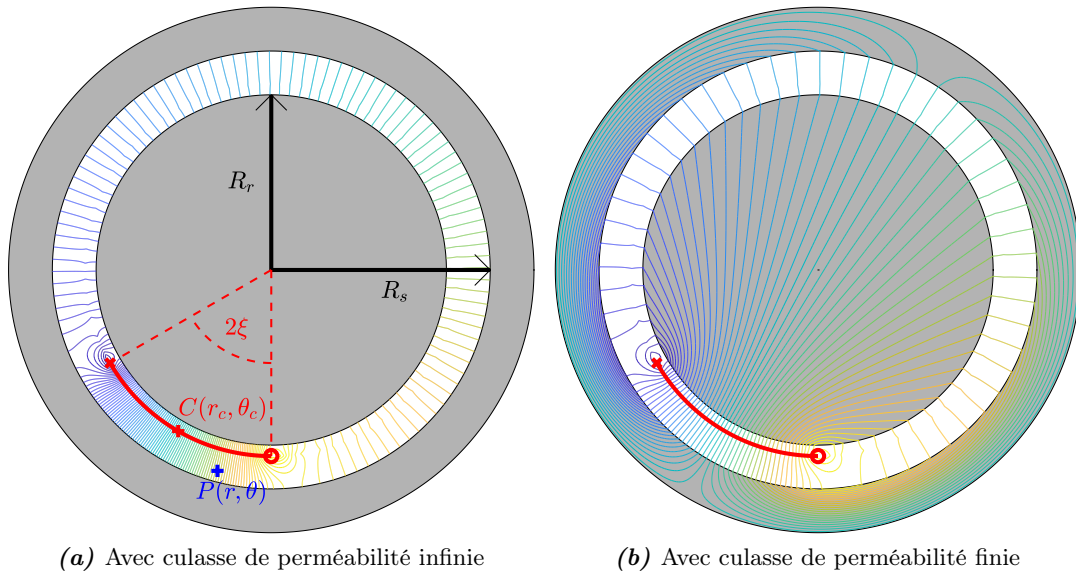


FIGURE III.4 — Estimation analytique du champ induit par une spire élémentaire

Le nombre de spires équivalentes est évidemment susceptible d'influencer le résultat. En pratique, pour les jeux de dimensions testés, une convergence très rapide de l'estimation en fonction du nombre de spires est observée [CI-12]. De plus, en cas d'optimisation [RI-7], le problème est formulé de sorte à creuser un aimant en forme de tuile (pratiquer des encoches de forme variable sur un aimant en tuile), le champ de ce dernier pouvant se calculer exactement

[53]. Au final, les spires équivalentes occupent une surface d'entrefer extrêmement réduite, ce qui élimine pratiquement la sensibilité au nombre de spires (déjà faible en cas de grande couverture de la surface d'entrefer).

III.3.1.2 Réalisation

Dans le but d'adapter la forme des aimants à des contraintes de conception propres aux machines polyphasées, cette méthode de calcul analytique du champ par spires équivalentes est mise en oeuvre pour des machines 5-phase :

- réduction des couples pulsatoires [CI-12, RI-7],
- extension de la caractéristique couple/vitesse [RI-10].

La méthode analytique permet une observation originale des lignes de champ en sélectionnant les harmoniques d'espace propres à une séquence (à une machine fictive) dans le calcul du potentiel. Ainsi, le concepteur peut juger de la régularité du champ propre aux machines fictives, en quelque sorte du champ propre aux aimants fictifs. Cet aspect est ici illustré.

La figure III.5 reprend les couches d'aimants (à aimantation radiale) étudiées dans [CI-12, RI-7] pour une machine 5-phase. Avec une commande à pertes joules minimales (*Maximum Torque Per Ampere*, MTPA) sur les deux machines fictives (fondamentale de polarité p et secondaire de polarité $3p$), l'objectif est de réduire les couples pulsatoires en limitant l'impact sur le couple moyen. La solution de base est une couche d'aimants classique occupant la totalité du pas polaire (appelés aimants en tuile sur les figures III.5a et III.5b) définissant le couple moyen de référence. Justifiée dans [CI-12], la forme trapézoïdale particulière résulte d'une interpolation d'une fonction périodique comprenant le fondamental et l'harmonique 3, ce dernier en opposition de phase avec le fondamental et d'amplitude égale au tiers du fondamental. Mise en évidence dans [RI-7], la solution dite optimisée est une solution d'un problème non linéaire à contraintes multiples visant à minimiser le rapport couple ondulatoire sur couple moyen. La figure III.5a montre, pour les trois options, le champ du aux aimants selon la méthode analytique ici décrite, en considérant tous les harmoniques spatiaux v dus aux aimants. Une telle cartographie peut évidemment être obtenue par calculs éléments finis (mais avec un temps de calcul significativement plus long). Par contre, la figure III.5b présente les lignes de champ propres à la machine fictive secondaire ($h3$), représentation pratiquement impossible à obtenir par calcul numérique. Par rapport à la couche d'aimants en tuile, ces courbes permettent d'apprécier la meilleure distribution du champ autour de $3p$ paires avec les aimants formés *a priori* et d'observer, en plus, une meilleure concentration des lignes avec la solution optimisée.

Un autre intérêt de cette méthode analytique réside dans la possibilité d'évaluer rapidement l'impact des incertitudes de fabrication sur les performances de la machine. Cet aspect est illustré en considérant l'exemple du prototype de MSAD 7-phase à bobinage concentré dentaire à une demi-encoche par pôle et par phase [CI-28, RI-17]. Selon le constructeur, les tolérances géométriques sont $\pm 0.5\text{deg}$ pour les grandeurs tangentielles (position des aimants et longueurs), $\pm 0.05\text{mm}$ pour les dimensions radiales (hauteurs d'aimants) et $\pm 5\%$ sur la magnétisation des aimants. Un tirage aléatoire des erreurs sur les dimensions de différents aimants permet de vérifier rapidement dans quelle mesure ces incertitudes peuvent affecter les performances de la machine. Les figures III.6a et III.6b reportent respectivement l'induction radiale d'entrefer et la force électromotrice élémentaire pour un jeu de dimension donné (les

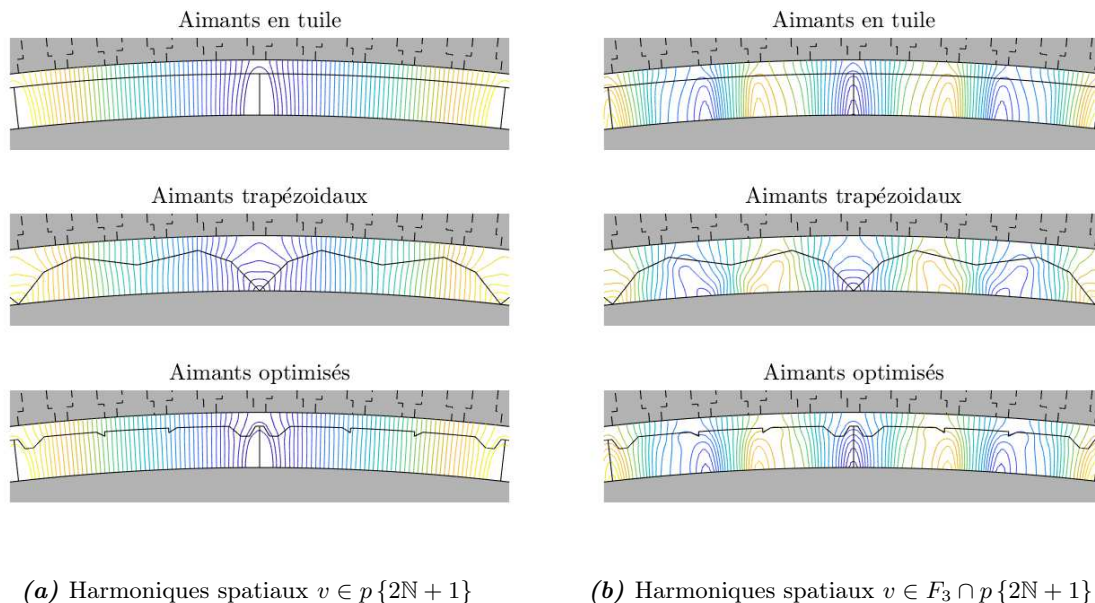


FIGURE III.5 — Estimation analytique pour différentes géométries de couches d'aimants radiaux

tolérances tangentielles sont multipliés par cinq afin d'obtenir un meilleur rendu visuel, les tolérances réelles précédemment mentionnées n'impactant pratiquement pas les formes d'onde). La figure III.6a montre que les déséquilibres se manifestent par des harmoniques non multiples du nombre de paires de pôles dans le champ, susceptible de générer des vibrations. La figure III.6b illustre l'impact de ce déséquilibre sur la force électromotrice avec le développement d'harmoniques de rang pair (résultant du fait que les coefficients de bobinage d'ordre pair ne sont pas nuls pour une distribution concentrée à $s_{pp} = 0.5$).

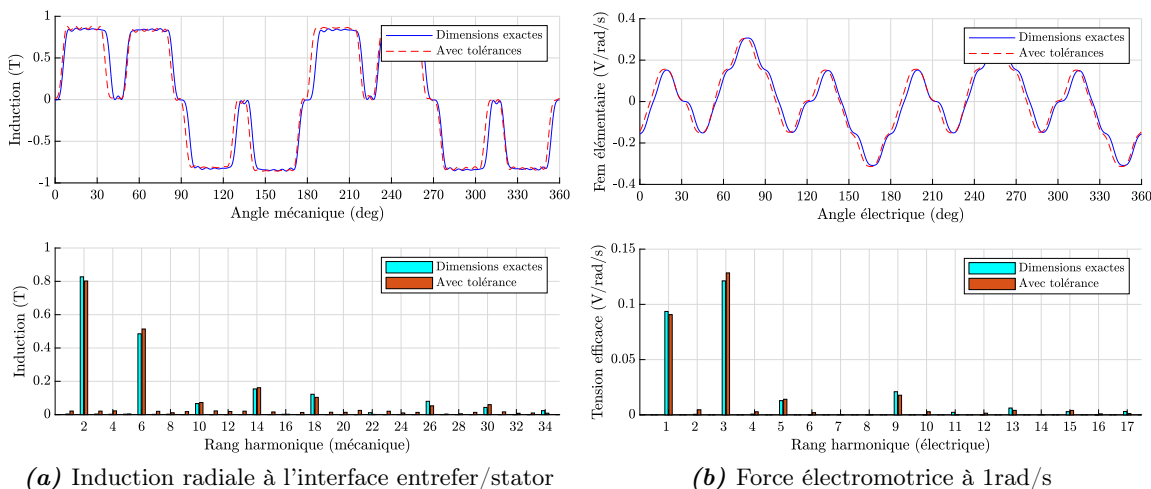


FIGURE III.6 — Prise en compte des tolérances géométriques dans la définition de la couche d'aimants (tolérance tangentielle multipliée par 5 pour une meilleure illustration)

Plus généralement, un plan d'expérience visant à déterminer les tolérances limites pour chaque paramètre peut être envisagé. Il faut cependant bien garder à l'esprit les hypothèses simplificatrices nécessaires à l'établissement de ces résultats et modérer les éventuelles conclusions en conséquence. Néanmoins, les résultats sont obtenus pratiquement instantanément, ce qui permet de détecter les paramètres d'influence. Il serait indispensable d'effectuer une telle étude si il s'agissait de fabriquer la couche d'aimants optimisés visible sur les figures III.5.

III.3.1.3 Perspectives

Cette méthode de représentation des aimants par spires équivalentes se révèle particulièrement efficace pour optimiser les formes d'aimants (sous réserve que les hypothèses de linéarité, d'homogénéité des matériaux et de simplification géométrique soient acceptables). En termes de développement, la prise en compte des aimantations parallèles est un complément à réaliser, notamment sur la base des éléments fournis dans [52].

La méthode de calcul analytique par spires équivalentes suppose la suppression des encoches statoriques (implicitement considéré par la relation (III.76)). Or, d'après les éléments discutés dans la sous-section III.2.3.1, la prise en compte de leurs effets est possible. Cela se manifesterait par l'apparition de sous-domaines sectoriels où le champ vérifierait la solution générale (III.66). Ces cas sont d'ailleurs explicitement traités dans [32, 44, 41] pour des machines à aimants déposés de forme sectoriel (tuile). Un tel développement serait à effectuer. Il permettrait notamment une estimation du couple à vide (couple de détente). Néanmoins, comme en calcul numérique, il deviendra nécessaire d'effectuer les calculs pour différentes positions du rotor, ce qui va ralentir la procédure. De plus, une sensibilité au nombre de termes considérés dans les séries (comme formalisé par (III.62)) est susceptible d'apparaître, ce qui doit être étudié. En l'état, comme illustré dans [RI-7], pour des machines à encoches semi-fermées, à grand entrefer (rapport pas polaire sur entrefer grand) et à nombre relativement élevé d'encoches par pôles (cas des distribution de bobinage à s_{pp} entier avec grand nombre de phases), il reste acceptable de négliger l'influence des encoches sur la distribution du champ en phase de pré-conception (ce qui est confirmé par les calculs numériques [RI-7]).

Enfin, une dernière perspective consiste à intégrer les tolérances géométriques de fabrication dans la phase de conception. L'une des pistes consisterait à subdiviser les aimants en sous-domaines annulaires analytiques de dimension définies en fonction de la précision de la découpe. Les optimisations conduiraient alors à des solutions *a priori* réalisables.

III.3.2 Machines à aimants à stator fortement segmenté

Cette section reporte un calcul analytique magnétostatique visant à caractériser les performances d'une machine à aimants déposés particulière, dite segmentée ou modulaire : le stator est composé de plusieurs circuits magnétiques indépendants, séparés par des barrières de flux de forme sectorielle. Cette topologie est parfois imposée par des contraintes de fabrication ou des objectifs de fonctionnement en régime dégradé, mais généralement avec des largeurs de barrière faibles [54]. Les barrières de flux affectent la distribution du champ et modifie les performances de la machine [55].

La thèse d'Eulalie Fleurot est consacrée à l'étude de ces structures magnétiques particulières dans le cas d'un grand nombre de pôles et d'une très forte segmentation : typiquement, la largeur angulaire de la barrière correspond à plusieurs paires de pôles [CI-30, ThS-5]. Dans ce cas, la segmentation génère un couple de détente additionnel fort, généralement supérieur

à celui du aux encoches statoriques.

Dans le but d'évaluer rapidement et aussi précisément que possible le couple de détente généré par une barrière, un modèle simplifié, dit mono-segment, autorisant un calcul analytique du champ, est développé. L'objectif est notamment d'estimer l'influence de la largeur du segment sur le couple de détente. Si la machine comporte plusieurs segments, sous hypothèse de linéarité, le couple de détente total peut être reconstitué par superposition comme cela est proposé dans [56] (pour le couple de détente d'une machine à aimants, calculé depuis l'estimation du couple de détente d'une machine équivalente à une seule encoches).

III.3.2.1 Modèle

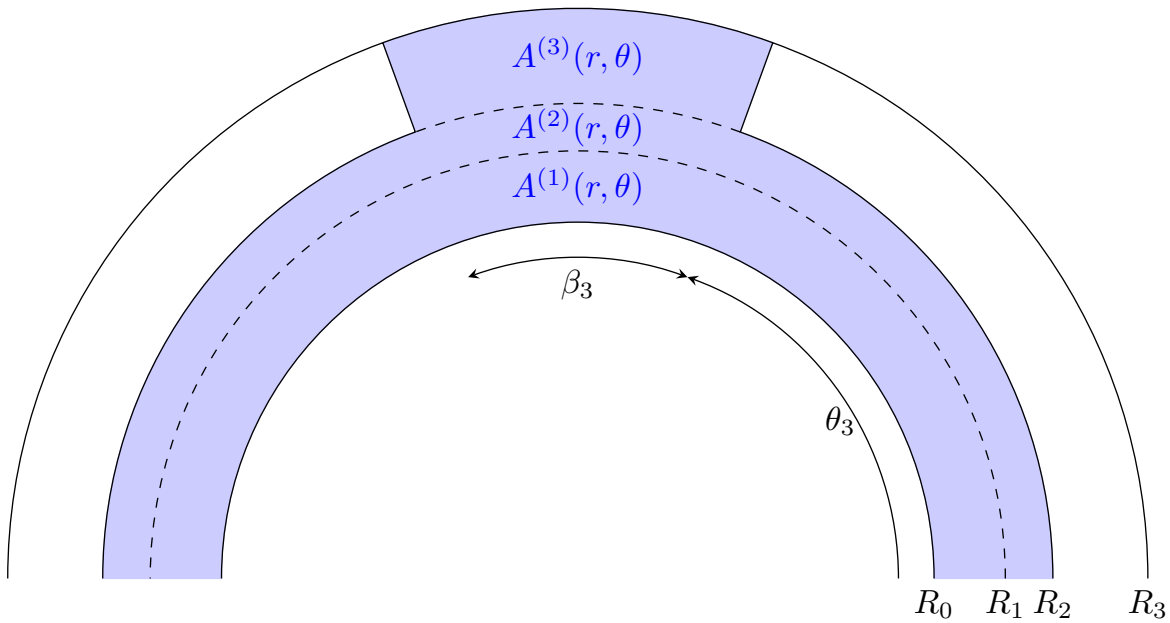


FIGURE III.7 — Domaine de calcul pour la machine à aimants à stator fortement segmenté

Comme illustré par la figure III.7, le domaine de calcul est composé de trois sous-domaines :

- la zone d'aimants, sous-domaine annulaire indicé (1), comprise entre les rayons R_0 et R_1 , de perméabilité μ_0 et de conductivité nulle,
- l'entrefer, sous-domaine annulaire indicé (2), compris entre les rayons R_1 et R_2 , de perméabilité μ_0 et de conductivité nulle,
- la barrière de flux ou zone de séparation magnétique, sous-domaine sectoriel indicé (3), compris entre les rayons R_2 et R_3 et les angles θ_3 et $\theta_3 + \beta_3$, de perméabilité μ_0 et de conductivité nulle.

Le potentiel-vecteur dans le sous-domaine sectoriel (3) est solution d'une équation de Laplace et doit satisfaire des conditions de Neumann homogènes aux frontières radiales (ce qui suppose physiquement une culasse statorique de perméabilité infinie). De plus, afin de représenter la présence d'air au-delà de la limite du domaine $r = R_3$, une condition de Dirichlet homogène est imposée le long du segment de rayon R_3 d'épanouissement angulaire $[\theta_3, \theta_3 + \beta_3]$. Dans ce

contexte, la solution générale (III.66) peut être mise sous la forme suivante :

$$A^{(3)}(r, \theta) = a_0^{(3)} + \sum_{k=1}^{+\infty} a_k^{(3)} \left(\frac{R_2}{r} \right)^k \frac{\left(\frac{r}{R_3} \right)^{2k \frac{\pi}{\beta_3}} - 1}{\left(\frac{R_2}{R_3} \right)^{2k \frac{\pi}{\beta_3}} - 1} \cos \left(k \frac{\pi}{\beta_3} (\theta - \theta_3) \right) \quad (\text{III.77})$$

Le potentiel-vecteur dans le sous-domaine annulaire (2) représentant l'entrefer est solution d'une équation de Laplace. La solution générale (III.64) pouvant être mise sous la forme suivante :

$$A^{(2)}(r, \theta) = \sum_{m=1}^{+\infty} \left\{ \left(a_m^{(2)} \frac{R_1}{m} \left(\frac{R_1}{r} \right)^m \frac{\left(\frac{r}{R_2} \right)^{2m} + 1}{\left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2m} - 1} + b_m^{(2)} \frac{R_2}{m} \left(\frac{r}{R_2} \right)^m \frac{1 + \left(\frac{R_1}{r} \right)^{2m}}{1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2m}} \right) \cos(m\theta) + \left(c_m^{(2)} \frac{R_1}{m} \left(\frac{R_1}{r} \right)^m \frac{\left(\frac{r}{R_2} \right)^{2m} + 1}{\left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2m} - 1} + d_m^{(2)} \frac{R_2}{m} \left(\frac{r}{R_2} \right)^m \frac{1 + \left(\frac{R_1}{r} \right)^{2m}}{1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2m}} \right) \sin(m\theta) \right\} \quad (\text{III.78})$$

Le potentiel-vecteur dans le sous-domaine annulaire (1) représentant la couche d'aimants est régi par une équation de Poisson où le terme de forçage est la magnétisation des aimants. Le matériau magnétique (fer) bordant virtuellement le domaine de définition (assimilée à la culasse rotorique) est supposé de perméabilité infinie. Par conséquent, une condition de Neumann homogène est imposée le long de la frontière circulaire de rayon R_0 . La magnétisation des aimants étant supposée radiale, cette condition est homogène. Dans ce cas, pour une position θ_r du rotor, le potentiel-vecteur dans le sous-domaine annulaire (1) prend la forme suivante (où $s_m(r)$ est le terme source représentant la magnétisation radiale des aimants [32, 45]) :

$$A^{(1)}(r, \theta) = \sum_{m=1}^{+\infty} \left\{ \left(a_m^{(1)} \left(\frac{r}{R_1} \right)^m \frac{1 + \left(\frac{R_0}{r} \right)^{2m}}{1 + \left(\frac{R_0}{R_1} \right)^{2m}} + s_m(r) \cos(m\theta_r) \right) \cos(m\theta) + \left(c_m^{(1)} \left(\frac{r}{R_1} \right)^m \frac{1 + \left(\frac{R_0}{r} \right)^{2m}}{1 + \left(\frac{R_0}{R_1} \right)^{2m}} + s_m(r) \sin(m\theta_r) \right) \sin(m\theta) \right\} \quad (\text{III.79})$$

Comme précisé dans la sous-section III.2.2.2, les coefficients $a_m^{(1)}$, $c_m^{(1)}$, $a_m^{(2)}$, $b_m^{(2)}$, $c_m^{(2)}$, $d_m^{(2)}$ et $a_k^{(3)}$ sont calculés en inversant un système linéaire du type (III.62). Pratiquement, si N_m est le nombre de termes considérés dans les sous-domaines annulaires (1) et (2) et si N_k est le nombre de termes considérés dans le sous-domaine sectoriel (3), la matrice topologique $[M]$ a pour dimension $6N_m + 1 + N_k$. Les équations (III.77), (III.78) et (III.79) (et également la fonction $s_m(r)$ non détaillée ici) sont écrites de sorte à limiter les problèmes numériques lors de l'inversion de cette matrice : toutes les élévations de puissance sont positives et s'appliquent à des nombres inférieurs à un (pour un rotor interne).

III.3.2.2 Exemple

Pour un rotor à $p = 5$ paires de pôles et une culasse statorique dont la séparation magnétique correspond à 1.4 pas polaires (c'est-à-dire $\beta_3 = 1.4\pi/p$), la figure III.8 présente, pour la même position du rotor ($\theta_r = 6^\circ$ mécaniques) la distribution des lignes de champ selon deux méthodes :

- un calcul numérique par éléments finis réalisés avec le logiciel *FEMM* [29] avec des matériaux magnétiques linéaires, reporté en figure III.8a,
- le calcul analytique précédemment décrit, reporté en figure III.8b.

Les estimations sont très proches, tout particulièrement concernant les lignes de fuite dont l'influence est déterminante sur le couple de détente.

La figure III.9 reporte, pour la même position, les estimations numériques et analytiques des inductions radiales et tangentielles. La figure III.9a compare les résultats numériques et analytiques dans l'entrefer (en $r = (R_1 + R_2)/2$). La proximité est remarquable et, au-delà de l'aspect calculatoire, le risque de démagnétisation des aimants peut être évaluée (jugée faible ici, pour un Néodyme-Fer-Bore). La figure III.9b est focalisée sur l'interface $r = R_2$ sur la largeur de la séparation magnétique (entre θ_3 et $\theta_3 + \beta_3$). Une très bonne concordance est observée entre les estimations numériques et analytiques (c'est l'expression depuis le potentiel-vecteur d'entrefer $A^{(2)}$ qui est calculée, mais l'équivalence avec le potentiel-vecteur $A^{(3)}$ dans la séparation magnétique a été vérifiée). La surestimation numérique aux points singuliers (R_2, θ_3) et $(R_2, \theta_3 + \beta_3)$ peut être notée.

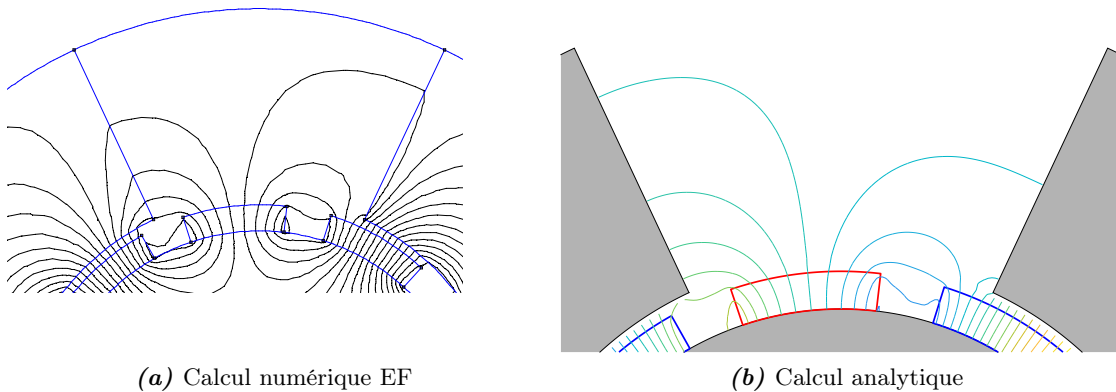


FIGURE III.8 — Comparaison de la distribution des lignes de champ numériques et analytiques

Le couple est calculé par intégration du tenseur de Maxwell le long d'un contour circulaire placé dans l'entrefer (sous-domaine (2)). Tous les calculs réalisés montrent une excellente concordance entre les estimations numériques et analytiques. En particulier, ceci peut être constaté sur la figure III.10 qui présente les résultats numériques et analytiques pour une période de couple (égale au pas polaire π/p), pour deux largeurs de séparation magnétique différentes :

- en figure III.10a, le cas de la largeur de séparation magnétique $\beta_3 = 1.4\pi/p$ (concernant déjà les figures III.8 et III.9) ;

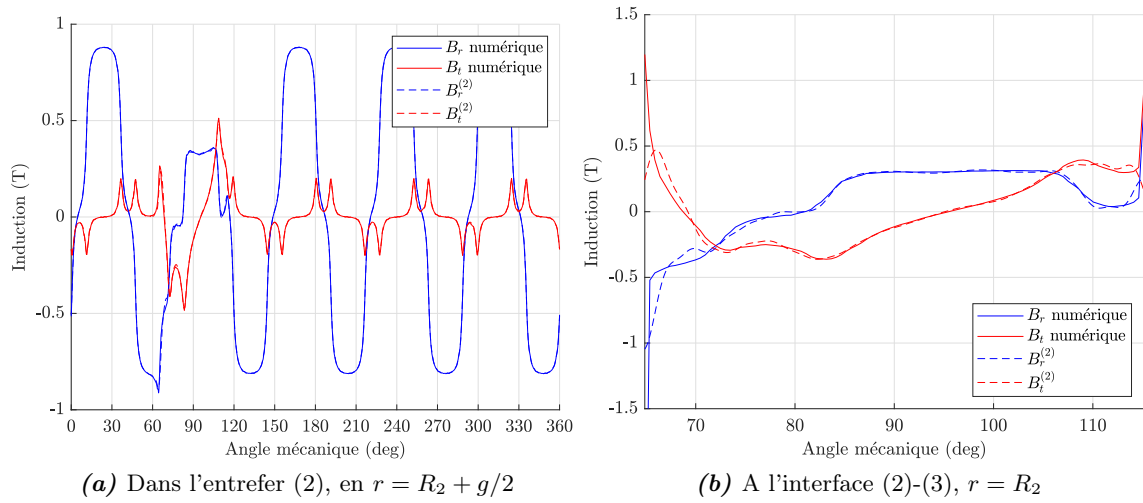


FIGURE III.9 — Comparaison des inductions numériques et analytiques

- en figure III.10b, le cas d'une largeur de séparation magnétique un peu réduite $\beta_3 = 1.1\pi/p$.

Les figures III.10a et III.10b reportent également l'estimation analytique classique du couple de détente : elle consiste à moduler une estimation analytique du champ d'entrefer d'une machine équivalente sans encoche par une fonction de perméance supposant un trajet circulaire du champ dans les encoches [57, 47]. Cette méthode est adaptée aux faibles largeurs de séparation magnétique (c'est-à-dire pour des encoches classiques) et semble donner des résultats acceptables pour les très grandes largeurs de segment (c'est-à-dire couvrant plusieurs pas polaires, pour une machine fortement segmentée [CI-30]). La méthode de calcul par fonction de perméance se révèle particulièrement imprécise en raison d'une très mauvaise estimation des lignes de fuite. Ainsi, indépendamment des formes d'onde, la figure III.10a montre une sur-estimation et la figure III.10b une sous-estimation.

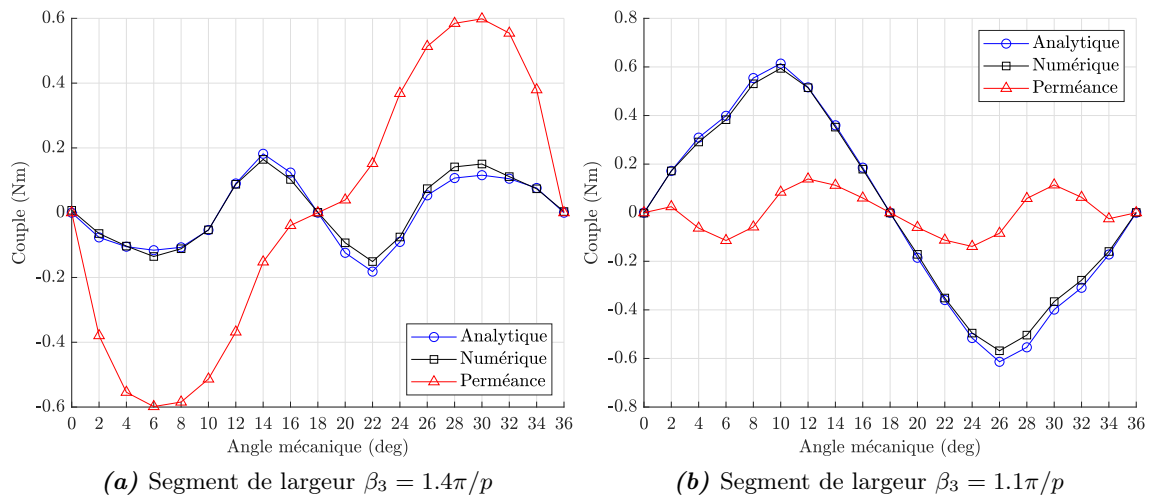


FIGURE III.10 — Estimation du couple de détente

La figure III.11 résume les résultats obtenus pour des largeurs de séparation magnétique β_3 variant de 0.05 à 1.95 fois le pas polaire π/p pour deux largeurs d'aimants : 70% du pas polaire en figure III.11a et 100% en III.11b. La similitude des deux estimations du couple est mesurée par la corrélation entre les deux signaux (la valeur un indique donc deux signaux de forme identique) en traits pleins et les rapports de valeurs crête entre deux estimations sont reportées en traits pointillés. La référence est l'estimation numérique. A l'exception des toutes petites largeurs de séparation magnétique β_3 où le couple est faible, résultats numériques et analytiques par sous-domaines sont très proches. A l'inverse, ces courbes montrent l'impossibilité d'utiliser la méthode de la perméance, très imprécise, notamment en forme d'onde si le segment de largeur β_3 mesure entre 1 et 1.5 fois le pas polaire.

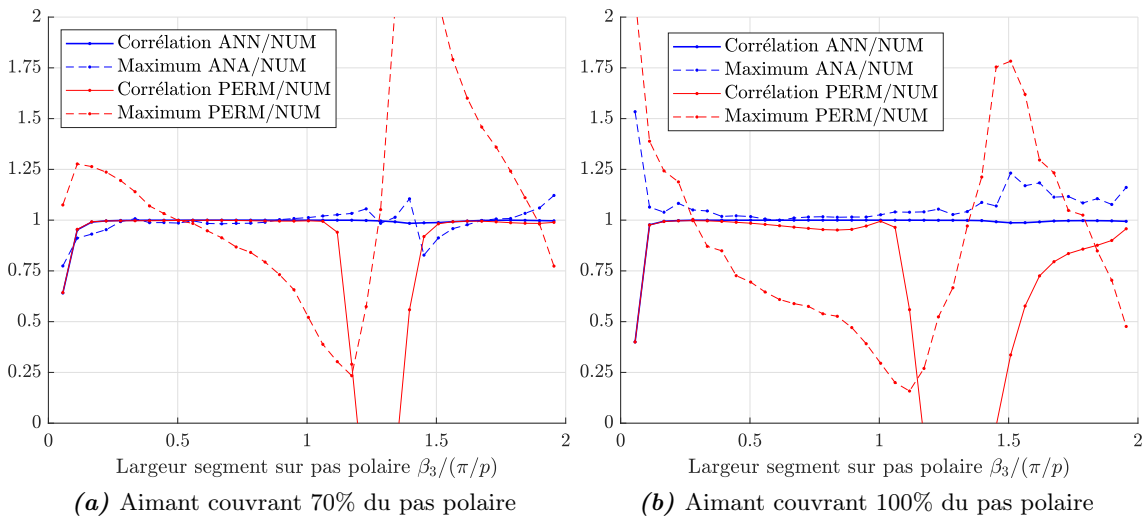


FIGURE III.11 — Corrélations et valeurs maximales des couples de détente selon la méthode analytique et le calcul par perméance en référence aux estimations numériques

III.3.2.3 Perspectives

Sur le plan pratique, la réduction du temps de calcul est significative : le temps requis pour le calcul analytique est environ 25 fois inférieur à celui nécessaire pour le calcul numérique (*FEMM* avec tous les matériaux magnétiques linéaires). Concrètement (avec un PC *Windows10* équipé d'un processeur *Intel Core i7 8650U* CPU 1.9GHz / 32Go de RAM), les 19 points calculés pour le couple de détente nécessite environ 37s en numérique contre environ 1.4s en analytique (avec $N_m = 75$ harmoniques, rangs 1 à 75, dans les sous-domaines annulaires et $N_k = 5$, rangs 0 à 5, soit 6 termes, dans le sous-domaine sectoriel). A ce titre, le potentiel de la méthode dans une optique d'optimisation est évident. Bien que cela reste à étayer rigoureusement, les logiciels de calcul scientifique utilisés pour coder les résolutions (*Scilab*, *Matlab*) n'ont ramené aucune alerte de mauvais conditionnement lors des nombreux tests effectués. Comme mentionné, les potentiel-vecteurs dans les différents sous-domaines (III.77), (III.78) et (III.79) sont exprimés de sorte justement à réduire le risque d'erreur numérique et à faciliter la convergence pour les ordres élevés. Dans une procédure d'optimisation, la sensibilité aux nombre de termes est un point à contrôler. Des éléments de réflexion sont donnés à la fin de la référence [40].

En termes de développement, la prise en compte d'aimantations tangentielles avec des

formes d'aimant particulières, sur la base de la décomposition en spires équivalentes détaillée dans la section III.3.1, est une poursuite naturelle. Un autre usage de la méthode analytique par sous-domaines consisterait à l'utiliser afin de construire des fonctions de perméance paramétrées sur la position du rotor en tenant compte de la largeur de l'ouverture du segment (ou de l'encoche) au stator et éventuellement de la largeur de l'aimant. Dans un contexte d'optimisation du circuit magnétique, il serait alors possible de prévoir à moindre coût numérique et avec une bonne précision l'évolution du couple de détente.

III.3.3 Concept de machine à induction à anneau conducteur au rotor

L'objectif est de développer un outil d'analyse autorisant une pré-évaluation rapide de l'aptitude d'une machine polyphasée asynchrone à cage (MASC) à fonctionner sous différentes séquences d'alimentation, donc sous différentes polarités magnétiques. S'inscrivant dans le contexte de la thèse d'Abdelhak Mekahlia [ThS-6], ce travail exploratoire a fait l'objet d'un projet de fin d'étude d'élève-ingénieur [MaS-5].

Parmi les options possibles pour effectuer cet examen, utiliser une représentation de la machine en circuits électriques équivalents prenant en compte les différents harmoniques est une possibilité [58]. Cependant, cette approche nécessite l'estimation préalable de tous les termes résistifs et inductifs caractérisant les circuits électriques et magnétiques de la machine. De plus, elle ne respecte pas les contraintes de calcul posées pour ce chapitre, c'est-à-dire estimer les performances directement par les grandeurs locales. Le calcul numérique est évidemment l'alternative la plus précise, à tel point qu'il est fréquent de se baser sur ces résultats pour valider une orientation de conception. Cependant, la résolution numérique par éléments finis en magnétodynamique (*transient solver*) nécessite un temps de calcul significatif, peu compatible d'un objectif d'analyse exploratoire. C'est bien cette limite qui justifie le développement ici présentée et démarrée dans [MaS-5].

En termes de calcul analytique du champ, les machines asynchrones à cage peuvent être caractérisées avec la méthode des sous-domaines, qui consiste notamment à simplifier les barres rotoriques par des sous-domaines sectoriels où le champ vérifie (III.74) [43]. Cette approche est particulièrement intéressante mais l'arithmétique entre le nombre réduit d'encoches et le nombre de barres rotoriques ne permet généralement pas de réduire le domaine de calcul par symétrie. Par conséquent, il est souvent nécessaire de considérer un nombre de barres rotoriques important, donc un nombre de sous domaines analytiques important, avec les éventuels problèmes de sensibilité aux nombres de termes et à l'inversion de la matrice constatés dans la section précédente III.3.2. Il n'est pas affirmé ici qu'il s'agit d'un problème insurmontable mais cette sensibilité n'est pas comptatible de l'objectif du développement.

La méthode ici retenue consiste à étudier une machine asynchrone très simplifiée où la cage est un anneau conducteur [59]. Dans une certaine mesure, cette structure s'apparente à celle d'une machine à rotor massif où ce dernier est parfois englobé par un anneau conducteur. Contrairement à une cage, en régime linéaire, l'anneau réplique les harmoniques spatiaux sans aucun effet de recouvrement spectral. Une telle propriété aboutit à une réduction du couple moyen, tout particulièrement en cas d'harmoniques spatiaux d'amplitude significative. De plus, l'anneau conducteur augmente l'entrefer magnétique de la machine, ce qui dégrade le couplage magnétique entre le rotor et le stator en référence à une cage. Finalement, bien que d'intérêt pratique faible, cette machine simplifiée peut être caractérisée simplement et rapidement et avec un nombre réduit de paramètres.

III.3.3.1 Principe de calcul

Hypothèses

Comme représenté sur la figure III.12, le domaine est composé de quatre sous-domaines annulaires :

- la culasse rotorique indiquée (1), supposée non conductrice et de perméabilité magnétique finie,
- l'anneau conducteur rotorique indiquée (2) de conductivité ς , siège de courants induits et de perméabilité magnétique μ_0
- l'entrefer indicé (3), non conducteur et de perméabilité magnétique μ_0
- la culasse statorique indiquée (4), supposée non conductrice et de perméabilité magnétique finie (propriétés identiques à celles de la culasse rotorique).

Les sous-domaines (1), (3) et (4) sont régis par une équation de Laplace (III.63). Aux frontières du domaine du calcul (cercles de rayon R_0 pour la culasse rotorique et de rayon R_4 pour la culasse statorique), des conditions aux limites de Dirichlet homogènes imposant la nullité du potentiel-vecteur sont supposées (III.52). Le bobinage est représenté par une fonction de densité linéique de courant portée par la frontière entre les sous-domaines entrefer (3) et culasse statorique (4) : les conditions de continuité du flux (III.57) et d'Ampère (III.59) s'imposent le long de l'interface constituée par le cercle de rayon R_3 . L'anneau conducteur, représenté par le sous-domaine (2), est donc le siège de courants induits par les harmoniques spatiaux générés par la densité linéique de courant, constituant le terme-source (ou de forçage). Pour un harmonique spatial donné, le principe de calcul du potentiel-vecteur précisé dans III.2.3.3 s'applique : le sous-domaine (2) est donc régi par une équation de Helmholtz.

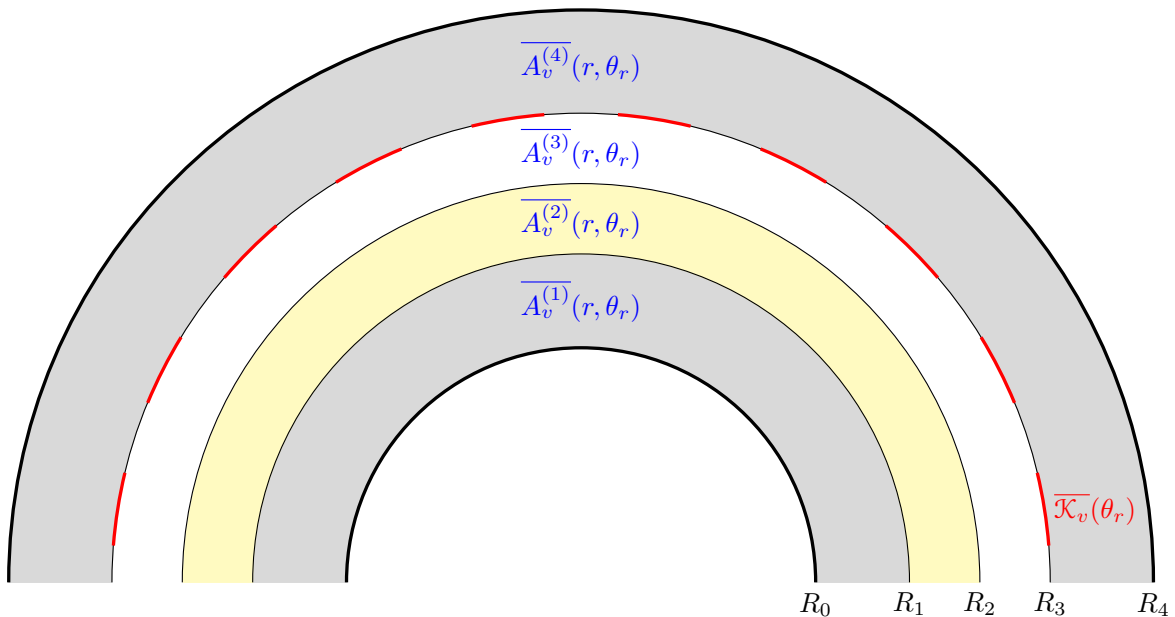


FIGURE III.12 — Domaine de calcul de la machine asynchrone à anneau conducteur (à l'harmonique d'espace v dans le repère rotorique)

Résolution

Formellement, si l'harmonique d'espace v généré par la séquence d'alimentation u à la pulsation électrique ω_u est considéré, en supposant nul l'angle de phase de l'onde à l'origine (en temps et en espace), l'onde de densité linéique peut s'écrire de la façon suivante dans le repère statorique (conformément aux notations introduites dans la sous-section (III.1.3.2) et à (III.29)) :

$$\mathcal{K}(\theta_s, t) = \mathcal{K}_v \cos(v\theta_s - \omega_u t) \quad (\text{III.80})$$

L'onde de densité linéique peut être exprimée dans le repère rotorique :

$$\mathcal{K}(\theta_r, t) = \mathcal{K}_v \cos(v\theta_r - (\omega_u - v\Omega_m)t) \quad (\text{III.81})$$

Dans le repère rotorique, l'onde de densité linéique de courant pulse à $\omega_u - v\Omega_m$. Cette pulsation est notée $\omega_{r,v}$ et reliée au glissement d'ordre v noté s_v :

$$\omega_{r,v} = \omega_u - v\Omega_m = s_v \omega_u \quad (\text{III.82})$$

Conformément au principe de résolution décrit dans la sous-section III.2.3.3, la densité linéique complexe $\overline{\mathcal{K}}_v$, indépendante du temps, est introduite. La densité linéique réelle est alors égale à la partie réelle du nombre complexe défini ci-après :

$$\mathcal{K}(\theta_r, t) = \Re\{\overline{\mathcal{K}}_v(\theta_r)e^{j\omega_{r,v}t}\} \quad (\text{III.83})$$

Considérant (II.132) établie dans la sous-section II.3.2.3, la densité linéique complexe $\overline{\mathcal{K}}_v$ peut s'exprimer en fonction de la densité linéique efficace de courant \mathcal{A}_u , du coefficient de bobinage complexe d'ordre v \underline{K}_v et de la largeur angulaire de la densité linéique de conducteurs ϵ_s :

$$\overline{\mathcal{K}}_v = \mathcal{A}_u \sqrt{2} \underline{K}_v^* \operatorname{sinc}\left(v \frac{\epsilon_s}{2}\right) e^{-jv\theta_r} \quad (\text{III.84})$$

Selon la relation (III.73), le potentiel-vecteur est décomposé en série de Fourier. Si seul l'harmonique spatial d'ordre v est considéré, alors le terme harmonique d'ordre v est solution du problème. Le potentiel-vecteur dans l'anneau conducteur s'exprime alors comme suit :

$$\overline{A}_v^{(2)}(r, \theta_r) = \left(\overline{a}_v^{(2)} J_v(r\sqrt{-j\omega_{r,v}\mu_0\varsigma}) + \overline{b}_v^{(2)} Y_v(r\sqrt{-j\omega_{r,v}\mu_0\varsigma}) \right) e^{jv\theta_r} \quad (\text{III.85})$$

Pour mémoire, les potentiels-vecteurs dans la culasse rotorique (sous-domaine (1)), l'entrefer (sous-domaine (3)) et la culasse rotorique (sous-domaine (4)) s'expriment selon (III.65) :

$$\forall i \in \{1, 3, 4\} \quad \overline{A}_v^{(i)}(r, \theta_r) = \left(\overline{a}_v^{(i)} r^v + \overline{b}_v^{(i)} r^{-v} \right) e^{jv\theta_r} \quad (\text{III.86})$$

La prise en compte des conditions de continuité et des conditions aux limites aboutit à un système linéaire du type (III.61), ce qui permet le calcul des coefficients complexes $\overline{a}_v^{(i)}$ et $\overline{b}_v^{(i)}$ pour les quatre sous-domaines. Une séquence d'alimentation u générant une série d'harmoniques spatiaux $v \in F_u$ à la pulsation $\omega_u - v\Omega_m$, leurs contributions respectives sont prises en compte par superposition.

Calcul du couple

Le couple électromagnétique se calcule par intégration du tenseur de Maxwell le long d'un contour circulaire de rayon R_e situé dans l'entrefer (sous-domaine (3)) :

$$T = \frac{1}{2} \Re \left\{ \frac{L_z R_e^2}{\mu_0} \int_{\theta_r=0}^{2\pi} \overline{B_r} \overline{B_\theta}^* d\theta_r \right\} \quad (\text{III.87})$$

Développer (III.87) permet d'obtenir l'expression suivante pour le couple lié à l'harmonique d'espace d'ordre v pulsant à $\omega_{r,v}$:

$$T_v = \frac{2\pi L_z}{\mu_0} v^2 \left[\Re \left\{ \overline{a_v^{(3)}} \right\} \Im \left\{ \overline{b_v^{(3)}} \right\} - \Im \left\{ \overline{a_v^{(3)}} \right\} \Re \left\{ \overline{b_v^{(3)}} \right\} \right] \quad (\text{III.88})$$

Si v^+ est le rang de l'harmonique spatial de référence (typiquement l'harmonique p pour la séquence fondamentale $u = 1$), le glissement de référence s_{v^+} est défini pour une fréquence d'alimentation donnée f_s et une vitesse de rotation Ω_m :

$$s_{v^+} = \frac{2\pi f_s - v^+ \Omega_m}{2\pi f_s} \quad (\text{III.89})$$

Il est plus exploitable de représenter l'évolution du couple lié à l'harmonique spatial de rang v par rapport au glissement de référence s_{v^+} plutôt que par rapport au glissement d'ordre v noté s_v . La relation suivante, développée à partir de (III.89), est donc précisée :

$$s_v = 1 - (1 - s_{v^+}) \frac{v}{v^+} \quad (\text{III.90})$$

La figure III.13 illustre le cas d'une machine triphasée équipée d'un bobinage concentré diamétral à 2 paires de pôles ($N = 3$, $s_{pp} = 1$ et $p = 2$). La figure III.13a montre les lignes de champ au premier harmonique d'espace ($v = p = 2$) au démarrage (glissement fondamental $s_p = 1$). La figure III.13b donne les évolutions des couples électromagnétiques pour les harmoniques spatiaux générés par la séquence fondamentale ($u = 1$) : l'effet freinant des harmoniques spatiaux ($v \in \{-5p, 7p, -11p, 13p\}$) sur le couple fondamental ($v = p$) apparaît clairement et montre bien l'impossibilité de mise en oeuvre d'un tel bobinage (notamment dans le cas d'une alimentation directe sur un réseau triphasé).

III.3.3.2 Exploitation

Dans le cadre d'un bobinage à pas diamétral (c'est-à-dire constitué de bobines à épauvrissement polaire), cette méthode de calcul analytique permet d'illustrer rapidement, en termes de production de couple à la séquence d'alimentation $u = 1$, la notion d'équivalence entre distribuer un bobinage diamétral triphasé et augmenter le nombre de phases du bobinage concentré diamétral. Pour les mêmes dimensions et la même densité linéique de courant, la figure III.14 présente les couples électromagnétiques obtenus avec deux configurations de bobinage distinctes :

- un bobinage triphasé diamétral distribué à 3 encoches par pôle et par phase en figure III.14a,
- un bobinage 9-phase diamétral concentré en figure III.14b.

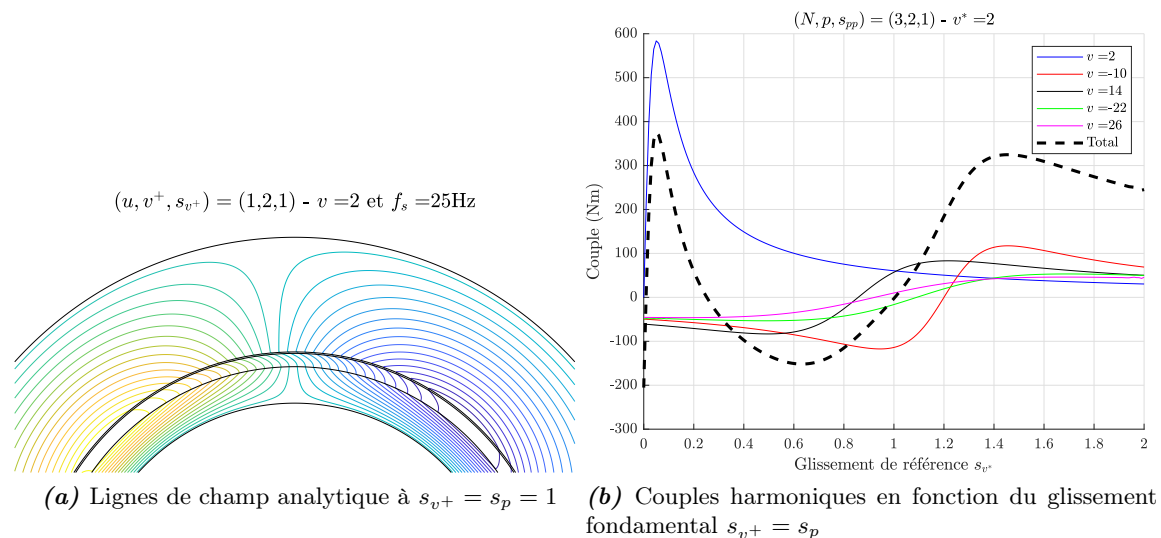


FIGURE III.13 — Caractérisation d'une machine asynchrone triphasée à anneau conducteur avec bobinage concentré diamétral, $(N, p, s_{pp}) = (3, 2, 1)$

Ces deux bobinages nécessitent le même nombre d'encoches ($Q_s = 36$) et génèrent la même polarité ($p = 2$) sur la séquence fondamentale ($u = 1$). Pour la séquence fondamentale ($u = 1$), les figures reportent les couples totaux en trait continu (prenant en compte les harmoniques spatiaux de la liste F_1) et les couples au fondamental (à l'harmonique $v = p$) en trait pointillé. Il apparaît des couples maximum comparables pour les deux bobinages. Cependant, alors que le bobinage triphasé présente un coefficient de bobinage fondamental (0.96) inférieur à celui du bobinage 9-phase (1), le bobinage triphasé génère un couple maximal légèrement supérieur. Cela résulte du fait que le bobinage triphasé (distribué) atténue davantage les harmoniques spatiaux que le bobinage 9-phase (concentré polaire). Plus précisément, pour la configuration triphasée, les coefficients de bobinage d'ordre $\{5p, 13p\}$ et $\{7p, 11p\}$ valent respectivement 0.22 et 0.18 contre 1 quel que soit le coefficient de bobinage d'ordre $2pN$ pour la configuration 9-phase (et donc en particulier les ordres $17p$ et $19p$). Cependant, comme montré par la figure III.14b, la configuration 9-phase offre la possibilité d'utiliser la séquence $u = 3$ pour générer un couple : la valeur de crête de ce dernier est inférieure à celle de la séquence fondamentale mais le couple de démarrage est plus fort. L'intérêt pratique est certes limité mais cela permet de se convaincre de la nécessité de rechercher des topologies particulières de bobinage si l'objectif est d'effectuer de la commutation électronique de pôles dans une application de propulsion.

La figure III.15 reporte les résultats obtenus en considérant une machine équipée d'un bobinage dentaire à 60 phases (concept *Intelligent Stator Cage Asynchronous Drive*, ISCAD, présenté dans [60]). Ce concept exploite la propriété suivante mise en évidence dans la sous-section II.3.1.4 : pour un bobinage dentaire à N phases, l'harmonique principal de la séquence u est pu et le premier harmonique d'espace est $p(N - u)$. Ainsi, si le nombre de phase N est grand, alors la réponse à la séquence u (c'est-à-dire le champ tournant généré à la séquence u) est pratiquement sinusoïdale, et ce d'autant plus que la séquence u est basse. Une machine équipée d'un tel bobinage est donc virtuellement en mesure de fonctionner sous différentes polarités au bénéfice de la caractéristique couple/vitesse. Cette propriété est effectivement confirmée dans le cas d'une machine asynchrone équipée d'un anneau conducteur au rotor. En particulier, il peut être observé que, pour une séquence u donnée, les harmoniques spatiaux

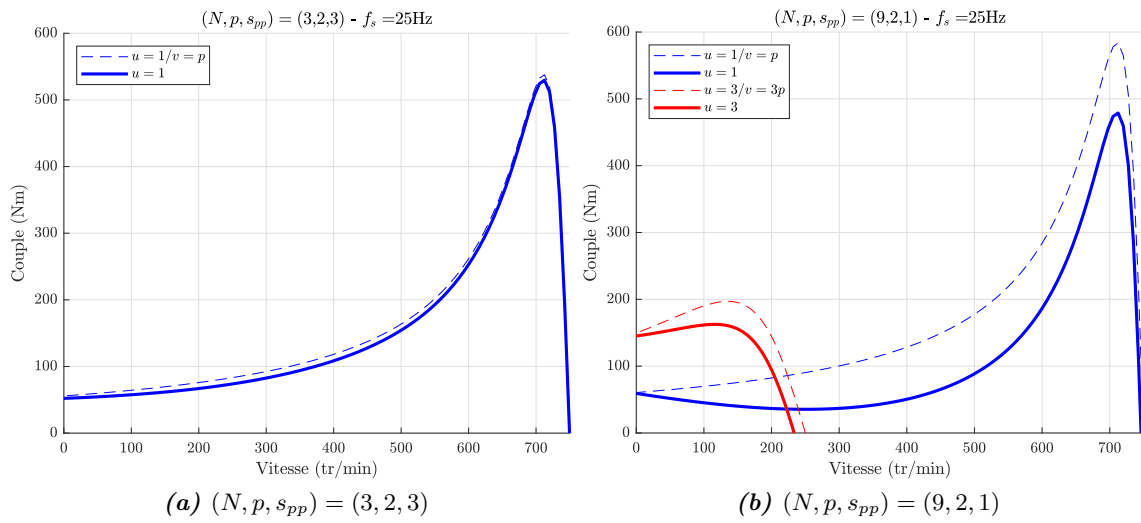
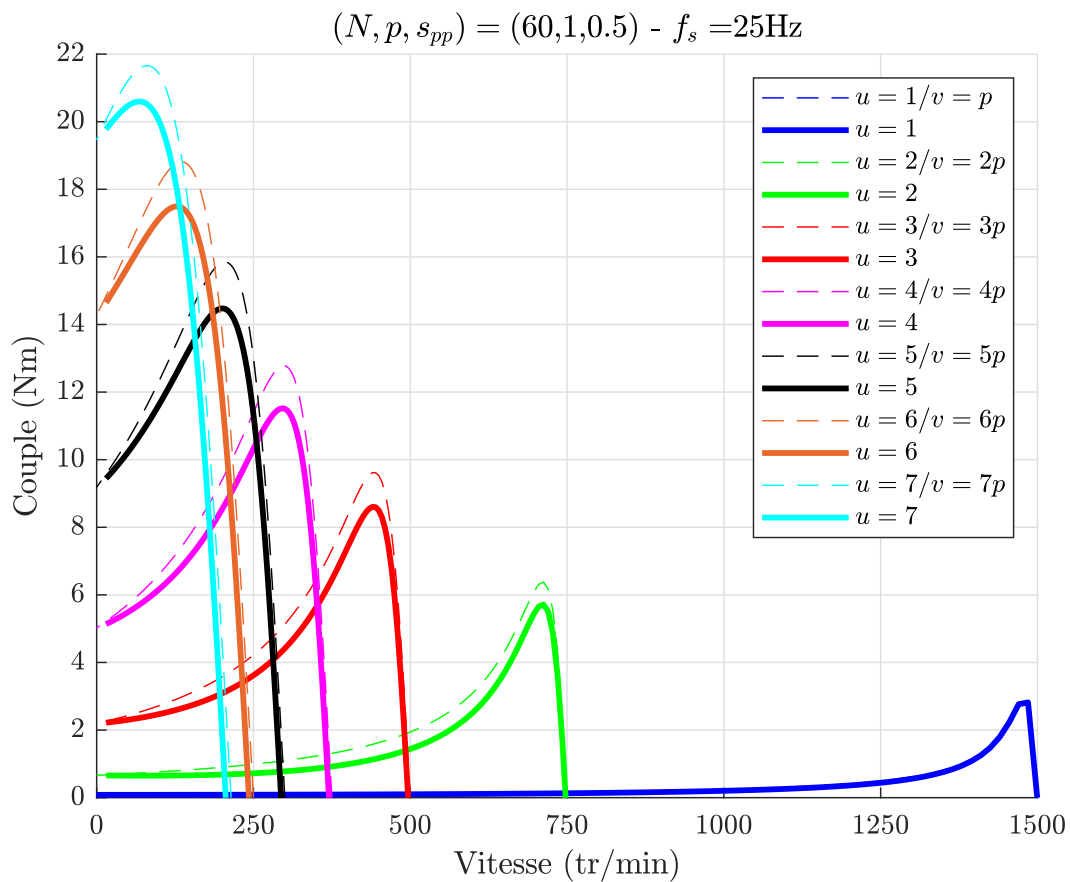


FIGURE III.14 — Couples électromagnétiques en fonction de la vitesse pour deux bobinages à 36 encoches et 2 paires de pôles

ont un effet freinant très faible.



La figure III.16 illustre l'effet du changement de séquence d'alimentation sur la distribution du champ et au final le changement de polarité opéré : la figure III.16a présente les lignes de champ à la première séquence $u = 1$ (restreintes à l'harmonique spatial d'ordre $v = p = 1$) et la figure III.16b présente les lignes de champ à la première séquence $u = 2$ (restreintes à l'harmonique spatial d'ordre $v = 2p = 2$).

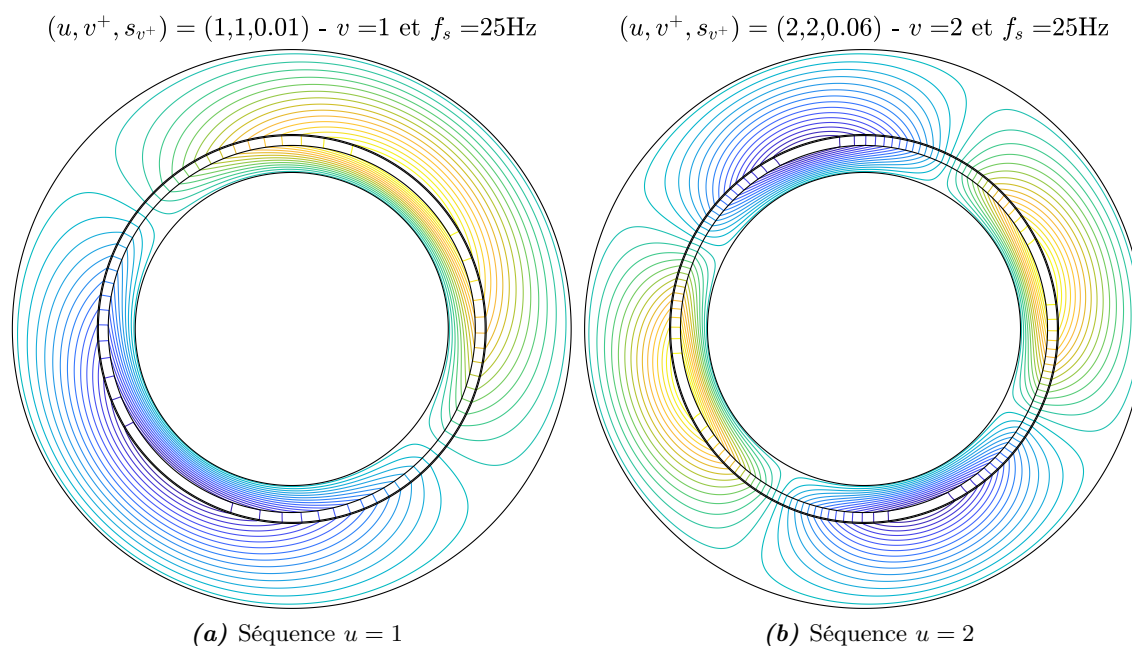


FIGURE III.16 — Carte de champ (analytique) pour une machine asynchrone à anneau conducteur avec bobinage concentré dentaire 60-phase, $(N, p, s_{pp}) = (60, 1, 0.5)$

III.3.3.3 Perspectives

Le codage de cette résolution analytique se révèle particulièrement instructif : il permet de caractériser rapidement, avec peu d'*a priori*, le comportement d'une machine asynchrone sous diverses séquences d'alimentation. Au delà de l'illustration de propriétés bien connues comme la nécessité de distribuer le bobinage pour limiter l'influence des harmoniques spatiaux, ce code analytique permet de se convaincre de la possibilité de développer des machines asynchrones à grand nombre de phases, *a priori* capables de fonctionner sous diverses polarités avec un couple de qualité. Il convient cependant de rappeler que les résultats présentés reposent sur une hypothèse de linéarité (consistant à sommer les réponses à un harmonique spatial pulsant à une fréquence donnée). En termes de développement, selon [61], une perméabilité complexe restituant la saturation et les pertes par hysteresis pourrait être introduite : une telle hypothèse appliquée à la culasse statorique est assez peu compatible de l'hypothèse du mur ferromagnétique admise pour représenter le bobinage. Par contre, pour la culasse rotorique, elle permettrait peut-être de mesurer certaines limites. Cela étant, l'hypothèse de superposition (calcul indépendant des contributions de chaque harmonique spatial) serait toujours nécessaire.

Chapitre IV

Amélioration des performances par augmentation du nombre de phases

Sommaire

IV.1 Qualité du couple	128
IV.1.1 Machine Synchrones à Aimants Déposés	128
IV.1.2 Machine Asynchrone à cage	134
IV.1.3 Bilan	149
IV.2 Extension de la plage de vitesse	151
IV.2.1 Détermination de la puissance du convertisseur	152
IV.2.2 Analyse du potentiel lié à l'utilisation des différentes séquences	159
IV.2.3 Commutation électronique de pôles	165
IV.2.4 Opportunités liées aux couplages électriques des enroulements	174
IV.2.5 Bilan	180
IV.3 Amélioration de la fiabilité fonctionnelle	181
IV.3.1 Fonctionnement en régime de défaut de phases ouvertes	182
IV.3.2 Quantification de la fiabilité du convertisseur électromécanique polyphasé	188
IV.3.3 Bilan	196

Pour une machine tournante, quelle que soit la structure d'alimentation, les performances transitoires maximales atteignables en termes de couple et vitesse sont intrinsèquement majorées par la capacité du circuit magnétique à canaliser le flux, tant que les courants circulants dans les conducteurs et les courants induits n'altèrent pas l'intégrité de la machine (fonte d'isolants, démagnétisation irréversible des aimants si machine à aimants...). Les performances nominales de la machine sont situées sous cette limite et sont thermiquement stabilisées par le système de refroidissement. En cas d'alimentation par onduleur de tension, les calibres en tension et courant des interrupteurs sont normalement déterminés en considérant le régime

nominal. Les calibres se libellant en valeurs crêtes et les performances nominales (liées à la thermique) en valeurs efficaces, il existe bien souvent une marge entre les performances nominales et les performances extrémales autorisées par l'onduleur, à la fois en régime établi et en régime transitoire.

L'exploitation de cette marge peut conduire à une extension de la caractéristique couple-vitesse. A basse vitesse, le couple peut être accru en ciblant une onde de courant dont la valeur crête égale le calibre des interrupteurs. Les pertes joules peuvent alors excéder les pertes joules nominales : il convient dans ce cas de limiter ce régime de sur-couple sur une durée telle que la limite d'échauffement ne soit pas dépassée. A haute vitesse, le couple peut être accru en ciblant une onde de tension dont la valeur crête égale la tension du bus continu (modulation linéaire), voire la dépasse (modulation non linéaire). De même qu'à basse vitesse, le couple recherché doit correspondre à une onde compatible du calibre des interrupteurs pour un fonctionnement transitoire et des pertes que la réfrigération peut évacuer pour un fonctionnement permanent.

La nécessité de monter en vitesse (c'est-à-dire utiliser la machine à une vitesse au-delà de laquelle le couple maximal ne peut plus être atteint) est typique des applications de propulsion. Pour ces applications, pour une puissance motrice installée, l'objectif est de disposer du couple maximal pour les phases de démarrage puis de la puissance nominale sur une plage de vitesse aussi étendue que possible (ceci maximisant la capacité d'accélération quelle que soit la vitesse initiale). Ce contexte plutôt classique concerne les travaux de thèse d'Hussein Zahr [ThS-3] et d'Abdelhak Mekahlia [ThS-6]. La problématique de l'adaptation de la caractéristique couple-vitesse trouve une application originale pour les génératrices hydroliennes et est examinée dans les thèses de Zhibin Zhou [ThS-1] et Sofiane Djebbari [ThS-2].

Tant en régime nominal qu'en régimes dégradés, la machine polyphasée doit être contrôlée en respectant les limites imposées par l'alimentation. Dans le cas contraire, les semi-conducteurs, pratiquement inaptes à la surcharge, se mettent en sécurité et cessent de fonctionner. Pour la machine polyphasée, le fonctionnement effectif en régime dégradé repose donc sur une reconfiguration adéquate de la commande en courant. Cette reconfiguration modifie nécessairement les sollicitations de la charge mécanique (qualité du couple), de la source continue (qualité du courant) et de l'ensemble convertisseur-machine : des fatigues supplémentaires apparaissent qu'il est nécessaire de quantifier pour évaluer la fiabilité d'ensemble. Cette problématique est abordée dans la thèse de Christohe Olmi [ThS-4] qui cherche à évaluer l'éventuel gain en fiabilité si le nombre de phases est augmenté.

Ce chapitre vise donc à examiner les avantages supposés de la machine polyphasée alimentée par onduleur de tension en termes de qualité du couple, d'extension de la caractéristique couple/vitesse et de fiabilité. Les analyses conduites et les démarches de conception et de contrôles déduites s'appuient très fortement sur la modélisation du bobinage détaillée au chapitre II et les caractérisations analytiques présentées au chapitre III. Deux types de machines¹ sont principalement étudiées : les machines synchrones à aimants déposés (MSAD) et les machines asynchrones à cage (MASC) autorisant chacune l'application du concept multi-machine, c'est-à-dire le principe d'indépendance magnétique des séquences d'alimentation alors représentées par les machines fictives cf. II.3.3).

La première partie se concentre sur l'amélioration de la qualité du couple, indépendamment de la limite en tension. Pour un régime de fonctionnement alors typé basse vitesse, il s'agit d'estimer aussi quantitativement que possible l'impact du nombre de phases sur les ondulations de couple et le couple moyen. Dans la seconde partie, la problématique de la montée en vitesse est examinée, ce qui signifie que toutes les contraintes d'alimentation (en courant et en tension)

1. Il est supposé que l'induit est le stator et l'inducteur est le rotor.

sont prises en compte. Il s'agit essentiellement de montrer comment la bonne sollicitation des séquences d'alimentation permet de mieux utiliser l'onduleur, en particulier pour étendre la plage de vitesse. Enfin, la dernière partie vise à évaluer l'impact sur la fiabilité fonctionnelle d'une augmentation du nombre de phases : la tolérance aux régimes établis de défaut de phases ouvertes est explicitée et une méthode d'évaluation de la fiabilité ayant vocation à intégrer l'impact de la reconfiguration est présentée.

IV.1 Qualité du couple

En régime établi, la qualité du couple peut être mesurée par le rapport entre l'ondulation crête à creux et la valeur moyenne, grandeur appelée *Torque Ripple Level* (TRL) [62]. Pour un système propulsif (naval ou automobile), la qualité du couple est un critère particulièrement important à basse vitesse : d'une part, un TRL faible est requis pour tenir une vitesse de rotation faible ; d'autre part, un couple élevé doit pouvoir être développé pour les phases d'accélération. Ainsi, dans cette partie, la seule contrainte d'alimentation éventuellement considérée concerne le courant : travailler à valeur efficace spécifiée ou travailler à valeur de crête limitée. En d'autres termes, les contraintes résultant de la tension limite applicable par l'onduleur ne sont pas prises en compte : elles le seront dans la partie IV.2 qui traite de l'extension de la plage de vitesse. Par conséquent, la présente partie se concentre sur l'évaluation des gains en couple autorisés par les stratégies MTPA appliquées à des machines polyphasées. Deux types de machines supposées vérifier l'hypothèse d'entrefer lisse (nécessaire à l'application de la décomposition multimachine) sont successivement considérées : machines synchrones à aimants déposés (MSAD) et machines asynchrones à cage (MASC). A l'issue, un bilan ouvrant vers les perspectives est proposé.

IV.1.1 Machine Synchrone à Aimants Déposés

La première étape consiste à calculer le couple pour mettre en évidence les paramètres en influençant la valeur moyenne. Le gain repose sur l'utilisation simultanée de plusieurs séquences d'alimentation, soit en pratique l'injection de plusieurs harmoniques de courant.

IV.1.1.1 Calcul du couple depuis les grandeurs de phase

Pour une machine à aimants déposés, le couple électromagnétique est la somme des produits phase à phase de la force électromotrice élémentaire ε_n (tension à vide à une vitesse de 1rad/s) par le courant de phase i_n . Si θ_e désigne l'angle électrique, cela se formule comme suit pour une machine à N phases :

$$T(\theta_e) = \sum_{n=0}^{N-1} \varepsilon_n(\theta_e) i_n(\theta_e) \quad (IV.1)$$

La force électromotrice élémentaire de phase n peut être développée en série de Fourier. Si E_h désigne la valeur efficace de l'harmonique d'ordre h , le développement peut s'exprimer comme suit :

$$\varepsilon_n(\theta_e) = \sum_{h=1}^{+\infty} E_h \sqrt{2} \sin \left(h\theta_e - hn \frac{2\pi}{N} \right) \quad (IV.2)$$

De même, le courant de phase peut être développée en série de Fourier. Si I_g et θ_g correspondent à la valeur efficace et à l'angle respectivement pour l'harmonique d'ordre g , le courant de phase n peut se formuler de la façon suivante :

$$i_n(\theta_e) = \sum_{g=1}^{+\infty} I_g \sqrt{2} \sin \left(g\theta_e - gn \frac{2\pi}{N} - \theta_g \right) \quad (IV.3)$$

L'injection de (IV.2) et (IV.3) dans (IV.1) permet d'obtenir l'expression suivante pour le couple électromagnétique :

$$\begin{aligned} T(\theta_e) &= N \sum_{h+g=cN} -E_h I_g \cos((h+g)\theta_e - \theta_g) \\ &+ N \sum_{h-g=cN} E_h I_g \cos((h-g)\theta_e + \theta_g) \end{aligned} \quad (\text{IV.4})$$

La relation (IV.4) confirme que le couple pulse à N fois la fréquence d'alimentation, conformément à la relation (III.23) établie dans la partie III.1 traitant du calcul du couple par interaction d'ondes. Si l'hypothèse de rotor parfaitement anti-symétrique est admise, alors la force électromotrice ne contient que des harmoniques électriques d'ordre impair (soit $h \in 2\mathbb{Z}+1$ dans (IV.2)). Dans ce cas, si le nombre de phases N est supposé impair, le couple électromagnétique (IV.4) se simplifie :

$$\begin{aligned} T(\theta_e) &= N \sum_{h+g=c2N} -E_h I_g \cos((h+g)\theta_e - \theta_g) \\ &+ N \sum_{h-g=c2N} E_h I_g \cos((h-g)\theta_e + \theta_g) \end{aligned} \quad (\text{IV.5})$$

Les pulsations à $2N$ fois la fréquence d'alimentation sont bien retrouvées, résultat là encore conforme à ceux mis en évidence dans la partie III.1.

IV.1.1.2 Commande multi-machine

Pour une MSAD polyphasée, le contrôle multi-machine sinusoïdal consiste à imposer un courant sinusoïdal à chaque machine fictive (cf. sous-section II.3.3.2). Dans le cas considéré d'une machine à nombre de phases N impair, la contribution de la machine homopolaire est ici supposée annulée (soit par couplage, soit par contrôle) dans la mesure où elle générerait nécessairement des couples pulsatoires. Finalement, pour une machine à nombre impair de phases N , le courant de ligne ciblé s'exprime :

$$i_n(\theta_e) = \sum_{k \in \{1,3,\dots,N-2\}} I_k \sqrt{2} \sin\left(k\theta_e + kn\frac{2\pi}{N} - \theta_k\right) \quad (\text{IV.6})$$

Dans (IV.6), k peut être considérée comme l'indice de machine fictive (qui correspond aussi à la séquence d'alimentation, cf. sous-section II.3.3.2) : le courant harmonique d'ordre k correspond au courant de la machine fictive diphasée d'ordre k (défini sur le plan propre \mathcal{E}_k). Si le courant spécifié par (IV.6) est obtenu, le couple électromagnétique de la machine fictive d'ordre k s'exprime depuis (IV.5) :

$$\begin{aligned} T_k(\theta_e) &= N E_k I_k \cos \theta_k \\ &+ N \sum_{c=1}^{+\infty} -E_{c2N-k} I_k \cos(c2N\theta_e - \theta_k) \\ &+ N \sum_{c=1}^{+\infty} E_{c2N+k} I_k \cos(c2N\theta_e + \theta_k) \end{aligned} \quad (\text{IV.7})$$

La relation (IV.7) met en évidence le couple moyen pour la machine fictive d'ordre k :

$$\langle T_k \rangle = N E_k I_k \cos \theta_k \quad (\text{IV.8})$$

Annuler l'angle θ_k permet de maximiser le couple moyen fictif. Cette configuration correspond à une commande multimachine MTPA dite sinusoïdale. En pratique, elle consiste à générer la consigne de courant en ne considérant que le fondamental de la force électromotrice fictive [RI-7, RI-17]. Il peut être rappelé qu'une véritable commande MTPA consiste à générer un courant colinéaire à la force électromotrice (c'est-à-dire de même forme d'onde, en considérant tous les harmoniques de force électromotrice) [7]. Cette stratégie est plus exigeante en termes de connaissance de la machine et d'exécution en temps réel [CI-36]. Cette commande est plus précisément discuté dans la sous-section IV.3.1.2 du présent chapitre.

Sous hypothèse de commande MTPA sinusoïdale, si les machines fictives présentent une force électromotrice sinusoïdale, alors le couple électromagnétique est constant (pulsation nulle) en alimentation multimachine [CI-21]. Pour un grand nombre de phases, cette propriété est naturellement obtenue pour les machines fictives d'ordre k bas (sensible aux harmoniques basse fréquence, typiquement le fondamental et le rang trois), le couplage magnétique se dégradant avec l'augmentation du rang harmonique. Concrètement, pour une machine à $N = 7$ phases, les harmoniques 13 et 11 de la force électromotrice sont naturellement faibles en référence aux harmoniques 1 et 3 (correspondant respectivement aux fondamentaux pour les machines fictives d'ordre 1 et 3). Ainsi, même si la force électromotrice présente un taux de distorsion important, un contrôle sinusoïdal des machines fictives permet d'obtenir un couple peu ondulé [RI-17]. Cette réduction naturelle des pulsations de couple avec le nombre de phases est illustrée par la figure IV.1 qui reporte les estimations de couple électromagnétique selon (IV.7) si la force électromotrice est de forme carrée et si seule la machine fictive fondamentale (celle d'ordre $k = 1$) fournit le couple avec courant et fem en phase (soit $\theta_1 = 0$, ce qui correspond à la commande à couple maximal par ampère, dite *Maximum Torque Per Ampere* MTPA). La figure IV.1 fait bien apparaître les pulsations de couple en deux fois le nombre de phases.

Pour la machine fictive d'ordre k , sous hypothèse de fonctionnement à couple maximal par ampère (soit $\theta_k = 0$), le premier harmonique de couple pulsatoire (identifié par $c = 1$ dans la relation (IV.7)) dépend des harmoniques $2N + k$ et $2N - k$ de la force électromotrice. Si seul le premier harmonique de couple pulsatoire est considéré, alors le taux d'ondulation de couple électromagnétique τ_k (défini comme le couple maximal moins le couple minimal divisé par le couple moyen, *Torque Ripple Level*) ne dépend que des harmoniques de force électromotrice :

$$\tau_k = \frac{2 |E_{2N+k} - E_{2N-k}|}{E_k} \quad (\text{IV.9})$$

Les amplitudes des couples pulsatoires apparaissent d'ailleurs sur la figure IV.1 : par exemple, le premier harmonique de couple pulsatoire pour la machine triphasée est égal $1/5 - 1/7$, soit 0.057. Avec l'hypothèse d'une force électromotrice carrée, l'ondulation de couple (IV.9) pour la machine fictive d'ordre k s'exprime :

$$E_k = \frac{E_1}{k} \implies \tau_k = \frac{(2k)^2}{(2N)^2 - k^2} \quad (\text{IV.10})$$

La relation (IV.10) permet de quantifier la réduction naturelle des ondulations de couple

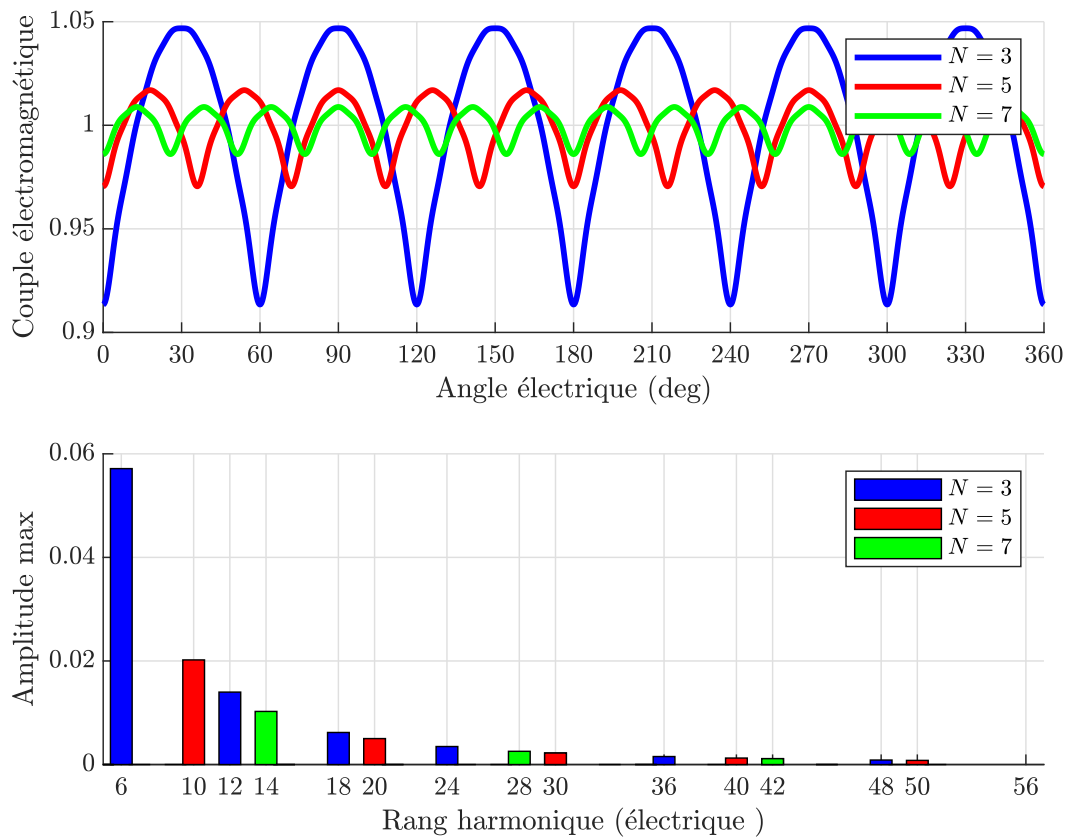


FIGURE IV.1 — Ondulations de couple pour des machines à aimants à fem carrée à 3, 5 et 7 phases avec courant parfaitement sinusoïdal

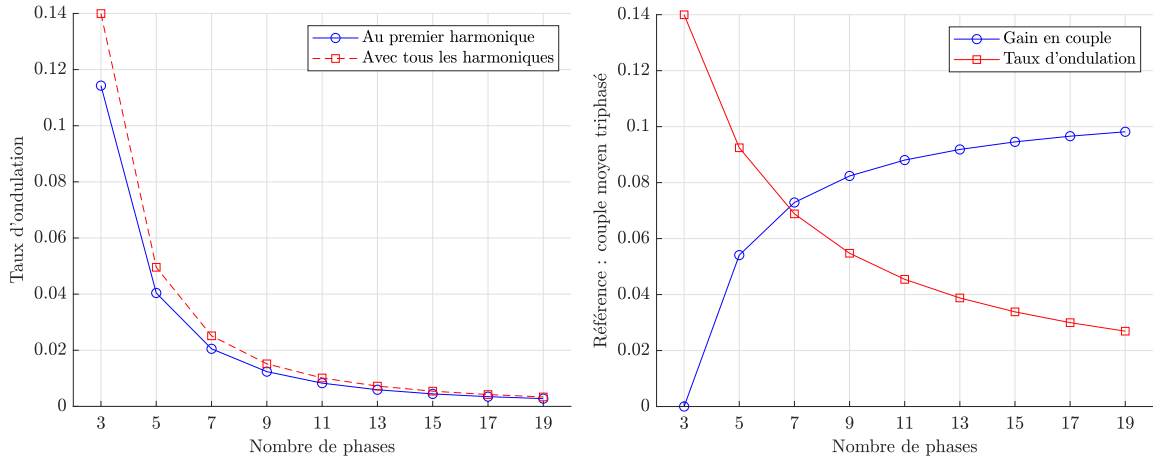
lorsque le nombre de phases augmente. Ainsi, en alimentation sinusoïdale (soit $k = 1$ dans (IV.10)), la figure IV.2a montre la diminution de l'ondulation avec le nombre de phases. De plus, elle confirme que l'ondulation de couple peut être assimilée au premier harmonique de couple pulsatoire.

La commande MTPA multimachine sinusoïdale consiste à répartir le courant efficace sur les différentes machines fictives de sorte à maximiser le couple moyen. Pour un courant efficace de phase I_{rms} , le courant efficace pour la machine fictive d'ordre k est calculée en fonction de l'amplitude de l'harmonique d'ordre k de force électromotrice relativement à l'énergie de tous les harmoniques contribuant au couple :

$$\forall k \in \{1, 3, \dots, N-2\} \quad I_k = I_{\text{rms}} \frac{E_k}{\sqrt{E_1^2 + E_3^2 + \dots + E_{N-2}^2}} \quad (\text{IV.11})$$

Le couple moyen résultant, noté $T_{\text{MMS}}(N)$ (MMS pour Multi-Machine en commande Sinusoïdale), est alors la somme des couples moyens de chaque machine fictive. Selon (IV.11) et (IV.8), il vient :

$$T_{\text{MMS}}(N) = \langle T_1 \rangle + \langle T_3 \rangle + \dots + \langle T_{N-2} \rangle = NI_{\text{rms}} \sqrt{\sum_{k \in \{1, 3, \dots, N-2\}} E_k^2} \quad (\text{IV.12})$$



(a) Ondulation de couple en commande sinusoïdale (b) Gain en couple et taux d'ondulation à courant efficace constant, en commande multimachine

FIGURE IV.2 — Impact du nombre de phases sur la qualité du couple d'une machine à aimants déposés à fem carrée

Si la fem est supposée carré, alors la relation (IV.12) se particularise comme suit :

$$E_k = \frac{E_1}{k} \Rightarrow T_{\text{MMS}}(N) = NI_{\text{rms}}E_1 \sqrt{1 + \left(\frac{1}{3}\right)^2 + \dots + \left(\frac{1}{N-2}\right)^2} \quad (\text{IV.13})$$

Le figure IV.2b illustre le gain en couple selon la relation (IV.13). Le taux d'ondulation en commande multimachine MTPA sinusoïdal (prenant en compte tous les harmoniques électriques de courant et de fem) est également reporté. En référence à la solution triphasée ($N = 3$), une augmentation du couple moyen et une réduction du taux d'ondulation viennent avec l'augmentation du nombre de phases. Ainsi, si deux machines triphasée et pentaphasée, présentant toutes deux des fems carrées, développent le même couple en commande sinus (c'est-à-dire développent le même couple moyen $\langle T_1 \rangle$), alors, à valeur de courant efficace constante, la commande multimachine MTPA sinusoïdale appliquée à la machine pentaphasée (injection d'harmonique 3 de courant pour générer un couple moyen permanent $\langle T_3 \rangle$) permet d'accroître le couple moyen d'environ 5% et de réduire les pulsations de couple d'environ 5%. Un grand nombre de phases permettrait un gain en couple de 11% et une annulation des pulsations. Le gain en couple de 11% peut se calculer analytiquement en étudiant la série définie par (IV.13) :

$$\sum_{n=1}^{+\infty} \left(\frac{1}{2n-1}\right)^2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1.11 \quad (\text{IV.14})$$

Il s'agit évidemment de résultats théoriques. Au-delà des modérations évidentes liées à l'hypothèse de fem parfaitement carrées et de courants multi-harmoniques parfaitement régulées, il peut être utile de rappeler que, indépendamment du nombre de phases, générer à tout instant un courant parfaitement cohérent avec la force électromotrice permet d'obtenir un couple maximal et constant [7]. *A fortiori*, une fem carrée peut être obtenue indépendamment du nombre de phases. Par conséquent, il est théoriquement incorrect d'affirmer qu'une machine polyphasée permet d'améliorer la compacité par rapport à une machine triphasée (même si un couplage étoile interdirait l'exploitation de l'harmonique trois). Par contre, en pratique,

cette affirmation est vraie : l'augmentation du nombre de phases facilite l'exploitation des harmoniques électriques de rang élevé en termes de commande.

IV.1.1.3 Conception favorisant la qualité du couple

Pour une machine à aimants, la conception multimachine consiste à spécifier le contenu spectral de la force électromotrice pour bénéficier de l'injection d'harmoniques de courant [63]. Cette conception multimachine est donc implicitement liée à la commande multimachine, visant à contrôler le courant de chaque machine fictive. Les deux principaux paramètres de conception sont la distribution de bobinage et la couche d'aimants.

Bobinage

Les bobinages fractionnaire permettent de réduire le couple de détente sans incliner le circuit magnétique (statorique ou rotorique) dans la direction axiale. Cependant, les sous-harmoniques spatiaux qu'ils induisent génèrent des effets qui ne peuvent être négligés *a priori* (vibrations statoriques, pertes rotoriques). Cependant, au delà de la conception, les bobinages fractionnaires peuvent faciliter la régulation en courant en réduisant la dispersion entre les constantes de temps électriques des différentes machines fictives [CI-21] : cette propriété facilitant l'implémentation expérimentale du contrôleur est notamment obtenue avec les bobinages concentrés dentaires [64, CI-22, CI-23, CI-24].

Couche d'aimants

Concernant la couche d'aimants, il s'agit de l'adapter à la commande multi-machine dans le but d'augmenter le couple moyen et de réduire les pulsations. Les degrés de liberté sont :

- le nombre d'aimants par pôle (technique de segmentation) [65, 66],
- la magnétisation des aimants (radial ou parallèle), ce qui aboutit à des structures s'apparentant à des anneaux de Halbach [67, 68, 69],
- la forme des aimants [70, 71].

L'orientation de la magnétisation des aimants est évaluée dans [RI-1, RI-2], notamment pour une machine 5-phase à bobinage fractionnaire (mono-couche FS-1) dans [RI-2]. La recherche de formes d'aimant particulières, rendue possible par le développement d'un code de calcul analytique du champ présenté dans la section III.3.1, est présentée dans [CI-12, RI-7]. Dans [RI-7], un résultat intéressant est mis en évidence : malgré la baisse du volume d'aimants résultant de l'optimisation, le couple moyen est augmenté et les ondulations pratiquement annulées. L'optimisation aurait agi de sorte à supprimer le volume d'aimants inutiles. En 2020, la validation expérimentale du concept reste à effectuer.

La segmentation de la couche d'aimants en plusieurs aimants trapézoïdaux présente l'avantage d'aboutir à des solutions beaucoup plus simples à réaliser. Cette approche est explorée dans le cadre de la thèse d'Hussein Zahr [ThS-3]. Dans le cas d'un bobinage fractionnaire dentaire ($s_{pp} = 0.5$, facilitant également la fabrication), cette technique de segmentation est évaluée pour une configuration 5-phase dans [CI-17, CI-24, CI-22] et pour une configuration 7-phase dans [CI-28, RI-17]. Cette dernière configuration a notamment abouti à un démonstrateur expérimental, confirmant la possibilité d'obtenir un couple lisse malgré une tension à vide fortement déformée (les tensions de phase sont déformées mais les tensions fictives sont sinusoïdales).

IV.1.2 Machine Asynchrone à cage

La prédiction de la qualité du couple des machines asynchrones à cage est une problématique assez ancienne. La première analyse théorique est publiée dans [72]. Par introduction d'une fonction de perméance incluant les effets des encoches statoriques et rotoriques, les règles de choix du nombre d'encoches statoriques et du nombre de barres rotoriques sont établies pour éviter le développement de couple asynchrones, de couples synchrones et de couples de denture susceptibles d'interdire le démarrage de la machine, de bloquer la machine à une vitesse particulière ou de générer des vibrations inacceptables. Ces règles de choix sont reprises et publiées dans de nombreux ouvrages traitant de la conception des MASC [73, 74]. En fait, ces règles de conception dites classiques concernent des machines triphasées en connexion électrique directe sur le réseau. Lorsque la machine est alimentée par un onduleur de tension, certaines contraintes (comme celles liées au démarrage par exemple) peuvent être levées et de nouvelles combinaisons de bobinage statorique et de nombre de barres rotoriques peuvent s'envisager. Pour une machine polyphasée alimentée par onduleur de tension, les degrés de liberté sont encore plus nombreux. Une extrapolation des lois classiques concernant les machines triphasées peut être effectuée [25, 75]. De façon remarquable, quel que soit le nombre de phases de la MASC, la problématique de l'estimation des pulsations de couple, en fréquence et en amplitude, pour un point de fonctionnement donné est peu documentée. Un modèle circuit de prédiction des couples pulsatoires est détaillée dans [76] et des éléments concernant les machines polyphasées sont rapportés dans [77].

La première sous-partie détaille un modèle circuit de la MASC afin d'estimer le couple électromagnétique quels que soient la distribution de bobinage et le nombre de barres rotoriques. Dans les bases naturelles, une évolution temporelle des grandeurs est obtenue alors que, dans les bases de Fortescue, un paramétrage fréquentiel des grandeurs apparaît, menant à une expression littérale directe des pulsations de couple (sans recourir à un solveur) si les règles d'interaction entre les harmoniques spatiaux statoriques et rotoriques sont connues. L'impact du nombre de barres sur les pulsations de couple est alors étudié en alimentation mono-séquence puis en alimentation multi-séquence (par injection d'harmoniques de temps) dans les deuxième et troisième sous-parties respectivement. A l'issue de ces analyses, peut être introduit l'approche aux premiers harmoniques d'espace pour une MASC polyphasée. Enfin, la dernière sous-partie analyse le gain potentiel en termes de rapport couple moyen sur courant (efficace ou crête) apporté par la commande multi-machine appliquée à une MASC polyphasée.

IV.1.2.1 Calculs du couple par grandeurs de phase

Calculs dans les bases naturelles

Pour représenter les grandeurs statoriques et rotoriques, deux espaces vectoriels de dimension N et Q_r respectivement notés \mathcal{E}_s^N et $\mathcal{E}_r^{Q_r}$ sont introduits. Ils sont associés aux bases naturelles respectives \mathbf{B}_s^N et $\mathbf{B}_r^{Q_r}$, supposées orthonormées et munies du produit scalaire canonique :

$$\mathbf{B}_s^N = \left\{ \overrightarrow{b_{s,0}^N} \dots \overrightarrow{b_{s,n}^N} \dots \overrightarrow{b_{s,N-1}^N} \right\} \quad (\text{IV.15})$$

$$\mathbf{B}_r^{Q_r} = \left\{ \overrightarrow{b_{r,0}^{Q_r}} \dots \overrightarrow{b_{s,k}^{Q_r}} \dots \overrightarrow{b_{r,Q_r-1}^{Q_r}} \right\} \quad (\text{IV.16})$$

Le couple électromagnétique résulte de l'interaction du courant statorique \vec{i}_s et la dérivée par rapport à la position mécanique rotorique θ_m du flux statorique induit par le courant rotorique $\vec{\Lambda}_{sr}$ (c'est-à-dire de la force électromotrice induite par le rotor sur les enroulement statoriques). Formellement, le couple est le produit scalaire de ces deux vecteurs :

$$T = \left\langle \vec{i}_s^N, \frac{d\vec{\Lambda}_{sr}^N}{d\theta_m} \right\rangle_{\mathbf{B}_s^N} \quad (\text{IV.17})$$

Si le courant statorique est imposé (ou connu), le calcul du couple nécessite l'estimation du flux statorique du au rotor $\vec{\Lambda}_{sr}$. Ce flux résulte des courants rotoriques induits $\vec{i}_r^{Q_r}$. En notant $v_{R_r}^{Q_r}$ la chute de tension résistive et $\vec{\Lambda}_r^{Q_r}$ le flux rotorique, la mise en court-circuit par les anneaux conducteurs des Q_r boucles rotoriques impliquent la relation suivante :

$$0^{Q_r} = v_{R_r}^{Q_r} + \frac{d\vec{\Lambda}_r^{Q_r}}{dt} \quad (\text{IV.18})$$

Le flux rotorique se décompose en un flux propre (ou auto-flux) lié aux courants rotoriques $\vec{\Lambda}_{rr}^{Q_r}$ et un flux de mutualisation avec le stator $\vec{\Lambda}_{rs}^{Q_r}$:

$$\vec{\Lambda}_r^{Q_r} = \vec{\Lambda}_{rr}^{Q_r} + \vec{\Lambda}_{rs}^{Q_r} \quad (\text{IV.19})$$

Si le couplage magnétique entre les circuits statorique et rotorique est connu, alors, considérant (IV.18) et (IV.19), le courant rotorique induit $\vec{i}_r^{Q_r}$ peut être calculé et le couple selon (IV.17) estimé.

La tension résistive rotorique $v_{R_r}^{Q_r}$ est lié au courant rotorique $\vec{i}_r^{Q_r}$ par la fonction \mathcal{R}_r , représentant les résistances de barre et d'anneaux pour le circuit rotorique. Le flux rotorique propre $\vec{\Lambda}_{rr}^{Q_r}$ est liée au courant rotorique $\vec{i}_r^{Q_r}$ par la fonction \mathcal{M}_{rr} , représentant le couplage magnétique entre les différentes boucles rotoriques. Le flux rotorique induit $\vec{\Lambda}_{rs}^{Q_r}$ est lié au courant statorique \vec{i}_s^N par la fonction $\mathcal{M}_{rs}(\cdot, \theta_m)$ décrivant le couplage magnétique entre les enroulement statoriques et les boucles rotoriques pour une position mécanique du rotor donnée. Sous hypothèse de comportement linéaire des matériaux magnétiques, ces fonctions sont linéaires et peuvent être décrites matriciellement :

$$[R_r] = \text{mat}(\mathcal{R}_r, \mathbf{B}_r^{Q_r}, \mathbf{B}_r^{Q_r}) \quad (\text{IV.20})$$

$$[M_{rr}] = \text{mat}(\mathcal{M}_{rr}, \mathbf{B}_r^N, \mathbf{B}_r^{Q_r}) \quad (\text{IV.21})$$

$$[M_{rs}(\theta_m)] = \text{mat}(\mathcal{M}_{rs}(\cdot, \theta_m), \mathbf{B}_s^N, \mathbf{B}_r^{Q_r}) \quad (\text{IV.22})$$

Le flux statorique induit par le courant rotorique $\vec{i}_r^{Q_r}$ est décrit par une fonction $\mathcal{M}_{sr}(\cdot, \theta_m)$ qui, dans le cas linéaire, correspond à la transposition de matrice $[M_{rs}(\theta_m)]$ décrivant le flux magnétique rotorique induit par le stator :

$$[M_{sr}(\theta_m)] = \text{mat}(\mathcal{M}_{sr}(\cdot, \theta_m), \mathbf{B}_r^{Q_r}, \mathbf{B}_s^N) = [M_{rs}(\theta_m)]^T \quad (\text{IV.23})$$

Il peut être noté que, si le bobinage statorique comporte un nombre d'encoches par phase et par paire de pôles entier ($2s_{pp} \in \mathbb{N}$), alors la mutuelle inductance entre la phase n et la boucle rotorique k (soit la composante (n, k) de la matrice $[M_{sr}(\theta_m)]$) peut s'exprimer de la façon suivante² :

$$m_{sr,n,k}(\theta_m) = \sum_{h=1}^{+\infty} \left| \underline{m_{sr,ph}} \right| \cos \left(h \left(p\theta_m - n \frac{2\pi}{N} + pk \frac{2\pi}{Q_r} \right) + \arg \left\{ \underline{m_{sr,ph}} \right\} \right) \quad (\text{IV.24})$$

Dans (IV.24), $\underline{m_{sr,v}}$ désigne la mutuelle inductance complexe entre la phase statorique 0 et la boucle rotorique 0 pour l'harmonique spatial d'ordre v . Ce nombre est directement calculé à l'aide des coefficients de bobinage complexe des enroulement statoriques et rotoriques. Sous hypothèse de champ d'entrefer radial (pas de fuite), en négligeant les ouvertures d'encoche, l'inductance $\underline{m_{sr,v}}$ s'exprime de la façon suivante ($C_{m,sr}$ est un coefficient dépendant notamment de la perméance d'entrefer et des nombres de conducteurs des enroulements) :

$$\underline{m_{sr,v}} = j C_{m,sr} \frac{K_v \sin \left(v \frac{\pi}{Q_r} \right)}{v^2} \quad (\text{IV.25})$$

L'expression (IV.24) peut être retrouvée dans [36] (même si le concept de facteur de bobinage complexe n'est pas utilisé).

Par réciprocité des flux et symétrie des circuits, les applications linéaires \mathcal{R}_r et \mathcal{M}_{rr} sont inversibles. Finalement, l'état magnétique de la machine (du circuit rotorique) est calculé en intégrant l'équation différentielle ordinaire suivante, agrégeant (IV.18) et (IV.19) avec les hypothèses de linéarité (IV.20), (IV.21) et (IV.23) :

$$\frac{d}{dt} \left[\overrightarrow{\Lambda_r^{Q_r}} \right]_{\mathbf{B}_r^{Q_r}} = - [R_r] [M_{rr}]^{-1} \left(\left[\overrightarrow{\Lambda_r^{Q_r}} \right]_{\mathbf{B}_r^{Q_r}} - [M_{rs}(\theta_m)] \left[\overrightarrow{i_s^N} \right]_{\mathbf{B}_s^N} \right) \quad (\text{IV.26})$$

Une fois le système (IV.26) résolu, le courant rotorique peut être calculé depuis (IV.19) :

$$\left[\overrightarrow{i_r^{Q_r}} \right]_{\mathbf{B}_r^{Q_r}} = [M_{rr}]^{-1} \left(\left[\overrightarrow{\Lambda_r^{Q_r}} \right]_{\mathbf{B}_r^{Q_r}} - [M_{rs}(\theta_m)] \left[\overrightarrow{i_s^N} \right]_{\mathbf{B}_s^N} \right) \quad (\text{IV.27})$$

La dérivée par rapport à l'angle mécanique de la fonction de couplage magnétique entre le stator et le rotor $\mathcal{M}_{rs}(\cdot, \theta_m)$ définit les matrices $[M'_{rs}(\theta_m)]$ (et $[M'_{sr}(\theta_m)]$) :

$$[M'_{rs}(\theta_m)] = \text{mat} \left(\frac{d\mathcal{M}_{rs}}{d\theta_m}, \mathbf{B}_s^N, \mathbf{B}_r^{Q_r} \right) = [M'_{sr}(\theta_m)]^T \quad (\text{IV.28})$$

Ainsi le produit scalaire définissant le couple électromagnétique (IV.17) peut s'exprimer avec les grandeurs matricielles, soit :

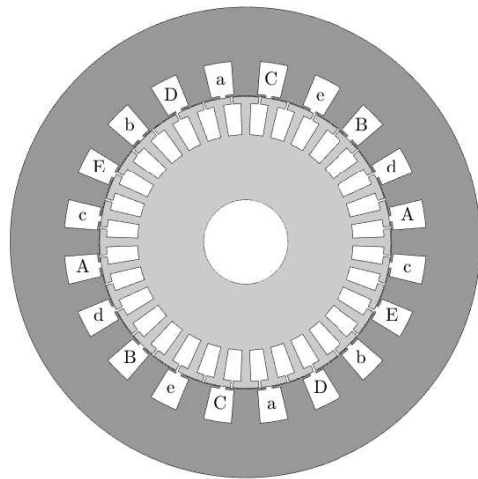
$$T = \left[\overrightarrow{i_s^N} \right]_{\mathbf{B}_s^N}^T [M'_{sr}(\theta_m)] \left[\overrightarrow{i_r^{Q_r}} \right]_{\mathbf{B}_r^{Q_r}} \quad (\text{IV.29})$$

2. Dans ce cas, il n'existe pas de sous-harmoniques spatiaux et l'indice de circularité du bobinage est $Q_s/(pN)$, ce qui simplifie l'expression de la mutuelle $m_{sr,n,k}$.

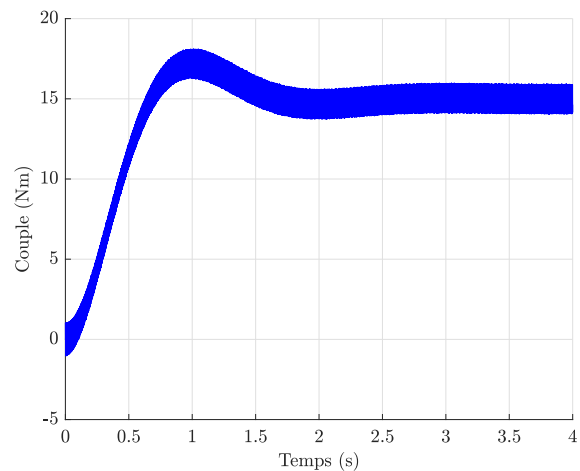
La résolution de (IV.26) et les post-traitements (IV.27) et (IV.29) permettent l'estimation du couple électromagnétique en fonction du temps. Cette procédure est illustrée par la figure IV.3b reportant le calcul du couple par intégration numérique du système (IV.26) pour une machine asynchrone à cage 5-phase à bobinage diamétral ($s_{pp} = 1$ et $p = 2$) et un nombre de barres $Q_r = 32$ (comme montré par la figure IV.3a schématisant le circuit magnétique). En termes d'intégration numérique, les deux limitations suivantes sont à noter :

- l'observation des grandeurs rotoriques nécessaires à l'estimation des ondulations de couple nécessite des pas de calcul court,
- le transitoire numérique lié à l'extinction de la condition initiale occupe plusieurs périodes électriques statoriques (en pratique, au moins 25% du temps de simulation est consacré à l'élimination de ce transitoire).

De ces deux limitations résulte une difficulté à estimer correctement les ondulations de couple (d'autant qu'il a été mis en évidence qu'il s'agissait de phénomènes plutôt hautes fréquences relativement à la fréquence électrique statorique imposée). Pour contourner cette difficulté, l'idée consiste à effectuer un calcul fréquentiel directement dans les bases de Fortescue. Les fréquences électriques des modes sont préalablement calculées (selon l'analyse effectuée dans la section III.1.3) et imposées, ce qui supprime le recours à un solveur numérique et donne des résultats instantanés. Cette problématique est abordée dans le thèse d'Abdelhak Mekahlia [RI-16, ThS-6].



(a) Circuit magnétique $(p, Q_s, Q_r) = (2, 20, 32)$



(b) Réponse en couple à la séquence fondamentale $u = 1$ par résolution de (IV.26)

FIGURE IV.3 — Simulation d'une MASC 5-phase et $p = 2$ paires de pôles à bobinage entier concentré diamétral $s_{pp} = 1$ et $Q_r = 32$ barres

Calcul par approche fréquentielle dans les bases de Fortescue

Les bases de Fortescue liées au stator et au rotor sont introduites :

$$\mathbf{F}_s^N = \left\{ \overrightarrow{f_{s,0}^N} \cdots \overrightarrow{f_{s,n}^N} \cdots \overrightarrow{f_{s,N-1}^N} \right\} \quad (\text{IV.30})$$

$$\mathbf{F}_r^{\mathbf{Q}_r} = \left\{ \overrightarrow{f_{r,0}^{\mathbf{Q}_r}} \dots \overrightarrow{f_{r,k}^{\mathbf{Q}_r}} \dots \overrightarrow{f_{r,Q_r-1}^{\mathbf{Q}_r}} \right\} \quad (\text{IV.31})$$

Les applications linéaires \mathcal{R}_r et \mathcal{M}_{rr} étant symétriques et circulantes, la base de Fortescue $\mathbf{F}_r^{\mathbf{Q}_r}$ est une base propre pour ces deux applications. Par conséquent, elles sont représentées par des matrices diagonales dans cette base :

$$\text{mat}(\mathcal{R}_r, \mathbf{F}_r^{\mathbf{Q}_r}, \mathbf{F}_r^{\mathbf{Q}_r}) = \text{diag}(R_{cr,0}, \dots, R_{cr,v}, \dots, R_{cr,Q_r-1}) \quad (\text{IV.32})$$

$$\text{mat}(\mathcal{M}_{rr}, \mathbf{F}_r^{\mathbf{N}}, \mathbf{F}_r^{\mathbf{Q}_r}) = \text{diag}(L_{cr,0}, \dots, L_{cr,v}, \dots, L_{cr,Q_r-1}) \quad (\text{IV.33})$$

Les termes $R_{cr,v}$ et $L_{cr,v}$ sont les résistances cycliques rotoriques et inductances cycliques rotoriques pour le mode v : elles déterminent la réponse du circuit rotorique à l'harmonique spatial d'ordre v .

La fonction de couplage magnétique entre le stator et le rotor \mathcal{M}_{sr} est également exprimée dans les bases de Fortescue :

$$[\Delta_{sr}(\theta_m)] = \text{mat}(\mathcal{M}_{sr}(\cdot, \theta_m), \mathbf{F}_r^{\mathbf{Q}_r}, \mathbf{F}_s^{\mathbf{N}}) = [\Delta_{rs}(\theta_m)]^T \quad (\text{IV.34})$$

Considérant la relation (IV.24), le calcul des coefficients de la matrice $[\Delta_{sr}(\theta_m)]$ permet de spécifier le couplage entre les séquences statoriques et les séquences ou modes rotoriques, ce qui revient à caractériser arithmétiquement le mécanisme d'interaction entre les harmoniques spatiaux statoriques et les harmoniques spatiaux rotoriques. Ce calcul est mené dans le cas général dans [36], le cas d'un unique harmonique spatial étant traité dans [78]. Un exemple pour une machine 5-phase est donné dans [79].

Le courant statorique est supposé sinusoïdal de séquence u à la pulsation ω_u . Il s'exprime alors dans la base naturelle selon la relation suivante :

$$\overrightarrow{i_s^{\mathbf{N}}} = \sum_{n=0}^{N-1} I_s \sqrt{2} \cos\left(\omega_u t + un \frac{2\pi}{N}\right) \overrightarrow{b_{s,n}^{\mathbf{N}}} \quad (\text{IV.35})$$

En conséquence, seules les composantes u et $N - u$ du vecteur courant statorique dans la base de Fortescue sont non nulles :

$$\overrightarrow{i_s^{\mathbf{N}}} = \sqrt{\frac{N}{2}} I_s e^{j\omega_u t} \overrightarrow{f_{s,u}^{\mathbf{N}}} + \sqrt{\frac{N}{2}} I_s e^{-j\omega_u t} \overrightarrow{f_{s,N-u}^{\mathbf{N}}} \quad (\text{IV.36})$$

Cette séquence u est supposée générer l'harmonique spatial d'ordre v . Dans ce cas, le mode rotorique d'ordre $\text{mod}(v, Q_r)$ est allumé à la fréquence $\omega_{r,v} = \omega_u - v\Omega_m$. Cette fréquence est donc imposée à la boucle rotorique $\text{mod}(v, Q_r)$, caractérisée par l'inductance cyclique $L_{cr,\text{mod}(v,Q_r)}$ et la résistance cyclique $R_{cr,\text{mod}(v,Q_r)}$, excitée par la force électromotrice spécifiée par le calcul des composantes de (IV.34). Le mécanisme de génération du courant rotorique est illustré par la figure IV.4. La composante $\text{mod}(v, Q_r)$ de Fortescue du courant rotorique induit $\overrightarrow{i_r^{\mathbf{Q}_r}}$ peut alors être explicitée :

$$\left\langle \overrightarrow{i_r^{\mathbf{Q}_r}}, \overrightarrow{f_{\text{mod}(v,Q_r)}^{\mathbf{Q}_r}} \right\rangle_{\mathbf{F}_{\mathbf{Q}_r}} = - \frac{j\omega_{r,v} \frac{\sqrt{NQ_r}}{2} m_{sr,v}^*}{R_{cr,\text{mod}(v,Q_r)} + j\omega_{r,v} L_{cr,\text{mod}(v,Q_r)}} \sqrt{\frac{N}{2}} I_s e^{j(\omega_{r,v}t - v\theta_{m,0})} \quad (\text{IV.37})$$

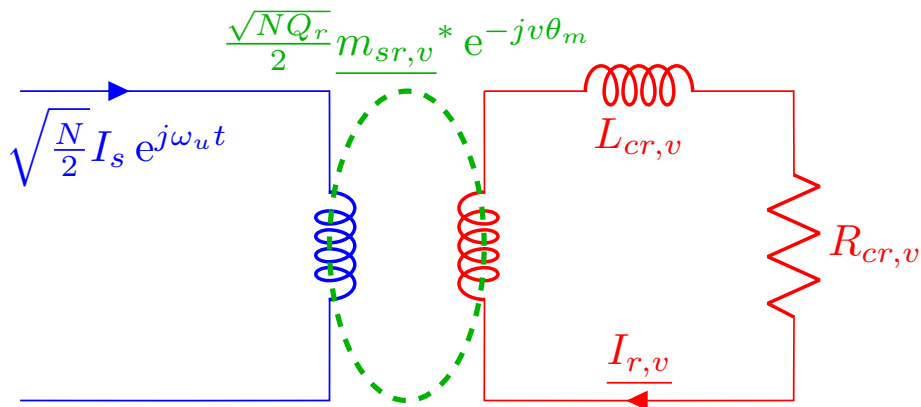


FIGURE IV.4 — Illustration de l'allumage de la boucle rotorique $\text{mod}(v, Q_r)$ par l'harmonique d'espace statorique d'ordre v généré par la séquence u pulsant à ω_u

Dans (IV.37), $\theta_{m,0}$ désigne la position mécanique initiale du rotor. Pour alléger les développements, le complexe $\underline{I_{r,v}}$ est défini selon la relation suivante :

$$\left\langle \overrightarrow{i_r^{Q_r}}, \overrightarrow{f_{\text{mod}(v, Q_r)}^{Q_r}} \right\rangle_{\mathbf{F}^{Q_r}} = \underline{I_{r,v}} e^{j(\omega_{r,v}t - v\theta_{m,0})} \quad (\text{IV.38})$$

Le couple est calculé en considérant la relation (IV.29), projetée dans les bases (orthonormales) de Fortescue :

$$T = \left[\overrightarrow{i_s^N} \right]_{\mathbf{F}_s^N}^T [\Delta'_{sr}(\theta_m)] \left[\overrightarrow{i_r^{Q_r}} \right]_{\mathbf{F}_r^{Q_r}} \quad (\text{IV.39})$$

L'harmonique spatial d'ordre v' interagit avec les courants rotoriques projetés sur le vecteur $\overrightarrow{f_{\text{mod}(v', Q_r)}^{Q_r}}$. Si le courant rotorique harmonique considéré est induit par l'harmonique d'espace v , un couple électromagnétique noté $T_{v',v}$ se développe. Compte tenu de (IV.38) et (IV.39), après développements de (III.34) et injection des relations (III.30) et (III.31), le couple $T_{v',v}$ peut s'exprimer comme suit :

$$T_{v',v} = \begin{cases} 2\Re \left\{ \sqrt{\frac{N}{2}} I_s e^{j\omega_u t} \left[jv' \frac{\sqrt{NQ_r}}{2} \underline{m_{sr,v'}} e^{jv'\theta_m} \underline{I_{r,v}} e^{j(\omega_{r,v}t - v\theta_{m,0})} \right]^* \right\} & \text{si } v' \in F_u \cap F_{/v}^R \\ 2\Re \left\{ \sqrt{\frac{N}{2}} I_s e^{j\omega_u t} \left[jv' \frac{\sqrt{NQ_r}}{2} \underline{m_{sr,v'}} e^{jv'\theta_m} \underline{I_{r,v}}^* e^{j(\omega_{r,v}t - v\theta_{m,0})} \right]^* \right\} & \text{si } v' \in F_u \cap F_{/Q_r-v}^R \end{cases} \quad (\text{IV.40})$$

La relation (IV.40) exprime le couple électromagnétique pour l'harmonique spatial commun v' si, pour le rotor, celui-ci est induit par l'harmonique spatial statorique d'ordre v . Les résultats sont résumés avec l'introduction du couple complexe $\underline{T_{v',v}}$ reformulant (IV.40) :

$$T_{v',v} = 2\Re \left\{ \underline{T_{v',v}} \right\} \quad (\text{IV.41})$$

D'après (IV.37), ce couple s'exprime en fonction des paramètres du modèle circuit de la machine et du point de fonctionnement (spécifié par la pulsation statorique ω_u et la vitesse

mécanique Ω_m) :

$$\underline{T}_{v',v} = \begin{cases} \frac{N}{2} \frac{NQ_r}{4} I_s^2 \frac{v' m_{sr,v'}^* m_{sr,v} \omega_{r,v}}{R_{cr,\text{mod}(v,Q_r)} - j\omega_{r,v} L_{cr,\text{mod}(v,Q_r)}} e^{j\phi_{v',v}(t)} & \text{si } v' \in F_u \cap F_v^R \\ \frac{N}{2} \frac{NQ_r}{4} I_s^2 \frac{-v' m_{sr,v'}^* m_{sr,v}^* \omega_{r,v}}{R_{cr,\text{mod}(v,Q_r)} + j\omega_{r,v} L_{cr,\text{mod}(v,Q_r)}} e^{j\phi_{v',v}(t)} & \text{si } v' \in F_u \cap F_{/Q_r-v}^R \end{cases} \quad (\text{IV.42})$$

La quantité $\phi_{v',v}$ indique la pulsation du couple :

$$\phi_{v',v}(t) = \begin{cases} -(v' - v)\Omega_m t - (v' - v)\theta_{m,0} & \text{si } v' \in F_u \cap F_v^R \\ (2\omega_u - (v' + v)\Omega_m) t - (v' + v)\theta_{m,0} & \text{si } v' \in F_u \cap F_{/Q_r-v}^R \end{cases} \quad (\text{IV.43})$$

Ces résultats permettent de calculer instantanément le couple d'une machine à induction à N phases et Q_r barres en valeur moyenne et en pulsations (sous réserve d'un bobinage à nombre entier d'encoches par paire de pôles et par phases, soit $2s_{pp} \in \mathbb{N}$).

La figure IV.5 reporte les estimations du couple en fonction du glissement pour les séquences $u = 1$ et $u = 3$ pour la machine 5-phase à bobinage concentré diamétral ($p = 2$ et $Q_s = 20$) et $Q_r = 32$ barres. En particulier, l'effet des harmoniques spatiaux, surtout sensibles aux glissements de référence proche de 1 (soit $s_1 = 1$ sur la figure IV.5a et soit $s_3 = 1$ sur la figure IV.5b) est restitué.

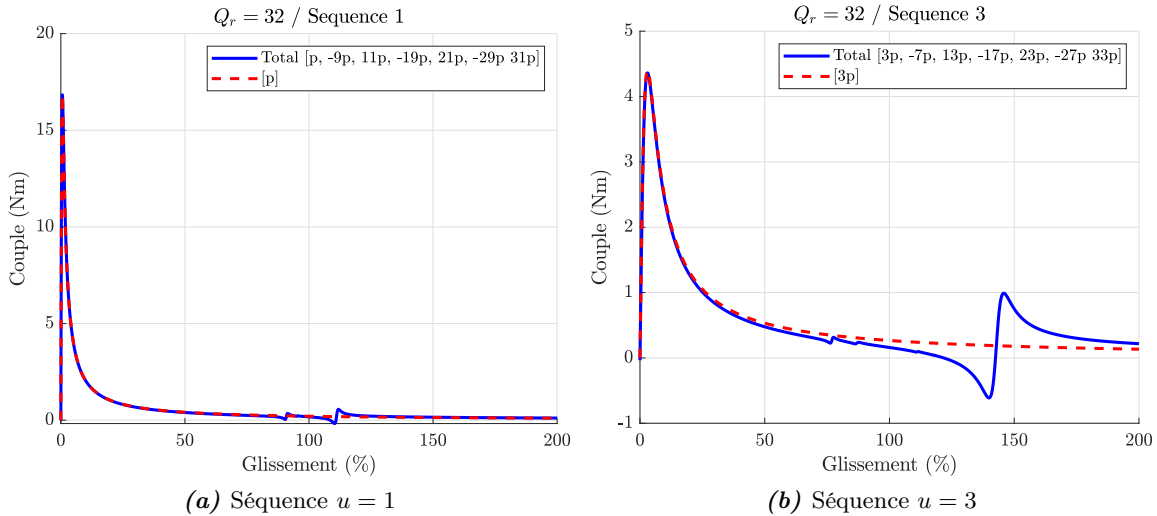


FIGURE IV.5 — Caractéristique couple (moyen) selon le glissement pour la MASC 5-phase à bobinage concentré diamétral ((IV.42) avec $v = v'$), fréquence statorique de 50Hz et courant statorique efficace nominal

Plus intéressante est la possibilité d'estimer les couples pulsatoires. Pour la machine 5-phase à bobinage concentré diamétral ($p = 2$ et $Q_s = 20$) et $Q_r = 32$ barres, la figure IV.6 présente, pour les deux séquences $u = 1$ (cf. figure IV.6a) et $u = 3$ (cf. figure IV.6b), les estimations de couples en régime établi pour une alimentation au courant efficace sinusoïdal à la pulsation d'alimentation $\omega_u = 2\pi \times 50\text{rad/s}$. Les figures IV.6a et IV.6b reportent les estimations issues de l'intégration numérique du système d'état exprimé dans la base naturelle (IV.26) et celles issues du calcul fréquentiel analytique direct dans les bases de Fortescue. Les

résultats concordent, ce qui valide le calcul fréquentiel (instantané alors que le calcul par intégration nécessite quelques secondes et peut se montrer imprécis en cas d'existence de composantes pulsatoires de haute fréquence).

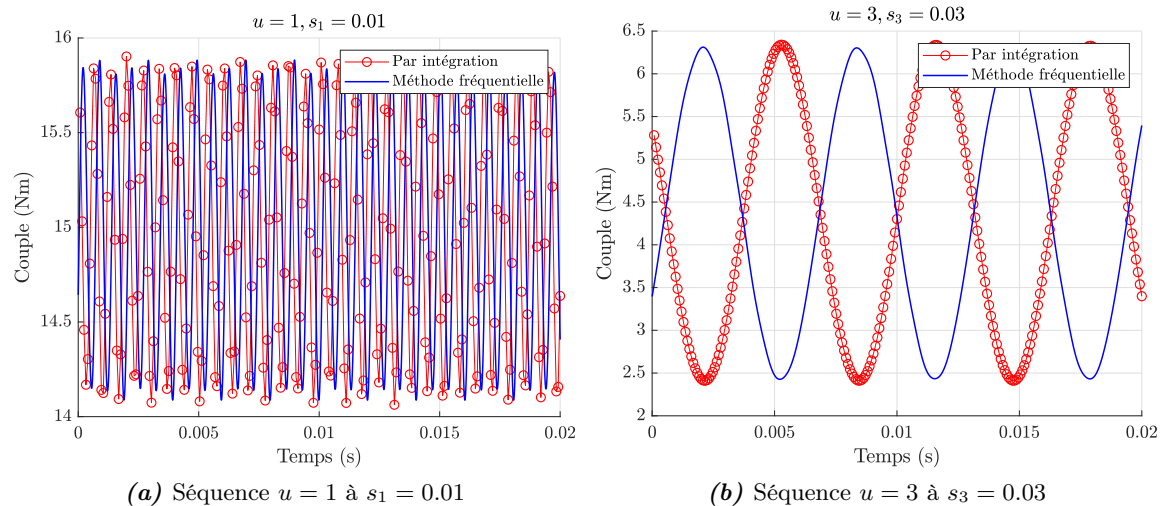


FIGURE IV.6 — Couples en régime établi pour MASC 5-phase à bobinage concentré diamétral selon intégration numérique dans la base naturelle (cf. (IV.26)) et selon calcul fréquentiel analytique direct dans les bases de Fortescue (cf. (IV.42) et (IV.43))

IV.1.2.2 Impact du nombre de barres sur les pulsations

Ces développements analytiques permettent d'étudier l'adaptation du nombre de barres à une utilisation de la machine polyphasée à une séquence donnée, c'est-à-dire à une polarité donnée. Cette polarité donnée n'est pas nécessairement la polarité fondamentale. C'est en ce sens que la machine polyphasée se distingue ici de la machine triphasée qui ne dispose que de la séquence fondamentale (hors séquence homoplaire). Par conséquent, les règles de choix du nombre de barres établies pour des machines triphasées à bobinage entier ($s_{pp} \in \mathbb{N}$) [73, 80] ne peuvent être utilisées directement.

Hypothèses

Pour une machine polyphasée présentant plusieurs séquences de fonctionnement possibles, le nombre de barres doit être choisi selon les séquences effectivement utilisées. Si seule la séquence fondamentale est utilisée, les règles classiques de choix mises en évidence pour les machines triphasées peuvent être extrapolées comme proposé dans [25, 75]. Par contre, si d'autres séquences sont utilisées, l'analyse doit être revue. Par exemple, les travaux d'Abdelhak Mekahlia mettent en évidence qu'un choix correct du nombre de barres au regard des règles valables pour les machines triphasées conduit à des ondulations de couple significatives [CI-26] et à un couplage des séquences statoriques par le rotor [RI-16]. L'objectif du présent paragraphe est d'analyser ces phénomènes sur la base des développements analytiques détaillés dans la sous-section précédente IV.1.2.1, avec l'hypothèse de fonctionnement suivante :

- la séquence u est excitée à la seule pulsation ω_u (pas d'harmoniques de temps, c'est-à-dire circulation d'un courant sinusoïdal),

- la machine est alimentée à une seule séquence (pas d'utilisation simultanée de plusieurs séquences).

Cependant, concernant l'utilisation simultanée de séquence, les analyses conduites vont permettre de déduire des choix de nombres de barres adaptés.

Analyse par la force électromotrice (tension stator due au rotor)

Généralement, pour produire un couple lisse avec une séquence donnée, il faut faire en sorte que :

1. la force électromotrice renvoyée par le rotor soit aussi sinusoïdale que possible,
2. la force électromotrice renvoyée par le rotor ne contienne que des composantes appartenant à la séquence d'alimentation.

La critère 1 garantit un couple constant si le courant de la séquence utilisée est parfaitement sinusoïdal. Le critère 2 exprime un objectif de découplage magnétique des séquences, facilitant l'obtention d'un courant sinusoïdal pour la séquence utilisée : le régulateur de courant n'a pas à compenser de tension parasite. Plus concrètement, selon le concept de machine fictive, cela signifie qu'il suffit d'appliquer une tension sinusoïdale pour la machine fictive utilisée (la séquence utilisée) en laissant en boucles ouvertes les autres machines fictives (théoriquement, seul le plan de Park produisant le couple est à considérer dans le schéma de contrôle). Si le critère 2 n'est pas satisfait, il faut compenser les tensions induites par la machine fictive utile (produisant le couple) sur les autres machines fictives. Dans une certaine mesure, ceci s'apparente au contrôle sinusoïdal en courant d'une machine polyphasée à aimants présentant une force électromotrice non sinusoïdale, mais avec une estimation de la perturbation plus difficile dans le cadre de la machine asynchrone à cage.

Exemple d'une MASC 5-phase à bobinage diamétral

Pour la machine 5-phase à bobinage diamétral concentré (présenté en figure IV.3a), la figure IV.7 illustre l'influence du nombre de barres rotoriques sur le couplage des séquences d'alimentation. Sur la base du modèle de caractérisation circuit décrit dans la sous-section précédente, elle reporte les forces électromotrices renvoyées par le rotor au stator dans le cas de l'alimentation sur la séquence fondamentale $u = 1$ (figure IV.7a) et la séquence $u = 3$ (figure IV.7b). Ces forces électromotrices sont projetées dans la base orthonormale de Concordia d'ordre $N = 5$: les composantes notées α_1 et β_1 correspondent à la séquence fondamentale $u = 1$ (ou machine fictive principale) alors que les composantes notées α_2 et β_2 correspondent à la séquence $u = 3$ (ou machine fictive secondaire). Le choix d'un nombre de barres $Q_r = 32$, conforme aux règles résumées dans [73, 80], montre que, stator alimenté avec une seule séquence ($u = 1$ ou $u = 3$), le rotor renvoie des composantes appartenant à la fois à la séquence fondamentale (composantes α_1 et β_1) et à la séquence $u = 3$ (composantes α_2 et β_2). Il en résulte une régulation en courant plus complexe, tout particulièrement dans le cas d'une alimentation sur la séquence $u = 3$ où le régulateur de courant devra compenser la force électromotrice de la séquence fondamentale (non excitée, et pourtant d'amplitude significative comme le montre bien la figure IV.7a). La réduction du nombre de barres Q_r de 32 à 31 permet un meilleur découplage des séquences : comme montré par les figures IV.7c et IV.7d, le rotor ne renvoie une force électromotrice que sur la séquence d'alimentation du stator, ce qui facilite la régulation en courant. Il est à noter qu'un tel problème est analysé et contrôlé par calcul numérique dans [RI-16] pour une machine 5-phase à bobinage dentaire et 64 barres (configuration notamment

évaluée en section III.1.3 du présent mémoire, cf. figures III.1 et III.2) : le passage à 65 barres découple parfaitement les séquences et il en résulte un couple très peu oscillant sur l'une ou l'autre des séquences d'alimentation.

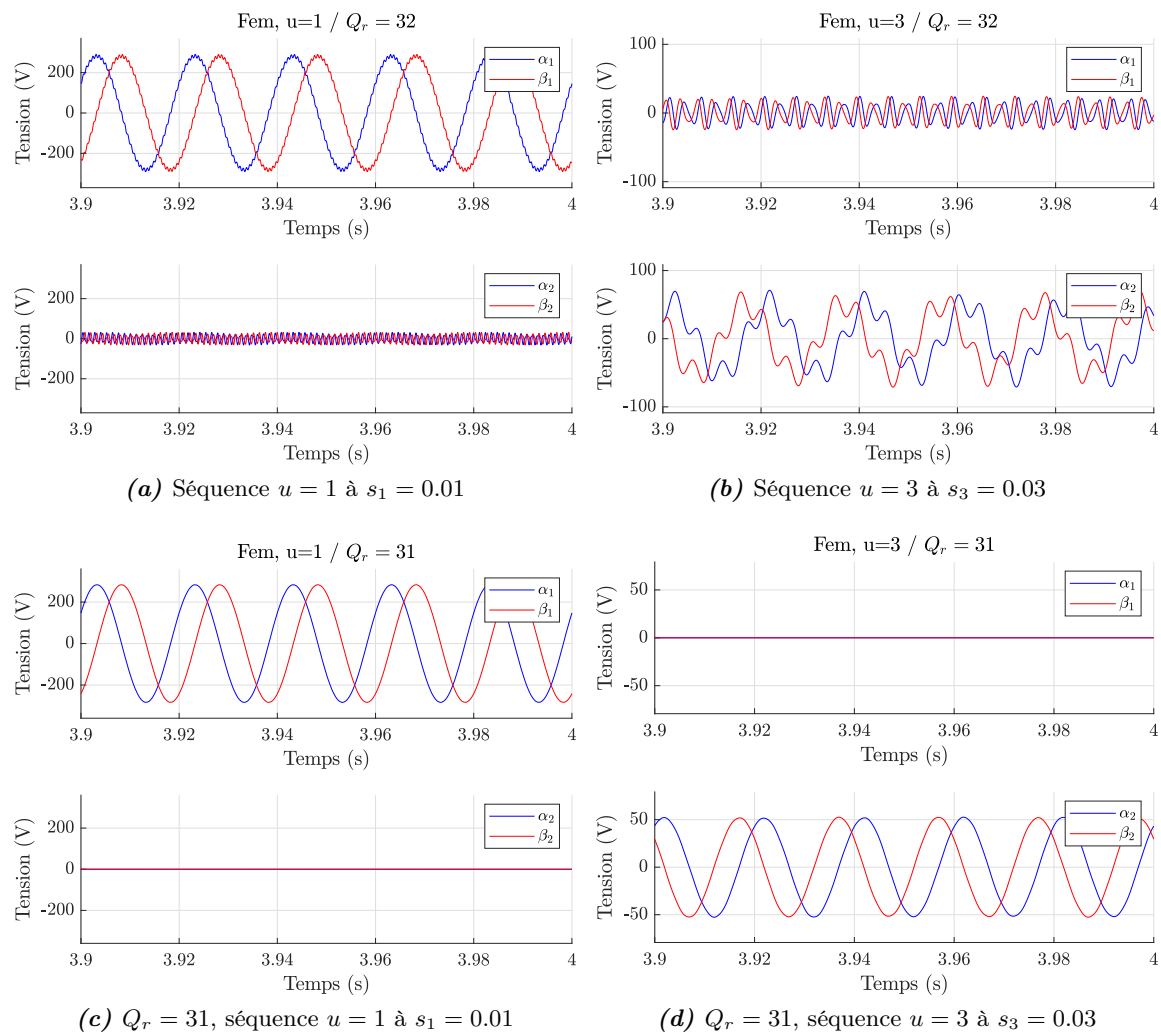


FIGURE IV.7 — Force électromotrice pour la MASC 5-phase sur séquences $u = 1$ (à $s_1 = 0.01$) et $u = 3$ (à $s_3 = 0.03$) pour une fréquence statorique de 50Hz, avec nombre de barres $Q_r = 32$ ou $Q_r = 31$

Pulsation de couple inter-séquence

L'idée est donc de choisir un nombre de barres assurant un découplage magnétique entre les séquences au bénéfice de la qualité du couple et de la simplification du contrôle en courant. Le découplage magnétique entre les séquences est à rechercher dans l'hypothèse d'une alimentation avec plusieurs séquences. En effet, si la machine est alimentée par deux séquences magnétiquement couplées par le rotor, alors des pulsations de couple inter-séquence vont se développer.

La figure IV.8 illustre cet effet pour la MASC 5-phase avec le nombre de barres $Q_r = 32$ couplant les séquences d'alimentation (comme montré par les figure IV.7a et IV.7b). Pour la figure IV.8, pour un glissement de 1%, le courant statorique est composé d'un fondamental

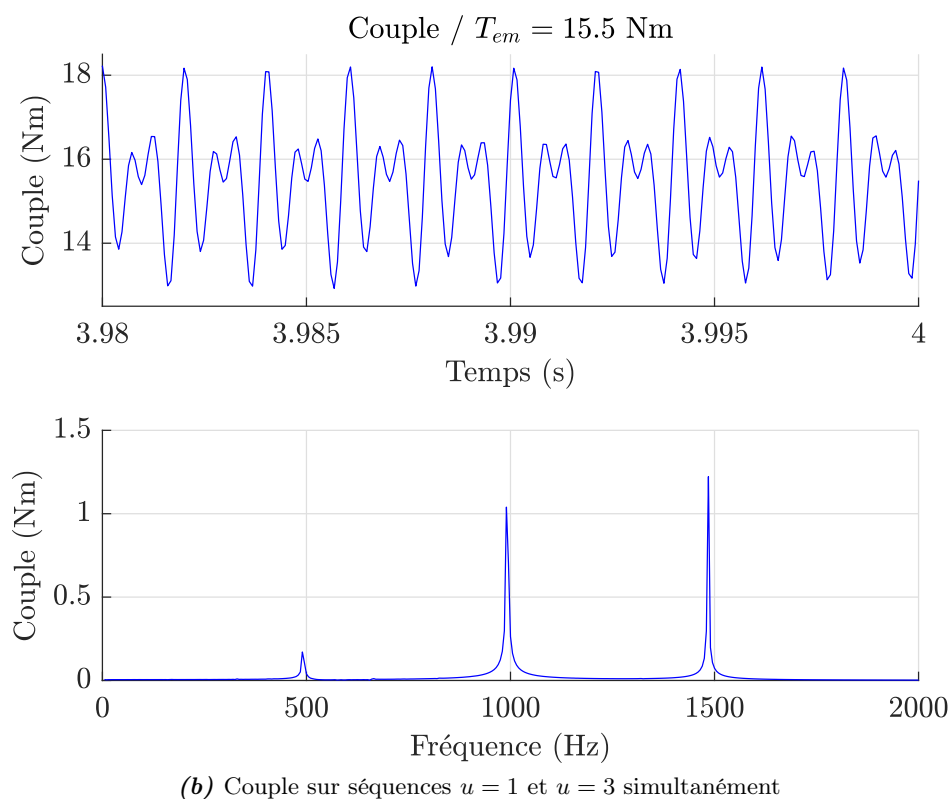
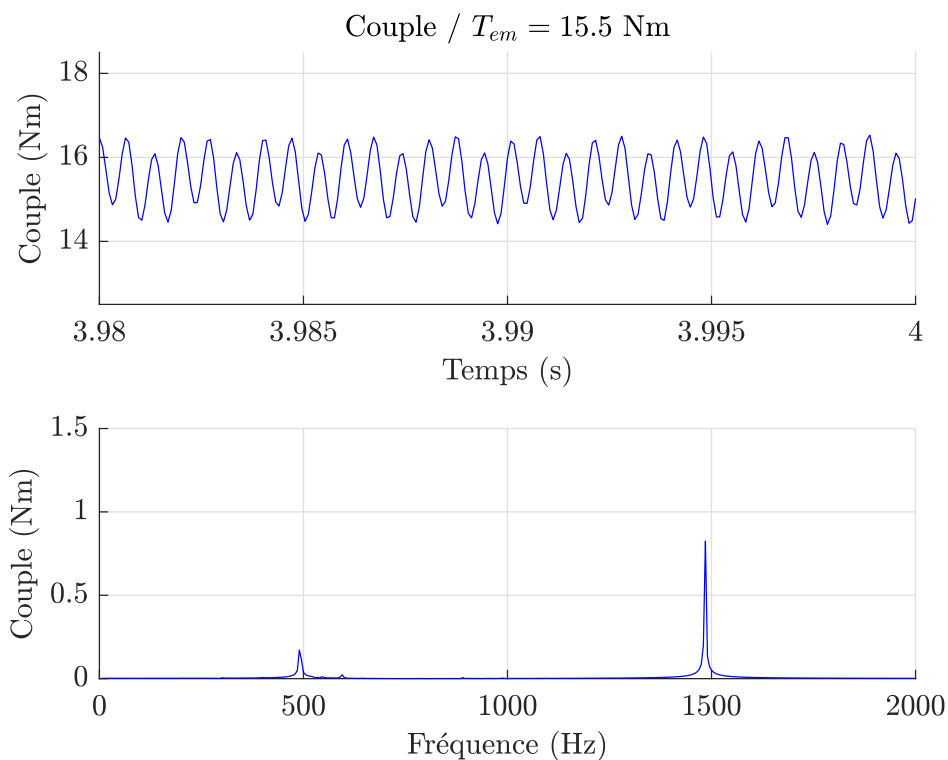


FIGURE IV.8 — Couple électromagnétique pour la MASC 5-phase avec $Q_r = 32$ en alimentation multi-séquence (harmoniques 1 et 3 de courant) selon (IV.26), (IV.27) et (IV.29)

(pour la séquence $u = 1$) et un harmonique trois (pour la séquence $u = 3$) d'amplitude égale au tiers du fondamental. Pour cette configuration, la figure IV.8a reporte l'estimation analytique du couple électromagnétique selon (IV.26), (IV.27) et (IV.29), sous hypothèse de linéarité (c'est-à-dire que le couple est calculé pour le courant fondamental, puis pour le courant harmonique d'ordre 3 et la figure IV.8a présente la somme de ces deux couples). La figure IV.8b reporte l'estimation du couple en considérant simultanément les deux séquences (le courant harmonique est directement considéré dans (IV.26)) : des pulsations de couple inter-séquence, conséquence du couplage induit par la cage rotorique, sont ainsi mises en évidence.

Bilan

Finalement, même sous hypothèse de linéarité des matériaux magnétiques, le couple résultant d'une alimentation multi-séquence n'est pas la somme des couples résultants de chaque séquence (en termes de pulsations). Il s'agit d'une différence de comportement fondamentale avec une machine synchrone à aimants où le flux inducteur ne dépend pas de l'alimentation. Cependant, si le nombre de barres est correctement choisi, le rotor ne couple pas les séquences entre elles et, dans ce cas, le principe de superposition peut être admis.

IV.1.2.3 Impact des harmoniques de temps

Si la séquence u est excitée avec deux harmoniques temporelles ω_u et $h\omega_u$, alors le couple résulte de quatre interactions³ :

- les harmoniques communs statoriques et rotoriques v' tels que $v' \in F_u$ pulsant à ω_u et $v' \in F_{/v}^R \cup F_{/Q_r-v}^R$ où l'harmonique statorique inducteur v pulse à ω_u ,
- les harmoniques communs statoriques et rotoriques v' tels que $v' \in F_u$ pulsant à $h\omega_u$ et $v' \in F_{/v}^R \cup F_{/Q_r-v}^R$ où l'harmonique statorique inducteur v pulse à $h\omega_u$,
- les harmoniques communs statoriques et rotoriques v' tels que $v' \in F_u$ pulsant à $h\omega_u$ et $v' \in F_{/v}^R \cup F_{/Q_r-v}^R$ où l'harmonique statorique inducteur v pulse à ω_u ,
- les harmoniques communs statoriques et rotoriques v' tels que $v' \in F_u$ pulsant à ω_u et $v' \in F_{/v}^R \cup F_{/Q_r-v}^R$ où l'harmonique statorique inducteur v pulse à $h\omega_u$.

Ce mécanisme peut être analysé avec les hypothèses simplificatrices suivantes :

- la famille F_u est restreinte à un seul harmonique spatial p_u (hypothèse du premier harmonique d'espace),
- le courant comporte le fondamental de pulsation $u\omega$ et l'harmonique de rang $N - u$, générant la famille F_{N-u} à la pulsation $(N - u)\omega$, soit de façon équivalente, générant la famille F_u à la pulsation $-(N - u)\omega$.

Dans ce cas, le seul harmonique commun est p_u et il engendre un couple moyen et un couple pulsatoire à $N\omega$. Ces résultats sont conformes aux analyses effectuées dans [77, 81]. Par

3. Les deux premières interactions sont couvertes par les relations (III.35) et (III.36) établies dans la section (III.1.3). Les deux dernières interactions nécessitent une adaptation.

exemple, pour la machine 5-phase à bobinage diamétral ici considéré, si la séquence fondamentale est alimentée aux fréquences f_s et $9f_s$ alors un couple pulsatoire en $10f_s$ est générée. Augmenter le nombre de phases sur une machine à bobinage entier diamétral (soit $s_{pp} \in \mathbb{N}$ et bobines à épanouissement polaire) réduit la sensibilité de la machine aux harmoniques de temps, au bénéfice de la qualité du couple (diminution des pulsations). Par exemple, si la machine est conçue telle que seule la séquence fondamentale génère un harmonique spatial (d'ordre égal au nombre de paires de pôles p dans ce cas), un harmonique de courant d'ordre 5 générerait un couple pulsatoire en 6ω si la machine est triphasé et aucun couple pulsatoire si la machine est heptaphasée ($N = 7$) par exemple. De manière générale, sous cette hypothèse de conception, une machine à N phases produit un couple lisse (constant) si le courant ne contient pas d'harmoniques de temps de rang supérieur à N . Et, si un harmonique de temps de rang supérieur à N est présent, il possède généralement une amplitude d'autant plus faible que N est grand, ce qui réduit l'impact sur le couple.

IV.1.2.4 Approche aux premiers harmoniques d'espace

Pour une machine triphasée, l'hypothèse du premier harmonique d'espace consiste à supposer l'onde de champ générée par le stator progressive et sinusoïdale (de fréquence spatiale égale au nombre de paires de pôles p). Pour une machine polyphasée, tout particulièrement lorsqu'il s'agit de développer des modèles pour la commande [82, 22], il est généralement supposé que chaque plan propre (c'est-à-dire chaque machine fictive diphasée) présente une force électromotrice sinusoïdale (éventuellement nulle, [22]). Cela signifie que, pour une séquence u donnée, la famille F_u est considérée restreinte à l'harmonique principal (ou de travail) p_u . L'hypothèse du premier harmonique d'espace est donc admise pour chaque machine fictive composant la machine asynchrone polyphasée. Cette hypothèse est ici appelée approche aux premiers harmoniques d'espace.

Au regard de la conception de la machine (choix du bobinage et du nombre de barres notamment), cette hypothèse du premier harmonique d'espace est tout à fait acceptable pour les machines asynchrones triphasées où, généralement, le bobinage statorique est conçu de sorte à ne générer qu'un seul harmonique significatif (par exemple, choix d'un bobinage distribué avec nombre d'encoches par pôles et par phases entier supérieur à deux). Si cette option de conception est reprise pour une machine polyphasée (bobinage polyphasé distribué diamétral avec s_{pp} entier au moins supérieur à 2), alors seule la séquence fondamentale génère une onde d'amplitude suffisante et les autres séquences ne peuvent pas produire de couples additionnels (néanmoins, leur utilisation peut permettre de modifier l'état magnétique de la machine et ainsi autoriser une meilleure exploitation du fondamental). Dans le cas d'un bobinage polyphasé générant des harmoniques spatiaux (cas d'un bobinage concentré polaire, $s_{pp} = 1$ par exemple), les séquences non fondamentales peuvent *a priori* contribuer au couple (sous réserve d'une magnétisation suffisante). Considérant l'analyse effectuée précédemment relative à l'impact du nombre de barres sur le couple (cf. sous-section IV.1.2.2), il faut préciser que si le nombre de barres rotoriques est correctement choisi, l'hypothèse du premier harmonique d'espace peut être admise pour les différentes séquences, et les pulsations de couple sont faibles.

IV.1.2.5 Commande multi-machine

Comme pour une machine à aimants, l'objectif est de déterminer une alimentation en courant maximisant le rapport couple moyen sur courant efficace ou éventuellement le rapport

couple moyen sur courant de crête.

Spécificités de la commande MTPA pour une MASC polyphasée

La commande multi-machine est examinée dans le cas d'un nombre de phases N impair. Il est de plus supposé que le bobinage polyphasé est entier (soit $s_{pp} \in \mathbb{N}$) et de distribution anti-périodique : ceci implique que les séquences d'indice u pair présente un premier harmonique d'espace p_u d'amplitude nul (car associé à un coefficient de bobinage nul en raison de l'anti-périodicité de la distribution). Enfin, la machine est couplée en étoile : la séquence homopolaire $u = 0$ n'est donc pas utilisée. Finalement, considérant l'ensemble de ces hypothèses, la commande consiste à alimenter sinusoidalement $(N - 1)/2$ machines fictives (ou $(N - 1)/2$ plans propres), c'est-à-dire à contrôler un courant de phase comportant les harmoniques temporelles de rang impair compris entre 1 et $N - 2$. Cela signifie que les séquences sont synchronisées. Concrètement, la pulsation d'alimentation de la séquence u est liée à la pulsation de référence statorique ω_s , correspondant à la pulsation de la séquence fondamentale :

$$\omega_u = u\omega_s \quad (\text{IV.44})$$

Dans ce cas, l'harmonique principal de la séquence u étant $p_u = up$, les glissements des séquences⁴ sont égaux :

$$s_u = \frac{\frac{\omega_u}{up} - \Omega_m}{\frac{\omega_u}{up}} = \frac{\frac{\omega_s}{p} - \Omega_m}{\frac{\omega_s}{p}} = s_1 \quad (\text{IV.45})$$

En termes de production de couple, la pulsation rotorique maximisant le couple dépendant du mode rotorique utilisé, les couples maximaux des séquences sont obtenus pour des glissements différents (comme cela peut être constaté sur la figure IV.5 où $s_{1,max} \approx 0.01$ et $s_{3,max} \approx 0.03$). Ainsi, contrairement à une machines à aimants, il n'est pas possible de trouver une orientation des flux maximisant la production de couple pour toutes les séquences à la fois (comme le fait la commande MTPA d'une MSAD, explicitée par (IV.11)). Cette différence fondamentale rend plus difficile la formulation analytique de stratégies de commande optimale : une approche numérique (visant à résoudre un problème d'optimisation) est généralement nécessaire.

En cas de commande multi-harmonique, la problématique est donc de déterminer une distribution du courant sur les différentes séquences (ou différents plans ou différentes machines fictives) de sorte à augmenter le couple moyen par rapport à la commande sinusoidale sous un certain nombre de contraintes dont une au moins contrôle l'état magnétique de la machine. L'idée essentielle consiste à utiliser au mieux le circuit magnétique. Pratiquement, les courants peuvent être imposés par un contrôle à flux rotorique orienté [22] ou au travers un contrôle direct du couple [83]. Pour des machines 5-phase à bobinage diamétral concentré, le taux d'injection d'harmonique trois (en courant) pratiqué est de l'ordre de 15% [84, 82].

Evaluation du gain en couple

La référence [85] traite le cas d'une machine 11-phase à bobinage concentré à pas polaire (ou bobinage diamétral $s_{pp} = 1$), expérimentalement testée. Selon [75], le nombre de barres choisi

4. Dans ce chapitre, s_u désigne le glissement de séquence u , c'est-à-dire le glissement associé à l'harmonique d'espace principal p_u de la séquence u . Strictement, relativement aux éléments introduits dans le chapitre III, sous-section III.3.3.1, cette notation s_u de glissement de séquence u est impropre relativement à la notation s_v de glissement de l'harmonique d'espace v selon (III.82). Plutôt que d'introduire une nouvelle notation du glissement pour distinguer les deux référencements, il est choisi de maintenir la définition (IV.45) pour la présente sous-section IV.1.2.5.

est 30. Les séquences $u = 1$, $u = 3$, $u = 5$, $u = 7$ et $u = 9$ sont utilisés, ce qui suppose l'injection d'un courant de phase comprenant les harmoniques 1, 3, 5, 7 et 9. Les amplitudes et les phases de chaque harmonique sont calculées par résolution d'un problème d'optimisation : l'objectif est de maximiser l'induction fondamentale avec la contrainte qu'en aucun point l'induction ne dépasse une valeur limite correspondant à la saturation. Il est à noter que ce problème est formulé sur un modèle circuit de la machine avec hypothèse du premier harmonique d'espace pour chaque séquence (les paramètres sont identifiés expérimentalement). A courant efficace fondamental donné (c'est-à-dire pour l'utilisation nominale de la séquence fondamentale $u = 1$, définissant le couple nominal de référence), il est montré que le couple peut être augmenté de 37.5% si l'injection optimale des courants harmoniques d'ordre 3, 5, 7 et 9 est pratiquée. Dans ce cas, le courant efficace global augmente de 25%. Il est donc postulé à un gain de 10% dans le rapport couple moyen par Ampère efficace. L'onde de tension résultante s'apparente à un signal carré : pour la machine considérée, il est alors montré que la commande pleine onde ne permet pas une augmentation aussi forte (mais elle permettrait sans doute de réduire significativement les pertes au niveau du convertisseur). Par rapport à ces stratégies d'injection d'harmoniques pour accroître le ratio couple sur Ampère efficace, la référence [86] donne un éclairage intéressant concernant les machines 5-phase : même si l'injection d'harmonique trois est calculée pour éviter la saturation dans les dents, elle impacte généralement négativement le niveau de saturation dans la culasse. Les auteurs montrent qu'un bobinage 9-phase concentré diamétral ($s_{pp} = 1$) permet d'éviter cet effet et autorise une meilleure exploitation du circuit magnétique. A ce titre, les références [85] et [86] concordent : un nombre de phases au moins égal à 7 semble nécessaire pour espérer maîtriser le niveau de saturation dans les dents et culasse statorique.

Exemple sur une MASC 7-phase

La référence [87] traite d'ailleurs le cas d'une machine à induction à 7 phases et montre des gains en rapport couple sur Ampère efficace expérimentalement conformes aux prédictions analytiques (c'est-à-dire conformes au modèle utilisé pour formuler et résoudre le problème d'optimisation).

La figure IV.9 reporte les résultats du problème d'optimisation décrit dans cet article : pour une machine 7-phase à bobinage concentré diamétral, trouver la répartition de courant entre le fondamental (machine fictive principale ou séquence fondamentale $u = 1$) et l'harmonique trois (machine fictive secondaire, séquence $u = 3$) maximisant le couple tout en limitant le courant efficace de phase et la saturation magnétique (estimée à partir des courants d'axe direct). La figure IV.9a montre l'évolution du couple optimal (somme des couples moyens de séquence 1, T_1 , et de séquence 3, T_3) et du couple en commande sinusoïdal classique (couple moyen noté T_{sinus}) en fonction du courant efficace de phase. Elle permet les deux principaux enseignements suivants :

- à courant faible, utiliser l'harmonique trois est sans intérêt (la magnétisation est trop coûteuse)
- à partir d'un certain courant (défini par le courant de magnétisation nominal), utiliser l'harmonique trois accroît le couple.

La figure IV.9b donne l'évolution du rapport du couple optimal sur le couple en alimentation sinusoïdale en fonction du courant efficace. Pour le courant efficace nominal, le gain est d'environ 5% (ce qui est à rapprocher du gain obtenu pour une machine polyphasée à aimants à fem carrée si l'harmonique trois est injectée, cf. figure IV.2b). En surcharge thermique (au-dessus

du courant efficace nominal), le gain est plus élevé : le maximum atteignable dépend alors du courant crête que les interrupteurs statiques peuvent faire circuler et la durée du transitoire dépend des caractéristiques thermiques dynamiques du circuit.

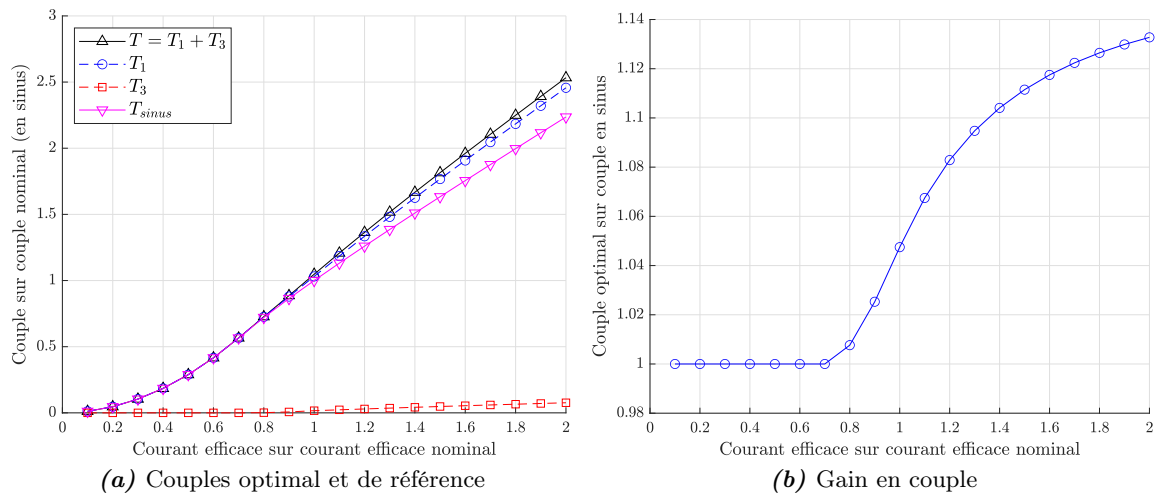


FIGURE IV.9 — Illustration du gain en couple sur courant efficace en cas d'injection optimale d'harmonique trois sur une machine 7-phase à bobinage concentré diamétral [87]

IV.1.3 Bilan

IV.1.3.1 Synthèse

Cette partie permet de quantifier l'intérêt de l'augmentation du nombre de phases sur la qualité du couple électromagnétique : les ondulations sont naturellement réduites en commande sinusoïdale (ou mono-séquence) et l'injection d'harmoniques de courant (commande multi-machine) permet d'accroître le couple moyen tout en préservant un taux d'ondulation faible si la conception de la machine est adaptée. Plus généralement, pour accroître le couple à courant efficace donné, il faut augmenter le chargement magnétique, c'est-à-dire augmenter le volume de circuit magnétique travaillant en limite de saturation au même instant. Développer un champ d'entrefer de forme carrée peut être considéré comme la concrétisation de cet objectif. Dans ce cas, une machine équipée d'un bobinage concentré diamétral ($s_{pp} = 1$) alimentée par des courants polyphasés en créneau et d'un rotor présentant une force électromotrice de forme carrée est une solution.

En pratique, le courant doit contenir plusieurs harmoniques parfaitement contrôlés : cette injection contrôlée d'harmoniques est moins difficile à réaliser en polyphasé qu'en triphasé en raison du découplage magnétique entre les séquences statoriques (représentées par les machines fictives). Selon les éléments ici présentés et déjà disponibles dans la littérature, il peut être considéré que, par rapport à une machine triphasée alimentée en courant sinusoïdal, une machine polyphasée alimentée sinusoïdalement sur chacune de ses séquences (commande multimachine sinusoïdale) permet d'accroître le rapport couple moyen sur courant efficace jusque 10% environ et davantage en terme de rapport couple moyen sur courant de crête.

Pour les MSAD et MASC ici analysées (admettant l'hypothèse d'entrefer lisse et donc le principe de décomposition multimachine), il est établi que les pulsations de couple électrom-

gnétique sont naturellement réduites par l'augmentation du nombre de phases : une conception adaptée du rotor peut permettre d'obtenir des ondulations négligeables (couche d'aimants particulières pour la MSAD, choix d'un nombre de barres rotoriques adapté aux harmoniques spatiaux de travail). Cependant, deux différences essentielles sont mises en avant :

- sur une MASC, un choix inapproprié du nombre de barres rotoriques peut créer un couplage magnétique entre différents plans statoriques, ce qui ne permet pas de considérer le couple en commande multimachine comme la somme des couple issus de chaque séquence ;
- sur une MASC à bobinage diamétral, à faible courant, l'injection d'harmoniques de courant (soit la commande multimachine) produit un couple plus faible que la commande sinusoïdale (la magnétisation mobilise trop de courant).

Enfin, le bénéfice lié à l'augmentation du nombre de phases est à vérifier plus précisément, en particulier par rapport à l'hypothèse de linéarité des matériaux magnétiques.

IV.1.3.2 Perspectives

Les perspectives visent à vérifier si les gains postulés par l'augmentation du nombre de phases en termes de qualité du couple peuvent être pratiquement tenus. La première réserve concerne évidemment la saturation magnétique puisque les performances sont calculées sous hypothèse linéaire avec, lorsque nécessaire, des modèles de saturation simples. La seconde réserve concerne l'alimentation par le convertisseur et le bruit de commutation qui en résulte. Des phénomènes parasites vont se développer et pourraient supprimer les gains escomptés. Enfin, la troisième réserve résulte des éventuelles limites du contrôle.

Prise en compte de la saturation magnétique

Dans cette partie, l'amélioration de la qualité du couple est mise en évidence en supposant des matériaux magnétiques linéaires. Cependant, comme cela a été souligné dans la sous-section IV.1.2.5, l'injection d'harmoniques affecte la saturation magnétique dans les dents et les culasses [88, 86]. En pratique, en MTPA, la linéarité est une hypothèse d'autant plus discutable que la recherche du couple maximal revient généralement à injecter le courant maximal (dans une limite soit liée à la thermique, soit liée à l'électronique de puissance) et à placer le circuit magnétique en limite de canalisation. En cas de saturation magnétique, sur une machine polyphasée, le découplage magnétique entre les différentes machines fictives (ou plans propres) peut être perdu [89]. Il est nécessaire de mesurer cet effet pour orienter la conception et développer un modèle de commande suffisamment robuste. Dans ce contexte, l'impact de la saturation magnétique sur les inductances mutuelles est étudiée dans la thèse d'Hussein Zahr pour une MSAP 5-phase saillante bi-harmonique [ThS-3]. Une étude comparable est reportée dans [90] pour une MASC 7-phase. Dans les deux cas, assez naturellement en phase de conception, les performances sont caractérisées par calcul éléments finis. Il convient de rappeler que les résultats par éléments finis ne sont correctes que si les hypothèses de comportement et de géométrie du modèle numérique sont correctes.

Prise en compte de la modulation de largeur d'impulsions (MLI)

Quel que soit le nombre de phases, les composantes temporelles haute fréquence de la MLI se manifestent par les effets parasites suivants :

- une augmentation des courants induits dans les culasses statoriques et rotoriques,

- une redistribution des courants dans les conducteurs (par effet de peau) en modifiant la résistivité,
- la superposition de plusieurs ondes de force magnétomotrice circulant à des vitesses différentes.

Au final, les pertes fer et ohmiques augmentent au préjudice du rendement. Des phénomènes vibratoires inattendus peuvent se développer. Pour une machine polyphasée, le spectre spatial harmonique de la FMM est enrichi dans la mesure où des séquences statoriques indésirés sont allumées. En d'autres termes, pour une machine triphasée couplée en étoile alimentée en sinus, en raison de la MLI, plusieurs trains d'onde identiques circulent à des vitesses différentes alors que, pour une machine polyphasée (c'est-à-dire N impair supérieur à 5) couplée en étoile alimentée en sinus, il apparaît de nouveaux trains d'ondes (nouveaux harmoniques d'espace). Ces phénomènes complexes, dont la caractérisation par éléments finis nécessitent un couplage circuit et un temps de calcul significatif, restent à explorer. A ce titre, il peut être noté que certains d'entre eux (interactions supplémentaires d'harmonique d'espace) peuvent être sommairement pré-évalués avec les modèles ici décrits. Il s'agit notamment d'étendre les règles de prédiction des couples pulsatoires au cas d'une alimentation multi-séquence avec couplage magnétique des séquences par le rotor.

Prise en compte des limites de la commande

Les limites de la commande en termes d'implémentation et de stabilité sont à considérer. Concrètement, par rapport à un convertisseur triphasé, le contrôleur d'un convertisseur polyphasé doit traiter un flux d'information plus grand en un temps équivalent (voire raccourci si la fréquence de commutation est calculée sur des harmoniques de temps élevés [THD]). La charge calculatoire est donc augmentée et ce point est à considérer. Par exemple, pour une machine 7-phase, la référence [91] montre que certaines stratégies de MLI vectorielle sont plus favorables à l'exécution en temps réel que d'autres. Les problématiques de stabilité statique et transitoires concernent plus particulièrement les MASC polyphasés [92, 82, 93] : il semble que les incertitudes sur la structure et les paramètres du modèle de commande sont d'autant plus sensibles que le nombre de phases augmente.

IV.2 Extension de la plage de vitesse

Contrairement à la première partie se concentrant exclusivement sur la qualité du couple, cette partie considère les contraintes d'alimentation en tension : l'objectif est de montrer comment l'augmentation du nombre de phases permet d'étendre la plage de vitesse à puissance d'alimentation donnée. Cette évaluation est menée pour des topologies d'onduleur à deux interrupteurs par bras (ce qui signifie que les associations série ou parallèle de plusieurs interrupteurs ne sont pas considérées). Ainsi, l'interrupteur statique doit supporter la tension continue. Pour une machine polyphasée alimentée par onduleur de tension, la plage de vitesse est liée aux limites en tension et courants imposées par les interrupteurs statiques. La juste détermination de la puissance en volt-ampère du convertisseur associée à une machine polyphasée doit tenir compte du caractère généralement non sinusoïdal des tensions et courant d'enroulement de la machine. Cet aspect est examiné dans la première section. La deuxième section montre comment l'utilisation simultanée de plusieurs séquences (ou plusieurs harmoniques de courant) sur une machine polyphasée permet d'accroître la plage de vitesse. La

troisième section introduit une spécificité de fonctionnement propre aux machines polyphasées (nombre de phase supérieur ou égal à cinq pour mémoire) : la commutation électronique de pôles, consistant à utiliser séparément différentes séquences d'alimentations, pour étendre la plage de vitesse à volt-ampère de convertisseur donné. Enfin, la dernière section montre les possibilités offertes par l'augmentation des couplages électriques avec le nombre de phases.

IV.2.1 Détermination de la puissance du convertisseur

Si les ondes de tension et courant appliquées à la machine sont sinusoïdales, la connaissance de la puissance électrique (active) et du facteur de puissance suffit à spécifier les calibres en tension et courant des interrupteurs de puissance. Par contre, si les ondes contiennent des harmoniques, cette approche de dimensionnement n'est pas correcte strictement. Par exemple, pour une machine triphasée couplée en étoile, une alimentation par tension sinusoïdale comportant un harmonique trois permet de réduire la tension crête appliquée. Par conséquent, le calibre en tension (ou la tension continue de bus) pourrait être réduit (en pratique, cette stratégie d'injection de troisième harmonique est utilisée pour monter en vitesse en conservant une régime de modulation linéaire). Pour les machines polyphasées, une conception et une alimentation basées sur l'utilisation séquentielle ou simultanée de plusieurs harmoniques électriques sont bien souvent recherchées. Dans ce contexte, il convient de préciser la procédure de détermination des calibres des interrupteurs de puissance. La première sous-section introduit et examine la valeur du facteur de crête des tensions et courants d'enroulement. La deuxième sous-section reprend les définitions des puissances pour une machine polyphasée et introduit notamment la puissance de coin. La troisième sous-section établit le lien entre la puissance de coin de la machine et le calibrage de l'onduleur de tension. Un bilan est finalement établi, justifiant l'aptitude de la machine polyphasée à mieux utiliser la puissance de l'onduleur.

IV.2.1.1 Facteur de crête d'un signal alternatif

Définition

En régime établi, un signal alternatif définit un facteur de crête correspondant au rapport entre la valeur crête du signal et la valeur efficace. Les standards régissant la qualité de l'énergie sur les réseaux peuvent limiter cette valeur, en particulier pour les charges non linéaires [94]. La définition formelle de cette grandeur impose l'introduction du produit scalaire de deux signaux alternatifs. Si x et y sont deux signaux alternatifs de fréquence f , le produit scalaire se définit comme suit ⁵ :

$$\langle x, y \rangle = f \int_{t=0}^{1/f} x(t)y(t)dt \quad (IV.46)$$

La norme euclidienne d'un signal x dérive du produit scalaire et correspond à la valeur efficace, notée X_{rms} :

$$\|x\|_2 = \sqrt{\langle x, x \rangle} = X_{rms} \quad (IV.47)$$

La norme infini est également introduite. Elle permet de déterminer la valeur crête d'un signal x , notée X_{max} :

$$\|x\|_\infty = \max \{|x(t)|, t \in [0, 1/f]\} = X_{max} \quad (IV.48)$$

5. Dans ce mémoire, $\langle x, y \rangle$ désigne le produit scalaire de fonctions périodiques temporelles $x(t)$ et $y(t)$ alors que $\left\langle \vec{x}^{\mathbf{N}}, \vec{y}^{\mathbf{N}} \right\rangle_{\mathbf{B}^{\mathbf{N}}}$ correspond au produit scalaire des vecteurs $\vec{x}^{\mathbf{N}}$ et $\vec{y}^{\mathbf{N}}$ dans la base $\mathbf{B}^{\mathbf{N}}$.

Le facteur de crête du signal x , notée $F_c(x)$, apparaît alors comme le rapport de la norme infinie sur la norme euclidienne :

$$F_c(x) = \frac{\|x\|_\infty}{\|x\|_2} = \frac{X_{max}}{X_{rms}} \quad (\text{IV.49})$$

Quelque soit le signal, le facteur de crête est supérieur ou égal à un. Par exemple, le facteur de crête d'un signal sinusoïdal est $\sqrt{2}$ alors que celui d'un signal carré est 1, constituant le cas limite.

Exemple illustrant la signification du facteur de crête

Considérer un signal composé du fondamental et d'un harmonique d'ordre trois permet de montrer l'influence du facteur de crête sur la détermination des calibres des interrupteurs de puissance. Le signal x_{13} , caractérisé par un harmonique trois d'amplitude k_3 (positive ou négative, mais de phase constante), est donc introduit :

$$x_{13}(\theta) = \sin \theta + k_3 \sin(3\theta) \quad (\text{IV.50})$$

La valeur efficace de ce signal est calculée selon (IV.47) :

$$X_{13,rms} = \sqrt{\frac{1+k_3^2}{2}} \quad (\text{IV.51})$$

Une expression analytique de la valeur de crête est disponible dans [71] :

$$X_{13,max} = \begin{cases} 8k_3 \left(\frac{1+3k_3}{12k_3} \right)^{\frac{3}{2}} & \text{si } k_3 > \frac{1}{9} \\ 1 - k_3 & \text{si } k_3 \leq \frac{1}{9} \end{cases} \quad (\text{IV.52})$$

Les relations (IV.51) et (IV.52) permettent le calcul du facteur de crête (défini par (IV.49)) en fonction du taux d'harmonique 3 (signé, car l'amplitude peut être positive ou négative). La figure IV.10a reporte l'évolution du facteur de crête. D'après (IV.51), deux signaux présentant le même taux d'harmonique 3 (même valeur absolue pour k_3) ont la même valeur efficace (c'est-à-dire la même énergie). La figure IV.10a met ainsi en évidence les points A et B : les signaux correspondants présentant le même taux d'harmonique trois (0.16) mais en opposition de phase. Les signaux correspondants ont donc la même valeur efficace mais leur valeurs de crête diffèrent, ce qui est illustré par la figure IV.10b reportant l'allure de ces deux signaux d'énergie identique. Concrètement, si x_{13} correspond au courant circulant dans un enroulement de la machine, considérer la valeur efficace du signal pour évaluer les calibres des interrupteurs conduirait à une estimation erronée, en particulier trop basse dans le cas B.

IV.2.1.2 Définition des puissances pour une machine polyphasée

Pour une machine polyphasée à N phases, l'enroulement n est sous tension alternative $v_{w,n}$ et transite un courant $i_{w,n}$ (l'indice w est choisi pour *winding*). Les courants et tensions définissent un système polyphasé : la tension $v_{w,n}$ (respectivement, le courant $i_{w,n}$) s'obtient par déphasage de la tension de l'enroulement 0 notée v_w (respectivement, par déphasage du courant de l'enroulement 0 noté i_w). Les facteurs de crête en tension et courant sont alors

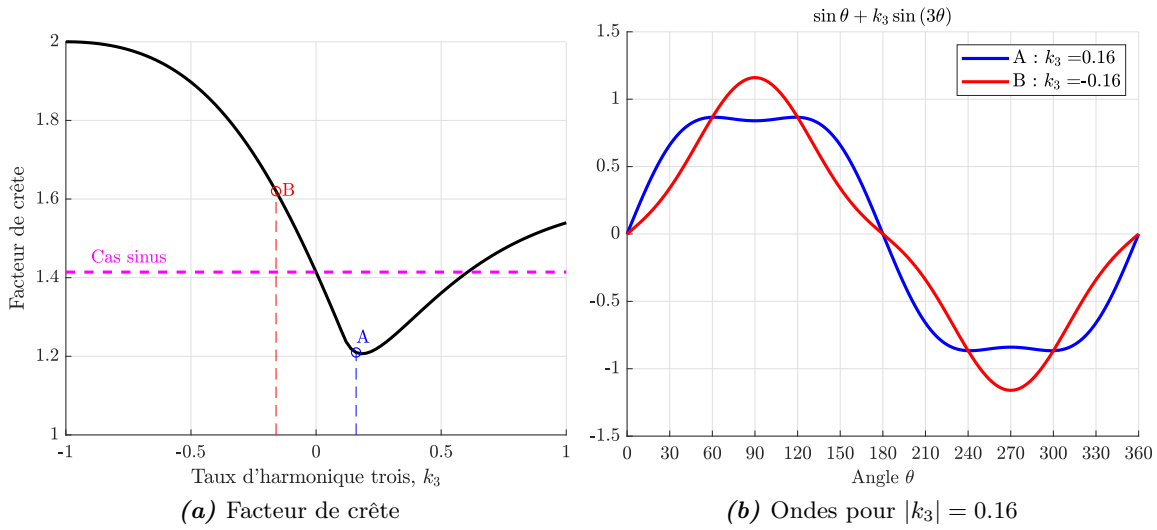


FIGURE IV.10 — Analyse du facteur de crête du signal bi-harmonique x_{13} , cf. (IV.50)

définis conformément à la relation (IV.49) :

$$F_c(v_w) = \frac{V_{w,max}}{V_{w,rms}} \quad (IV.53)$$

$$F_c(i_w) = \frac{I_{w,max}}{I_{w,rms}} \quad (IV.54)$$

Puissance active

La puissance active d'un enroulement correspond au produit scalaire de la tension aux bornes de l'enroulement avec le courant circulant dans l'enroulement. Sous hypothèse de régime polyphasé (courants et tensions régulièrement déphasés), la puissance active totale de la machine polyphasée s'exprime comme suit :

$$P = N \langle v_w, i_w \rangle \quad (IV.55)$$

Puissance apparente et facteur de puissance

La puissance apparente correspond à la puissance maximale d'interaction entre les tensions et les courants. Formellement, il vient :

$$S = N \sqrt{\langle v_w, v_w \rangle \langle i_w, i_w \rangle} \quad (IV.56)$$

Une forme plus habituelle de la puissance apparente est obtenue si les valeurs efficaces des tension et courant sont utilisées, conformément à (IV.47) :

$$S = NV_{w,rms}I_{w,rms} \quad (IV.57)$$

Le facteur de puissance est le rapport de la puissance active sur la puissance apparente :

$$f_p = \frac{P}{S} = \frac{\langle v_w, i_w \rangle}{V_{w,rms} I_{w,rms}} \quad (\text{IV.58})$$

Puissance de coin de la machine

Exprimée en volt-ampère (VA), la puissance de coin de la machine, notée $S_{c,m}$, est définie en considérant les tension et courant crête d'enroulement pour un point de fonctionnement donné :

$$S_{c,m} = NV_{w,max} I_{w,max} \quad (\text{IV.59})$$

Si les facteurs de crête (IV.53) et (IV.54) sont injectés dans (IV.59), la puissance de coin s'exprime en fonction de la puissance apparente (IV.57) :

$$S_{c,m} = F_c(v_w) F_c(i_w) S \quad (\text{IV.60})$$

Fondamentalement, la puissance apparente dépend des valeurs efficaces alors que la puissance de coin dépend des valeurs de crête.

Taux d'exploitation de puissance de coin

Compte tenu de (IV.58), la puissance de coin (IV.60) peut être reliée à la puissance électrique de la machine par l'intermédiaire du facteur de puissance :

$$S_{c,m} = \frac{F_c(v_w) F_c(i_w)}{f_p} P \quad (\text{IV.61})$$

Le taux d'exploitation de puissance de coin est alors défini comme le rapport entre la puissance utile de la machine et la puissance de coin de la machine. Si η désigne le rendement de la machine en fonctionnement en moteur, compte tenu de (IV.61), le taux d'exploitation de puissance de coin, noté τ_c , s'écrit :

$$\tau_c = \frac{\eta f_p}{F_c(v_w) F_c(i_w)} \quad (\text{IV.62})$$

Le taux d'exploitation de puissance de coin compris entre 0 et 1. Par exemple, pour un point de fonctionnement donné, une valeur de 0.4 signifie que 40% de la puissance de coin de la machine $S_{c,m}$ correspond à la puissance utile, c'est-à-dire au service.

IV.2.1.3 Taux d'utilisation de la puissance de l'onduleur

En pratique, au point de fonctionnement nominal, la puissance de coin est liée aux tension et courant crête d'enroulement nominaux, ces derniers minorant les calibres en tension et courant des interrupteurs statiques.

Puissance de crête maximale transmissible par l'onduleur

Le courant d'enroulement maximal $I_{w,max,cvs}$ et la tension d'enroulement maximale $V_{w,max,cvs}$ que l'onduleur peut imposer à la machine polyphasée définissent la puissance de crête maxi-

male transmissible par l'onduleur :

$$S_{c,cvs,max} = NI_{w,max,cvs}V_{w,max,cvs} \quad (\text{IV.63})$$

Ainsi, la puissance de coin nominale de la machine $S_{c,m,r}$ détermine la puissance de dimensionnement du convertisseur :

$$\begin{cases} I_{w,max,r} \leq I_{w,cvs,max} \\ V_{w,max,r} \leq V_{w,cvs,max} \end{cases} \implies S_{c,m,r} \leq S_{c,cvs,max} \quad (\text{IV.64})$$

Taux d'utilisation de l'onduleur

Le taux d'exploitation de puissance de coin τ_c (IV.62) ne dépend pas du convertisseur d'alimentation. Afin de restituer les limites induites par l'onduleur, le taux d'utilisation de l'onduleur, noté τ_{cvs} , est introduit : il est défini comme le rapport entre la puissance utile de la machine et la puissance de crête maximale transmissible par l'onduleur $S_{c,cvs,max}$ (définie selon (IV.63)) :

$$\tau_{cvs} = \eta f_p \frac{S}{S_{c,cvs,max}} = \eta f_p \frac{V_{w,rms}}{V_{w,cvs,max}} \frac{I_{w,rms}}{I_{w,cvs,max}} \quad (\text{IV.65})$$

Le taux d'utilisation de l'onduleur τ_{cvs} peut s'exprimer en fonction du taux d'exploitation de puissance de coin τ_c . En injectant les facteurs de crête en tension et en courant dans (IV.65), il vient :

$$\tau_{cvs} = \frac{\eta f_p}{F_c(v_w)F_c(i_w)} \frac{V_{w,max}}{V_{w,cvs,max}} \frac{I_{w,max}}{I_{w,cvs,max}} = \tau_c \frac{V_{w,max}}{V_{w,cvs,max}} \frac{I_{w,max}}{I_{w,cvs,max}} \quad (\text{IV.66})$$

Au point de fonctionnement nominal, le taux nominal d'utilisation de l'onduleur $\tau_{cvs,r}$ est inférieur ou égal au taux nominal d'exploitation de puissance de coin $\tau_{c,r}$:

$$\tau_{cvs,r} = \tau_{c,r} \frac{V_{w,max,r}}{V_{w,cvs,max}} \frac{I_{w,max,r}}{I_{w,cvs,max}} \quad (\text{IV.67})$$

Le taux d'utilisation nominal de l'onduleur $\tau_{cvs,r}$ est maximisé si les interrupteurs statiques sont tout juste calibrés pour le point de fonctionnement nominal :

$$\begin{cases} I_{w,max,r} = I_{w,cvs,max} \\ V_{w,max,r} = V_{w,cvs,max} \end{cases} \implies \tau_{cvs,r} = \tau_{c,r} = \frac{\eta_r f_{p,r}}{F_c(v_{w,r})F_c(i_{w,r})} \quad (\text{IV.68})$$

La relation (IV.68) formalise l'impact de la conception de la machine et de la stratégie nominale de contrôle sur le dimensionnement du convertisseur d'alimentation. La notion de taux d'utilisation de l'onduleur (*inverter utilisation ratio*) est introduite dans [95] pour des ensembles convertisseurs-machines triphasés : le taux d'utilisation de l'onduleur y est défini comme le produit du rendement par le facteur de puissance. Contrairement à la définition proposée ici (IV.66), les facteurs de crête n'interviennent pas en raison des hypothèses suivantes :

- la machine triphasée est conçue pour avoir une fem parfaitement sinusoïdale,
- l'onduleur est supposé imposer un courant parfaitement sinusoïdal,

- les interrupteurs sont calibrés pour passer exactement le point de fonctionnement nominal.

Cas des ondes sinus et des ondes carrées

Selon (IV.60), une machine polyphasée présentant des tensions et des courants d'enroulement parfaitement sinusoïdaux a une puissance de coin égale à deux fois sa puissance apparente :

$$F_c(v_w) = F_c(i_w) = \sqrt{2} \implies S_{c,m} = 2S = \frac{2}{f_p} P \quad (\text{IV.69})$$

Si η est le rendement électromécanique de la machine, selon (IV.62), le taux d'exploitation de puissance de coin s'exprime comme suit :

$$F_c(v_w) = F_c(i_w) = \sqrt{2} \implies \tau_c = \frac{\eta f_p}{2} \quad (\text{IV.70})$$

Dans ce cas, la seule connaissance du rendement et du facteur de puissance lie le service (la puissance utile) à la puissance de coin (définissant au régime nominal la puissance maximale transmissible par l'onduleur selon (IV.67), c'est-à-dire l'investissement en électronique de puissance). Il faut noter que ces relations (IV.69) ou (IV.70) sont souvent utilisées pour évaluer le besoin en puissance de conversion, mais sans vérification préalable des facteurs de crête. Les limites de cette approche sont ici mises en évidence. En effet, puisque spécifiques aux signaux de courant et tension sinusoïdaux, les expressions de $S_{c,m}$ et τ_c dans (IV.69) et (IV.70) masquent l'influence des facteurs de crête (dont la valeur pour un signal alternatif quelconque est différente de $\sqrt{2}$). Cet effet est révélé si une machine polyphasée présentant des tensions et des courants d'enroulement parfaitement carrés est considérée. Dans ce cas, les facteurs de crête en tension et courant sont égaux à un. Il en résulte une puissance de coin égale à la puissance apparente :

$$F_c(v_w) = F_c(i_w) = 1 \implies S_{c,m} = S = \frac{P}{f_p} \quad (\text{IV.71})$$

De (IV.71) résulte le taux d'exploitation de puissance de coin suivant :

$$F_c(v_w) = F_c(i_w) = 1 \implies \tau_c = \eta f_p \quad (\text{IV.72})$$

Pour ce type de machine, l'usage inapproprié des relations (IV.69) ou (IV.70) (supposant des tensions et courants d'enroulement sinusoïdaux) aurait donc conduit à sur-évaluer d'un facteur deux la puissance de coin, c'est-à-dire la puissance maximale transmissible par l'onduleur. D'ailleurs, pour une telle machine, comme montré par (IV.70), il peut être noté que, si la tension et le courant sont en phase ($f_p = 1$), si les pertes sont négligées ($\eta = 1$) et si les interrupteurs sont calibrés au plus juste (selon (IV.68)), alors le taux d'utilisation de l'onduleur est égal à un, ce qui définit ainsi une situation idéale en terme de rapport service sur investissement.

Exemple d'une MSAD 7-phase

Cette problématique est concrètement illustrée pour l'alimentation de la machine à aimants déposés (MSAD) heptaphasé développé à l'IRENAV dans le cadre de la thèse d'Hussein Zahr. Cette machine est équipée d'un bobinage fractionnaire dentaire ($s_{pp} = 0.5$) se manifestant

par la présence dans la force électromotrice d'un harmonique trois d'amplitude légèrement supérieur au fondamental [CI-28, RI-17]. Cette caractéristique bi-harmonique se manifeste donc par un taux de distorsion très fort pour la tension : il est montré expérimentalement dans [RI-17] que cette spécificité ne nuit pas à la qualité du couple dans la mesure où une segmentation particulière des aimants rend les forces électromotrices des trois machines fictives (dénommées ici h1, h3 et h5) pratiquement sinusoïdales. Afin de cerner la problématique d'évaluation de la puissance de coin, la figure IV.11 reporte les tensions d'enroulement (plus précisément les modulantes de tension en sortie des régulateurs de courant) et les courants d'enroulement pour les 4 stratégies de contrôle multimachine MTPA évaluées (machine couplée en étoile) :

- commande h1 où le couple est produit par la machine fictive d'ordre 1 (courant sinusoïdal ciblé, sur la polarité p),
- commande h3 où le couple est produit par la machine fictive d'ordre 3 (courant sinusoïdal ciblé, sur la polarité $3p$),
- commande h1h3 où le couple est réparti entre les deux machines fictives d'ordre 1 et 3 (courant composé d'harmoniques un et trois ciblé),
- commande h1h3h5 où le couple est réparti entre les trois machines fictives d'ordre 1, 3 et 5 (courant composé d'harmoniques un, trois et cinq ciblé).

La figure IV.11b montre que les courants souhaités sont effectivement imposés par les régulateurs pour les 4 stratégies (ce que confirment leurs décompositions spectrales [RI-17]). La figure IV.11a reporte les tensions d'enroulement et il peut être remarqué que, pour les stratégies h1 et h3 visant à imposer un courant sinusoïdal, la tension d'enroulement ne peut être considérée sinusoïdale. Ainsi, même en commande sinusoïdal, calculer la puissance de coin selon la relation (IV.69) ne permettrait pas une estimation correcte de la puissance de dimensionnement du convertisseur. Le tableau IV.1 précise, pour les 4 stratégies, les facteurs de puissance, facteurs de crête en courant⁶ et facteur de crête en tension. Pour le point de fonctionnement considéré (qui n'est pas le point nominal de la machine), l'avant-dernière ligne du tableau donne le rapport puissance de coin sur puissance active selon (IV.61) alors que la ligne au-dessus estime ce rapport avec l'hypothèse (erronée ici) de formes sinusoïdales pour les tensions et courant d'enroulement (IV.69) : l'erreur d'évaluation de la puissance de coin peut ainsi être appréciée pour les différents contrôles. Enfin, la dernière ligne montre un taux d'exploitation de puissance de coin équivalent pour les quatre contrôles : une valeur d'environ 10% est obtenue quelque soit le contrôle, le meilleur rendement des commandes h1h3 et h1h3h5 compensant l'augmentation de facteurs de crête en courant.

IV.2.1.4 Bilan

En conclusion, en présence d'harmoniques de courant et de tension dans les enroulements de la machine, la puissance du convertisseur, liée à la puissance de coin, ne peut être estimée en considérant seulement la puissance apparente. Comme montré par (IV.60), les facteurs de crête en tension et en courant sont les paramètres à évaluer pour minorer correctement la puissance de coin. *A fortiori*, en polyphasé non sinusoïdal, les calibres ne peuvent être spécifiés

⁶. Les facteurs de crête en courant théoriques sont 1.41 ($\sqrt{2}$) en h1 et h3, 1.99 en h1h3 et 1.83 en h1h3h5, le bruit de commutation, les erreurs de suivi justifiant les valeurs expérimentales plus élevées.

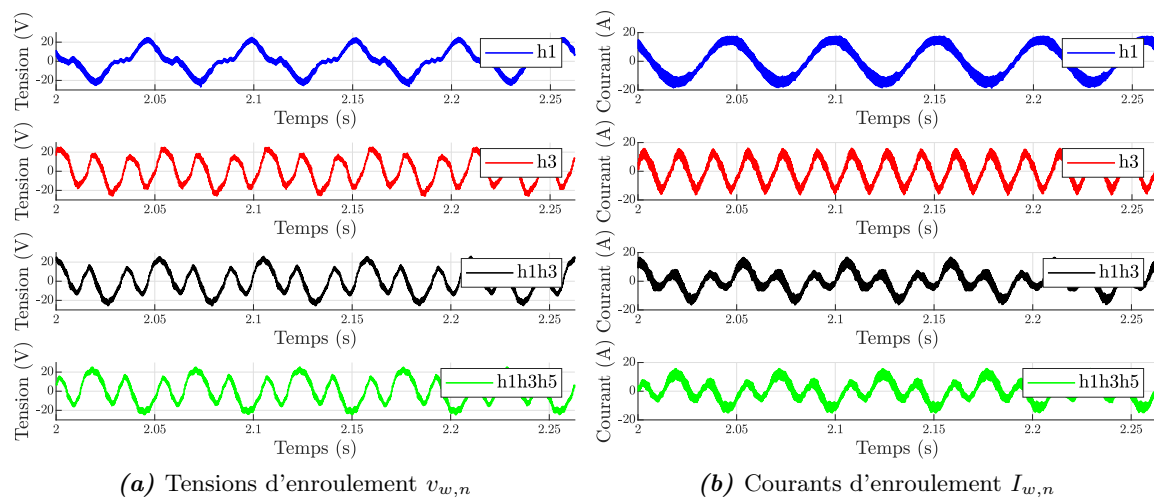


FIGURE IV.11 — Tensions et courants expérimentaux pour une MSAD 7-phase selon différentes stratégies de commande multi-machine pour le même point de fonctionnement mécanique (5.5Nm et 570tr/min) [RI-17]

Contrôle	h1	h3	h1h3	h1h3h5
Rendement	0.40	0.50	0.62	0.61
Facteur de puissance f_p	0.90	0.82	0.86	0.87
Facteur de crête en courant $F_c(i_w)$	1.8	2.0	2.5	2.4
Facteur de crête en tension $F_c(v_w)$	2.1	2.0	2.0	2.0
Rapport $2/f_p$ (IV.69)	2.2	2.5	2.3	2.3
Puissance de coin sur puissance active (IV.61)	4.1	4.8	5.9	5.5
Taux d'exploitation de puissance de coin τ_c (IV.62)	0.10	0.10	0.11	0.11

TABLE IV.1 — Estimation du rapport puissance de coin sur puissance active pour une MSAD 7-phase

à partir des valeurs efficaces. En d'autres termes, pour une puissance électrique donnée, le facteur de puissance ne suffit pas à évaluer le besoin en puissance de convertisseur à installer : les facteurs de crête interviennent comme formalisé par la relation (IV.61). Utiliser au mieux le convertisseur statique consiste donc à le calibrer pour des facteurs de crête en tension et en courant aussi faibles que possible. Les machines polyphasées, en raison de leur aptitude naturelle à fonctionner avec des formes d'onde s'approchant du signal carré, doivent faciliter la concrétisation d'un tel objectif.

IV.2.2 Analyse du potentiel lié à l'utilisation des différentes séquences

Conformément au éléments de la partie IV.1, pour une machine polyphasée alimentée par onduleur de tension, la commande multi-séquence (ou multi-machine) consiste à utiliser plusieurs séquences d'alimentation simultanément alors que la commande mono-séquence consiste à utiliser une seule séquence d'alimentation. Généralement, que la commande soit multi-séquence ou mono-séquence, un courant sinusoïdal est ciblé pour chaque séquence utilisée. Dans la partie IV.1, il est montré comment ces stratégies peuvent améliorer la qualité du couple (valeur moyenne, taux d'ondulation) pour un courant efficace ou un courant crête

d'alimentation donnée. Ces améliorations sont plutôt à relier à un fonctionnement à basse vitesse dans la mesure où l'impact de la commande (c'est-à-dire de la répartition du couple sur les différentes séquences activées) sur la tension d'alimentation n'est pas examinée. L'objectif de la présente section est d'étudier cet aspect et de montrer comment l'augmentation du nombre de phases favorise l'exploitation de l'onduleur, en particulier à haute vitesse. La première sous-section reprend les résultats concernant les machines triphasées, ce qui permet de mettre en avant les particularités des machines polyphasées pour la montée en vitesse. Enfin, la commande multi-séquence d'une machine polyphasée pour étendre la plage de vitesse est exposée et illustrée par un exemple.

IV.2.2.1 Analyse de la montée en vitesse pour une machine triphasée

L'analyse ici proposée concerne les machines triphasées synchrones à aimants (avec saillance rotorique éventuelle) et asynchrones. Généralement, pour une machine triphasée alimentée par onduleur de tension, le point de fonctionnement mécanique nominal définit un couple électromagnétique de base et une vitesse de rotation de base. Ce point nominal mécanique correspond à un point de fonctionnement électrique caractérisé par un courant d'enroulement et une tension d'enroulement dites de base. Ces deux grandeurs définissent la puissance apparente de base (qui sert alors à calibrer l'onduleur par estimation de la puissance de coin). Usuellement, pour une machine triphasée à aimants [96, 95] ou une machine triphasée asynchrone [97], cette puissance apparente de base détermine la limite en volt-ampère de fonctionnement de l'onduleur (ce qui suppose un choix au plus juste des calibres en tension et courant des interrupteurs statiques). La problématique de la montée en vitesse lorsque les limites en tension et courant de l'onduleur sont atteintes est alors étudiée avec l'hypothèse du premier harmonique d'espace et de temps et en régime linéaire. La projection des équations en tension et flux dans le repère de Park permet alors une caractérisation géométrique de la trajectoire couple/vitesse (en négligeant la résistance statorique) : les courants d'axes direct et quadratique maximisant le couple sont déterminés en tenant compte des limites en tension et en courant. Trois modes de fonctionnement sont alors distingués [95, 98]. Listés dans le tableau IV.2, ils visent à maximiser le couple électromagnétique :

- pour le mode I, opéré entre la vitesse nulle et la vitesse de base, en imposant le courant égal au courant de base (la vitesse basse implique une tension inférieure à la tension de base) ;
- pour le mode II, opéré entre la vitesse de base et une vitesse dite intermédiaire, en imposant le courant égal au courant de base mais en le ré-orientant pour maintenir la tension résultante égale à la tension de base (la puissance apparente est donc constamment égale à la puissance apparente de base) ;
- pour le mode III, opéré au-delà de la vitesse intermédiaire, en imposant une tension égale à la tension de base (le courant est alors inférieur au courant de base et la puissance apparente diminue).

Les modes II et III correspondent à des fonctionnements en défluxage. Le mode II est atteignable quel que soit le type de machines (synchrones ou asynchrones). Le mode III, théoriquement maintenable jusqu'à la vitesse infinie, peut être opéré selon le type de machines :

- les machines asynchrones peuvent fonctionner dans ce mode même si, en pratique, le contrôle en régime de défluxage est difficile (réguler un flux faible à haute fréquence, avec

des incertitudes paramétriques augmentant, en limite de saturation d'actionneurs) [97, 99];

- les machines à aimants peuvent fonctionner dans ce mode selon leur rapport de saillance (ratio entre inductances quadratique et directe) et leur niveau de flux du aux aimants [95].

La capacité de la machine à fonctionner à haute vitesse est généralement caractérisée par le CPSR (*Constant Power Speed Range*), rapport entre la vitesse maximale où la puissance de base peut être atteinte et la vitesse de base. En fonctionnement générateur, cette aptitude à délivrer une puissance constante au-delà du point de base trouve une application concrète lorsque la machine est associée à une turbine hydrolienne à pales non orientables. Ainsi les travaux de thèse de Sofiane Djebbari et de Zhibin Zhou visent à adapter respectivement la conception et le contrôle de la machine synchrone à aimants déposés à ce mode de fonctionnement particulier [RI-15, RI-8].

Mode	Limite en courant	Limite en tension	Remarque
I	OUI	NON	<i>Maximum Torque Per Ampere</i>
II	OUI	OUI	Défluxage à volt-ampère constant
III	NON	OUI	<i>Maximum Torque Per Voltage</i>

TABLE IV.2 — Mode de fonctionnement d'une machine triphasée à volt-ampère d'alimentation limité [95, 98]

La figure IV.12 reporte les caractéristiques couple/vitesse pour deux types de machine, dont les entrefers peuvent être considérés lisses (pas de saillance, ce qui permet d'utiliser la décomposition multimachine si le comportement est linéaire) : machines synchrones à aimants déposés en figure IV.12a et machines asynchrones à cage en figure IV.12b. Dans les deux cas, les trajectoires, paramétrées par la vitesse synchrone normalisée sur la vitesse synchrone de base, sont formulées analytiquement par utilisation exclusive du flux d'aimant normalisé e pour la MSAD [RI-10, CN-8] et du coefficient de dispersion de Blondel σ pour la MASC. Pour la MSAD (figure IV.12a), deux cas typiques sont présentés : un cas à réaction magnétique d'induit faible ($e = 0.8 > 0.707$) où le mode III n'est pas accessible et un cas à réaction magnétique d'induit forte ($e = 0.6 < 0.707$) où le mode III est accessible (le point de passage du mode II au mode III est repéré). Dans ce dernier cas, la plage de fonctionnement à puissance constante est théoriquement infinie (CPSR infinie), ce qui constitue une propriété recherchée en traction automobile notamment. Pour la MASC (figure IV.12b), de même, deux cas sont présentés : pouvant être considéré comme typique d'une machine asynchrone à cage, le coefficient de Blondel σ égal à 0.1 mène à un CPSR de l'ordre de 4 alors qu'un coefficient de 0.3 réduit considérablement le CPSR (moins de 2). En mode III, la puissance chute hyperboliquement avec la vitesse.

IV.2.2.2 Particularités des machines polyphasées

A priori, l'aptitude d'une machine triphasée à fonctionner à courants et tensions sinusoïdaux crêtes limités peut être extrapolée à une machine polyphasée si l'hypothèse du premier harmonique d'espace et de temps décrit suffisamment précisément le comportement de la machine polyphasée. Cela signifie que la séquence fondamentale seule doit caractériser totalement la machine polyphasée. Si le bobinage est distribué (organisé pour générer une force

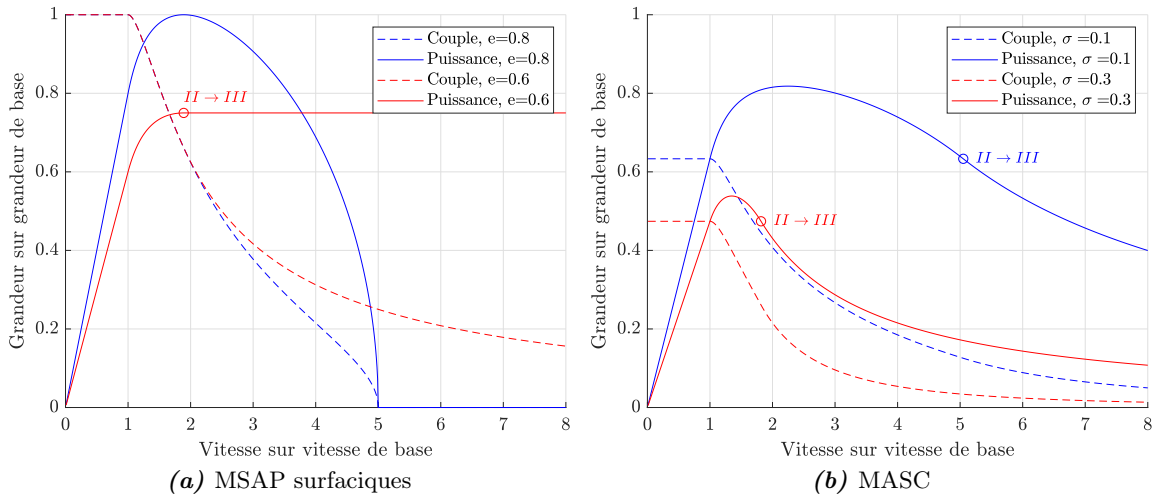


FIGURE IV.12 — Caractéristiques couple/vitesse de machines triphasées à courants et tensions sinusoïdaux limités aux grandeurs de base

magnétomotrice sinusoïdale), cette propriété est vérifiée quel que soit le type de machines (synchrone à aimants ou asynchrone). Pour une machine à aimants déposés, il peut être suffisant de concevoir le rotor pour obtenir une force électromotrice sinusoïdale. Pour une machine asynchrone à cage, associer le bobinage distribué à un nombre de barres rotoriques renvoyant une force électromotrice sinusoïdale (comme exposé dans la sous-section IV.1.2.2) est une option à privilégier pour simplifier le contrôle.

Finalement, en triphasé, la plage de vitesse à volt-ampère donné ne s’opère qu’en sollicitant l’unique séquence fondamentale et éventuellement la séquence homopolaire (par injection d’harmonique trois) si le couplage le permet (bobinage ouvert nécessaire). En polyphasé, plusieurs séquences sont disponibles : pour une vitesse donnée, l’idée est de répartir de façon optimale le couple sur les différentes séquences pour maintenir la tension de phase sous la tension limite et ainsi étendre la plage de fonctionnement.

Les résultats ici présentés supposent une alimentation sinusoïdale de la machine triphasée. Il est cependant tout à fait possible de cibler un courant non sinusoïdal afin d’améliorer l’exploitation des volt-ampères : c’est le cas notamment pour les machines à aimants à fem trapézoïdales alimentées en courants rectangulaires (*Permanent Magnet Brushless Direct Current, PMBLDC, machines*) [100, 101]. Le contrôle d’harmoniques de courant en triphasé reste généralement plus difficile qu’en polyphasé dans la mesure où, même en régime établi, le courant de Park de référence est temporellement variable.

IV.2.2.3 Commande multi-séquence

Formulation du problème

Quel que soit le nombre de phases, le problème consiste à maximiser le couple sous contrainte de courant efficace d’enroulement limité et de tension d’enroulement de crête limitée. Formellement, le problème peut s’écrire de la façon suivante où ζ désigne les variables d’optimisation, ζ_{min} et ζ_{max} les bornes basses et hautes, c_v la fonction de contrainte en tension et c_i la fonction

de contrainte en courant.

$$\zeta^{opt} = \operatorname{argmin}(-T(\zeta)) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \zeta_{min} \leq \zeta \leq \zeta_{max} \\ c_v(\zeta) \leq 0 \\ c_i(\zeta) \leq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.73})$$

Les variables d'optimisation (nombre de composantes de ζ) sont plus nombreuses en polyphasé qu'en triphasé. Une séquence excitée sinusoïdalement est définie par deux paramètres (la valeur efficace du courant et le déphasage, soit de façon équivalente, un courant d'axe direct et un courant d'axe quadratique). Donc, pour une machine à nombre de phases N impair, si les séquences d'ordre impair sont utilisées, le nombre de paramètres d'optimisation (contenus dans ζ) est $N - 1$. Concrètement, le courant d'enroulement ciblé prend la forme suivante :

$$i_n(\theta_e) = \sum_{k \in \{1, 3, \dots, N-2\}} I_k \sqrt{2} \sin \left(k\theta_e + kn \frac{2\pi}{N} - \theta_k \right) \quad (\text{IV.74})$$

Si la machine est représentée avec $(N - 1)/2$ plans de Park, la relation (IV.74) se traduit par des consignes constantes dans chaque plan de Park (en régime établi). Si, de plus, les plans de Park ne sont pas magnétiquement couplés (absence de saillance ou saillance négligeable), alors la régulation est grandement facilitée, en comparaison à une machine triphasée où une composition harmonique particulière du courant serait à imposer (référence de Park temporellement variable dans ce cas). De plus, comme exposé dans la partie IV.1, si le rotor est correctement conçu (couche d'aimants adaptée pour une MSAD, choix particulier du nombre de barres pour une MASD), les composantes de Concordia des forces électromotrices sont sinusoïdales : les modulantes dans chaque plan de Park sont alors constantes, ce qui permet de limiter la bande fréquentielle de la tension à imposer (les spectres fréquentiels en courant et tension sont alors égaux).

Le problème consiste donc à déterminer la répartition optimale en courant. Contrairement au cas triphasé sinusoïdal (analysé dans la partie IV.2.2.1), même sous hypothèse de linéarité, résoudre analytiquement le problème (IV.73) en polyphasé est difficile, peut-être impossible. Une méthode d'optimisation numérique est donc nécessaire.

Exemples

L'article [RI-10] analyse ce problème pour une classe de machines particulières : machines pentaphasées à aimants déposés à réaction magnétique d'induit faible (pour le plan principal). L'objectif est de caractériser quantitativement l'influence de la conception (bobinage et couche d'aimants) sur l'aptitude de la machine à monter en vitesse. Les volt-ampères de base (puissance de coin de base) sont calibrés pour le plan principal (séquence fondamentale) et le gain en plage de vitesse est alors relié aux caractéristiques du plan secondaire (séquence trois ou harmonique de courant d'ordre trois). Assez logiquement, il est établi que la plage de vitesse est élargie si la réaction magnétique de base (liée au plan principal) est augmentée et si la réaction magnétique d'induit du plan secondaire l'est aussi. L'article [RI-10] traite l'exemple d'une MSAD 5-phase où la couche d'aimants est optimalement formée pour faciliter la montée en vitesse par utilisation du code de calcul analytique décrit dans la section III.3.1. Plus généralement, il est confirmé que les bobinages polyphasés dentaires doivent favoriser la montée en vitesse (comme pour les machines triphasées [102, 103]).

Il est intéressant d'observer la façon dont le couple se distribue lorsqu'une machine polyphasée à aimants dispose de deux polarités de travail (concept de machine bi-harmonique

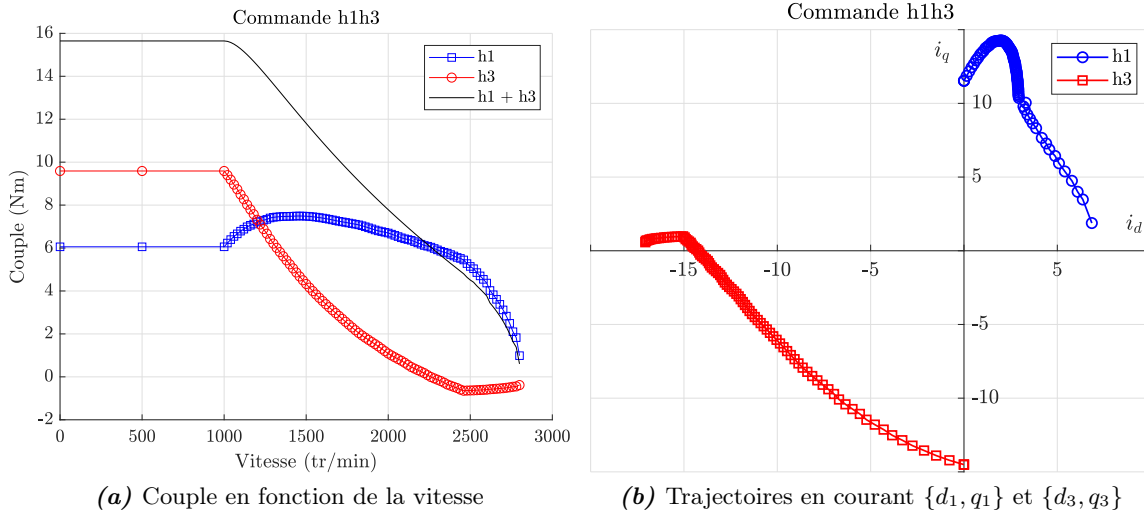


FIGURE IV.13 — Caractéristiques couple/vitesse optimales en commande h1h3 pour la MSAD 7-phase bi-harmonique [RI-17]

[RI-14, RI-17]). Ainsi, pour la MSAD 7-phase bi-harmonique, la figure IV.13a donne la caractéristique couple/vitesse théoriquement atteignable selon l’algorithme de descente de gradient *fmincon* de *Matlab* (appliqué au problème (IV.73)). Le couple est optimalement réparti entre les deux plans propres $h1$ (polarité p) et $h3$ (polarité $3p$). L’usage privilégié de la polarité haute ($3p$) à basse vitesse et de la polarité basse p à haute vitesse peut être remarqué. La figure IV.13b reconstitue les trajectoires optimales en courant dans les repère de Park $\{d_1, q_1\}$ pour $h1$ et $\{d_3, q_3\}$ pour $h3$. A basse vitesse, les deux plans fonctionnent en MTPA (courants d’axe d nuls). Au-dessus de la vitesse de base, le développement de composantes d’axes d pour les deux plans signifie un fonctionnement en défluxage. De façon originale, au-delà de 2300tr/min environ, le plan $h3$ fonctionne en générateur (puissance négative) pour permettre au plan $h1$ de fonctionner en moteur.

La figure IV.14a reporte l’évolution des facteurs de crête en tension d’enroulement et en courant d’enroulement. Les rapports des valeurs de crête aux valeurs maximales applicables par l’onduleur $V_{w,cvs,max}$ et $I_{w,cvs,max}$ sont également donnés. En particulier, la limite en courant n’est pas dépassée, ce qui serait possible dans la mesure où le problème limite la valeur efficace du courant (c’est-à-dire limite la charge thermique de la machine). La réduction du facteur de crête en tension au-delà de la vitesse de base résulte de la saturation en tension de crête. Au-delà de 2500tr/min environ, la contrainte de courant efficace n’est plus saturée, ce qui signifie que la machine quitte le mode de fonctionnement II et rentre dans un mode III. Cependant, ce mode III polyphasé aurait la spécificité de ne pouvoir être maintenu jusqu’à la vitesse infinie. La figure IV.14b montre l’évolution des taux d’exploitation de puissance de coin τ_c (IV.62) et d’utilisation de l’onduleur (IV.65). Comme déjà évoqué dans le paragraphe IV.2.1.3, le taux d’utilisation de l’onduleur est relativement faible. Le CPSR est estimé à deux environ.

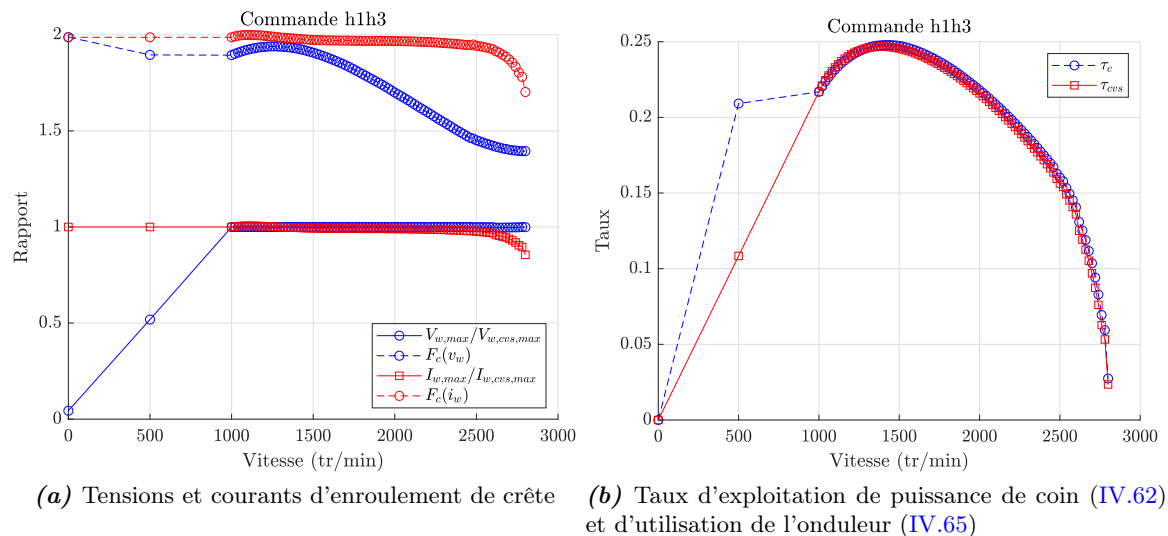


FIGURE IV.14 — Tensions et courants d'enroulement de crête en commande h1h3 pour la MSAP bi-harmonique [RI-17]

IV.2.3 Commutation électronique de pôles

Propre aux machines polyphasées disposant de plusieurs séquences d'alimentation, la commutation électronique de pôles consiste à changer la séquence d'alimentation pour modifier la polarité du champ statorique. Le rotor doit alors présenter la même polarité pour réaliser la conversion électromécanique. Les travaux de thèse d'Hussein Zahr [ThS-3] et d'Abdelhak Mekahlia [ThS-6] s'inscrivent dans ce contexte pour une machine à aimants et une machine asynchrone à cage respectivement. Cette section introduit le principe de la commutation électronique de pôles pour les machines polyphasées avant d'analyser l'application aux machines synchrones à aimants déposés puis aux machines asynchrones à cage.

IV.2.3.1 Idée de principe

Pour une machine polyphasée, les rangs d'harmoniques spatiaux générés par une séquence dépendent des propriétés géométriques de la distribution du bobinage dans les encoches. Par exemple, une machine 5-phase à distribution de bobinage anti-périodique (typiquement à nombre d'encoches par pôle et par phase entier avec bobines à épanouissement polaire, *integral-slot pole-concentrated winding*) dispose de deux séquences de fonctionnement (hors séquence homopolaire). Ainsi, selon les résultats concernant les familles d'harmoniques d'espace (cf. sous-section II.3.1.4) résumés par (II.112), il peut être affirmé que :

- la séquence $u = 1$ génère un train d'ondes de rang $p \{1, -9, 11, \dots\}$ où l'harmonique de rang principal est p ,
- la séquence $u = 3$ génère un train d'ondes de rang $p \{3, -7, 13, \dots\}$ où l'harmonique de rang principal est $3p$.

En théorie, selon la séquence d'alimentation utilisée, deux polarités sont donc disponibles pour réaliser la conversion électromécanique. A puissance de coin d'onduleur donnée (c'est-à-dire

lorsque les calibres des interrupteurs statiques sont définis), en fonction du point de fonctionnement ciblé dans le plan couple/vitesse, une polarité peut se révéler plus intéressante qu'une autre (couple plus élevé, possibilité de réduire les pertes de la machine et du convertisseur...).

La figure IV.15 illustre cette notion de commutation de pôles. A puissance de convertisseur donnée, le couple électromagnétique en fonction de la vitesse de l'harmonique principal du champ tournant stator est reportée pour l'harmonique d'espace v (généralisé par une séquence u à la pulsation électrique $\omega_{s,u}$) et pour l'harmonique d'espace v' (généralisé par une séquence $u' \neq u$ à la pulsation électrique $\omega_{s,u'}$). Pour une machine 5-phase, l'harmonique d'espace v pourrait être p (généralisé par la séquence $u = 1$ à la pulsation électrique $\omega_{s,1}$) et l'harmonique d'espace v' pourrait être $3p$ (généralisé par la séquence $u = 3$ à la pulsation électrique $\omega_{s,3}$). Pour l'harmonique d'espace v , le point repéré par la vitesse $\Omega_{b,v}$ et le couple électromagnétique $T_{b,v}$ correspond au point de base : il est obtenu lorsque les enroulements de la machine sont alimentés sinusoïdalement avec une tension crête égale à V_b un courant crête égal à I_b , V_b et I_b étant considérés comme la tension et le courant maximal applicables à la machine par le convertisseur.

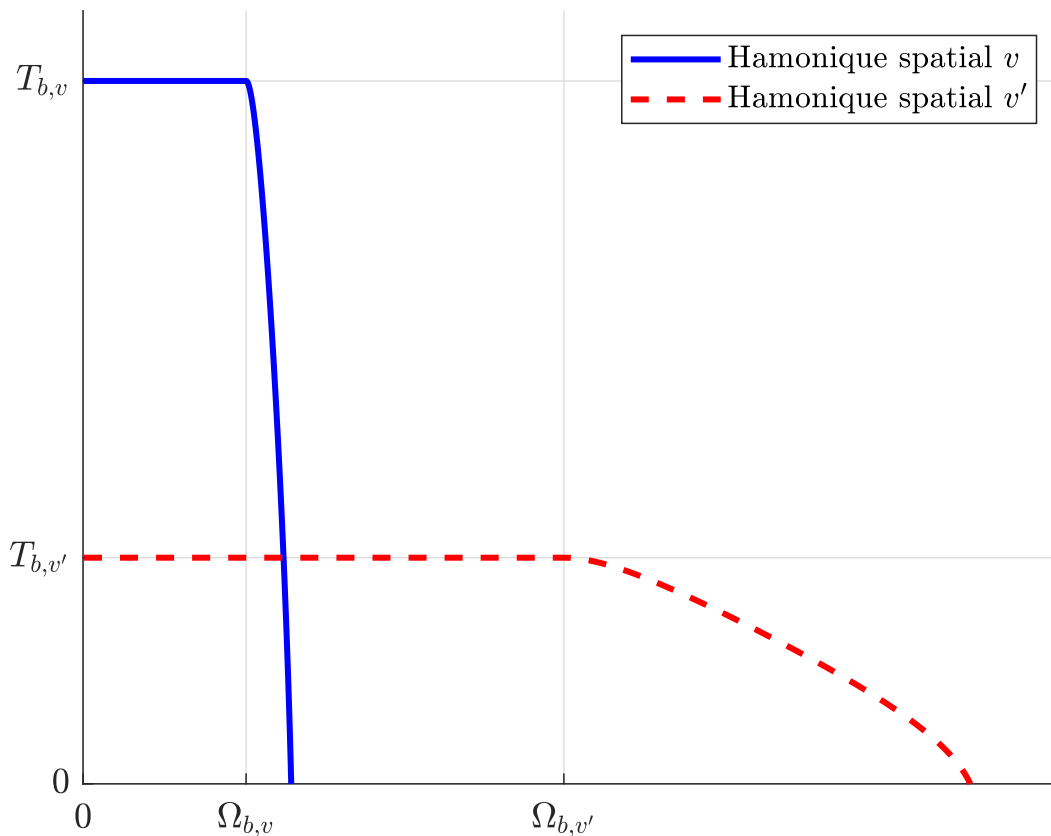


FIGURE IV.15 — Couple électromagnétique en fonction de la vitesse de l'harmonique principal de champ

IV.2.3.2 Cas de la machine synchrone à aimants déposés

Objectifs

Pour une machine synchrone à aimants déposés, pour l'harmonique d'espace v , l'objectif est de déterminer le point de base qui, tensions d'enroulement et courants d'enroulement

respectivement égaux à V_b et I_b en valeurs de crête, correspond à la vitesse maximale de maintien du couple maximal. Ensuite, pour deux harmoniques d'espace distincts v et v' , les rapports entre les vitesses de base ($\Omega_{b,v}$ et $\Omega_{b,v'}$) et les couples de base ($T_{b,v}$ et $T_{b,v'}$) sont estimés : l'aptitude à la commutation électronique de pôles peut alors être évaluée.

Cette analyse est conduite avec un ensemble d'hypothèses simplificatrices :

- la machine fonctionne en régime linéaire,
- la machine ne présente pas de saillance (entrefer magnétiquement lisse pour la MSAD),
- la résistance statorique est négligée (essentiellement pour simplifier et exploiter plus rapidement les résultats),
- pour l'étude à l'harmonique d'espace v , seul l'harmonique d'espace v est considéré.

Cette dernière hypothèse est forte pour une machine à aimants. Par exemple, pour une machine à 5 phases à p paires de pôles, elle signifie que l'étude à l'harmonique d'espace $3p$ est réalisée en négligeant l'existence des autres harmoniques d'espace et donc, en particulier, de l'harmonique d'espace p (c'est-à-dire de l'harmonique définissant le fondamental de la force électromotrice). Cette hypothèse est discutée ultérieurement.

Calcul du point de base pour l'harmonique spatial v

L'harmonique spatial v peut être décrit dans le repère de Park $\{\vec{d}_v, \vec{q}_v\}$, tournant à la vitesse $v\Omega_m$ (Ω_m désignant la vitesse mécanique). Le repère de Park choisi est basé sur une transformation de Clarke, dite conservant la valeur crête (c'est-à-dire que, pour une grandeur polyphasée sinusoïdale d'amplitude X , la norme euclidienne du vecteur de Park est égale à la valeur de crête X). Les courants d'axes d_v et q_v sont respectivement notés i_{d_v} et i_{q_v} . Pour l'harmonique spatial v , si $L_{cs,v}$ est l'inductance cyclique statorique d'ordre v (associé au plan de Park $\{\vec{d}_v, \vec{q}_v\}$) et $\Lambda_{f,v}$ est le flux du au rotor, le flux statorique se projette sur les axes direct et quadratique selon la relation suivante :

$$\vec{\Lambda}_{s,v} = \Lambda_{s,d_v} \vec{d}_v + \Lambda_{s,q_v} \vec{q}_v = (L_{cs,v} i_{s,d_v} + \Lambda_{f,v}) \vec{d}_v + L_{cs,v} i_{s,q_v} \vec{q}_v \quad (\text{IV.75})$$

Le tension statorique est la dérivée du flux statorique (la résistance statorique étant négligée). Le vecteur tension s'exprime donc par dérivation de (IV.75). En régime établi, il vient :

$$\vec{v}_{s,v} = v_{s,d_v} \vec{d}_v + v_{s,q_v} \vec{q}_v = -v\Omega L_{cs,v} i_{s,q_v} \vec{d}_v + v\Omega_m (L_{cs,v} i_{s,d_v} + \Lambda_{f,v}) \vec{q}_v \quad (\text{IV.76})$$

La puissance électrique est le produit scalaire des vecteurs tension (IV.76) et courant. La résistance statorique étant négligée, la puissance électrique est la puissance électromagnétique. Le couple électromagnétique se déduit alors :

$$T_v = \frac{N}{2} v \Lambda_{f,v} i_{s,q_v} \quad (\text{IV.77})$$

Le couple de base est le couple maximal à courant donné (*Maximum Torque Per Ampere*, MTPA). Selon (IV.77), le courant est donc totalement quadratique :

$$\vec{i}_{s,v} = I_b \vec{q}_v \quad (\text{IV.78})$$

Le couple de base $T_{b,v}$ peut être calculé :

$$T_{b,v} = \frac{N}{2} v \Lambda_{f,v} I_b \quad (\text{IV.79})$$

La vitesse de base $\Omega_{b,v}$ mène la tension de crête à la valeur V_b . Les relations (IV.76) et (IV.77) permettent d'exprimer la vitesse $\Omega_{b,v}$:

$$\Omega_{b,v} = \frac{1}{v} \frac{V_b}{\sqrt{\Lambda_{f,v}^2 + (L_{cs,v} I_b)^2}} \quad (\text{IV.80})$$

Calculs des rapports en couple et en vitesse

Selon (IV.79), pour deux harmoniques spatiaux v et v' , le rapport en couple de base est lié au rapport des flux :

$$\frac{T_{b,v'}}{T_{b,v}} = \frac{v'}{v} \frac{\Lambda_{f,v'}}{\Lambda_{f,v}} \quad (\text{IV.81})$$

Le rapport en vitesse de base est estimé à partir de (IV.80) :

$$\frac{\Omega_{b,v'}}{\Omega_{b,v}} = \frac{v}{v'} \sqrt{\frac{\Lambda_{f,v}^2 + (L_{cs,v} I_b)^2}{\Lambda_{f,v'}^2 + (L_{cs,v'} I_b)^2}} \quad (\text{IV.82})$$

Les relations (IV.81) et (IV.82) peuvent être analysées en considérant le cas théorique d'une réaction magnétique d'induit nulle (conduisant à une capacité de défluxage nulle [95]). Dans ce cas théorique, la relation (IV.82) se simplifie :

$$L_{cs,v} = L_{cs,v'} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{\Omega_{b,v'}}{\Omega_{b,v}} = \frac{v}{v'} \frac{\Lambda_{f,v}}{\Lambda_{f,v'}} \quad (\text{IV.83})$$

Les relations (IV.81) et (IV.83) démontrent que la puissance électromagnétique peut être transmise indifféremment par l'harmonique spatial v ou v' .

Un autre cas intéressant à analyser et plus vraisemblable est celui d'une machine polyphasée constituée comme suit :

- le bobinage est concentré diamétral à une encoche par pôle et par phase,
- un pôle rotorique est composé d'un aimant occupant la totalité du pas polaire.

Dans ce cas, les coefficients de bobinage de rang pair sont nuls et les coefficients de rang impair sont égaux à un. Compte tenu de l'hypothèse de description au premier harmonique d'espace pour v et v' , si le champ d'entrefer est supposé radial et si les fuites sont négligées, alors le rapport entre les inductances cycliques $L_{v'}$ et L_v (v et v' impairs) s'expriment comme suit :

$$\frac{L_{cs,v'}}{L_{cs,v}} = \left(\frac{v}{v'} \right)^2 \quad (\text{IV.84})$$

En raison de la géométrie du rotor, il peut être raisonnablement admis que le champ d'entrefer généré par les aimants est un signal carré. Le bobinage étant diamétral, le flux résultant peut être considéré d'allure triangulaire. Par conséquent, le rapport des flux d'harmoniques spatiaux

v' et v s'expriment de la façon suivante :

$$\frac{\Lambda_{cs,v'}}{\Lambda_{cs,v}} = \left(\frac{v}{v'}\right)^2 \quad (\text{IV.85})$$

La combinaison de (IV.81) et (IV.85) permet de montrer que le rapport des couples est à l'inverse des rangs d'harmoniques spatiaux :

$$\frac{T_{b,v'}}{T_{b,v}} = \frac{v}{v'} \quad (\text{IV.86})$$

Si les relations (IV.84) et (IV.85) sont injectées dans (IV.82), le rapport en vitesse de base pour les harmoniques v' et v peut être formulé :

$$\frac{\Omega_{b,v'}}{\Omega_{b,v}} = \frac{v'}{v} \quad (\text{IV.87})$$

Comme dans l'hypothèse d'une machine à réaction magnétique d'induit nulle, les relations (IV.86) et (IV.87) montrent que la puissance électromagnétique peut être indifféremment transmise avec l'harmonique d'espace v ou v' . Considérant la caractéristique couple/vitesse pour l'harmonique d'espace v , la caractéristique pour l'harmonique v' se déduit en multipliant le couple d'un rapport v/v' et en multipliant la vitesse d'un rapport v'/v . Ce rapport d'aspect est respecté sur la figure IV.15.

Finalement, avec les hypothèses choisies, pour les cas simplifiés étudiés, la commutation électronique de pôle offre une extension de la caractéristique couple/vitesse à puissance de convertisseur donnée par un effet de boîte de vitesse électromagnétique. Cependant, pour une machine à aimants déposés, l'hypothèse forte consistant à étudier les harmoniques séparément doit être discutée.

Hypothèse d'indépendance des harmoniques spatiaux

Pour une machine à aimants, le flux d'inducteur est imposé par les aimants, indépendamment du flux d'induit. Par conséquent, la force électromotrice (ou tension à vide) contient une série d'harmoniques électriques que la tension d'enroulement, imposée par l'onduleur, doit compenser. En d'autres termes, le spectre fréquentiel de la tension à vide impose le spectre fréquentiel de la modulante.

Cette problématique peut être illustrée en considérant de nouveau la MSAD 7-phase bi-harmonique dont la force électromotrice contient un fondamental et un harmonique 3 d'amplitude comparable [RI-17]. Discutée en figure IV.11, la commande h1 consistant à générer le couple avec la séquence fondamentale $u = 1$, c'est-à-dire avec l'harmonique spatial p , est ici étudiée. Dans ce cas, le courant d'enroulement doit être sinusoïdal à la fréquence du fondamental de la force électromotrice. Par conséquent, la tension d'enroulement à appliquer est la somme d'une composante fondamentale générant le courant fondamental et d'une série de composantes compensant les forces électromotrices harmoniques (soit essentiellement une composante trois pour la MSAP 7-phase bi-harmonique). Finalement, alors que le courant résultant est sinusoïdal, la tension d'enroulement contient un harmonique trois d'amplitude égal à l'amplitude de l'harmonique trois de la force électromotrice. La plage de vitesse de la machine est impactée par ces composantes harmoniques. Ainsi, la figure IV.16a montre la caractéristique couple/vitesse théorique si seul le fondamental de force électromotrice est considéré (un

calcul analytique de la trajectoire est alors possible) et la caractéristique couple/vitesse si tous les harmoniques de force électromotrice sont considérés (points calculés par optimisation numérique dans ce cas [RI-10, CI-22, RI-11]). La réduction de la plage de vitesse est évidemment considérable pour cette machine particulière, conséquence de l'harmonique trois de force électromotrice augmentant le facteur de crête. La figure IV.16b montre la tension de phase au point de fin de région I (point A sur la figure IV.16a) : la tension de crête maximale (un peu moins de 30V, matérialisée par les lignes pointillées vertes) est atteinte. Les composantes de Clarke⁷ du vecteur tension sont reportées afin de mettre en évidence le caractère sinusoïdal de la tension imposée au plan fondamental $\{\alpha_1, \beta_1\}$ (utilisé pour générer le couple) et la tension nécessaire au non allumage des séquences $u = 3$ (plan $\{\alpha_3, \beta_3\}$) et $u = 5$ (plan $\{\alpha_5, \beta_5\}$).

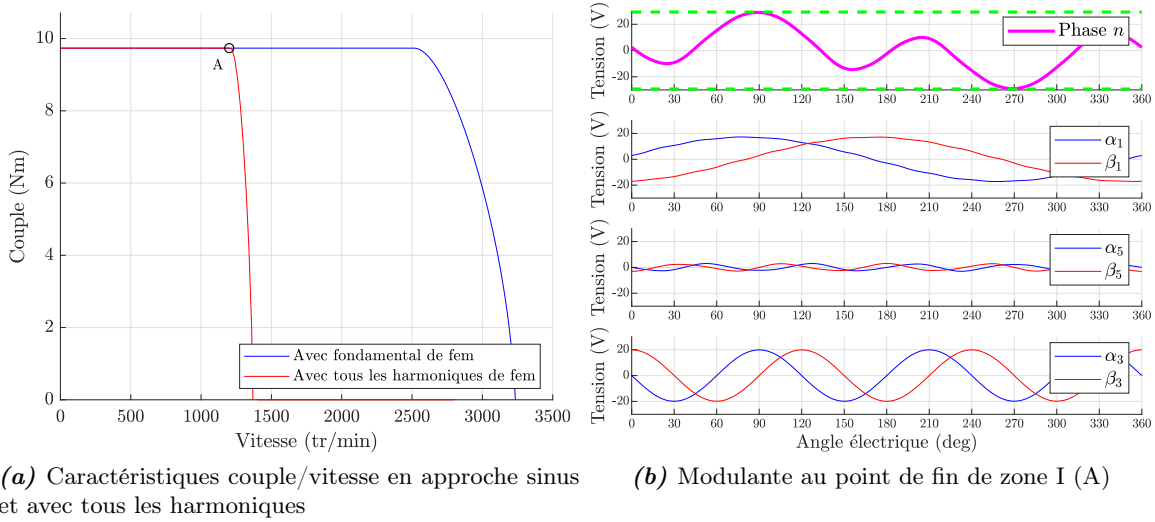


FIGURE IV.16 — Caractéristiques couple/vitesse sur le fondamental (commande h1) pour la MSAP 7-phase bi-harmonique

En conclusion, pour une machine à aimants, la tension maximale d'enroulement ne peut être déterminée en considérant seulement la tension correspondant à l'harmonique de travail (celui générant le couple). Il faut cependant noter que l'harmonique trois de force électromotrice peut au contraire améliorer la plage de vitesse, notamment si l'harmonique trois réduit le facteur de crête (comme cela est montré en figure IV.10). Néanmoins, il semble envisageable de concevoir des machines à aimants pouvant modifier leur polarité rotorique par contrôle de la magnétisation depuis le stator (effet de mémoire, [104]).

IV.2.3.3 Cas de la machine asynchrone à cage

Fonctionnement à l'harmonique spatial v

La machine est supposée alimentée à une séquence générant l'harmonique spatial v . Cet harmonique spatial v doit être considéré comme l'harmonique d'espace principal de la séquence utilisée. Par exemple, pour la séquence fondamentale $u = 1$, l'harmonique spatial principal est le nombre de paire de pôles p (soit $v = p$). Comme pour la MSAD, l'harmonique spatial v est décrit dans le repère de Park $\{\vec{d}_v, \vec{q}_v\}$, tournant à la vitesse $v\Omega_{s,v}$ ($\Omega_{s,v}$ désignant la

7. Les composantes de Clarke ont pour amplitude la valeur crête du signal polyphasé sinusoïdal d'origine à la différence des composantes de Concordia l'amplifiant d'un facteur $\sqrt{N/2}$.

vitesse mécanique synchrone pour l'harmonique spatial v). Pour l'harmonique spatial v , si $L_{cs,v}$ est l'inductance cyclique statorique pour l'harmonique spatial v et σ_v est le coefficient de dispersion de Blondel, le flux statorique se projette sur les axes direct et quadratique selon la relation suivante :

$$\vec{\Lambda}_{s,v} = \Lambda_{s,d_v} \vec{d}_v + \Lambda_{s,q_v} \vec{q}_v = L_{cs,v} i_{s,d_v} \vec{d}_v + L_{cs,v} \sigma_v i_{s,q_v} \vec{q}_v \quad (\text{IV.88})$$

La tension est obtenue par dérivation du flux (IV.88). En régime établi, il vient :

$$\vec{v}_{s,v} = v_{s,d_v} \vec{d}_v + v_{s,q_v} \vec{q}_v = -v \Omega_{s,v} L_{cs,v} \sigma_v i_{s,q_v} \vec{d}_v + v \Omega_{s,v} L_{cs,v} i_{s,d_v} \vec{q}_v \quad (\text{IV.89})$$

La résistance statorique étant négligée, la puissance électromagnétique correspond au produit scalaire de la tension (IV.89) par le courant :

$$P_{em,v} = \frac{N}{2} v \Omega_{s,v} L_{cs,v} (1 - \sigma_v) i_{s,d_v} i_{s,q_v} \quad (\text{IV.90})$$

Le couple électromagnétique se déduit de (IV.90) :

$$T_v = \frac{N}{2} v L_{cs,v} (1 - \sigma_v) i_{s,d_v} i_{s,q_v} \quad (\text{IV.91})$$

Couple et vitesse de base à l'harmonique spatial v

Au point de base, le courant de crête atteint la valeur de base I_b dans une configuration MTPA. Il en résulte la relation suivant pour les composantes directes et quadratiques du courant :

$$i_{s,d_v} = i_{s,q_v} = \frac{I_b}{\sqrt{2}} \quad (\text{IV.92})$$

Le couple de base pour l'harmonique spatial v s'exprime considérant (IV.92) et (IV.91) :

$$T_{b,v} = \frac{N}{4} v L_{cs,v} (1 - \sigma_v) I_b^2 \quad (\text{IV.93})$$

La tension de crête atteint alors la valeur de base V_b . Au point de base définissant la vitesse de synchronisme de base $\Omega_{s,v,b}$, l'équation en tension (IV.89) peut alors s'exprimer :

$$V_b = v \Omega_{s,v,b} L_{cs,v} \sqrt{(\sigma_v i_{q,v})^2 + i_{d,v}^2} \quad (\text{IV.94})$$

La vitesse de synchronisme de base $\Omega_{s,v,b}$ s'extrait de (IV.94) compte tenu des courants de base (IV.92) :

$$\Omega_{s,b,v} = \frac{V_b}{v L_{cs,v} I_b \sqrt{\frac{1+\sigma_v^2}{2}}} \quad (\text{IV.95})$$

Rapport de transformation entre deux harmoniques spatiaux v et v'

Pour deux harmoniques spatiaux v et v' , les rapports couples de base et des vitesse synchrones

de base sont déduits de (IV.91) et (IV.95) :

$$\frac{T_{b,v'}}{T_{b,v}} = \frac{v' L_{cs,v'} (1 - \sigma_{v'})}{v L_{cs,v} (1 - \sigma_v)} \quad (\text{IV.96})$$

$$\frac{\Omega_{s,b,v'}}{\Omega_{s,b,v}} = \frac{v L_{cs,v} \sqrt{1 + \sigma_v^2}}{v' L_{cs,v'} \sqrt{1 + \sigma_{v'}^2}} \quad (\text{IV.97})$$

(IV.96) et (IV.97) définissent alors respectivement des rapports de transformation en couple et en vitesse. Ils dépendent des rangs spatiaux, des inductances cycliques et des coefficients de dispersion. Par contre, selon (IV.96) et (IV.97), il apparaît que le rapport des puissances de base ne dépend que des coefficients de dispersion :

$$\frac{P_{b,v'}}{P_{b,v}} = \frac{1 - \sigma_{v'}}{1 - \sigma_v} \sqrt{\frac{1 + \sigma_v^2}{1 + \sigma_{v'}^2}} \quad (\text{IV.98})$$

Si les deux harmoniques v et v' présentent le même taux de dispersion, alors le rapport la puissance (IV.98) est unitaire, ce qui signifie que la puissance peut être transmise indifféremment par v ou v' selon les rapports de couple et vitesse définis par (IV.96) et (IV.97). En particulier, le tableau IV.3 reporte les couples et vitesses de base pour les différentes séquences pour un bobinage concentré diamétral à nombre de phases N impair supérieur ou égal à 9. Les inductances correspondent aux inductances d'entrefer (fuites non considérées) pour les harmoniques d'espace principaux. Les couples et vitesses de base selon (IV.96) et (IV.97) sont estimés pour un coefficient de dispersion de Blondel constant quelle que soit la séquence, ce qui permet d'obtenir la propriété de puissance indifféremment transmise selon la séquence ou la polarité engagée.

u	$1 = p$	3	5	7
$L_{cs,pu}/L_{cs,p}$	1	1/9	1/25	1/49
$\Omega_{s,b,pu}/\Omega_{s,b,p}$ (IV.97)	1	3	5	7
$T_{b,pu}/T_{b,p}$ (IV.96)	1	1/3	1/5	1/7

TABLE IV.3 — Grandeurs de base en fonction des séquences pour une MASC à bobinage concentré diamétral ($s_{pp} = 1$) et N impair supérieur ou égal à 9, en supposant un coefficient de dispersion de Blondel constant $\sigma_v = \sigma$

Toujours à titre d'exemple, la figure IV.17 présente les caractéristiques couple/vitesse théoriques pour la séquence fondamentale $u = 1$ d'harmonique spatial principal $p_u = p = v$ et la séquence $u = 3$ d'harmonique spatial principal $p_u = 3p = v$ pour deux machines 5-phase se distinguant par leurs distributions de bobinage :

- la figure IV.17a reporte le cas d'un bobinage concentré diamétral où l'inductance cyclique d'ordre 3 $L_{cs,3p}$ est égal au neuvième de l'inductance cyclique fondamentale $L_{cs,p}$ (comme précisée dans le tableau IV.3),
- la figure IV.17b reporte le cas d'un bobinage hypothétique où l'inductance cyclique d'ordre 3 $L_{cs,3p}$ serait égal à l'inductance cyclique fondamentale $L_{cs,p}$.

Dans les deux cas, il est supposé que seul l'harmonique spatial de travail est généré. Les coefficients de dispersion sont choisis à $\sigma_p = 0.1$ et $\sigma_{3p} = 0.4$.

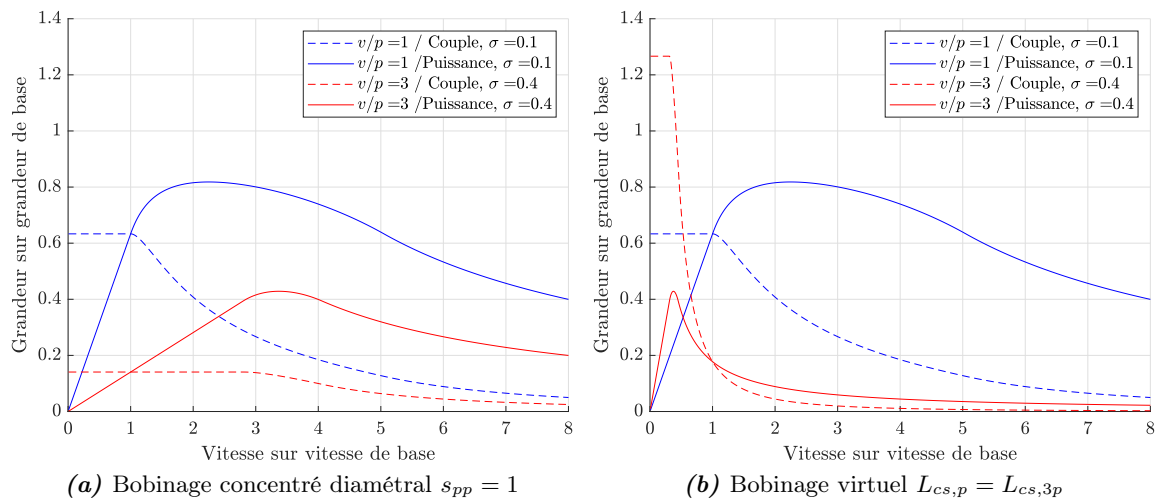


FIGURE IV.17 — Caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse de deux MASC 5-phase

Dans le cas du bobinage diamétral présenté en figure IV.17a, il apparaît que l’harmonique spatial $3p$ produit un service toujours inférieur à celui du fondamental quelle que soit la vitesse. Par conséquent, commuter la polarité de un vers trois ne présente *a priori* pas d’intérêt. La conclusion est différente dans le cas du bobinage virtuel présenté en figure IV.17b : à basse vitesse, l’harmonique $3p$ permet une augmentation du couple et de la puissance par rapport au fondamental. Ainsi utiliser la polarité $3p$ à basse vitesse et la polarité p à haute vitesse permet d’augmenter substantiellement la réserve de couple et de puissance. Cependant, il faut concevoir une machine satisfaisant les propriétés requises sur les valeurs d’inductances cycliques pour effectivement bénéficier de cette propriété.

Concept de machine spécialement conçue pour la commutation

Les propriétés à satisfaire sont les suivantes :

- les inductances cycliques associés aux harmoniques spatiaux utilisés doivent être du même ordre afin d’obtenir un couple d’autant plus fort que la polarité utilisée est basse,
- l’hypothèse du premier harmonique d’espace doit être acceptable quelle que soit la polarité utilisée.

Le bobinage dentaire à très grand nombre de phases est une solution. Pour le rotor, il est préférable de choisir un nombre de barres assurant le découplage entre les séquences d’alimentation (ainsi, imposer une tension sinusoïdale suffit à exciter une séquence donnée, c’est-à-dire à faire circuler un courant sinusoïdal dans les enroulements). Le concept *Intelligent Stator Cage Drive* ISCAD [60] satisfait l’ensemble de ces critères dans une configuration à 60 phases. Les caractéristiques couple/vitesse théoriques (analytiquement estimées) sur les cinq polarités les plus basses sont présentées en figure IV.18 (en supposant un coefficient de dispersion identique de 0.1 pour les cinq polarités considérées). La figure IV.18a reporte les ondes de FMM correspondant aux différentes séquences utilisées : elle met en évidence le caractère sinusoïdal de ces formes d’onde, conséquence de la distribution dentaire du bobinage sur un grand nombre de phases. La figure IV.18b reporte les caractéristiques couple/vitesse : un véritable effet de boîte

de vitesse électromagnétique peut être constaté. Le tableau IV.4 résume cet effet de commutation sur les grandeurs de base pour chaque séquence d'alimentation (chaque séquence est limitée par la tension de base V_b et le courant de base I_b).

u	$1 = p$	2	3	4	5
$L_{cs,pu}/L_{cs,p}$	1	0.997	0.993	0.986	0.978
$\Omega_{s,b,pu}/\Omega_{s,b,p}$ (IV.97)	1	0.501	0.336	0.254	0.204
$T_{b,pu}/T_{b,p}$ (IV.96)	1	1.995	2.978	3.946	4.891

TABLE IV.4 — Grandeurs de base en fonction des séquences pour une MASC 60-phase à bobinage dentaire $(N, p, s_{pp}) = (60, 1, 0.5)$, en supposant un coefficient de dispersion de Blondel constant $\sigma_v = \sigma$

Toujours dans ce contexte de MASC spécialement conçues pour le commutation électronique de pôles, les références [105] et [106] présentent une machine 36-phase à bobinage toroïdal alimentée par onduleurs à 18 bras (phases diamétralement opposées connectées en anti-série). Les polarités 1, 2 et 3 sont effectivement utilisées. En particulier, le choix de la polarité de travail en fonction de la vitesse sur le critère de rendement est discuté : dans [106], il est souligné que la polarité la plus basse est celle favorisant le rendement, notamment à basse vitesse. Ces résultats corroborent ceux présentés dans la partie IV.1.2.5 et illustré par la figure IV.9 où il est montré que le coût énergétique de la magnétisation des polarités élevées peut rendre leur utilisation inintéressante. Pratiquement, pour la MASC conçue pour la commutation, il est possible que les polarités hautes soient plutôt des configurations à utiliser transitoirement. C'est un point qui reste à étudier.

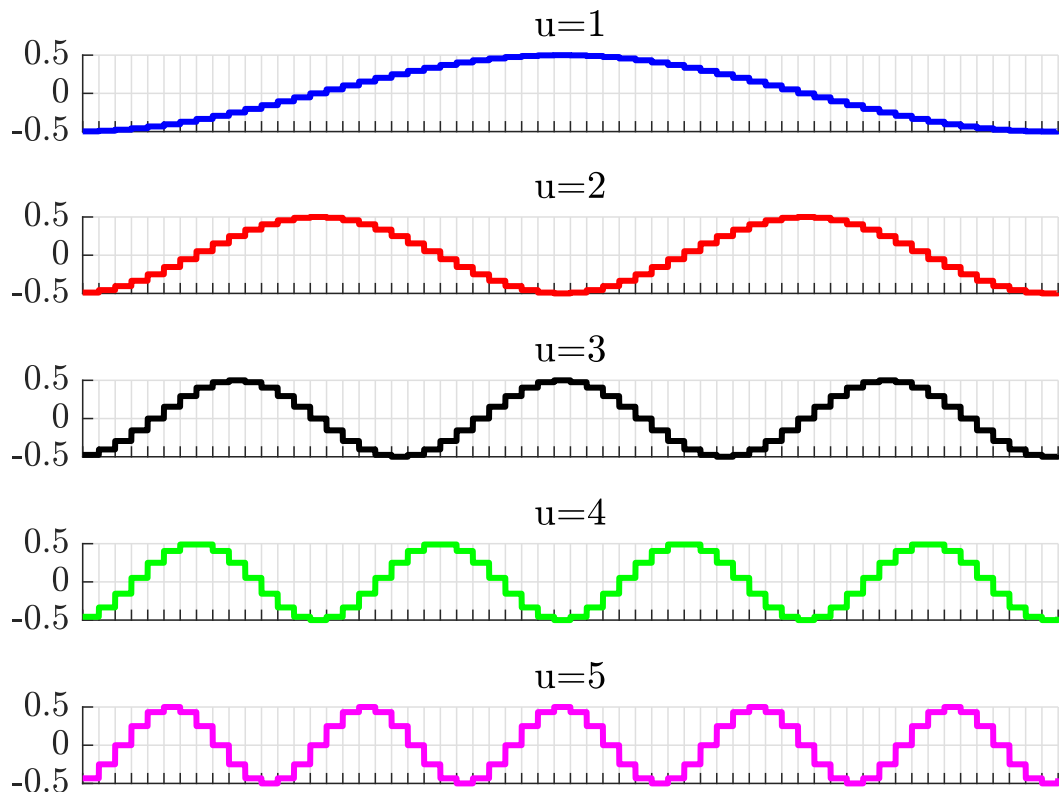
IV.2.4 Opportunités liées aux couplages électriques des enroulements

Sur une machine polyphasée, les enroulement peuvent être couplés en étoile mais également de façon polygonale. Le nombre de couplages polygonaux augmente avec le nombre de phases : typiquement, il existe $(N - 1)/2$ possibilités si le nombre de phases N est impair. Par exemple, pour une machine triphasée, l'unique couplage polygonal est le couplage triangle. Cette section présente les avantages offerts par les couplages spécifiques polyphasés en termes d'exploitation du convertisseur d'alimentation au bénéfice de l'extension de la plage de vitesse de la machine polyphasée. Les hypothèses sont d'abord décrites puis le couplage étoile polyphasé est présenté en tant que solution de référence. Les couplages polygonaux polyphasés sont alors introduits puis leurs utilisations pratiques, avec ou sans changement physique de couplage, sont détaillées.

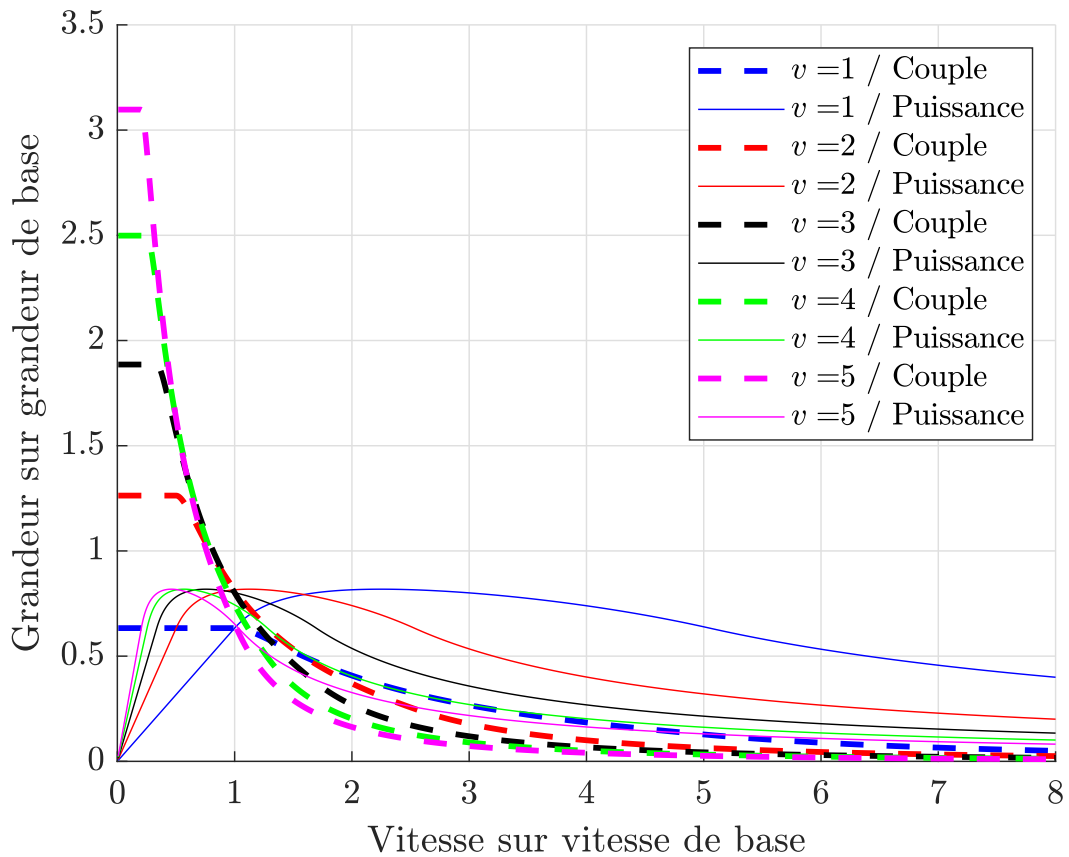
IV.2.4.1 Hypothèses

La machine à N phases est supposée alimentée par un convertisseur à N bras. En d'autres termes, les configurations à bobinage ouvert (*open-winding*) ne sont pas considérées. Le convertisseur est supposé générer des tensions de bras sinusoïdales. La tension du bras n est notée $v_{leg,n}$. Par définition, le bras numéro n est connecté à l'entrée de la phase numéro n . Comme le montre la figure IV.19, le potentiel de référence est le point milieu de la source de tension continue, noté z . Pour la séquence u , approchée à la valeur moyenne, la tension de bras $v_{leg,n}$ s'exprime :

$$v_{leg,n} = V_{leg} \sqrt{2} \cos \left(\theta_e + \delta_V + \frac{2\pi}{N} nu \right) \quad (\text{IV.99})$$



(a) Force magnétomotrice pour les différentes séquences



(b) Caractéristiques sur les différentes polarités

FIGURE IV.18 — Caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse théoriques une MASC 60-phase à bobinage dentaire, $(N, p, s_{pp}) = (60, 1, 0.5)$

La tension crête $V_{leg}\sqrt{2}$ est directement liée à la tension continue U_{dc} . Le courant circulant dans l'enroulement n de la machine est supposé sinusoïdal. Pour la séquence u , il peut s'exprimer comme suit :

$$i_{w,n} = I_w\sqrt{2} \cos\left(\theta_e + \delta_I + \frac{2\pi}{N}nu\right) \quad (IV.100)$$

Sous ces hypothèses, l'objectif est de déterminer en fonction du couplage électrique de la machine polyphasée le courant de bras $i_{leg,n}$ et la tension d'enroulement $v_{w,n}$.

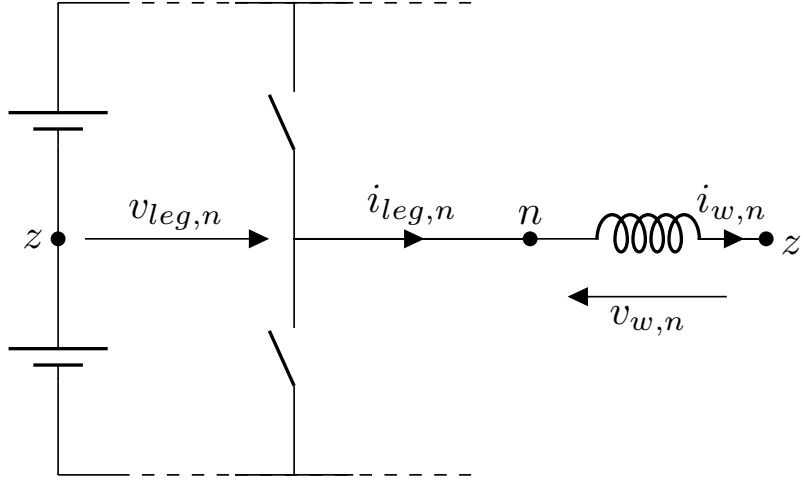


FIGURE IV.19 — Représentation des grandeurs de bras et d'enroulement

IV.2.4.2 Couplage étoile

Le calcul des tensions et courants d'enroulement d'une machine polyphasée couplée en étoile sont notamment détaillées dans [107]. Dans ce cas, le courant de bras (ou de ligne) est égal au courant d'enroulement :

$$i_{leg,n} = i_{w,n} \quad (IV.101)$$

Ainsi, le courant d'enroulement est exactement limité par le calibre des interrupteurs. Le potentiel de neutre de la machine est noté z' . La tension d'enroulement n est donc la différence entre la tension de bras et la tension du point z' (la référence de potentiel, située au point milieu de la source de tension continue, étant noté z comme montré par la figure IV.19). Formellement, il vient :

$$v_{w,n} = v_{leg,n} - v_{z'z} \quad (IV.102)$$

Compte tenu de l'hypothèse relative aux potentiels de bras sinusoïdaux (IV.99), la somme des N tensions de bras est nulle. Il en résulte l'expression suivante pour le potentiel de neutre z' :

$$v_{z'z} = -\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} v_{w,n} \quad (IV.103)$$

Dans (IV.103), en régime alternatif, le terme de droite est l'opposé de la tension homopolaire de la machine, notée v_{homo} . La tension de l'enroulement n est donc :

$$v_{w,n} = v_{leg,n} + v_{homo} \quad (IV.104)$$

En d'autres termes, le couplage étoile fait monter le potentiel de neutre de la machine à l'opposée de la tension homopolaire (ou de façon équivalente, fait monter le potentiel du point milieu de la source continue à la tension homopolaire). Le couplage étoile compense la tension homopolaire, ce qui interdit le développement de courants homopolaires. La relation (IV.104) montre que la tension d'enroulement est limitée par la tension de bras, c'est-à-dire qu'elle est systématiquement limitée par le calibre en tension de l'interrupteur.

IV.2.4.3 Couplage polygonal d'indice d

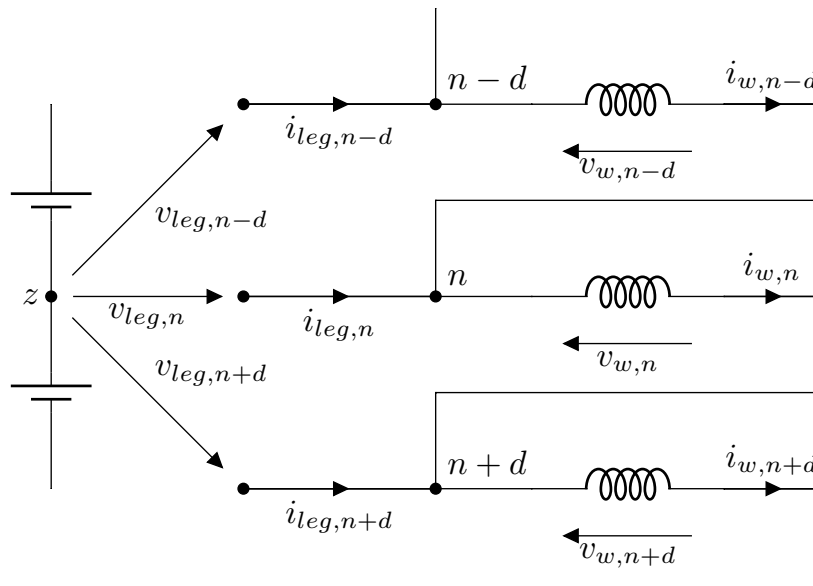


FIGURE IV.20 — Représentation des grandeurs de bras et d'enroulement pour un couplage polygonal d'indice d

Le couplage polygonal d'indice d avec d entier naturel compris entre 1 et $N - 1$ consiste à connecter le bras n à l'entrée de l'enroulement n (conformément à la définition du bras numéro n) et le bras $n + d$ (modulo N) à la sortie de l'enroulement n . Cela implique que le bras n est également connecté à la sortie de la phase $n - d$ (modulo N). La figure IV.20 illustre cette situation. Dans ce cas, la tension de l'enroulement n est donc :

$$v_{w,n} = v_{leg,n} - v_{leg,n+d} \quad (\text{IV.105})$$

Si la relation (IV.99) reportant l'évolution sinusoïdale de la tension de bras est injectée dans (IV.105), la tension d'enroulement n s'exprime :

$$v_{w,n} = 2 \sin\left(\frac{\pi}{N} du\right) V_{leg} \sqrt{2} \cos\left(\theta_e + \delta_V + \frac{2\pi}{N} nu + \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{N} du\right) \quad (\text{IV.106})$$

Le couplage polygonal d'indice d implique, par application de la loi des noeuds au point n , l'expression suivante pour le courant de bras n :

$$i_{leg,n} = i_{w,n} - i_{w,n-d} \quad (\text{IV.107})$$

Selon (IV.100), le courant d'enroulement est supposé sinusoïdal. Ainsi, le courant de bras

(IV.107) prend la forme suivante :

$$i_{leg,n} = 2 \sin\left(\frac{\pi}{N} du\right) I_w \sqrt{2} \cos\left(\theta_e + \delta_I + \frac{2\pi}{N} nu + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N} du\right) \quad (IV.108)$$

Pour le couplage polygonal d'indice d , avec l'hypothèse de fonctionnement de la machine polyphasée avec une seule séquence u , selon (IV.106), la tension crête d'enroulement $V_{w,max}(u)$ peut s'exprimer en fonction de la tension crête de bras $V_{leg}\sqrt{2}$:

$$V_{w,max}(u) = 2 \left| \sin\left(\frac{\pi}{N} du\right) \right| V_{leg}\sqrt{2} \quad (IV.109)$$

De même, selon (IV.108), le courant crête d'enroulement $I_{w,max}(u)$ peut s'exprimer en fonction du courant crête de bras $I_{leg}\sqrt{2}$:

$$I_{w,max}(u) = \frac{I_{leg}\sqrt{2}}{2 \left| \sin\left(\frac{\pi}{N} du\right) \right|} \quad (IV.110)$$

Les relations (IV.109) et (IV.110) montrent que le couplage polygonal permet, par changement adéquat de séquence d'alimentation, d'amplifier la tension ou le courant d'enroulement, c'est-à-dire de faire fonctionner la machine avec des tensions ou courants dépassant les calibres des interrupteurs de puissance. Un tel effet ne peut être obtenu avec le couplage étoile, comme montré par les relations (IV.101) et (IV.104).

IV.2.4.4 Applications avec changement physique de couplage

Le changement physique de couplage nécessite l'intégration au bobinage de la machine d'interrupteurs dédiés (contacteurs) permettant la commutation. Cette solution est applicable à une machine triphasée. Le couplage étoile favorise l'exploitation du calibre en courant des interrupteurs, c'est-à-dire que le courant d'enroulement peut atteindre la limite en courant imposé par le convertisseur, au bénéfice du couple. Le couplage triangle favorise l'exploitation du calibre en tension, c'est-à-dire la que tension d'enroulement peut atteindre la limite en tension imposée par le convertisseur, au bénéfice de la montée en vitesse. Le tableau IV.5 précise les rapports en tensions et en courants pour les deux couplages.

Couplage	Rapport $V_{w,max}/V_{leg,max}$	Rapport $I_{w,max}/I_{leg,max}$
Etoile	1	1
Triangle	$\sqrt{3} = 1.73$	$1/\sqrt{3} = 0.58$

TABLE IV.5 — Machine triphasé en commutation étoile/triangle

Pour une machine pentaphasée, le changement physique de couplage permet aussi d'étendre la caractéristique couple/vitesse à puissance de convertisseur donnée. Dans [108], une machine 5-phase à aimants enterrés et force électromotrice sinusoïdale est alimentée par un convertisseur à 5 bras et un ensemble d'interrupteurs permettant de modifier le couplage : le couplage étoile est utilisé pour la basse vitesse, le couplage pentacle (correspondant à polygonal avec indice $d = 2$ selon la nomenclature choisie ici) est activé pour la haute vitesse et le couplage pentagone (polygonal, $d = 1$) peut être opéré en régime intermédiaire. Le tableau IV.6 reporte les différents rapports en tensions et courants selon le couplage choisi.

Couplage	Rapport $V_{w,max}/V_{leg,max}$	Rapport $I_{w,max}/I_{leg,max}$
Etoile	1	1
Pentagone ($d = 1$)	1.17	0.85
Pentacle ($d = 2$)	1.9	0.53

TABLE IV.6 — Machine 5-phase en commutation étoile/pentagone/pentacle

En résumé, le changement physique de couplage requiert des interrupteurs spécifiques (contacteurs dédiés aux changements de configuration) et exploite généralement une seule polarité.

IV.2.4.5 Applications sans changement physique de couplage

Les deux exemples précédemment traités nécessitent une commutation physique de couplage. Cependant, les interrupteurs spécifiques ajoutés aux enroulements de la machine complexifie le système tant sur le plan matériel que logiciel (les transitions d'un couplage à l'autre doivent être correctement réalisées). Par ailleurs, il peut être noté que les rapports en tension et courant affichés dans les tableaux IV.5 et IV.6 le sont pour l'unique séquence $u = 1$, celle générant normalement la polarité p de la machine. Pour une machine triphasée, ne pouvant travailler qu'avec une seule polarité, ceci est normal. Par contre, dans le cas d'une machine pentaphasée, cela est plus discutable. En fait, dans [108], la machine pentaphasée étudiée produit le couple avec une seule séquence d'alimentation : en d'autres termes, de façon classique, la machine fournit le couple à l'aide d'un seul harmonique d'espace, c'est-à-dire d'une seule polarité magnétique. Cependant, comme cela est établi dans la section IV.2.3, les machines polyphasées, si particulièrement conçues, ont la possibilité de générer le couple avec plusieurs séquences d'alimentation. Cette propriété constitue la base du brevet *CHORUS* [109] (*Chorus Meshcon motor*).

Concrètement, pour un couplage polygonal donné alimentant une MASC polyphasée apte à fonctionner sous différentes polarités magnétiques, le changement de séquence d'alimentation permet d'activer une polarité de la machine (comme cela est montré par la figure IV.18), ce qui revient à changer les limites en couple et en vitesse de la machine (par rapport aux calibres des interrupteurs statiques). Cette solution permet d'étendre la caractéristique couple/vitesse à puissance de convertisseur donnée, sans recourir à des changements physiques de couplage. Le tableau IV.7 illustre le principe pour une machine pentaphasée avec un couplage polygonal d'indice $d = 2$. La séquence 1, correspondant à la polarité p , permet de maximiser la tension appliquée à la machine, au bénéfice de la vitesse alors que la séquence 3, correspondant à la polarité $3p$, maximise le courant transmis à la machine, au bénéfice du couple.

Séquence u	Rapport $V_{w,max}/V_{leg,max}$	Rapport $I_{w,max}/I_{leg,max}$
1	1.9	0.53
3	1.17	0.85

TABLE IV.7 — Machine 5-phase en couplage polygonal d'indice $d = 2$ (pentacle)

En pratique, pour un bobinage ne générant pas de sous-harmoniques d'espace ($2s_{pp}$ entier), plus le nombre de phases est grand, plus les ondes générées par les séquences u d'ordre bas sont proches de la sinusoïde (la séquence u générant up en harmonique d'espace principal et $(N - u)p$ en premier harmonique d'espace, propriété constatée sur la figure IV.18a pour la machine 60-phase à bobinage dentaire). Ainsi, les machines polyphasées à induction exploitent

ce principe de commutation présentent un nombre de phases élevé (17 dans [109]) et exploitent un certain nombre de basses séquences (typiquement de 2 à 4).

IV.2.5 Bilan

IV.2.5.1 Synthèse

Pour une machine polyphasée à force magnétomotrice non sinusoïdale, calibrer les interrupteurs statiques depuis le facteur de puissance est strictement incorrect : les facteurs de crête en tension et en courant sont les paramètres à considérer pour minorer les calibres. Il apparaît que le convertisseur statique est d'autant mieux utilisé qu'il est spécifié pour des facteurs de crête en tension et en courant faibles. Généralement, par rapport aux machines triphasées, les machines polyphasées par leur aptitude naturelle à fonctionner avec des formes d'onde s'approchant du signal carré peuvent améliorer le taux d'utilisation de l'onduleur.

A volt-ampères de convertisseur donnés, l'utilisation optimale des différentes séquences d'alimentation disponibles doit permettre une extension de la plage de vitesse. Ainsi, pour une MSAD polyphasée, l'utilisation simultanée de plusieurs séquences (injection de plusieurs harmoniques de courant) améliore le taux d'utilisation de l'onduleur et étend la plage de vitesse. Cette propriété doit se vérifier avec les MASC. Cependant, ces dernières se montrent sensiblement plus adaptées à l'alimentation mono-séquence, c'est-à-dire à la commutation électronique de pôles, du fait de la capacité de la cage à répliquer les polarités du champ d'induit. Quel que soit le type de machines, l'augmentation des couplages électriques possibles avec le nombre de phases permet de modifier les limites en tension et en courant de l'onduleur perçues par les enroulements de la machine : une extension significative de la caractéristique couple/vitesse est alors possible par changement de couplage. Une MASC conçue pour la commutation électronique de pôles, avec un couplage polygonal adapté, pourrait alors développer un couple très élevé à basse vitesse (par amplification du courant d'enroulement par rapport au courant de bras) et permettre une montée en vitesse élevée (par amplification de la tension d'enroulement par rapport à la tension de bras).

IV.2.5.2 Perspectives

Optimisation

L'exploration de la plage de vitesse des machines polyphasées nécessite de déterminer les sollicitations optimales des différentes séquences à une vitesse de rotation donnée. Cela suppose donc la formulation et la résolution d'un problème d'optimisation. Pour le calibrage des interrupteurs de puissance, cette partie met en avant l'importance des facteurs de crête qui sont en pratique à considérer dans la formulation du problème. Ainsi, pour un fonctionnement en régime stabilisé, le courant efficace doit être limité : il faut alors s'assurer que le facteur de crête résultant est compatible du courant de bras maximal. De même, pour un fonctionnement en régime transitoire, le courant de bras doit être limité : il faut alors s'assurer que le facteur de crête résultant définisse un courant efficace d'enroulement acceptable (considérant la durée prévue du transitoire). Dans les deux cas, il faut contrôler l'état magnétique de la machine, c'est-à-dire maîtriser les éventuels effets de saturation.

Pour déterminer l'alimentation optimale de la machine en régime établi, il est nécessaire de développer des estimateurs de pertes. Avec l'augmentation de la vitesse et de la fréquence, les pertes par courants induits dans les parties conductrices de la machine devraient devenir

prépondérantes [ThS-3] et doivent donc être évaluées. Les pertes du convertisseur doivent également être évaluées. A cet égard, le cas de la MASC polyphasée à commutation électronique de pôles est singulier puisque vitesse et fréquence évoluent dans un rapport variable selon la polarité engagée. Concernant l'estimation des pertes, un calcul éléments finis couplés à un modèle circuit devrait aboutir à une bonne précision. Cependant, en 2020, le coût calculatoire dans un processus d'optimisation apparaît prohibitif : des techniques d'interpolation sont à développer.

Enfin, au regard de la complexité du problème d'optimisation (non linéaire tant en objectifs qu'en contraintes), la convergence et la précision des solutions peuvent dépendre de l'algorithme utilisé. Relevant plutôt des mathématiques appliquées, des études pourraient être lancées pour classer proprement les problèmes et ainsi choisir les algorithmes les plus adaptés.

Machines Synchrones à Aimants Saillantes

Pour la montée en vitesse à volt-ampères de convertisseur donnés, les machines synchrones à aimants présentant un effet de saillance (rotor à aimants insérés ou enterrés) ont les meilleures aptitudes [95]. Evaluer le potentiel d'une telle machine équipée d'un bobinage polyphasé apparaît naturel. La première difficulté résulte de l'impossibilité d'utiliser la théorie multi-machine pour analyser le fonctionnement de la machine en régime linéaire. En d'autres termes, comme analysé dans la sous-section II.3.3.1, les harmoniques de perméance se projettent dans les bases de Fortescue ou de Concordia (qui ne sont plus des bases propres pour l'application décrivant le couplage magnétique stator-stator) selon des règles qui sont à établir. Des éléments sont disponibles pour une machine 5-phase synchro-reluctante dans [110] et à aimants dans [111]. Un modèle circuit dans les repères de Park $\{\vec{d}_1, \vec{q}_1\}$ et $\{\vec{d}_3, \vec{q}_3\}$ est développé. Si l'onde de perméance est restreinte aux deux premiers harmoniques, les effets de saillance apparaissent sur chacun des plans et un terme de couplage inter-plan peut être exhibé. Des développements analogues sont également proposés dans la thèse d'Hussein Zahr pour caractériser le comportement de la machine 5-phase bi-harmonique à aimants enterrés [ThS-3, RI-11, RI-14]. En perspective, l'objectif est donc de généraliser ces résultats. Il est à noter que, pour une machine à aimants insérés, cette caractérisation pourrait être conduite avec un code de calcul analytique par sous-domaine, comme présenté dans la section III.3.2 et détaillé dans [42].

IV.3 Amélioration de la fiabilité fonctionnelle

La capacité à fonctionner en régime de défauts est souvent présenté comme l'une des grandes caractéristiques des machines polyphasées. Cette partie vise à examiner cette propriété sous un angle déterministe et un angle probabiliste. Le caractère déterministe consiste à supposer le défaut établi et diagnostiqué avec certitude. Ainsi la première section s'inscrit dans le contexte du régime de défaut établi. En cas de défauts de type phases ouvertes, il est montré comment l'augmentation du nombre de phases permet de maintenir un niveau de performances acceptable, notamment par une conception et un contrôle adaptés. Le caractère probabiliste relève du calcul de la fiabilité. Lors de la conception d'un système, la simplicité peut être souhaitée pour maîtriser les coûts de production mais aussi, de façon plus implicite, pour assurer une certaine fiabilité ou confiance (s'appuyant notamment sur le retour d'expérience). A cet égard, augmenter le nombre de phases n'est pas naturel puisque cela singularise, complexifie le convertisseur électromécanique. En estimer la fiabilité apparaît donc nécessaire,

notamment pour rechercher le compromis entre deux augmentations *a priori* antagonistes en termes de fiabilité : la complexité et la reconfigurabilité. Cette problématique est abordée dans la deuxième section dont la plupart des résultats sont établis lors de la thèse de Christophe Olmi [ThS-4]. Enfin, la dernière section établit une synthèse et propose des perspectives de recherche visant à quantifier et améliorer la fiabilité des machines polyphasées.

IV.3.1 Fonctionnement en régime de défaut de phases ouvertes

Le défaut de phase ouverte est supposé aboutir à la circulation d'un courant nul sur l'enroulement de phase considéré. Dans cette section, le régime de défaut de phases ouvertes est supposé établi et diagnostiqué. L'objectif est alors de reconfigurer la commande en courants sur les phases résiduelles pour maintenir un certain niveau de performances. Pour une machine polyphasée, la première sous-section montre comment les degrés de liberté en termes de commande permettent de limiter l'impact d'un ou plusieurs défauts de type phase ouverte sur la régularité du champ tournant et la qualité du couple. Dans la deuxième sous-section, il est choisi de détailler la stratégie de MTPA généralisée appliquée aux MSAD, commande simple d'implémentation et fermant le problème visant à déterminer la meilleure reconfiguration MTPA à basse vitesse, en modes sain et dégradés, si la machine se comporte linéairement. Enfin, elle est expérimentalement appliquée à la MSAD 7-phase bi-harmonique [CI-28, RI-17].

IV.3.1.1 Analyse

Pour des machines asynchrones, la référence [112] propose des stratégies de reconfiguration en cas de défaut de phases ouvertes. Reposant sur une hypothèse de bobinage sinusoïdalement distribué, le principe consiste à choisir une commande sinusoïdale en courant générant une onde de force magnétomotrice sinusoïdale en minimisant les pertes Joule. En pratique, compte tenu de l'hypothèse sur la distribution de bobinage, cela revient à imposer une évolution sinusoïdale temporelle à la première composante de Fortescue (soit $\vec{f}_{s,1}^N$) du courant, ou, de façon équivalente, à imposer une évolution sinusoïdale aux courants du plan propre principal $\{\vec{\alpha}_1, \vec{\beta}_1\}$. Si le courant efficace I_s est ciblé à la pulsation ω , cet objectif s'écrit :

$$\left\langle \vec{i}_s^N, \vec{f}_{s,1}^N \right\rangle_{\mathbf{B}_s^N} = \sqrt{\frac{N}{2}} I_s e^{j\omega t} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{i_n}{\sqrt{N}} e^{j\frac{2\pi}{N}n} \quad (\text{IV.111})$$

Si la phase 0 est supposée en défaut de phase ouverte, la relation (IV.111) peut être précisée :

$$\sqrt{\frac{N}{2}} I_s e^{j\omega t} = \sum_{n=1}^{N-1} \frac{i_n}{\sqrt{N}} e^{j\frac{2\pi}{N}n} \quad (\text{IV.112})$$

Par séparation des parties réelles et imaginaires, la relation (IV.111) impose deux équations pour $N - 1$ courants libres *a priori*, voire $N - 2$ en cas de couplage étoile imposant la nullité de la composante homopolaire. Le système est donc sur-déterminé. Cette sur-détermination est d'autant plus grande que le nombre de phases est élevé. Cela signifie aussi que la machine peut être reconfigurée avec plusieurs défauts de phase ouverte. Théoriquement, du point de vue du fondamental de l'onde de champ tournant, $N - 2$ défauts peuvent être compensés en bobinage ouvert (alimentation par un onduleur monophasé) et $N - 3$ défauts peuvent être

compensés en cas de couplage étoile (alimentation par un onduleur en pont).

Cette sur-détermination est exploitée dans [113] pour une machine asynchrone à 5 phases. Sous hypothèse de distribution sinusoïdale du bobinage, des commandes en courant compensant un, deux et trois défauts de phase ouverte (ce dernier sous hypothèse de neutre accessible) sont calculés et testés expérimentalement. Il est à noter que ces stratégies de reconfiguration sont utilisées dans [CI-20] pour estimer les taux de défaillance de l'onduleur dans les différents régimes dégradés.

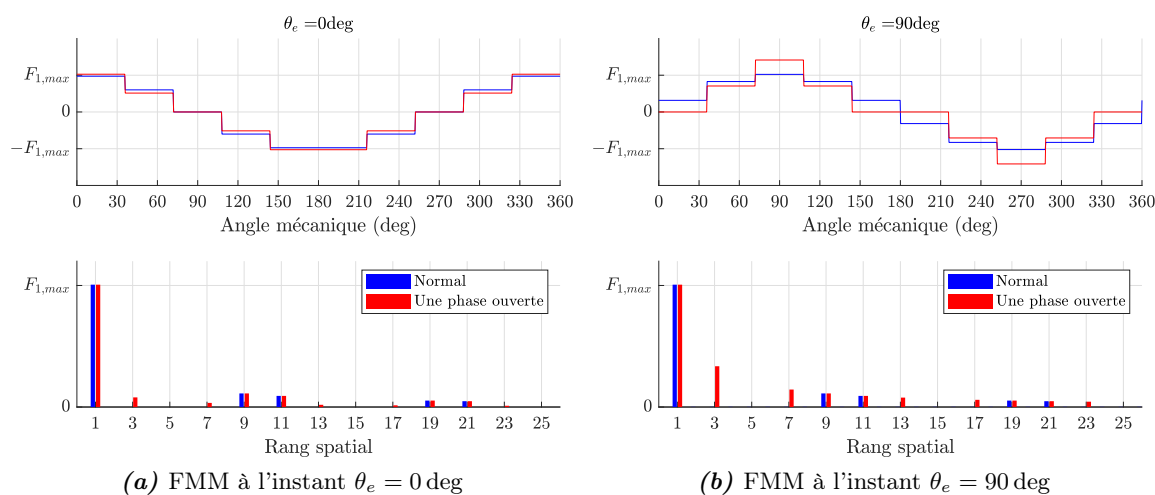


FIGURE IV.21 — Ondes de FMM pour un bobinage concentré diamétral à $s_{pp} = 1$, 5-phase et 1 paire de pôles selon commandes calculées dans [113]

Inévitablement, les commandes en courant résultantes excitent les autres composantes de Fortescue (en l'occurrence le plan secondaire $\{\vec{f}_{s,2}^5, \vec{f}_{s,3}^5\}$, les commandes compensant un et deux défauts ne comprenant pas de composantes homopolaires). Cet effet est illustré par la figure IV.21 représentant les ondes de FMM pour un bobinage concentré diamétral 5-phase à deux instants distincts (0 degré électrique en figure IV.21a et 90 degrés électrique en figure IV.21b) en mode normal et avec une phase en défaut. En défaut, la commande maintient bien constante la progression de l'onde dans le plan principal $\{\vec{f}_{s,1}^5, \vec{f}_{s,4}^5\}$ caractérisé par les harmoniques $|F_1| = |1 + 5\mathbb{Z}|$. Par contre, le plan $\{\vec{f}_{s,2}^5, \vec{f}_{s,3}^5\}$, caractérisé par les harmoniques $|F_3| = |3 + 5\mathbb{Z}|$, est allumé de façon irrégulière. Ces excitations non souhaitées sont susceptibles d'induire des courants au rotor à l'origine de phénomènes indésirables (pertes additionnelles, couples parasites). Généralement, ces effets parasites sont atténués si le bobinage est suffisamment distribué (la réduction du coefficient de bobinage d'ordre 3 étant proportionnellement reportée dans la mutuelle inductance d'ordre 3 entre le rotor et le stator, conformément à (IV.25)) mais il semble tout de même difficile de les négliger *a priori* pour une machine à cage. Finalement, dans [113], il semble que les commandes proposées aient été choisies sans chercher à limiter ou contrôler l'allumage des modes secondaires.

Dans [114], cette contrainte est prise en compte lors de la définition de commandes de reconfiguration sur défauts de phase ouverte pour une MSAP 7-phase. Par rapport à la MASC, le rotor ne recopiant pas les polarités du champ statorique sur une MSAP, les interactions entre les polarités statoriques et rotoriques sont *a priori* plus facilement contrôlables. L'article [114] montre comment tirer partie de cette propriété, tout particulièrement si la machine 7-

phase est conçue pour maintenir un bon niveau de performances en régime dégradé (ici, un ou deux défauts de phase ouverte). Pour la MSAP 7-phase dont la force électromotrice contient le fondamental et l'harmonique trois essentiellement, des commandes MTPA en régime nominal, avec une phase ouverte et avec deux phases ouvertes sont calculées en spécifiant des courant sinusoïdaux pour les plans propres principal $\{\vec{\alpha}_1, \vec{\beta}_1\}$ et secondaire $\{\vec{\alpha}_3, \vec{\beta}_3\}$. L'idée consiste à utiliser les courants du troisième plan propre $\{\vec{\alpha}_5, \vec{\beta}_5\}$ en variables d'ajustement pour tenir les objectifs sur les courants principaux et secondaires. Pour cette machine, le rotor à aimants ayant la particularité de renvoyer très peu de flux vers le troisième plan propre, la circulation de courant sur ce plan est théoriquement sans incidence sur le couple.

IV.3.1.2 Stratégie MTPA généralisée pour MSAD polyphasés

Décrite dans [7], la commande MTPA généralisée est adaptée aux machines à aimants déposés en surface. Particulièrement sobre dans sa formulation et simple dans son implémentation pratique, cette commande est théoriquement apte à générer un couple constant quel que soit le nombre de défauts de phase ouverte (en supposant un comportement magnétique linéaire et en négligeant les limites statiques et dynamiques de l'onduleur). La commande en courant est directement calculée de l'expression du couple synchrone comme produit scalaire du flux du aux aimants par le courant statorique. Le principe consiste à maintenir le vecteur courant co-linéaire à la force électromotrice à tout instant. L'originalité et la force de la méthode résident dans l'introduction du vecteur force électromotrice accessible, vecteur adaptant simplement, à tout instant, la valeur de ses composantes au nombre de phases disponibles et ne comportant pas de composantes homopolaires si le couplage électrique ne permet pas d'en imposer (cas du couplage étoile).

Le vecteur force électromotrice élémentaire accessible est noté $\vec{\varepsilon}_{acc}^N$. Sa construction nécessite l'introduction du vecteur \vec{a}^N indiquant la disponibilité des phases (état structural de l'ensemble enroulement-bras des phases). Dans la base naturelle, la composante n de \vec{a}^N vaut 1 si la phase n est disponible, 0 si la phase n est en défaut de circuit ouvert. Le nombre de phases disponibles n_{safe} est la somme des composantes a_n du vecteur \vec{a}^N . Ce nombre de phases disponibles peut par exemple s'exprimer comme le produit scalaire de \vec{a}^N avec le vecteur $\vec{1}^N$, vecteur dont toutes les composantes valent un (il s'agit donc d'un vecteur homolaire) :

$$n_{safe} = \left\langle \vec{a}^N, \vec{1}^N \right\rangle_{\mathbf{B}_s^N} \quad (\text{IV.113})$$

Le vecteur force électromotrice élémentaire accessible $\vec{\varepsilon}_{acc}^N$ dépend du vecteur force électromotrice élémentaire $\vec{\varepsilon}^N$ et du vecteur \vec{a}^N . Comme précisé, il est choisi de construire le vecteur force électromotrice accessible de sorte que sa dimension reste égale au nombre de phases N quel que soit le nombre de phases disponibles. Il en résulte l'expression suivante pour le vecteur force électromotrice accessible dans la base naturelle :

$$\left[\vec{\varepsilon}_{acc}^N \right]_{\mathbf{B}_s^N} = \left[\text{diag} \left(\left[\vec{s}^N \right]_{\mathbf{B}_s^N} \right) \right] \left[\vec{\varepsilon}^N \right]_{\mathbf{B}_s^N} - \frac{\left\langle \vec{s}^N, \vec{\varepsilon}^N \right\rangle_{\mathbf{B}_s^N}}{\left\langle \vec{s}^N, \vec{1}^N \right\rangle_{\mathbf{B}_s^N}} \left[\vec{a}^N \right]_{\mathbf{B}_s^N} \quad (\text{IV.114})$$

Pouvant être codée en un minimum d'opérations, l'expression (IV.114) est adaptée à l'implémentation temps réel [RI-17, CI-36]. La relation suivante précise la valeur de la composante n du vecteur $\vec{\varepsilon}_{acc}^N$ dans la base naturelle :

$$\left\langle \vec{\varepsilon}_{acc}^N, \vec{b}_n^N \right\rangle_{\mathbf{B}_s^N} = a_n \left(\varepsilon_n - \frac{\sum_{k=0}^{N-1} s_k \varepsilon_k}{\sum_{k=0}^{N-1} s_k} \right) \quad (\text{IV.115})$$

La relation (IV.115) montre, d'une part, que la composante n vaut zéro si la phase n est en défaut et, d'autre part, que la somme des composantes vaut zéro (annulation de la composante homopolaire). A tout instant, le couple électromagnétique est le produit scalaire du courant par la force électromotrice élémentaire accessible :

$$T = \left\langle \vec{\varepsilon}_{acc}^N, \vec{i}_s^N \right\rangle_{\mathbf{B}_s^N} \quad (\text{IV.116})$$

Si le vecteur courant est choisi co-linéaire au vecteur force électromotrice élémentaire accessible, le rapport couple sur Ampère est maximisé (MTPA). Ainsi, si le couple T_{ref} est ciblé, le vecteur courant s'exprime comme suit :

$$\vec{i}_{s,ref}^N = \frac{T_{ref}}{\left\langle \vec{\varepsilon}_{acc}^N, \vec{\varepsilon}_{acc}^N \right\rangle_{\mathbf{B}_s^N}} \vec{\varepsilon}_{acc}^N \quad (\text{IV.117})$$

Si la force électromotrice est correctement estimée et que la machine se comporte linéairement, la tenue du courant spécifié par (IV.117) aboutit à un couple à la fois maximal et constant (si la consigne de couple est temporellement invariante). La stratégie de contrôle (IV.117) est relativement simple à implémenter et rejette efficacement les défauts de phase ouverte [7].

IV.3.1.3 Application à une MSAD polyphasée bi-harmonique

Cette commande MTPA généralisée est implantée sur la MSAD 7-phase bi-harmonique [CI-28, RI-17]. Les évaluations en régime de défaut de phase ouverte sont en partie reportées dans [CI-36]. Par rapport à l'approche originale décrite dans [7], au delà de la preuve expérimentale de la capacité de la MSAD 7-phase bi-harmonique à fonctionner en régime de défauts de phase ouverte, l'objectif est :

- d'étudier l'influence de l'estimation de la force électromotrice sur les performances,
- de montrer qu'une régulation en courant du type PI dans les différents plans de Park peut suffire.

L'implémentation de la relation (IV.114) nécessite une estimation de la force électromotrice. En pratique, un vecteur fem élémentaire estimée, noté $\vec{\varepsilon}_{com}^N$, est utilisé pour calculer à tout instant les courants de référence selon la relation (IV.117). Si les forces électromotrices de phase sont parfaitement équilibrées, le vecteur fem élémentaire estimée peut être générée à partir de la décomposition en série de Fourier de la fem d'une phase (décomposition devant être préalablement calculée par analyse de la tension à vide par exemple).

Ainsi la fem estimée est calculée avec un série particulière d'harmoniques listés dans H^{com} :

$$\overrightarrow{\varepsilon}_{com}^N(\theta_e) = \sum_{h \in H^{com}} 2\Re \left\{ \widehat{(\varepsilon_{com})}_h e^{jh\theta_e} \sqrt{N} \overrightarrow{f}_h^N \right\} \quad (\text{IV.118})$$

Dans (IV.118), $\widehat{(\varepsilon_{com})}_h$ est donc l'estimation du coefficient de Fourier complexe d'ordre h pour la fem élémentaire. Pratiquement, l'expression (IV.118) remplace le vecteur force électromotrice élémentaire $\overrightarrow{\varepsilon}^N$ dans (IV.114).

La fem étant normalement anti-périodique (par symétrie polaire), H^{com} ne contient que des harmoniques de rang impair. La MSAD 7-phase étant composée de trois machines fictives (ou plans propres), les quatre listes suivantes correspondent aux stratégies de contrôle multimachine MTPA introduites dans la sous-section IV.2.1.3 (et généralement décrites dans la sous-section IV.1.1.2) :

- $H^{com} = \{1\}$ correspond à la commande h1,
- $H^{com} = \{3\}$ correspond à la commande h3,
- $H^{com} = \{1, 3\}$ correspond à la commande h1h3 (commande nominale pour la MSAD 7-phase),
- $H^{com} = \{1, 3, 5\}$ correspond à la commande h1h3h5.

En régime normal, selon (IV.117), ces quatre commandes spécifient un courant sinusoïdal (éventuellement nul) pour les trois machines fictives, c'est-à-dire des courants de Park temporellement invariants. En régime de défaut de phases ouvertes, selon (IV.117), les composantes de Park vont devenir temporellement variables. Cependant, les régulateurs n'ont pas à être modifiés : une structure de type PI peut suffire. Par contre, si la liste H^{com} contient des harmoniques d'ordre supérieur à 5 (typiquement, le 9, le 11, le 13), alors les références de Park sont temporellement variables tant en régime normal qu'en régime de défauts. La commande est véritablement MTPA si H^{com} contient tous les harmoniques de la fem élémentaire. Cependant, les régulateurs doivent être en mesure de suivre une consigne très fluctuante et l'onduleur doit appliquer les modulantes avec un minimum de retard.

En pratique, les références en courant ne pourront être suivies en raison des limitations matérielles et logicielles (bande passante des capteurs, saturations, limites statiques et dynamiques des interrupteurs, augmentation charge calculatoire temps réel notamment). En d'autres termes, une référence trop riche fréquemment générerait un bruit de commande. Réduire la bande fréquentielle des courants de référence et l'effort calculatoire temps réel doit permettre de limiter cet effet. Pratiquement une solution consiste à restreindre la liste H^{com} aux harmoniques bas, en l'occurrence les harmoniques 1 et 3 (commande h1h3), voire 1, 3 et 5 (commande h1h3h5) pour la MSAP 7-phase. Il faut cependant préciser que la MSAP 7-phase a été conçue des sorte à générer trois tensions fictives sinusoïdales, ce qui signifie que choisir $H^{com} = \{1, 3, 5\}$ mène à une estimation relativement précise de la fem élémentaire.

La figure IV.22 présente quelques résultats expérimentaux obtenus en implantant la stratégie (IV.117) avec deux estimations de fem différentes :

- l'une où $H^{com} = \{1, 3\}$ dans (IV.118), ce qui correspond à la commande h1h3 et dont les résultats en courants de phase et couple électromagnétique sur défauts de phase ouverte sont présentés par les figures IV.22a et IV.22b respectivement,

- l'une où $H^{com} = \{1, 3, 5\}$ dans (IV.118), ce qui correspond à la commande h1h3h5 et dont les résultats en courants de phase et couple électromagnétique sur défauts de phase ouverte sont présentés par les figures IV.22c et IV.22d respectivement.

Il apparaît que la commande h1h3h5 permet un meilleur rejet du défaut de phase ouverte. D'une part, le taux d'ondulation en couple (TRL, *Torque Ripple Level*) est significativement réduit (cf. figures IV.22b et IV.22d). D'autre part, le courant crête est également atténué (cf. figures IV.22a et IV.22c). Dans [CI-36], il est notamment montré qu'une commande où tous les harmoniques de fem seraient considérés dans l'estimation (IV.118) n'apportent aucune amélioration. Dans tous les cas, la régulation est assurée par des correcteurs PI et les modulantes sont appliquées par modulation intersective.

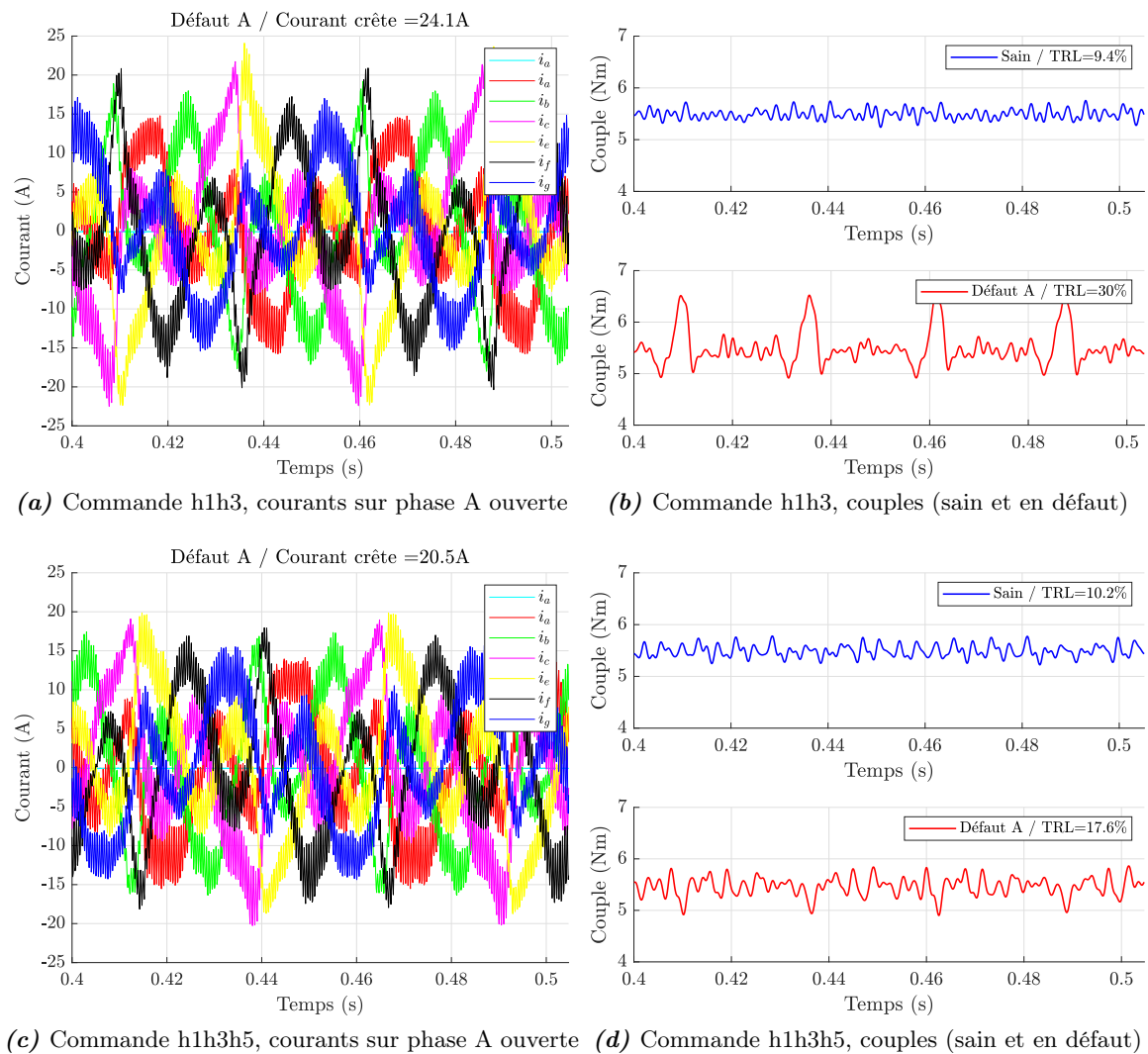


FIGURE IV.22 — Courants et en couples expérimentaux de la MSAP 7-phase sur défaut de phase ouverte avec implémentation de la stratégie MTPA généralisée (IV.117) en commandes h1h3 et h1h3h5 (5.5Nm à 570rpm)

IV.3.2 Quantification de la fiabilité du convertisseur électromécanique polyphasé

Cette section ébauche une méthode visant à quantifier la fiabilité d'une machine polyphasée alimentée par onduleur de tension. L'objectif est de comparer plusieurs structures polyphasées dans un champ d'hypothèses simplificatrices bien précis. Ainsi, les estimations de fiabilité ne peuvent être considérées absolument (c'est-à-dire individuellement, sans référence aux autres). En d'autres termes, l'idée est de développer un outil d'aide à la décision, permettant au concepteur d'arbitrer des choix de structure. Dans la première sous-section, les concepts de fiabilités fonctionnelle et structurelle sont introduits et appliqués à la machine polyphasée. La deuxième sous-section précise la méthode d'estimation de la fiabilité et en illustre par un exemple très simplifié la finalité recherchée. La troisième sous-section rapporte les contributions de la thèse de Christophe Olmi [ThS-4] à cette problématique. Enfin, la dernière sous-section reporte des études de cas visant à évaluer l'intérêt d'augmenter le nombre de phases pour un moteur de propulsion navale et pour une génératrice hydrolienne.

IV.3.2.1 Problématique

Il est communément admis que l'augmentation du nombre de phases améliore le potentiel de l'ensemble convertisseur-machine à fonctionner dans un état structurellement non intègre [115, 2, 116]. Théoriquement, la génération d'un champ tournant unidirectionnel requiert la disponibilité de deux bobines spatialement non alignées (idéalement en quadrature) et électriquement indépendantes. En cas d'indisponibilité d'une ou plusieurs phases (phases ouvertes), cette condition peut être assurée d'autant plus facilement que le nombre de phases de la machine est élevé. Les phases d'une machine polyphasée peuvent alors être considérées comme des éléments redondants actifs pour la fonction de conversion électromécanique. Cependant, un grand nombre de phases augmente la complexité de l'ensemble convertisseur-machine, ce qui se traduit *a priori* par une dégradation de la fiabilité structurelle. Cette dégradation potentielle de la fiabilité induite par l'augmentation du nombre de phases est mise en avant et quantitativement analysée dans [117]. En supposant chaque phase alimentée par un onduleur monophasé, les défauts de phase régis par un processus de Poisson et en admettant la machine fonctionnelle avec une phase au plus en défaut, il est conclu que la sensibilité de la fiabilité aux valeurs des taux de défaillance est telle qu'il n'est pas possible de conclure à l'avantage du polyphasé. Finalement, en fonction de l'application, le concepteur doit rechercher un compromis entre l'amélioration de la fiabilité fonctionnelle et la dégradation de la fiabilité structurelle [118].

La figure IV.23 schématise qualitativement cette notion de compromis. En abscisse, la grandeur structure précise le niveau d'intégrité du système. Pour une machine polyphasée, l'état intègre peut correspondre à la disponibilité de toutes les phases, un état non intègre à l'indisponibilité d'une ou plusieurs phases (défauts de phase ouverte) et l'état de panne à l'indisponibilité d'un nombre de phases trop élevé pour permettre la conversion électromécanique. En ordonnée, la grandeur fonction précise l'aptitude du système à satisfaire le service. Par exemple, pour une machine polyphasée, le service est totalement satisfait si la puissance nominale est disponible, le service est dégradé si seule une fraction de la puissance nominale est disponible et le service n'est pas satisfait si aucune puissance n'est disponible. Représenté en figure IV.23, un système idéal assure la fonction quel que soit son état structurel. A l'opposé, un mauvais système perd sa capacité fonctionnelle au premier défaut structurel. Le bon système doit permettre une forte tolérance aux défauts de structure, c'est-à-dire préserver une

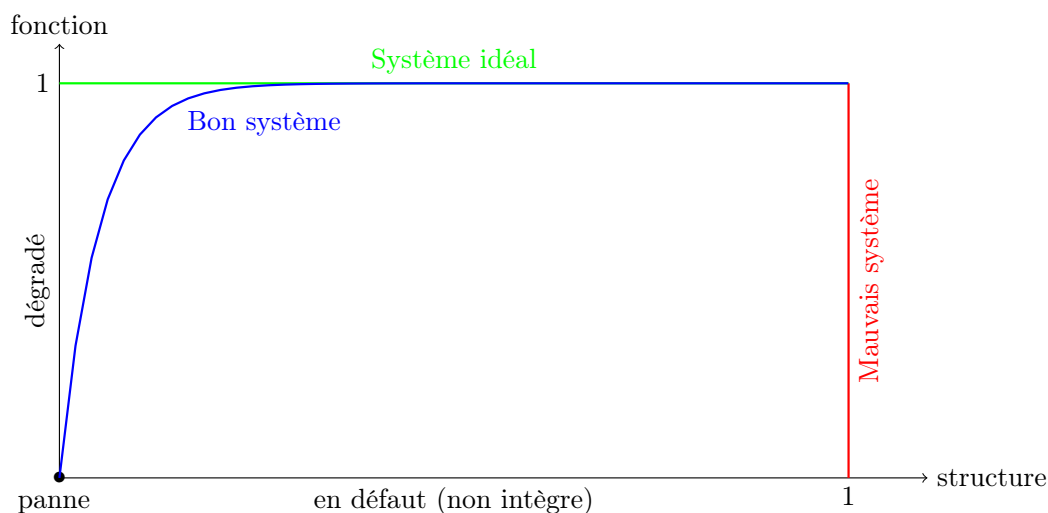


FIGURE IV.23 — Illustration du compromis fiabilités structurelle et fonctionnelle

capacité fonctionnelle, éventuellement dégradée.

Une question de fiabilité appelle généralement une réponse affirmative (ou négative) associée à un taux de confiance, c'est-à-dire à une probabilité. La fiabilité structurelle mesure la probabilité du système d'être dans un état donné (intègre ou sain, non intègre, en panne). La fiabilité fonctionnelle mesure la probabilité du système à pouvoir assurer une fonction donnée. La notion de régime dégradé n'existe que si la réalisation de la fonction peut être graduée, c'est-à-dire si une satisfaction partielle peut être formulée (et acceptée par l'utilisateur). Par exemple, sur un navire, la fonction de propulsion peut être graduée : si le système propulsif est dans un état autorisant l'atteinte de la vitesse maximale, la fonction est totalement satisfaite ; sinon, la fonction est partiellement satisfaite, ce qui correspond à un régime dégradé. Certaines fonctions, les fonctions de sécurité en particulier, ne peuvent être graduées : à tout instant, elles doivent être totalement réalisables. Sur un navire, en cas d'avarie, le principe *Safe Return To Port* peut être imposé par les organismes de certification. Pour le système propulsif, il s'agit d'assurer une navigabilité minimale pendant un certain temps. Cette fonction doit pouvoir être assurée intégralement, à tout instant.

Pour les machines polyphasées, l'idée consiste à considérer les phases (enroulements machine et interrupteurs de puissance) comme des composants placés en parallèle au sens de la fiabilité. Ce principe est illustré par le schéma-bloc fiabilité [119] de la figure IV.24 : il est adapté à une machine à N phases couplées en étoile, alimentée par un onduleur en pont. Le bloc phase n désigne l'enroulement et le bras d'onduleurs pour la phase numéro n : si trois phases ou plus sont disponibles, alors la fonction de conversion électromécanique est réalisable. Dans ce cas, le système est dit à redondance active $3/N$. Il peut être noté que si les phases sont alimentés par des onduleurs monophasés indépendants, alors 2 phases sur N suffisent (redondance active $2/N$).

Cette redondance peut être également définie par rapport aux performances nominales. Dans [120], une machine synchrone à aimants N -phasée doit tenir le point nominal si une phase est indisponible : cette redondance active $N-1/N$ implique un sur-dimensionnement des interrupteurs de puissance et des enroulements de la machine. Néanmoins, ce sur-dimensionnement est d'autant plus faible que le nombre de phases est grand⁸. De même, l'article [115] étudie

8. Il peut être noté que, sur les usines électriques de navire, dans le cas fréquent où n_G générateurs de

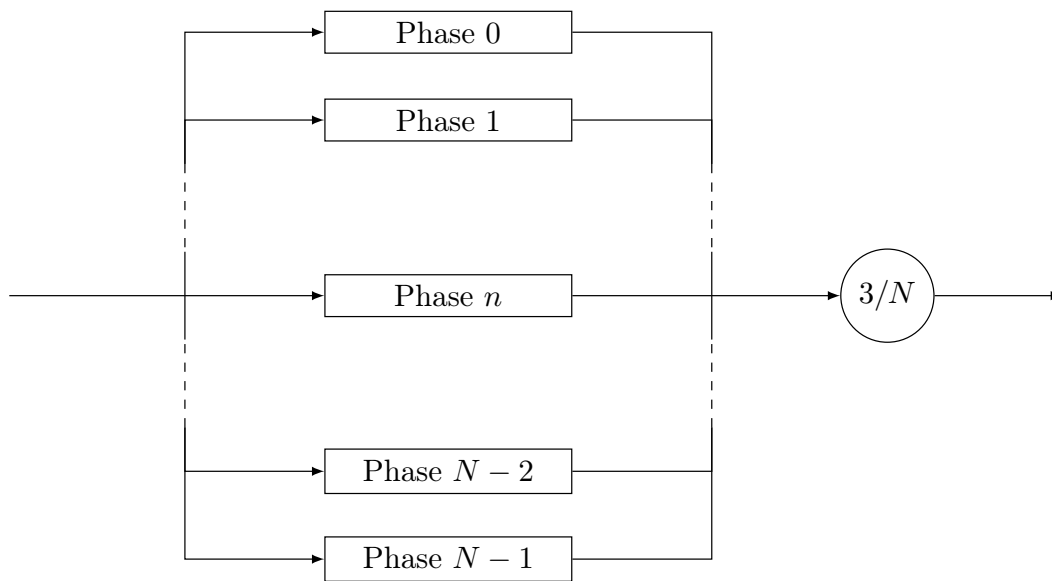


FIGURE IV.24 — Diagramme de fiabilité d'une machine à N phases pouvant « fonctionner » avec 3 phases disponibles (redondance active $3/N$)

le concept de machine asynchrone à cage N -phasée, alimentée par N onduleurs monophasés, capable de fournir les performances nominales avec une phase indisponible. Cette structure d'alimentation est notamment reprise dans [121] traitant de la conception et de la commande d'une machine synchrone à aimants polyphasée (2×13 phases) de propulsion navale. Une attention particulière est portée à la gestion des défauts de type phase ouverte : l'idée est de modifier *a minima* la commande des onduleurs monophasés disponibles.

IV.3.2.2 Approche de résolution

Hypothèses

Cette problématique est abordée dans la thèse de Christophe Olmi [ThS-4]. L'étude concerne spécifiquement les machines synchrones polyphasées à aimants permanents alimentées par onduleur de tensions à deux niveaux, machine couplée en étoile. Les défauts considérés sont supposés pouvoir se ramener à des situations où une ou plusieurs phases ne peuvent plus être alimentées. Ces défauts, dits de phase ouverte, se manifestent par l'absence de courant circulant sur les bobinages des phases en défaut. Les interrupteurs de puissance alimentant les phases en défaut sont alors supposés déconnectés de la machine. Les transitoires liés à l'apparition du défaut, à sa détection et à la reconfiguration ne sont pas étudiés. En d'autres termes, les fonctions de détection, d'isolation du défaut (ouverture de phase) et de reconfiguration sont déclarées sûres (non défaillantes, quelle que soit la structure). Enfin, les systèmes sont considérés non réparables.

Processus de Markov

Comme dans [122, 123], l'état du convertisseur électromécanique polyphasé est représenté par un processus de Markov homogène à état discret et temps continu, ce qui suppose notamment les hypothèses suivantes [119] :

puissance identique sont installés, la détermination de la puissance d'un générateur se fait généralement par hypothèse de redondance active $n_G - 1/n_G$.

- l'état futur dépend seulement du présent (pas de mémorisation du chemin menant à l'état courant),
- la transition d'un état à un autre se réalise en un temps dt et, au plus, une transition a lieu à un instant donné,
- la probabilité de transition d'un état à un autre ne dépend pas du temps (résulte de l'hypothèse d'homogénéité signifiant un mécanisme de transition invariant dans le temps).

Le processus est représenté sous forme de graphe représentant les différents états du système et leurs liens quantifiés par les probabilité de transition. Le processus de Markov permet donc de différencier les mécanismes de transition d'un état à un autre, ce qui doit permettre une meilleure description du comportement du système en état structurellement non intègre (par rapport à une analyse combinatoire d'un bloc diagramme-fiabilité par exemple [122]). La variable d'état $v(t)$ appartient à l'espace d'état Υ fini et dénombrable contenant les différents états possibles. Résoudre le système consiste à estimer la probabilité d'être dans un état donné à tout instant. Concrètement, pour un convertisseur électromécanique polyphasé donné, la chaîne de Markov est construite pour estimer les probabilités d'être dans un état structurel intègre (sain) ou non intègre (défaut), comme illustré par la figure IV.23.

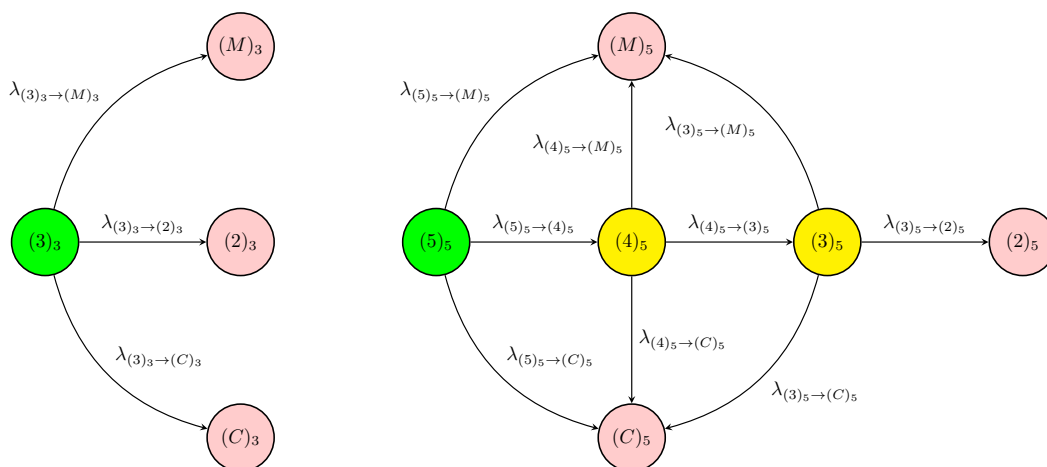


FIGURE IV.25 — Chaînes de Markov pour des machines triphasée (à gauche) et pentaphasée (à droite), couplées en étoile

Cas simplifié didactique : 3-phase contre 5-phase

La figure IV.25 montre les chaînes de Markov permettant d'évaluer la fiabilité de machines triphasée et pentaphasée couplée en étoile. Le cas est très simplifié : seuls les défauts de phases (ensemble enroulement-bras), de condensateurs de lissage et de roulement sont pris en compte. L'espace d'état de la machine triphasée contient 4 états, notés comme suit ⁹ :

$$\Upsilon_3 = \{(3)_3, (2)_3, (C)_3, (M)_3\} \quad (\text{IV.119})$$

9. Les états ainsi écrits doivent être compris comme des étiquettes (objets alphanumériques en termes de programmation). Formellement, chaque état correspond à une valeur du vecteur d'état. Si la première composante du vecteur d'état désigne l'état $(3)_3$, être à l'état $(3)_3$ signifie $[\vec{v}] = [1, 0, 0, 0]^T$.

L'espace d'état de la machine pentaphasée contient 6 états, notés comme suit :

$$\Upsilon_5 = \{(5)_5, (4)_5, (3)_5, (2)_5, (C)_5, (M)_5\} \quad (\text{IV.120})$$

Dans (IV.119) et (IV.120), la signification des éléments est listée ci-dessous :

- le premier élément $(N)_N$ désigne l'état intègre (état sain, aucun défaut de structure) ;
- les deux derniers éléments $(C)_N$ et $(M)_N$ correspondent respectivement à des défauts du condensateur en amont de l'onduleur et de la partie mécanique de la machine ;
- l'état $(2)_N$ signifie que seuls deux phases sont disponibles.

Les trois états non intègres $(C)_N$, $(M)_N$ et $(2)_N$ correspondent à des pannes du convertisseur électromécanique polyphasé (fonction non assurée). La machine 5-phase possède deux états non intègres supplémentaires $(4)_5$ et $(3)_5$ correspondant respectivement à une phase et deux phases en défaut. Strictement, pour deux phases en défaut (état $(3)_5$), il faudrait en fait définir deux états $(3a)_5$ et $(3na)_5$ selon le caractère adjacent ou non adjacent des deux phases indisponibles [CI-20]. Les deux états non intègres $(4)_5$ et $(3)_5$ correspondent à des situation où la fonction de conversion électromécanique peut être réalisée.

Le taux de transition de l'état v_i à l'état v_j (probabilité de transition par unité de temps) est noté $\lambda_{v_i \rightarrow v_j}$. Il est lié aux taux de défaillance des composants à l'origine du changement d'état. Dans le cas très simplifié ici considéré, les taux de transition vers l'état de défaut mécanique $(M)_N$ sont supposés indépendants de l'état précédent. Il en est de même pour les taux de transition vers l'état de défaut de condensateur $(C)_N$. De plus, le taux de défaillance de l'ensemble bras-enroulement est supposé constant, c'est-à-dire indépendant de l'état structurel de la machine. Ces hypothèses simplificatrices très fortes sont résumés ci-dessous (les valeurs numériques des taux de défaillance sont issues de [ThS-4]) :

$$\begin{cases} \lambda_{\rightarrow(M)_N} = \lambda_M \approx 0.058/\text{an} \\ \lambda_{\rightarrow(C)_N} = \lambda_C \approx 0.083/\text{an} \\ \lambda_{(n)_N \rightarrow (n-1)_N} = n \times \lambda_P \approx n \times 0.062/\text{an} \end{cases} \quad (\text{IV.121})$$

A un instant donné, la fiabilité fonctionnelle pour une fonction notée Φ , $R(t, \Phi)$ est la somme des probabilité d'être dans un état structurel noté v_i appartenant à l'ensemble Υ_Φ des états où la fonction Φ peut être réalisée :

$$R(t, \Phi) = \sum_{v_i \in \Upsilon_\Phi} \mathbb{P}(v(t) = v_i) \quad (\text{IV.122})$$

Afin de distinguer les fiabilité structurelles et fonctionnelles pour les convertisseurs électromécaniques triphasée et pentaphasée ici sommairement évalués, trois fonctions sont définies :

- la fonction $P_{100\%}$ visant à délivrer la puissance nominale,
- la fonction $P_{80\%}$ visant à délivrer 80% la puissance nominale,
- la fonction $P_{60\%}$ visant à délivrer 60% la puissance nominale.

La fiabilité fonctionnelle de la fonction $P_{100\%}$ (délivrer la puissance nominale) est la fiabilité structurelle : sans sur-dimensionnement, cette fonction ne peut être satisfaite qu'à l'état

intégré. Pour le système triphasé, une fonction ne peut être réalisée qu'à l'état intègre :

$$R_3(t, P_{100\%}) = R_3(t, P_{80\%}) = R_3(t, P_{60\%}) = \mathbb{P}(v(t) = (3)_3) \quad (\text{IV.123})$$

Par contre, le système pentaphasé est potentiellement capable d'assurer les fonctions en état structurellement non intègre (défauts de phase ouverte) comme formulé ci-après :

$$\begin{aligned} R_5(t, P_{100\%}) &= \mathbb{P}(v(t) = (5)_5) \\ &\leq R_5(t, P_{80\%}) = \mathbb{P}(v(t) = (5)_5) + \mathbb{P}(v(t) = (4)_5) \\ &\leq R_5(t, P_{60\%}) = \mathbb{P}(v(t) = (5)_5) + \mathbb{P}(v(t) = (4)_5) + \mathbb{P}(v(t) = (3)_5) \end{aligned} \quad (\text{IV.124})$$

La figure IV.26 reporte les estimations relative de fiabilité structurelle et fonctionnelle (vis-à-vis des fonctions $P_{60\%}$, $P_{80\%}$ et $P_{100\%}$) pour les systèmes triphasé et pentaphasé. La dégradation de la fiabilité structurelle lorsque le nombre de phases est augmenté est mise en évidence : au bout de deux ans, la probabilité d'être à l'état intègre $((N)_N)$ et de pouvoir assurer la fonction $P_{100\%}$ est environ 23% plus faible avec le système pentaphasé. Par contre, le système pentaphasé améliore la fiabilité fonctionnelle : les fiabilités fonctionnelles relatives à $P_{80\%}$ et $P_{60\%}$ sont augmentées de 30% et 43% respectivement au bout de deux ans.

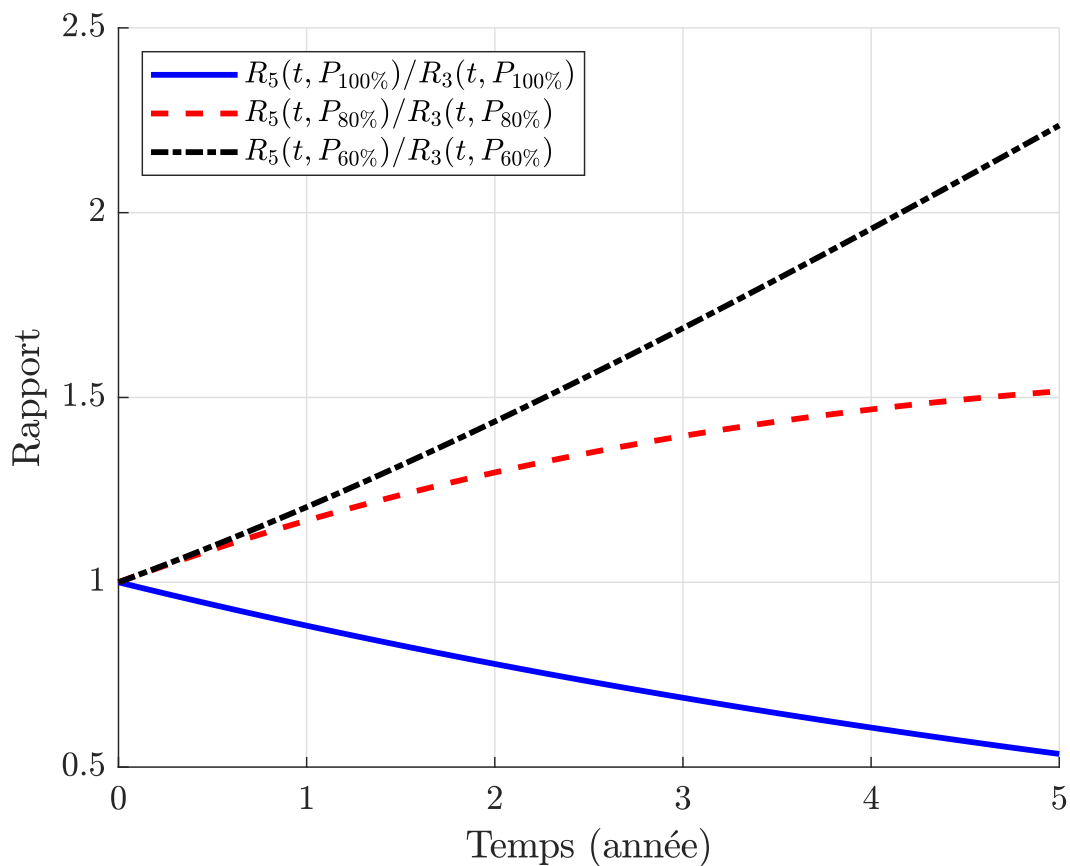


FIGURE IV.26 — Evaluation sommaire des fiabilités structurelles et fonctionnelles des convertisseurs électromécaniques triphasés et pentaphasés (selon les schémas IV.25 et les hypothèses (IV.121))

IV.3.2.3 Contributions

Simple et instructif, l'exemple précédent met en avant les limites de l'approche et, par conséquent, les points à développer. La première limite repose sur la difficulté d'appréciation des résultats : elle suggère le développement du critère de fiabilité-performance. La seconde limite provient de la sensibilité aux valeurs des taux de défaillance, ce qui nécessite d'en améliorer les estimations, du moins dans le but de légitimer la comparaison de plusieurs structures polyphasées répondant à la même spécification.

Critère de fiabilité-performance

Pour le spécificateur et l'utilisateur du système, l'appréciation de la fiabilité peut être rendue difficile, particulièrement si le système doit satisfaire un profil de mission. Un profil de missions est la donnée d'un ensemble de situations, une situation correspondant à une performance à atteindre pendant une certaine durée. Ce profil de mission peut être rapprochée de la notion standardisée de service (*Duty cycle*) décrite dans la norme IEC 600034-1 [124]. Ainsi, un état structurel non intègre diminuant la puissance du convertisseur électromécanique peut être plus facilement toléré si, la majeure partie du temps, le système travaille à charge partielle. Cela peut être le cas pour une génératrice éolienne ou hydrolienne qui présente généralement un facteur de charge inférieur à 30% [CN-8, RI-12].

Dans ce contexte, pour aider le concepteur à choisir la structure, dans les travaux de Christophe Olmi [ThS-4], un critère dit de fiabilité-performance est développé. Plutôt que d'exprimer la fiabilité vis-à-vis d'une fonction, il s'agit d'exprimer le niveau de performance probable en fonction du temps. Pour l'exemple didactique comparant les fiabilités des systèmes triphasés et pentaphasés, la figure IV.27 reporte la puissance probable en fonction du temps, supérieure avec la configuration 5-phase.

Estimation des taux de défaillance

L'estimation des taux de défaillance est évidemment le point critique de la méthode. Affiner leurs valeurs est nécessaire non pas pour estimer une durée de vie absolue (objectif qui peut être qualifié d'illusoire [125]) mais pour légitimer la comparaison de différentes structures polyphasées. Dans l'exemple didactique précédent, la commande de la machine pentaphasée n'est pas reconfigurée en cas de perte de phase. Il est donc supposé que les courants de phase, transités par les bras, sont identiques quel que soit l'état structurel de la machine. Outre l'impossibilité évidente de cette situation compte tenu du couplage électrique, le déséquilibre résultant va modifier la sollicitation des roulements et du condensateur de lissage, ce qui devrait se manifester par une modification des taux de transition vers les états de défaut.

Dans la thèse de Christophe Olmi [ThS-4], un effort particulier est donc porté sur l'estimation des taux de défaillance des composants. Afin de permettre la comparaison de plusieurs structures polyphasées satisfaisant la même spécification nominale, des gammes virtuelles de composants d'électronique de puissance (transistors et diodes) et de lissage (condensateurs) sont construites par interpolation de caractéristiques des composants existants. L'influence du nombre de phases sur la fiabilité est ainsi restituée indépendamment des effets liés à la disponibilité des composants (suppression des effets de discrétisation liée à des changements de calibre). C'est ainsi qu'il peut être montré que, pour le convertisseur, indépendamment des problématiques d'intégration, si les interrupteurs sont justement dimensionnés quel que soit le nombre de phase (c'est-à-dire fonctionnent à la même température de jonction quel que soit le nombre de phases), alors le taux de défaillance de l'onduleur est proportionnel au nombre de phases (le taux de défaillance d'un bras, supposé régi par la température de jonction, étant

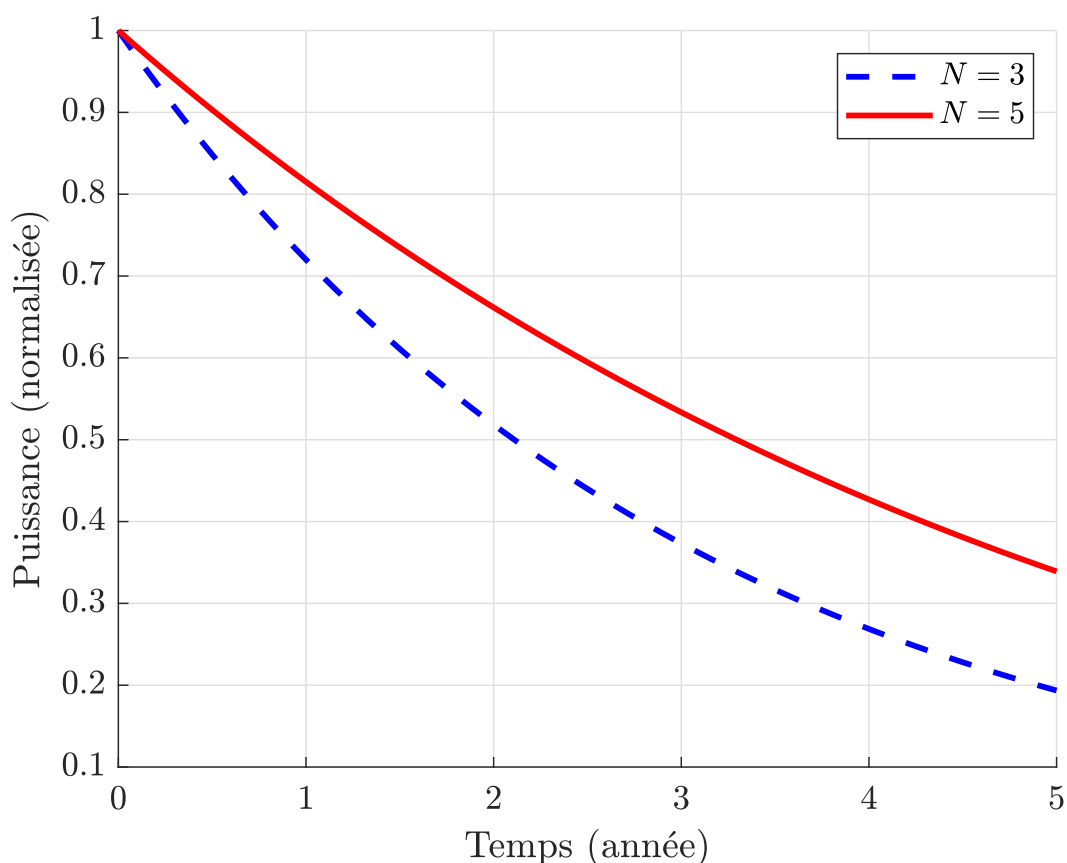


FIGURE IV.27 — Critère fiabilité-performance exprimant la puissance maximale probable

constant). La dégradation de la fiabilité structurelle avec l'augmentation du nombre de phases est ainsi quantifiée (comme illustré par la figure IV.26).

Concernant le calcul des taux de transition dans la chaîne de Markov, l'impact de la stratégie de contrôle du convertisseur est prise en compte (par exemple, *Maximum Power Point Tracking* et puissance constante pour une hydrolienne; MTPA généralisé pour une machine de propulsion polyphasée). Pour un état structurel non intègre donné, la méthode consiste à supposer que le courant de reconfiguration idéal circule dans les enroulements disponibles. Les taux de défaillance sont alors mis à jour sur cette hypothèse [CI-20].

IV.3.2.4 Etudes de cas

Plusieurs études de cas sont effectuées. Dans [CI-20], pour un cahier de charges de moteur de propulsion navale, trois topologies de bobinage sont évaluées : un bobinage triphasé, un bobinage hexaphasé asymétrique (double-étoile triphasé, décalée de 30 degrés électriques, alimenté par deux onduleurs triphasés) et un bobinage pentaphasé. Pour la fonction « Propulser *a minima* », la structure pentaphasée présente une fiabilité fonctionnelle très supérieure à celle de la structure triphasée et sensiblement supérieure à celle de la structure double-étoile, y compris lorsque le profil de mission est intégré (par introduction du critère fiabilité-performance dans [CN-7]).

Pour une génératrice hydrolienne, les études reportées dans [CN-8, RI-12] visent à rechercher pour une topologie de bobinage multi-étoile l'existence d'un nombre d'étoiles optimal,

c'est-à-dire maximisant l'énergie extraite sur une période donnée (10 ans) en tolérant la perte d'un ou plusieurs convertisseurs triphasés. Les taux de transition des chaînes de Markov tiennent compte des cyclages induits par la variation des courants de marée et du fonctionnement particulier à puissance constante en sur-vitesse (évoqué dans la sous-section IV.2.2.1, notamment examiné dans les thèses Zhibin Zhou [ThS-1] et de Sofiane Djebbari [ThS-2]). Le critère de fiabilité-performance choisi estime le facteur de capacité probable de la génératrice hydrolienne. La solution à trois étoiles apparaît comme un compromis quantitativement justifié. Enfin, la sensibilité des résultats aux paramètres d'entrée (taux de défaillance des interrupteurs par exemple) est discutée dans [CI-27]. Ainsi, l'utilisation d'une méthode de Monte-Carlo montre que les configurations à deux, trois et quatre étoiles ne peuvent pas être toujours distinguées en termes de performances. Cependant, le gain du multi-étoile par rapport à la solution triphasée de référence est confirmé.

IV.3.3 Bilan

IV.3.3.1 Synthèse

Pour une machine à grand nombre de phases, la capacité à assurer la fonction de conversion électromécanique en régime de défauts de phases ouvertes peut être qualifiée d'avérée. Les stratégies de reconfiguration classique [112] reviennent finalement à considérer la machine polyphasée comme l'expression de sa seule séquence fondamentale. Des dispositions de conception sont donc à prendre pour que cette propriété se vérifie : tendre vers un bobinage sinusoïdalement distribué et définir un rotor renvoyant une force électromotrice sinusoïdale. Cette dernière caractéristique est sans doute plus facilement atteignable avec une machine à aimants qu'avec une machine asynchrone à cage. En régimes de défaut, la reconfiguration est susceptible d'allumer des séquences additionnelles, sources de phénomènes parasites à évaluer car potentiellement intolérables (vibrations, points chauds). Des saturations magnétiques plus ou moins étendues peuvent aussi se développer, remettant en cause les hypothèses sous-tendant le calcul des commandes reconfigurantes. Le pré-calcul des commandes en fonction du défaut détecté est une limite pratique à la mise en œuvre de cette stratégie classique [112]. Bien que surtout adaptée aux MSAD, la stratégie MTPA généralisée [7] ne nécessite aucune mémorisation des commandes à appliquer. Comme montré théoriquement et expérimentalement (notamment sur une machine bi-harmonique), ses performances reposent sur la bonne connaissance de la tension à vide et la linéarité magnétique. Concernant ce dernier point, il est possible que la saturation favorise certains critères (comme par exemple la réduction des ondulations de couple), cette hypothèse restant à évaluer.

De façon déterministe, il est établi que l'aptitude à opérer en régime dégradé en maintenant un niveau de performances élevé augmente avec le nombre de phases. Sur le plan probabiliste, avec toutes les réserves liées aux hypothèses (transitoire de défaut non fatal, diagnostic parfait notamment), cette amélioration de la fiabilité fonctionnelle est effectivement confirmée par l'analyse des chaînes de Markov représentant l'état de la machine polyphasée. Cependant, cette approche quantifie aussi la baisse de fiabilité structurelle résultant de l'augmentation du nombre de phases. Finalement, affirmer que le polyphasé est plus fiable que le triphasé est inexact : cela dépend de la fonction attachée à l'évaluation de la fiabilité. Pour le concepteur, l'arbitrage de choix de structures peut être facilité par le critère de fiabilité-performance agrégeant le profil de mission. De façon pragmatique, deux solutions classiques restent à appliquer :

- segmenter les bobinages et l'alimentation (système multi-étoile ou système polyphasé avec un onduleur monophasé par phase),
- sur-dimensionner les composants pour limiter les excursions de température.

Dans les deux cas, la machine polyphasée est considérée comme un système à redondance active parallèle.

IV.3.3.2 Perspectives

Les perspectives de recherche visant à améliorer la fiabilité s'inscrivent dans deux directions. Tout d'abord, compte tenu du flux d'informations plus élevé inhérent au contrôle d'une machine polyphasée, la commande sans capteur de position est une option à évaluer. Ensuite, sur le plan de la méthode d'estimation de fiabilité, plusieurs développements restent à effectuer.

Développements de capteurs virtuels de position

L'augmentation du nombre de phases rend le système plus complexe mais accroît les possibilités de l'observer. Pour les machines synchrones polyphasées, la commande sans capteur de position est une véritable opportunité, s'inscrivant dans une logique de simplification matérielle et donc peut-être d'amélioration de la fiabilité.

Même si le capteur de position est essentiel au fonctionnement des machines synchrones alimentées par onduleur de tension, sa présence accroît le coût du système et impacte négativement la fiabilité structurelle. Par ailleurs, son éventuelle sensibilité aux interférences électromagnétiques peut dégrader les performances et ceci de façon erratique. En conséquence, la commande sans capteur est un sujet de recherche particulièrement intense [126]. Pour estimer la position du rotor, deux classes de méthodes existent : celles exploitant la saillance rotorique (si elle existe), celles estimant et analysant la force électromotrice [127]. En différence opérationnelle fondamentale, les méthodes basées sur la saillance permettent de gérer la phase de démarrage alors que, pour les méthodes basées sur la force électromotrice, une procédure spécifique doit être implantée (méthode dite I/f par exemple) en raison de l'impossibilité d'estimer la position à vitesse nulle [128].

Avec les machines polyphasées, les méthodes basées sur la fem présentent un potentiel indéniable en raison de l'accroissement des possibilités d'estimer le flux [129]. Ainsi, de nombreuses publications reportent des études de contrôle sans capteur de position de MSAP 5-phase [129, 130, 131]. Le cas d'une MSAP 9-phase (aimants déposés) présentant un harmonique trois de fem élevé est notamment étudié dans [132]. Le principe repose sur l'utilisation des tensions de machines fictives pour estimer la position. Plus le nombre de phases est grand, plus le nombre de plans propres augmente, ce qui accroît les possibilités d'estimer la position par analyse des tensions fictives. Typiquement, pour une machine fictive, si le courant ciblé est nul, alors la tension appliquée est la force électromotrice, exactement indexée sur la position du rotor.

Appliqué à la MSAD 7-phase bi-harmonique, ce principe donnerait trois capteurs virtuels, chacun basé sur une machine fictive. En raison du caractère bi-harmonique, les capteurs virtuels associés au fondamental et à l'harmonique trois reposent sur des tensions fictives sinusoïdales d'amplitude comparable. Il en résulte deux capteurs virtuels à fort potentiel d'estimation. Ceci constitue une caractéristique originale qui pourrait se révéler particulièrement intéressante, notamment pour gérer les évolutions à basse vitesse, voire les phases de démarrage.

Développement de la méthode d'estimation de la fiabilité

Les travaux menés dans la thèse de Christophe Olmi [ThS-4] peuvent naturellement être poursuivis. Lever certaines restrictions de l'étude permet de dégager plusieurs axes de poursuite.

Dans [ThS-4], l'étude est restreinte aux onduleurs deux niveaux, machine polyphasée couplée en étoile. Naturellement, la méthode doit pouvoir être étendue à des convertisseurs intégrant plusieurs transistors par bras, voire des structures multi-niveaux. De même, l'influence de la technologie d'interrupteurs (IGBT vers MOSFET par exemple, nouveaux composants grand gap) est à quantifier. Le couplage de la machine a indéniablement une influence sur sa capacité à opérer en régime dégradé (couplages polygonaux, pont en H bobinage de phase ouvert "*open-winding*") et il reste à l'évaluer. Enfin, alors que dans [ThS-4] seuls les défauts de phases ouvertes sont supposés, intégrer dans la chaîne de Markov d'autres défauts (comme capteur de position, capteur de courant ou court-circuit non éteint, diagnostic indisponible) apparaît nécessaire notamment pour restituer, peut-être plus précisément, la dégradation de la fiabilité structurelle inhérente à l'augmentation du nombre de phases.

Dans [ThS-4], les modèles de fiabilité mécanique tiennent seulement compte du couple moyen et de la vitesse de rotation. Ainsi les transitions vers les défauts mécaniques (comme les pannes de roulement) ne restituent pas les effets liés aux augmentations du couple pulsatoire et du déséquilibre des efforts radiaux. Développer des méthodes intégrant le contenu fréquentiel des sollicitations mécaniques apparaît nécessaire, la reconfiguration de la commande en régime dégradé se manifestant généralement par des sollicitations mécaniques moins régulières.

Enfin, dans [ThS-4], l'impact de la commande sur les températures de jonction des interrupteurs est étudié *a posteriori*. En d'autres termes, la commande n'est pas définie pour limiter le cyclage thermique des semi-conducteurs. Or, si il reste admis que la température de jonction détermine directement le taux de défaillance de l'interrupteur, alors certaines commandes *a priori* performantes en termes de qualité du couple pourrait se révéler *a contrario* excessivement fatigantes pour l'électronique de puissance. L'influence des impulsions de tension sur la fatigue des isolants est également à considérer. C'est une pré-occupation actuelle [133]. Il est à noter que l'Institut de Recherche de l'Ecole Navale s'est doté en 2019 de nouveaux onduleurs comportant des sondes de température sur les interrupteurs.

Conclusion

Sommaire

V.1 Développer les machines à grand nombre de phases	201
V.1.1 Type de machines ou concepts	201
V.1.2 Méthodes de calcul	202
V.1.3 Stratégies de contrôle	203
V.1.4 Expérimentations	203
V.2 Anticiper les ruptures	204
V.2.1 Nouveaux formats de réseaux électriques	204
V.2.2 Nouvelles méthodes de fabrication	205
V.2.3 Nouveaux composants d'électronique de puissance	205
V.2.4 Nouvelles capacités de calcul	205

V.1 Développer les machines à grand nombre de phases

Le bobinage polyphasé autorise une meilleure exploitation du circuit magnétique. Les perspectives mises en évidence dans ce mémoire sont ici succinctement résumées par une présentation transverse portant sur les types de machine, les méthodes de calcul, les stratégies de contrôle et la phase d'expérimentation, ce dernier thème étant prétexte à une réflexion sur la valeur des résultats.

V.1.1 Type de machines ou concepts

Les machines polyphasées à aimants synchro-reluctantes constituent un champ d'investigation large tant en applications fort couple que haute vitesse. Pour la machine à aimants déposés, la faisabilité de formes d'aimants particulières reste à explorer, notamment sur le plan expérimental. La machine asynchrone polyphasée à cage à grand nombre de phases présente un potentiel de développement fort pour une conception pensée pour l'alimentation multi-harmonique et la commutation électronique de pôles. La commutation électronique de pôles (changement de séquences) est un concept intellectuellement très intéressant, au potentiel applicatif avéré tout particulièrement dans le domaine de la traction automobile et de la propulsion navale. Surtout adapté aux machines asynchrones à cage, son développement pour

les machines à aimants n'est pas à exclure si le changement de la magnétisation des aimants *in situ* devient intéressant.

La complexité du convertisseur électromécanique augmentant avec le nombre de phases, il en résulte une dégradation de la fiabilité structurelle. Cet effet pourrait être atténué avec le concept de machine super-intègre : il s'agirait, dès la conception, de spécifier la tenue des performances nominales sur un nombre de phases inférieur au nombre total de phases, c'est-à-dire à exploiter la redondance matérielle offerte par le grand nombre de phases. Le bobinage pourrait être polyphasé ou multi-étoile polyphasé. Dans le domaine du transport, la réduction de l'impact environnemental repose très largement sur l'usage de machines électriques. Il est postulé que l'impact environnemental d'un objet est réduit si sa durée de vie est augmentée. La question est alors de savoir si le développement durable est en accord avec l'optimisation structurelle, plaçant les systèmes en limite, donc les fragilisant si ils sont sollicités comme spécifié ou au-delà. La machine polyphasée super-intègre est une manière de reconstituer une marge de conception.

V.1.2 Méthodes de calcul

Le coût calculatoire parfois très important des caractérisations par éléments finis incite à développer des approches alternatives à des fins d'analyse et de conception préliminaire. Bien que généralement imprécises, les méthodes de calcul analytique présentent l'avantage d'être plus facilement interprétables. Si l'hypothèse magnétostatique est acceptable et que le circuit magnétique peut être représenté par des sous-domaines sectoriels (machines synchro-reluctantes à aimants insérés notamment), alors des calculs semi-analytiques offrant un compromis vitesse/précision remarquable peuvent être développés. Leur utilisation pourrait permettre d'examiner les phénomènes de couplage inter-séquence et de distribution des harmoniques de perméance pour, au final, élaborer des conceptions permettant de les maîtriser. Pour les machines asynchrones à cage, le régime est nécessairement magnétodynamique. Le calcul fréquentiel, par superposition, permet néanmoins de conduire des analyses préliminaires : rechercher les limites d'application d'une telle méthode est une perspective (en particulier pour alerter sur une possible saturation). Plus largement, développer des modèles circuits aux paramètres identifiables par calculs éléments finis (prise en compte de la saturation et des couplages inter-séquences en résultant à partir d'un certain chargement magnétique) est une orientation assez évidente, notamment dans le contexte du contrôle en temps réel.

Dans ce mémoire, la saturation magnétique est bien souvent négligée (mais pas ignorée). Il est incorrect d'affirmer maximiser l'utilisation d'un circuit magnétique sans le placer en limite de saturation. La prise en compte de la saturation est donc absolument nécessaire, tout particulièrement sur une machine polyphasée alimentée en multi-harmoniques, voire de façon déséquilibrée pour compenser des défauts. De plus, la saturation peut générer des pertes supplémentaires, notamment par courants induits. Considérant l'impact de la saturation magnétique sur les temps de calcul par éléments finis, développer des méthodes d'interpolation basées sur la connaissance ou le comportement est une option judicieuse : elle pourrait notamment faire appel à des algorithmes relevant de l'intelligence artificielle. Cependant, quelle que soit la méthode, il convient de préciser que la saturation reste un phénomène difficile à caractériser (incertitudes de modélisation, dispersion des tôles, procédé de découpe), tout particulièrement en alimentation multi-harmonique sur une machine polyphasée.

L'alimentation et ses imperfections (commutations, temps de retard notamment) influence également l'état de la machine (qui lui même perturbe l'alimentation). Ainsi une prédiction

correcte des performances du convertisseur électromécanique polyphasé (visant *a minima* à détecter si des phénomènes négligés peuvent l'être effectivement) nécessite un couplage entre le modèle éléments finis du calcul du champ et un modèle circuit représentant les imperfections des interrupteurs de puissance. A ce jour, il reste difficile d'aborder sereinement (c'est-à-dire avec la certitude d'obtenir une convergence) les problèmes de couplage entre les modèles circuit et éléments finis. Par exemple, prouver qu'une machine polyphasée peut supporter le régime transitoire à la survenue d'un défaut (avant le phase de diagnostic et de reconfiguration) relève de cette problématique. Là encore, les procédures faisant appel à des formulations analytiques pourront se révéler utiles.

V.1.3 Stratégies de contrôle

Concevoir la machine telle que les courants et tensions d'enroulement soient des signaux de forme carré maximise le taux d'exploitation de l'onduleur. Contrôler précisément le courant est *a priori* moins difficile en polyphasé qu'en triphasé en raison du découplage magnétique entre les séquences d'alimentation (si la saillance est négligeable). Par conséquent, augmenter le nombre de phases est un moyen d'améliorer l'utilisation de l'électronique de puissance (au bénéfice peut-être du coût global de l'ensemble convertisseur-machine).

Ainsi, malgré le développement attendu d'interrupteurs de puissance autorisant des fréquences de commutation plus élevées, la commande pleine onde est une option à considérer, permettant en outre de réduire les pertes du convertisseur. Si la machine (synchrone à aimants ou asynchrone à cage) est spécifiquement conçue, les performances propres du polyphasé peuvent être préservées (qualité du couple, aptitude aux régimes dégradés). Le contrôle à vitesse élevée serait probablement moins difficile à effectuer. Une telle approche doit également permettre de soulager le calculateur temps réel *a priori* d'autant plus sollicité que le nombre de phases est grand. Dans ce contexte, il pourrait être judicieux d'explorer des stratégies de contrôle à bande limitée : appartenant à la famille des contrôles dits *Direct Torque Control* (DTC), ces commandes consisteraient à générer la modulante sur une gamme de fréquence réduite, c'est-à-dire à traduire directement la consigne de couple dans le plan fréquentiel des modulantes (amplitude et phase).

La simplification du contrôle peut s'inscrire dans une démarche d'amélioration de la fiabilité. Il en est de même pour les stratégies de commande ne nécessitant pas de capteurs de position. Dans ce contexte, les machines polyphasées offrent indéniablement de meilleures aptitudes que leur homologue triphasé. De façon prospective, le fonctionnement en défaut de type phase ouverte d'une machine sans capteur apparaît comme un véritable défi. Pourtant, les degrés de liberté inhérents au nombre de phases élevé suggèrent l'existence de solutions. Là encore, les méthodes relevant de l'intelligence artificielle pourraient permettre d'élaborer un contrôleur apprenant et mémorisant.

V.1.4 Expérimentations

La démarche de conception aboutissant à la spécification d'un prototype est très dépendante des méthodes de calcul : caractérisation par éléments finis et algorithmes d'optimisation. Ces méthodes supposent un ensemble d'hypothèses et de schémas numériques de résolution qui doivent être compris pour apprécier la solution. Là encore, les méthodes analytiques peuvent donner l'éclairage nécessaire à une interprétation correcte.

Le prototype n'est qu'une copie imparfaite du modèle et ne peut, au-delà d'une certaine

finesse d'observation, se comporter comme prévu. De manière équivalente, les codes éléments finis exécutent des modèles qui ne peuvent répliquer parfaitement le prototype, lui-même échantillon d'un processus de fabrication comportant une part d'aléas. Ces remarques générales valent quel que soit le système expérimenté et ne sont donc pas spécifiques des machines polyphasées : il peut être juste noté que l'augmentation du nombre de phases, comme l'augmentation du nombre de pôles, moyenne l'effet des dispersions de fabrication sur les grandeurs de phases. Evidemment, les calculs, aussi rigoureux soient-ils, ne sont pas suffisants. Mais, de même, les expérimentations, aussi soignées soient-elles, ne suffisent pas non plus. Ainsi, pour un matériel spécifique, les programmes d'essais même les plus exhaustifs ne placeront pas le système trop proche de sa limite au risque de l'endommager. Finalement, lorsque la généralité est recherchée, rien ne prouve que la valeur des calculs surpasse celle des expérimentations et réciproquement.

Plus concrètement, lors de la spécification d'un prototype, la manifestation éventuelle de phénomènes négligés ou non considérés reste redoutée jusqu'à la phase d'expérimentations. La machine électrique placée dans son environnement d'utilisation constitue une partie d'un système multi-physique. Dans ce contexte, la prédiction du comportement de la machine aux interfaces des différents domaines de la physique est une tâche difficile. Si cette difficulté est partagée par les différentes spécialités concernées, alors une thématique de recherche peut émerger.

V.2 Anticiper les ruptures

Il est intéressant de se demander si un tel mémoire aurait pu être écrit en 1990. Très probablement, l'hypothétique auteur n'aurait pas eu accès aux moyens standards actuels de calcul et d'expérimentations en temps réel, ayant largement contribué à l'écriture du présent document. Il aurait cherché à anticiper le développement des aimants permanents, de l'électronique de puissance et des cartes temps réel. Il n'aurait sans doute pas imaginé à quel point le déploiement du Web faciliterait le partage et la diffusion de la connaissance (sans parler de l'impact sur la vie en général). Pour l'objet constitué par la machine électrique polyphasée, il est intéressant de prospecter sur les conséquences de possibles évolutions ou ruptures technologiques sur son utilisation, sa conception, son alimentation et sa supervision.

V.2.1 Nouveaux formats de réseaux électriques

Le développement des réseaux à tension continue, du moins en électrotechnique navale, est en 2010-2015 freinée par la problématique de la protection. Une rupture technologique dans ce domaine, une fois certifiée par les organismes de sécurité, permettra le véritable déploiement de ce format de tension. Dans le domaine des énergies renouvelables et des micro-réseaux (réseaux de navires notamment), le déploiement de réseau de puissance en « Haute Tension continue » (quelques milliers de Volts) est à ce jour une option recherchée. Dans ce contexte, les générateurs polyphasés suivis de redresseurs actifs pourraient trouver un domaine d'application : il pourrait faciliter le maintien de la qualité de la tension en régime dégradé.

V.2.2 Nouvelles méthodes de fabrication

La fabrication additive (*additive manufacturing*) est un nouveau moyen de fabrication tri-dimensionnelle indéniablement source de ruptures tant en matériaux utilisés qu'en géométrie envisagée. Les machines électriques, quel que soit le nombre de phases, en bénéficieront. Il apparaît nécessaire de suivre cette évolution pour bien définir, lors d'un processus d'optimisation par exemple, le domaine des conceptions possibles ou bientôt possibles (nouvelles formes d'aimants, nouvelles formes d'encoches, nouveaux critères de tenues thermique ou mécanique). Ces nouveaux circuits magnétiques, potentiellement tri-dimensionnels, pourront être difficiles à caractériser numériquement et exigeront des capacités calculatoires encore accrues. Des méthodes analytiques et semi-analytiques seront probablement à développer dans les phases de pré-design.

V.2.3 Nouveaux composants d'électronique de puissance

Par rapport aux interrupteurs de puissance actuels (à base de silicium Si), les composants dits « grand gaps » (carbure de silicium SiC et nitrure de gallium GaN) tiendront une tension plus grande, transiteront une meilleure densité de courant, supporteront des températures plus élevées et commuteront plus vite. Inévitablement, leur utilisation impactera la machine. Par exemple, dans l'hypothèse d'une fréquence de commutation très élevée, le stress en tension sur les enroulements peut être réduit en limitant la tension du bus continu : dans ce cas, l'utilisation d'une machine polyphasée asynchrone à commutation électronique de pôles est une solution pour préserver la plage de vitesse. Pour le contrôleur, une réduction du temps de calcul disponible pour élaborer la commande est à prévoir.

V.2.4 Nouvelles capacités de calcul

D'ici quelques décennies, il peut être imaginé des calculateurs intégrant des parties quantiques, dédiées par exemple à la supervision ; peut-être que dans un horizon plus lointain, l'ordinateur quantique pourra exécuter les calculs éléments finis. Pour les années à venir, même si les meilleurs transistors actuels semblent atteindre leur limite, il est légitime de postuler à une augmentation des capacités de calcul à disposition du grand public et donc des scientifiques (ne serait-ce que par une optimisation des architectures ou une mise en réseau des calculateurs actuels). Ainsi, les images numériques pourront s'exécuter plus rapidement et l'apprentissage nécessaire à la construction du jumeau numérique pourra s'intégrer plus facilement dans le contrôle et la supervision. De meilleures réactions aux comportements imprévus peuvent ainsi être espérées : dans le contexte du réseau électrique intelligent (*smart grid*) et des objets connectés (*internet of things*) et donc de la cyber-sécurité, les dysfonctionnements ou les anomalies de comportements résulteront plus fréquemment d'un usage mal intentionné de la machine. Il peut être pensé que la machine polyphasée par sa redondance matérielle intrinsèque offre une plus grande capacité d'auto-apprentissage et, au final, un potentiel accru en termes de résilience.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Eric SEMAIL. « Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés. Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace. » Thèse de doct. Université des Sciences et des Technologies de Lille, 2000. URL : "<http://www.theses.fr/2000LIL10068>".
- [2] E.A. KLINGSHIRN. « High Phase Order Induction Motor, Part I and II ». In : *IEEE Transactions Power Apparatus Systems* PAS - 102 (1983), p. 47-59.
- [3] J. PYRHONEN, T. JOKINEN et V. HRABOVCOVA. « Windings of Electrical Machines ». In : *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, 2009. Chap. 2, p. 47-152.
- [4] L. ALBERTI et N. BIANCHI. « Theory and Design of Fractional-Slot Multilayer Windings ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 49.2 (2013), p. 841-849. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/TIA.2013.2242031](https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2242031).
- [5] Pia SALMINEN. « Fractional slot permanent magnet synchronous motors for low speed applications ». Thèse de doct. Acta Universitatis Lappeenrantaensis 198, Lappeenranta University of Technology, 2004.
- [6] Xavier KESTELYN. « Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés ». Thèse de doctorat dirigée par Hautier, Jean-Paul Génie électrique Lille 1 2003. Thèse de doct. 2003, 1 vol. (190 p.) URL : <http://www.theses.fr/2003LIL10108>.
- [7] X. KESTELYN et E. SEMAIL. « A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current References for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous Machines in Real Time ». In : *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 58.11 (2011), p. 5057-5065. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2011.2119454](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2119454).
- [8] Rakesh K. DHAWAN. « Multi-phase multi-pole electric machine ». US Patent 2013/0257327 A1 (US). Oct. 2013.

- [9] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI, M. D. PRE et G. GREZZANI. « Design considerations for fractional-slot winding configurations of synchronous machines ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 42.4 (2006), p. 997-1006. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/TIA.2006.876070](https://doi.org/10.1109/TIA.2006.876070).
- [10] Massimo CARUSO, Antonino Oscar DI TOMMASO, Fabrizio MARIGNETTI, Rosario MICELI et Giuseppe RICCO GALLUZZO. « A General Mathematical Formulation for Winding Layout Arrangement of Electrical Machines ». In : *Energies* 11.2 (2018). ISSN : 1996-1073. DOI : [10.3390/en11020446](https://doi.org/10.3390/en11020446). URL : <http://www.mdpi.com/1996-1073/11/2/446>.
- [11] C. L. FORTESCUE. « Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks ». In : *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the XXXVII.2* (1918), p. 1027 -1140. ISSN : 0096-3860. DOI : [10.1109/T-AIEE.1918.4765570](https://doi.org/10.1109/T-AIEE.1918.4765570).
- [12] J. L. KIRTLEY. *Winding Inductances*. Class Notes 5. Massachusetts Institute of Technology, Department of Electrical Engineering et Computer Science, 1997.
- [13] B. HANNON, P. SERGEANT et L. DUPRÉ. « Time- and Spatial-Harmonic Content in Synchronous Electrical Machines ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 53.3 (2017), p. 1-11. ISSN : 0018-9464. DOI : [10.1109/TMAG.2016.2637316](https://doi.org/10.1109/TMAG.2016.2637316).
- [14] A. O. D. TOMMASO, F. GENDUSO et R. MICELI. « A New Software Tool for Design, Optimization, and Complete Analysis of Rotating Electrical Machines Windings ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 51.4 (2015), p. 1-10. ISSN : 0018-9464. DOI : [10.1109/TMAG.2014.2369860](https://doi.org/10.1109/TMAG.2014.2369860).
- [15] Y. YOKOI, T. HIGUCHI et Y. MIYAMOTO. « General formulation of winding factor for fractional-slot concentrated winding design ». In : *IET Electric Power Applications* 10.4 (2016), p. 231-239. DOI : [10.1049/iet-epa.2015.0092](https://doi.org/10.1049/iet-epa.2015.0092).
- [16] S. M. RAZIEE, O. MISIR et B. PONICK. « Winding Function Approach for Winding Analysis ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 53.10 (2017), p. 1-9. ISSN : 1941-0069. DOI : [10.1109/TMAG.2017.2712570](https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2712570).
- [17] M. M. LIWSCHITZ. « Distribution Factors and Pitch Factors of the Harmonics of a Fractional-Slot Winding ». In : *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* 62.10 (1943), p. 664-666. DOI : [10.1109/T-AIEE.1943.5058623](https://doi.org/10.1109/T-AIEE.1943.5058623).
- [18] T. LIPO. « The MMF and Field Distribution of an AC Winding ». In : *Introduction to AC Machine Design*. John Wiley & Sons, Ltd, 2017. Chap. 2, p. 51-77. ISBN : 9781119352181. DOI : [10.1002/9781119352181.ch2](https://doi.org/10.1002/9781119352181.ch2). eprint : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119352181.ch2>. URL : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119352181.ch2>.

- [19] N. BIANCHI et M. DAI PRE. « Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors ». In : *IEEE Proceedings - Electric Power Applications* 153.3 (2006), p. 459-466. ISSN : 1350-2352. DOI : [10.1049/ip-epa:20050284](https://doi.org/10.1049/ip-epa:20050284).
- [20] G. UGALDE, J. POZA, M. A. RODRIGUEZ et A. GONZALEZ. « Space harmonic modeling of fractional permanent magnet machines from star of slots ». In : *2008 18th International Conference on Electrical Machines*. 2008, p. 1-6. DOI : [10.1109/ICELMACH.2008.4799937](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2008.4799937).
- [21] Piotr WACH. « Algorithmic method of design and analysis of fractional-slot windings of AC machines ». In : *Electrical Engineering* 81 (1998), p. 163-170. DOI : [10.1007/BF01236235](https://doi.org/10.1007/BF01236235).
- [22] E. LEVI, E. BOJOI, F. PROFUMO, H.A. TOLIJAT et S. WILLIAMSON. « Multiphase induction motor drives - A technology status review. » In : *IET Electric Power Applications* 1.4 (2007), p. 489-516.
- [23] Tapani JOKINEN. « Utilization of Harmonics for Self-Excitation of a Synchronous Generator by Placing an Auxiliary Winding in the Rotor ». In : *951-666-024-X* (jan. 1972).
- [24] D.C. WHITE et H.H. WOODSON. *Electromechanical Energy Conversion, ch.XI, Space Harmonics Analysis in Machines*. John Wiley et Sons, 1959.
- [25] A. S. ABDEL-KHALIK et S. AHMED. « Performance Evaluation of a Five-Phase Modular Winding Induction Machine ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.6 (2012), p. 2654-2669.
- [26] P. DROZDOWSKI. « Multiphase cage induction motors for controlled drives ». In : *Maszyny Elektryczne : zeszyty problemowe* Nr 5(93) (2011), p. 7-12.
- [27] G. DAJAKU et D. GERLING. « Opportunities of Advanced Multi-phase Concentrated Windings ». In : *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2018, p. 325-331. DOI : [10.1109/ICELMACH.2018.8506932](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8506932).
- [28] A. S. ABDEL-KHALIK, S. MOSTAFA GADOUE, M. I. MASOUD et B. W. WILLIAMS. « Optimum Flux Distribution With Harmonic Injection for a Multiphase Induction Machine Using Genetic Algorithms ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 26.2 (2011), p. 501-512.
- [29] D. MEEKER. *Finite Element Method Magnetics, Version 4.2, User's Manual*. FEMM official website. 2010.
- [30] N. BOULES. « Prediction of No-Load Flux Density Distribution in Permanent Magnet Machines ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-21.3 (1985), p. 633-643.

- [31] Bertrand NOGAREDE. « Etude de moteurs sans encoches à aimants de forte puissance à basse vitesse ». Thèse de doct. Ecole Doctorale de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1990.
- [32] Z.Q. ZHU, L.J. WU et Z.P. XIA. « An Accurate Subdomain Model for Magnetic Field Computation in Slotted Surface-Mounted Permanent-Magnet Machines ». In : *Magnetics, IEEE Transactions on* 46.4 (2010), p. 1100-1115. ISSN : 0018-9464. DOI : [10.1109/TMAG.2009.2038153](https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2038153).
- [33] Ahmed CHEBAK. « Modélisation, conception et optimisation des machines sans encoches á aimants permanents á haute vitesse ». Thèse de doct. Université Laval, 2013. URL : <http://hdl.handle.net/20.500.11794/24316>.
- [34] Thierry LUBIN. « Contribution à la modélisation analytique des actionneurs électromécaniques ». Habilitation à diriger des recherches. Université de Lorraine, juin 2016. URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01338226>.
- [35] J. PYRHONEN, T. JOKINEN et V. HRABOVCOVA. « Principal Laws and Methods in Electrical Machine Design ». In : *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, 2009. Chap. 1, p. 1-46.
- [36] H. R. FUDEH et C. M. ONG. « Modeling and Analysis of Induction Machines Containing Space Harmonics Part I : Modeling and Transformation ». In : *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-102.8 (1983), p. 2608-2615.
- [37] E. DEVILLERS, J. LE BESNERAIS, T. LUBIN, M. HECQUET et J. LECOINTE. « A review of subdomain modeling techniques in electrical machines : Performances and applications ». In : *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2016, p. 86-92.
- [38] Z. Q. ZHU et D. HOWE. « Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part I : Open-Circuit Field ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 29.1 (1993), p. 124-135.
- [39] Z. Q. ZHU et D. HOWE. « Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part II : Armature-Reaction Field ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 29.1 (1993), p. 136-142.
- [40] B. L. J. GYSEN, K. J. MEESSEN, J. J. H. PAULIDES et E. A. LOMONOVA. « General Formulation of the Electromagnetic Field Distribution in Machines and Devices Using Fourier Analysis ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 46.1 (2010), p. 39-52.
- [41] T. LUBIN, S. MEZANI et A. REZZOUG. « Exact Analytical Method for Magnetic Field Computation in the Air Gap of Cylindrical Electrical Machines Considering Slotting Effects ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 46.4 (2010), p. 1092-1099.

- [42] T. LUBIN, S. MEZANI et A. REZZOUG. « Two-Dimensional Analytical Calculation of Magnetic Field and Electromagnetic Torque for Surface-Inset Permanent-Magnet Motors ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 48.6 (2012), p. 2080-2091.
- [43] T. LUBIN, S. MEZANI et A. REZZOUG. « Analytic Calculation of Eddy Currents in the Slots of Electrical Machines : Application to Cage Rotor Induction Motors ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 47.11 (2011), p. 4650-4659.
- [44] F. DUBAS et C. ESPANET. « Analytical Solution of the Magnetic Field in Permanent-Magnet Motors Taking Into Account Slotting Effect : No-Load Vector Potential and Flux Density Calculation ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 45.5 (2009), p. 2097-2109.
- [45] T. LUBIN, S. MEZANI et A. REZZOUG. « 2-D Exact Analytical Model for Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors With Semi-Closed Slots ». In : *Magnetics, IEEE Transactions on* 47.2 (2011), p. 479 -492. ISSN : 0018-9464. DOI : [10.1109/TMAG.2010.2095874](https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2095874).
- [46] SHUNG WU LEE, W. R. JONES et J. J. CAMPBELL. « Convergence of Numerical Solutions of Iris-Type Discontinuity Problems ». In : *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 19.6 (1971), p. 528-536.
- [47] A. B. PROCA, A. KEYHANI, A. EL-ANTABLY, W. LU et M. DAI. « Analytical Model for Permanent Magnets Motors With Surface Mounted Magnets ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 18.3 (2003), p. 386-391.
- [48] L. J. WU, Z. Q. ZHU, D. STATON, M. POPESCU et D. HAWKINS. « An Improved Subdomain Model for Predicting Magnetic Field of Surface-Mounted Permanent Magnet Machines Accounting for Tooth-Tips ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 47.6 (2011), p. 1693-1704.
- [49] M. MARKOVIC et Y. PERRIARD. « Analytical Solution for Rotor Eddy-Current Losses in a Slotless Permanent-Magnet Motor : The Case of Current Sheet Excitation ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 44.3 (2008), p. 386-393.
- [50] Marko MARKOVIC et Yves PERRIARD. « A Simplified Determination of the Permanent Magnet (PM) Eddy Current Losses due to Slotting in a PM Rotating Motor ». In : (jan. 2008).
- [51] F. DUBAS et A. RAHIDEH. « Two-Dimensional Analytical Permanent-Magnet Eddy-Current Loss Calculations in Slotless PMSM Equipped With Surface-Inset Magnets ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 50.3 (2014), p. 54-73.

- [52] K.F. RASMUSSEN, J.H. DAVIES, T.J.E. MILLER, M.I. MCGELP et M. OLARU. « Analytical and numerical computation of air-gap magnetic fields in brushless motors with surface permanent magnets ». In : *Industry Applications, IEEE Transactions on* 36.6 (2000), p. 1547-1554. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/28.887205](https://doi.org/10.1109/28.887205).
- [53] N. BOULES. « Two dimensionnal field analysis of cylindrical machines with permanent magnets excitation ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-20.5 (1984).
- [54] E. SPOONER, A. C. WILLIAMSON et G. CATTO. « Modular design of permanent-magnet generators for wind turbines ». In : *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 143.5 (1996), p. 388-395.
- [55] G. J. LI, Z. Q. ZHU, W. Q. CHU, M. P. FOSTER et D. A. STONE. « Influence of Flux Gaps on Electromagnetic Performance of Novel Modular PM Machines ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 29.3 (2014), p. 716-726.
- [56] Z. Q. ZHU, S. RUANGSINCHAIWANICH et D. HOWE. « Synthesis of cogging-torque waveform from analysis of a single stator slot ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 42.3 (2006), p. 650-657.
- [57] Z. Q. ZHU et D. HOWE. « Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part III : Effect of Stator Slotting ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 29.1 (1993), p. 143-151.
- [58] Juha PYRHONEN, Tapani JOKINEN et Valeria HRABOVCOVA. *Design of rotating electrical machines*. 1st. Wiley, 2008.
- [59] M. MARKOVIC et Y. PERRIARD. « An analytical solution for the torque and power of a solid-rotor induction motor ». In : *2011 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*. 2011, p. 1053-1057.
- [60] G. DAJAKU et D. GERLING. « Low costs and high efficiency asynchronous machine with stator cage winding ». In : *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*. 2014, p. 1-6.
- [61] Luca PAPINI et Clare GERADA. « Analytical-numerical modelling of solid rotor induction machine ». In : *ELECTRIMACS 2014* (mai 2014).
- [62] Hoang LE-HUY, Robert PERRET et Rene FEUILLET. « Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives ». In : *Industry Applications, IEEE Transactions on* IA-22.4 (1986), p. 748-755. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/TIA.1986.4504787](https://doi.org/10.1109/TIA.1986.4504787).

- [63] E. SEMAIL, X. KESTELYN et A. BOUSCAYROL. « Right harmonic spectrum for the back-electromotive force of an n-phase synchronous motor ». In : *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*. T. 1. 2004, p. 78. DOI : [10.1109/IAS.2004.1348390](https://doi.org/10.1109/IAS.2004.1348390).
- [64] J. CROS et P. VIAROUGE. « Synthesis of High Performance PM Motors with Concentrated Windings ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 17.2 (2002), p. 248-253.
- [65] Ramdane LATEB, Nouredine TAKORABET et Farid MEIBODY-TABAR. « Effect of Magnet Segmentation on the Cogging Torque in Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors ». In : *IEEE Transactions on Magnetics* 42.3 (2006), p. 442-445.
- [66] M. ASHABANI et Y.A.-R.I. MOHAMED. « Multiobjective Shape Optimization of Segmented Pole Permanent-Magnet Synchronous Machines With Improved Torque Characteristics ». In : *Magnetics, IEEE Transactions on* 47.4 (2011), p. 795 -804. ISSN : 0018-9464. DOI : [10.1109/TMAG.2010.2104327](https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2104327).
- [67] K. HALBACH. « Design of permanent magnets multipole with oriented rare earth cobalt material ». In : *Nucl. Instrum. Methods* 169 (1980), p. 1-10.
- [68] Z.Q. ZHU et D. HOWE. « Halbach permanent magnet machines and applications : a review ». In : *IEE Proc.-Electr. Power Appl.* 148.4 (2001), p. 299-308.
- [69] Z.P. XIA, Z.Q. ZHU et D. HOWE. « Analytical magnetic field analysis of Halbach magnetized permanent-magnet machines ». In : *Magnetics, IEEE Transactions on* 40.4 (2004), p. 1864 -1872. ISSN : 0018-9464. DOI : [10.1109/TMAG.2004.828933](https://doi.org/10.1109/TMAG.2004.828933).
- [70] Hyeoksoo HONG et Jeonghoon YOO. « Shape Design of the Surface Mounted Permanent Magnet in a Synchronous Machine ». In : *Magnetics, IEEE Transactions on* 47.8 (2011), p. 2109 -2117. ISSN : 0018-9464. DOI : [10.1109/TMAG.2011.2128338](https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2128338).
- [71] K. WANG, Z.Q. ZHU et G. OMBACH. « Torque Improvement of Five-Phase Surface-Mounted Permanent Magnet Machine Using Third-Order Harmonic ». In : *Energy Conversion, IEEE Transactions on* 29.3 (2014), p. 735-747. ISSN : 0885-8969. DOI : [10.1109/TEC.2014.2326521](https://doi.org/10.1109/TEC.2014.2326521).
- [72] G. KRON. « Induction Motor Slot Combinations Rules to Predetermine Crawling, Vibration, Noise and Hooks in the Speed-Torque Curve ». In : *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* 50.2 (1931), p. 757-767. DOI : [10.1109/T-AIEE.1931.5055866](https://doi.org/10.1109/T-AIEE.1931.5055866).
- [73] J. PYRHONEN, T. JOKINEN et V. HRABOVCOVA. « Design Process and Properties of Rotating Electrical Machines ». In : *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, 2009. Chap. 1, p. 1-46.

- [74] I. BOLDEA et S.A. NASAR. « Airgap field space harmonics, parasitic torques, radial forces and noise ». In : *The induction machines design handbook (2nd edition)*. CRC Press, 2010. Chap. 10, p. 265-296.
- [75] A. S. ABDEL-KHALIK, M. I. MASOUD, S. AHMED et A. M. MASSOUD. « Effect of Current Harmonic Injection on Constant Rotor Volume Multiphase Induction Machine Stators : A Comparative Study ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 48.6 (2012), p. 2002-2013. ISSN : 0093-9994. DOI : [10.1109/TIA.2012.2226191](https://doi.org/10.1109/TIA.2012.2226191).
- [76] A. MARFOLI, G. SALA, L. PAPINI, P. BOLOGNESI et C. GERADA. « Torque Ripple Investigation in Squirrel Cage Induction Machines ». In : *2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*. 2019, p. 140-146. DOI : [10.1109/IEMDC.2019.8785364](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2019.8785364).
- [77] S. WILLIAMSON et S. SMITH. « Pulsating torque and losses in multiphase induction machines ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.4 (2003), p. 986-993.
- [78] D.C. WHITE et H.H. WOODSON. *Electromechanical Energy Conversion, ch.X, Generalized Analysis of the n-m Winding Machine*. John Wiley et Sons, 1959.
- [79] L. A. PEREIRA, C. C. SCHARLAU, L. F. A. PEREIRA et 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 : *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*. T. 2. 2004, 1682-1687 Vol. 2.
- [80] I. BOLDEA et S.A. NASAR. « Airgap field space harmonics, parasitic torques, radial force and noise ». In : *The induction machines design handbook, 2nd edition*. CRC Press, 2009. Chap. 10, p. 265-296.
- [81] G.K. SINGH, V. PANT et Y.P. SINGH. « Voltage source inverter driven multi-phase induction machine ». In : *Computers Electrical Engineering* 29.8 (2003), p. 813-834. ISSN : 0045-7906. DOI : [https://doi.org/10.1016/S0045-7906\(03\)00036-3](https://doi.org/10.1016/S0045-7906(03)00036-3). URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0045790603000363>.
- [82] M.R. ARAHAL et M.J. DURAN. « PI tuning of five-phase drives with third harmonic injection ». In : *Control Engineering Practice* 17.7 (2009), p. 787 -797. ISSN : 0967-0661. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2008.12.005>. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066109000148>.
- [83] HUANGSHENG XU, H. A. TOLİYAT et L. J. PETERSEN. « Five-phase induction motor drives with DSP-based control system ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 17.4 (2002), p. 524-533. DOI : [10.1109/TPEL.2002.800983](https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.800983).

- [84] HUANGSHENG XU, H. A. TOLİYAT et L. J. PETERSEN. « Rotor field oriented control of five-phase induction motor with the combined fundamental and third harmonic currents ». In : *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*. T. 1. 2001, 392-398 vol.1. DOI : [10.1109/APEC.2001.911677](https://doi.org/10.1109/APEC.2001.911677).
- [85] Ayman ABDEL-KHALIK, Mahmoud MASOUD et W. BARRY. « Eleven-phase induction machine : Steady-state analysis and performance evaluation with harmonic injection ». In : *Electric Power Applications, IET* 4 (oct. 2010), p. 670 -685. DOI : [10.1049/iet-epa.2009.0204](https://doi.org/10.1049/iet-epa.2009.0204).
- [86] W. KONG, J. HUANG, R. QU, M. KANG et J. YANG. « Nonsinusoidal Power Supply Analysis for Concentrated-Full-Pitch-Winding Multiphase Induction Motor ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.1 (2016), p. 574-582.
- [87] M. MENGONI, L. ZARRI, A. TANI, L. PARSA, G. SERRA et D. CASADEI. « High-Torque-Density Control of Multiphase Induction Motor Drives Operating Over a Wide Speed Range ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.2 (2015), p. 814-825.
- [88] L. A. PEREIRA, C. C. SCHARLAU, L. F. A. PEREIRA et S. HAFFNER. « Influence of Saturation on the Airgap Induction Waveform of Five-Phase Induction Machines ». In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 27.1 (2012), p. 29-41. DOI : [10.1109/TEC.2011.2169674](https://doi.org/10.1109/TEC.2011.2169674).
- [89] M. JECMENICA, B. BRKOVIC, E. LEVI et Z. LAZAREVIC. « Interplane cross-saturation in multiphase machines ». In : *IET Electric Power Applications* 13.11 (2019), p. 1812-1822. DOI : [10.1049/iet-epa.2018.5546](https://doi.org/10.1049/iet-epa.2018.5546).
- [90] Y. WANG, J. YANG, R. DENG et G. YANG. « Parameters estimation for multiphase induction machine with concentrated windings through finite element method ». In : *IET Electric Power Applications* 14.10 (2020), p. 1807-1817. DOI : [10.1049/iet-epa.2019.0869](https://doi.org/10.1049/iet-epa.2019.0869).
- [91] R. YIN et J. YANG. « Predictive current control for seven-phase induction motor based on the optimal operating time of four-dimensional vector ». In : *IET Electric Power Applications* 13.11 (2019), p. 1684-1695. DOI : [10.1049/iet-epa.2018.5780](https://doi.org/10.1049/iet-epa.2018.5780).
- [92] L. ZHENG, J. E. FLETCHER, B. W. WILLIAMS et X. HE. « Dual-Plane Vector Control of a Five-Phase Induction Machine for an Improved Flux Pattern ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.5 (2008), p. 1996-2005. DOI : [10.1109/TIE.2008.918464](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918464).

- [93] M.R. ARAHAL, M.J. DURAN, F. BARRERO et S.L. TORAL. « Stability analysis of five-phase induction motor drives with variable third harmonic injection ». In : *Electric Power Systems Research* 80.12 (2010), p. 1459 -1468. ISSN : 0378-7796. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2010.06.011>. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779610001410>.
- [94] NATO STANDARDISATION AGENCY. *Characteristics of shipboard electrical power systems in warships of the North Atlantic Treaty navies*. en. Standard NSA/0831 - NAV/1008. 2004.
- [95] W.L. SOONG et T.J.E. MILLER. « Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives ». In : *Electric Power Applications, IEE Proceedings* - 141.6 (1994), p. 331-340. ISSN : 1350-2352. DOI : [10.1049/ip-epa:19941470](https://doi.org/10.1049/ip-epa:19941470).
- [96] R. F. SCHIFERL et T. A. LIPO. « Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 26.1 (1990), p. 115-123.
- [97] SANG-HOON KIM et SEUNG-KI SUL. « Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 31.4 (1995), p. 787-794.
- [98] N. BIANCHI et S. BOLOGNANI. « Parameters and volt-ampere ratings of a field-oriented induction motor drive for flux-weakening applications ». In : *1997 Eighth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 444)*. 1997, p. 46-50.
- [99] Y. GUAN, Z. ZHU, I. AFINOWI et J. MIPO. « Influence of machine design parameters on flux-weakening performance of induction machine for electrical vehicle application ». In : *IET Electrical Systems in Transportation* 5.1 (2015), p. 43-52.
- [100] P. PILLAY et R. KRISHNAN. « Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. II. The brushless DC motor drive ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 25.2 (1989), p. 274-279. DOI : [10.1109/28.25542](https://doi.org/10.1109/28.25542).
- [101] T. M. JAHNS et W. L. SOONG. « Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives-a review ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 43.2 (1996), p. 321-330. DOI : [10.1109/41.491356](https://doi.org/10.1109/41.491356).
- [102] A. M. EL-REFAIE, T. M. JAHNS et D. W. NOVOTNY. « Analysis of surface permanent magnet machines with fractional-slot concentrated windings ». In : *IEEE Transactions on Energy conversion* 21.1 (2006), p. 34-43.

- [103] F. MAGNUSSEN, D. SVECHKARENKO, P. THELIN et C. SADARANGANI. « Analysis of a PM machine with Concentrated fractional pitch windings ». In : *Proc. of the Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE)*. Trondheim (Norway), 2004.
- [104] V. OSTOVIC. « Pole-changing permanent-magnet machines ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 38.6 (2002), p. 1493-1499. DOI : [10.1109/TIA.2002.805568](https://doi.org/10.1109/TIA.2002.805568).
- [105] Matthew Peter MAGILL. « An investigation of electronic pole changing in high inverter count induction machines ». Thèse de doct. Urbana, Illinois, US : College of the University of Illinois at Urbana-Champaign, 2015. URL : <http://hdl.handle.net/2142/78380>.
- [106] E. LIBBOS, B. KU, S. AGRAWAL, S. TUNGARE, A. BANERJEE et P. T. KREIN. « Loss Minimization and Maximum Torque-Per-Ampere Operation for Variable-Pole Induction Machines ». In : *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 6.3 (2020), p. 1051-1064. DOI : [10.1109/TTE.2020.2997692](https://doi.org/10.1109/TTE.2020.2997692).
- [107] E. LEVI, D. DUJIC, M. JONES et G. GRANDI. « Analytical Determination of DC-Bus Utilization Limits in Multiphase VSI Supplied AC Drives ». In : *Energy Conversion, IEEE Transactions on* 23.2 (2008), p. 433-443. ISSN : 0885-8969. DOI : [10.1109/TEC.2008.921557](https://doi.org/10.1109/TEC.2008.921557).
- [108] S. SADEGHI, L. GUO, H. A. TOLİYAT et L. PARSA. « Wide Operational Speed Range of Five-Phase Permanent Magnet Machines by Using Different Stator Winding Configurations ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.6 (2012), p. 2621-2631. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2011.2164771](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2164771).
- [109] J. S. EDELSON. « High phase order ac machine with short-pitch winding ». Patent GB20430086B (UK). Jan. 2008.
- [110] H. A. TOLİYAT, S. P. WAIKAR et T. A. LIPO. « Analysis and simulation of five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of airgap MMF ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 34.2 (1998), p. 332-339. DOI : [10.1109/28.663476](https://doi.org/10.1109/28.663476).
- [111] L. PARSA, Namhun KIM et H.A. TOLİYAT. « Field Weakening Operation of High Torque Density Five-Phase Permanent Magnet Motor Drives ». In : *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*. 2005, p. 1507-1512. DOI : [10.1109/IEMDC.2005.195920](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2005.195920).
- [112] Jen-Ren FU et Thomas LIPO. « Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase ». In : *Industry Applications, IEEE Transactions on* 30 (oct. 1994), p. 1267 -1274. DOI : [10.1109/28.315238](https://doi.org/10.1109/28.315238).

- [113] H. A. TOLİYAT. « Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 13.4 (1998), p. 748-756. DOI : [10.1109/63.704150](https://doi.org/10.1109/63.704150).
- [114] Fabrice LOCMONT, Eric SEMAIL et Xavier KESTELYN. « Vectorial Approach Based Control of a Seven-Phase Axial Flux Machine Designed for Fault Operation ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.10 (oct. 2008), p. 3682-3691. DOI : [10.1109/TIE.2008.925313](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.925313). URL : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00817669>.
- [115] T. M. JAHNS. « Improved Reliability in Solid-State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase Drive Units ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-16.3 (1980), p. 321-331. DOI : [10.1109/TIA.1980.4503793](https://doi.org/10.1109/TIA.1980.4503793).
- [116] Steve WILLIAMSON, Sandy SMITH et Chris HODGE. « Fault tolerance in multiphase propulsion motors ». In : *Journal of Marine Engineering & Technology* 3.1 (2004), p. 3-7. DOI : [10.1080/20464177.2004.11020174](https://doi.org/10.1080/20464177.2004.11020174). eprint : <https://doi.org/10.1080/20464177.2004.11020174>. URL : <https://doi.org/10.1080/20464177.2004.11020174>.
- [117] JOSÉ ROBERTO FIGUEROA BARNIER. « Modélisation des entraînements à grande plage de vitesse en vue de leur conception ». Thèse de doct. Université Laval, 2008. URL : <http://hdl.handle.net/20.500.11794/19750>.
- [118] H. SCHWAB, A. KLONNE, S. RECK, I. RAMESOHL, G. STURTZER et B. KEITH. « Reliability evaluation of a permanent magnet synchronous motor drive for an automotive application ». In : *Conference EPE'2003*. ISBN : 90-75815-07-7. Toulouse, France, 2003.
- [119] Patrick LYONNET. « Fiabilité des systèmes ». In : *Ingénierie de la fiabilité*. Lavoisier, 2006. Chap. 5, p. 79-134.
- [120] B.C. MECROW, A.G. JACK, J.A. HAYLOCK et J. COLES. « Fault tolerant permanent magnet machine drives ». In : *IEE-Proc.Electr. Power Applications* 143.6 (1996), p. 437-442.
- [121] J. P. MARTIN. « Contributions à l'alimentation en tensions de machines à aimants permanents et à nombre de phases élevé : fonctionnement normal et dégradé ». Thèse de doct. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2003.
- [122] A. M. BAZZI, A. DOMINGUEZ-GARCIA et P. T. KREIN. « Markov Reliability Modeling for Induction Motor Drives Under Field-Oriented Control ». In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.2 (2012), p. 534-546. DOI : [10.1109/TPEL.2011.2168543](https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2168543).

- [123] I. BOLVASHENKOV, J. KAMMERMANN et H. HERZOG. « Research on reliability and fault tolerance of multi-phase traction electric motors based on Markov models for multi-state systems ». In : *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. 2016, p. 1166-1171. DOI : [10.1109/SPEEDAM.2016.7525928](https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2016.7525928).
- [124] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Rotating Electrical Machines, Part 1 : Rating and Performance*. en. Standard IEC 60034-1, 10.2. Geneva, CH, 1999.
- [125] Michael PECHT et al. « The realism of FAA reliability-safety requirements and alternatives ». In : *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE* 13 (mars 1998), p. 16 -20. DOI : [10.1109/62.656329](https://doi.org/10.1109/62.656329).
- [126] F. BRIZ et M. W. DEGNER. « Rotor Position Estimation ». In : *IEEE Industrial Electronics Magazine* 5.2 (2011), p. 24-36. ISSN : 1941-0115. DOI : [10.1109/MIE.2011.941118](https://doi.org/10.1109/MIE.2011.941118).
- [127] G. WANG, M. VALLA et J. SOLSONA. « Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Machine Drives - A Review ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.7 (2020), p. 5830-5842. ISSN : 1557-9948. DOI : [10.1109/TIE.2019.2955409](https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2955409).
- [128] P. P. ACARNLEY et J. F. WATSON. « Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.2 (2006), p. 352-362. ISSN : 1557-9948. DOI : [10.1109/TIE.2006.870868](https://doi.org/10.1109/TIE.2006.870868).
- [129] L. PARSA et H. A. TOLİYAT. « Sensorless Direct Torque Control of Five-Phase Interior Permanent-Magnet Motor Drives ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 43.4 (2007), p. 952-959. ISSN : 1939-9367. DOI : [10.1109/TIA.2007.900444](https://doi.org/10.1109/TIA.2007.900444).
- [130] A. DEL PIZZO, C. OLIVIERI, F. CIANCETTA, M. TURSINI et N. ROTONDALE. « Development issues of a Neural observer-based and fault-adaptive sensorless strategy for a multiphase BLDC motor ». In : *2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*. 2014, p. 1166-1173. DOI : [10.1109/SPEEDAM.2014.6871988](https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2014.6871988).
- [131] J. SHISHEHGAR, J. SOLTANI, A. M. TABRIZCHI et N. R. ABJADI. « Direct torque and flux control of speed sensorless five-phase interior permanent magnet motor based on adaptive sliding mode control ». In : *The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)*. 2014, p. 37-42. DOI : [10.1109/PEDSTC.2014.6799340](https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2014.6799340).

-
- [132] O. STISCIA, M. SLUNJSKI, E. LEVI et A. CAVAGNINO. « Sensorless Control of a Nine-phase Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine with Highly Non-Sinusoidal Back-EMF ». In : *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. T. 1. 2019, p. 1327-1332. DOI : [10.1109/IECON.2019.8926989](https://doi.org/10.1109/IECON.2019.8926989).
- [133] S. XU, H. CHEN, F. DONG et J. YANG. « Reliability Analysis on Power Converter of Switched Reluctance Machine System Under Different Control Strategies ». In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66.8 (2019), p. 6570-6580. ISSN : 0278-0046. DOI : [10.1109/TIE.2019.2892675](https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2892675).

Titre : Modélisation des machines électriques polyphasées pour la conception préliminaire

Mots clés : Machines polyphasées, Rotor à aimants, Rotor à cage, Calcul analytique, Fiabilité des entraînements électriques, Couple/vitesse

Résumé : Les machines électriques polyphasées sont caractérisées par un induit comportant plus de trois circuits électriques indépendants et magnétiquement non alignés. Par rapport aux structures triphasées, une solution polyphasée est réputée améliorer le fractionnement de puissance, la qualité du couple et l'aptitude à opérer en régime de défauts. Le mémoire scientifique du présent document rapporte l'ensemble des travaux de recherche conduits (effectués et encadrés) dans le domaine de la modélisation des machines polyphasées. Une représentation générale du bobinage polyphasé basée sur le concept de

séquences d'alimentation est détaillée. Autorisant la prédiction des ondes de champ en régime linéaire, ce modèle facilite l'analyse des propriétés propres au système polyphasé, notamment à l'aide de calcul analytique. Qualité du couple, extension de la plage de vitesse par utilisation simultanée ou alternée des séquences d'alimentation et fiabilité sont examinées : les gains potentiels sont discutés et des fonctions originales comme la commutation électronique de pôle sont explorées. Finalement, le dépassement des hypothèses permettant d'établir les résultats présentés (linéarité, indépendance des séquences) fonde l'ensemble des perspectives.

Title : Multi-phase electric machine modeling for preliminary design

Keywords : Multi-phase machine, Permanent Magnet machine, Squirrel cage induction machine, Analytical methods, Electrical drive reliability, Torque-speed range

Abstract : For a multi-phase rotating machine, the armature is made with more than three electrical circuits that are not magnetically aligned. Referring to standard three-phase machines, multi-phase structures are supposed to improve the power partition, the torque quality and the fault tolerant ability. The scientific part of the present report focuses on the research activities (carried out and supervised) in the modelling of multi-phase machines. First, a general modelling of the multi-phase winding, based on the supply sequence concept, is detailed.

Particularly suited to the magnetic wave predictions, this approach facilitates the exploration of the specific properties of multi-phase machines, particularly with the use of analytical methods. Torque quality, speed range extension by a proper use of the supply sequences and reliability are analyzed: the possible improvements are discussed and special features as electronic pole changing are investigated. Finally, the reconsideration of the hypotheses which support the reported results (linearity, sequences decoupling) establishes the research perspective.