



HAL
open science

Machine Pentaphasée A Double Polarité Pour Electrification Du Domaine Des Transports Par Effet Boite De Vitesse Electromagnétique

Hussein Zahr

► **To cite this version:**

Hussein Zahr. Machine Pentaphasée A Double Polarité Pour Electrification Du Domaine Des Transports Par Effet Boite De Vitesse Electromagnétique. Génie des procédés. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2016. Français. NNT : 2016ENAM0058 . tel-01881288

HAL Id: tel-01881288

<https://pastel.hal.science/tel-01881288>

Submitted on 25 Sep 2018

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.

École doctorale n° 432 : Science des Métiers de l'ingénieur

Doctorat ParisTech

T H È S E

pour obtenir le grade de docteur délivré par

L'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers

Spécialité " Génie Electrique "

présentée et soutenue publiquement par

Hussein ZAHR

le 12 Décembre 2016

**Machine Pentaphasée A Double Polarité Pour Electrification Du Domaine
Des Transports Par Effet Boite De Vitesse Electromagnétique**

Directeur de thèse : **Eric SEMAIL**

Co-encadrement de la thèse : **Franck SCULLER**

Jury

M. Christophe ESPANET, Professeur des Universités, FEMTO-ST, Université de Franche-Comté
M. Mohammed El Hadi ZAIM, Professeur des Universités, IREENA, Ecole Polytechnique de Nantes
M. Emmanuel HOANG, PRAG HdR, SATIE, Ecole Normale Supérieure de Cachan
M. Vincent LAFRANCHI, Professeur des Universités, Laboratoire d'électromécanique, UTC Compiègne
M. Eric SEMAIL, Professeur des Universités, Professeur des Universités, L2EP, Arts et Métiers ParisTech
M. Franck SCULLER, Maître de conférences, IRENav, Ecole Navale, Brest
M. Bassel ASLAN, Ingénieur-Docteur Arts et Métiers, Ferrari S.p.A, Maranello, Italie

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Examineur

**T
H
È
S
E**

Remerciements

On remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné la santé et la volonté d'entamer et terminer ce mémoire.

Les travaux menés dans la thèse ont été effectués à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, au sein du Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille (L2EP) et l'Institut de recherche de l'École navale (IRENav). Je tiens à les remercier pour leur accueil et leur soutien financier.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à mon directeur de thèse, Eric Semail, Professeur des Universités à Arts et Métiers ParisTech centre de Lille, et à mon encadrant, Franck Scuiller, maître de conférences à l'École Navale. Je suis conscient de la chance que j'ai eu de travailler avec vous et de profiter de votre expertise dans le domaine . Je vous suis reconnaissant pour votre suivi scientifique exceptionnel et votre implication totale dans mon travail de thèse. Merci également pour votre soutien et confiance, et votre disponibilité pour discuter de tous les détails de mon travail et m'apporter des conseils même en dehors des réunions programmées. J'ai découvert deux personnes des qualités scientifiques et humaines uniques et exceptionnelles. C'était un gros honneur de travailler avec vous.

Je tiens à remercier messieurs Mohammed El Hadi Zaim et Emmanuel Hoang, les deux rapporteurs de la thèse, pour avoir accepté de rapporter ce mémoire. De plus, merci à messieurs Christophe Espanet, Vincent Lafranchi et Bassel Aslan pour avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce manuscrit. Je vous remercie pour votre intérêt pour le sujet et aussi pour les observations et les remarques qui m'ont permis d'améliorer ce manuscrit.

Je tiens également à remercier tous les collègues de l'ENSAM pour les moments joyeux et chaleureux passés ensemble durant ces trois ans: Franck Hernoux, Juliette Morin, Laurent Gajny, Nadim El Hayek, Firas Saade, Ky Nguyen, Mohamed Trabelsi, , Karama Sriti Guimbal, Pierre Besset, Tiago Moraes(mo collègue de bureau), Tian Tian, Sijun Liu, Mohamed Vakilinajad, Thomas Pidancier, Emmanuel Cottanceau, Joris Guerin, David Nossob, Alexandre Renault, Jerome Buire, Miguel Simao et Agbagla Togbe. Je remercie tous les autres membres et personnels du laboratoire L2EP et l'IRENav.

Je remercie mes amis libanais en France . Je cite particulièrement Mohamad Ali Jaafar mon cher ami depuis 2008. Je te remercie pour tes conseils et ta disponibilité dans les moments difficiles. Je remercie également mes amis lillois pour les joyeux moments passés ensemble. Merci aussi à Ahmad et Ali mes chers amis au Liban.

Enfin, je voudrais remercier infiniment mes parents Assad et Hiam et les membres de ma famille Mohamed, Fatima et Zahra. Les mots me manquent pour exprimer mon amour et ma gratitude. Je vous suis reconnaissant pour vos sacrifices et encouragements malgré la distance qui nous sépare. Merci du fond de mon coeur. Je vous dédie ce travail qui, sans vous, n'aurait pas pu voir le jour.

Table des matières

Table des matières	i
Liste des figures	xii
Liste des tableaux	xiv
Liste des symboles	xv
Introduction	1
1 Outils de modélisation des entraînements polyphasés	7
1.1 Introduction et positionnement du travail	8
1.1.1 Choix du nombre de phases de la machine	8
1.1.2 Particularité de la nouvelle machine par rapport aux solutions polyphasées existantes	10
1.1.3 Impact de la nouvelle particularité sur les pertes dans la machine	11
1.2 Décomposition multi-machine d'une machine à pôles lisses	11
1.2.1 Machines concernées par la décomposition multi-machine: hypothèses	12
1.2.2 Équations magnétiques et électriques des machines polyphasées.	12
1.2.2.1 Définition de la base statorique du système	12
1.2.2.2 Équations magnétiques dans la base statorique	13
1.2.2.3 Équations magnétiques dans la base statorique	13
1.2.3 Matrice d'inductance exprimée dans la base statorique	13
1.2.4 Matrice d'inductance exprimée dans la base de découplage	14
1.2.5 Sous-espaces orthonormés dans la base de découplage	14
1.2.6 Machines fictives et répartition des harmoniques sur les espaces fictifs	15
1.2.6.1 Répartition du couple entre les espaces fictifs	15
1.2.6.2 Famille des harmoniques de la force électromotrice associée à chaque machine fictive	17
1.2.6.3 Harmoniques du rang minimal de chaque machine fictive	18
1.2.6.4 Transformation de Park de la machine polyphasée	19
1.3 Adaptation de la structure de l'entraînement électrique avec les avantages attendus	20
1.3.1 Définition des paramètres relatifs à la structure statorique	21
1.3.1.1 Type de bobinage de la machine	21
1.3.1.2 Combinaison encoches/pôles utilisée	23
1.3.1.3 Matrice de fonction de bobinage	23
1.3.1.4 Matrice de la distribution de bobinage	24
1.3.1.5 Lien entre la matrice de distribution de bobinage et le facteur de bobinage	26

1.3.1.6	Classification des combinaisons encoches/pôles selon le facteur de bobinage	26
1.3.1.7	Classification des combinaisons encoches/pôles selon l'ondulation et la qualité de couple	27
1.3.1.8	Classification des combinaisons encoches/pôles selon la tendance à générer des courants induits	29
1.3.2	Topologie rotorique de la machine	31
1.4	Effet de commutation des pôles et extension de la plage de la vitesse: État de l'art	31
1.4.1	Changement de connexion de bobinage	33
1.4.2	Changement de polarité de la machine	34
1.5	Conclusion	41
2	Conception des structures rotoriques à aimants permanents déposés en surface à double polarité	42
2.1	Introduction Générale	44
2.2	Influence des paramètres de la machine sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine à aimants déposés: cas des machines avec faible réaction d'induit	44
2.2.1	Hypothèses et définitions	46
2.2.1.1	Hypothèses concernant la structure et la commande des machines étudiées	46
2.2.1.2	Points particuliers de la caractéristique couple/vitesse	46
2.2.2	Etude des paramètres influençant la performance d'une machine triphasée	47
2.2.2.1	Influence de la structure de bobinage sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine triphasée couplée en étoile	47
2.2.2.2	Application sur des machines avec S_{pp} différents	49
2.2.2.3	Cas d'une machines triphasée avec des phases indépendantes	51
2.2.3	Impact des paramètres des machines fictives sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine pentaphasée	53
2.2.3.1	Paramètres nécessaires à l'étude des caractéristiques couple/vitesse pour la machine 5-phases	53
2.2.3.2	Problème d'optimisation adaptés pour la recherche des points particuliers	54
2.2.3.3	Résolution des problèmes d'optimisation	56
2.2.4	Examen de la capacité des différentes combinaisons encoches/pôles à obtenir des constantes du temps équivalentes des machines fictives: Positionnement du bobinage 20/8	59
2.2.4.1	Calcul de la matrice d'inductance d'entrefer dans le repère de découplage	59
2.2.4.2	Classification des différentes combinaisons encoches/pôles selon le rapport $\frac{l_3}{l_1}$	60
2.3	Structures rotoriques à aimants déposés en surface à double polarité	61
2.3.1	Adaptation de la couche d'aimants avec le bobinage 20 encoches/8pôles	61
2.3.1.1	Définition de la fonction d'aimantation	62
2.3.1.2	Lien entre la fonction d'aimantation et la force électromotrice	64
2.3.1.3	Couche d'aimants déposés à aimantation radiale	64
2.3.1.4	Solutions dans le cas des aimantations parallèles	66
2.3.2	Caractérisation et comparaison avec une machine 20encoches/4pôles/5 phases $S_{pp} = 1$	67

2.3.2.1	Matrice d'inductance de la machine et constantes des temps des machines fictives	68
2.3.2.2	Validation par éléments finis de la force électromotrice	69
2.3.2.3	Évaluation du couple de détente de deux machines	70
2.3.2.4	Densité du courant et ondulation du couple pour les deux machines dans l'hypothèse MTPA	74
2.4	Évaluation des pertes dans les aimants dans la machine 20/8	80
2.4.1	Importance d'étude des pertes dans les aimants	80
2.4.2	Modèle des pertes dans les aimants résultants des effets des encoches	82
2.4.2.1	Calcul de la fonction de perméance et induction magnétique rotorique	82
2.4.2.2	Estimation analytique et numérique des pertes dues aux effets de denture	84
2.4.3	Modélisation des pertes des aimants dues à la force magnétomotrice	88
2.4.3.1	Contenu harmonique de la force magnétomotrice suite à une alimentation par un harmonique du courant temporel	88
2.4.3.2	Procédure du calcul analytique des pertes dans les aimants	91
2.4.3.3	Comparaison au niveau des pertes des aimants entre les deux machines 20/8/5 et 12/8/3: Validation par éléments finis des résultats	95
2.4.4	Loi de comportement des pertes dans les aimants dans la zone de défluxage	98
2.4.4.1	Pertes dans les aimants en alimentant la machine principale	99
2.4.4.2	Pertes dans les aimants en alimentant la machine secondaire	100
2.4.4.3	Pertes dans les aimants en alimentant les deux machines fictives	102
2.4.4.4	Variation des pertes dans les aimants en fonction de la vitesse de rotation	105
2.5	Caractéristiques couple/vitesse de la machine 20/8/5 à aimants déposés	107
2.5.1	Enveloppe des caractéristiques couple/vitesse de la machine	107
2.5.1.1	formulation de problème d'optimisation	107
2.5.1.2	Résolution de problème d'optimisation correspondant à la recherche de l'enveloppe des caractéristiques couple/vitesse	108
2.5.2	Détermination de la caractéristique couple/vitesse pour une puissance constante	110
2.5.2.1	Résolution de problème d'optimisation correspondant à une puissance constante à haute vitesse	110
2.5.2.2	Évaluation des pertes dans la machine dans la zone de puissance constante	110
2.5.3	Nouvelle stratégie de contrôle : Maximum Torque Per Primary Machine	111
2.5.3.1	Formulation de problème d'optimisation correspondante à la nouvelle stratégie d'alimentation	111
2.5.3.2	Résolution de problème d'optimisation correspondante à la stratégie MTPPM	111
2.5.3.3	Évaluation des pertes totales dues à la stratégie MTPPM et comparaison au niveau du rendement	113
2.6	Conclusion	114
3	Conception des structures rotoriques à aimants permanents enterrés à double polarité	117
3.1	Introduction Générale	119
3.2	Adaptation de la géométrie rotorique pour assurer la fonctionnalité de double polarité	121
3.2.1	Modification de la géométrie de la structure classique du rotor pour obtenir une machine à double polarité	121
3.2.1.1	Modification de la force magnétomotrice rotorique	122

3.2.1.2	Nouvelle géométrie rotorique de la machine	124
3.2.2	Caractérisation de la nouvelle machine 20/8/5 à aimants enterrés	125
3.2.2.1	Calcul de la force électromotrice de la machine en éléments finis	125
3.2.2.2	Calcul du couple de détente de la machine	126
3.2.2.3	Calcul de la matrice d'inductance de la machine	127
3.2.3	Calcul du couple électromagnétique et couplage entre les machines fictives	134
3.2.3.1	Modèle du couple électromagnétique dans la machine	135
3.2.3.2	Validation par éléments finis du modèle du calcul de la valeur moyenne du couple électromagnétique	138
3.3	Modélisation des pertes dans la nouvelle structure à aimants enterrés	139
3.3.1	Pertes dans les aimants dans la nouvelle structure à aimants enterrés	139
3.3.1.1	Pertes à vide dans la machine à aimants enterrés	140
3.3.1.2	pertes dues aux harmoniques de la force magnétomotrice	140
3.3.2	Modèle des pertes fer dans la machine	143
3.3.2.1	Principales contributions aux pertes fer	144
3.3.2.2	Validation par éléments finis du modèle	146
3.4	Comportement de la machine en régime saturé	157
3.4.1	Effet de point de fonctionnement sur la matrice d'inductance	157
3.4.2	Effet de la saturation magnétique sur le couple électromagnétique délivré par la machine	159
3.4.2.1	Construction de la cartographique de flux	160
3.4.2.2	Effet de la saturation sur le couple délivré par la machine primaire	162
3.4.2.3	Effet de la saturation sur le couple délivré par la machine secondaire	163
3.4.2.4	Effet de la saturation sur le couple délivré dans le cas d'une alimen- tation bi-harmonique	164
3.5	Comparaison avec la machine 12/8/3 à aimants enterrés radialement	166
3.5.1	Caractérisation de la machine 12/8	166
3.5.2	Variation des points particuliers des caractéristiques couple/vitesse de deux machines 12/8 et 20/8.	167
3.5.3	Application pour trois densités de courant: Comparaison avec le calcul en utilisant l'approche d'interpolation	168
3.5.3.1	Conclusions relatives à la comparaison entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5	169
3.6	Nouvelle stratégie de commande : Le Maximum Torque Per Losses MTPL	170
3.6.1	Répartition des pertes et du rendement pour différents points de fonction- nement selon la stratégie MTPA.	171
3.6.2	Stratégie Maximum Torque Per losses	171
3.6.2.1	Formulation du problème MTPL	173
3.6.2.2	Application de la stratégie MTPL dans la machine	173
3.6.3	Optimisation en utilisant l'algorithme EGO	173
3.6.4	Conclusion	177
3.7	Dimensionnement d'un prototype	177
3.7.1	Structures statoriques et rotoriques	178
3.7.2	Nombre des conducteurs dans la machine et distribution des conducteurs dans la machine	182
3.7.2.1	Choix du nombre des conducteurs basé sur la minimisation de l'effet de peau	182
3.7.2.2	Effet de proximité des conducteurs	184
3.8	Conclusion	187

Conclusions et perspectives	189
Bibliographie	192
A Annexes	202
A.1 Calcul des coefficients $(f_{ar,k}^c)_{2h+1}$ et $(f_{at,k}^s)_{2h+1}$	202
A.2 Calcul des coefficients $(F_r)_h$ et $(F_t)_h$	202
A.3 Structure rotorique à double polarité avec des aimants non identiques constituant le demi-pôle	203
A.3.1 Force électromotrice idéale et fonction d'aimantation idéale	203
A.3.2 Méthode de modulation de largeur d'aimant	204
A.4 Rotor double polarité avec des aimantations parallèles	208
A.4.1 Définition de la fonction objective de l'optimisation	208
A.4.1.1 Contraintes d'égalité stricte entre les deux harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice	208
A.4.1.2 Contraintes d'inégalité entre les harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice	211
A.5 Calcul de l'induction magnétique pour différentes valeurs de r_{ag}	213
A.6 Optimisation en utilisant l'algorithme EGO	214
A.6.1 définition de l'algorithme EGO	214
A.6.1.1 Formulation de la première stratégie d'optimisation: MTPL(I)	216
A.6.1.2 Formulation de la deuxième stratégie d'optimisation: MTPL(II)	216
A.6.1.3 Résolution des deux problèmes MTPA et MTPL et comparaison au niveau rendement avec la commande MTPA	217
A.7 Comparaison entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5 à aimants enterrés	220
A.7.1 Caractérisation de la machine 12/8/3	220
A.7.1.1 Détermination de la matrice d'inductance de la machine 12/8	220
A.7.1.2 Calcul du couple de détente de la machine 12/8	221
A.7.1.3 Calcul de la force électromotrice de la machine 12/8	222
A.7.2 Construction de la cartographie du flux de la machine 12/8/3	222
A.7.3 Variation du point de base de deux machines 12/8 et 20/8 en fonction de la densité de courant	223
A.7.4 Variation du point de puissance maximale de deux machines 12/8 et 20/8 en fonction de la densité de courant	224
A.7.5 Variation du point de vitesse maximale de deux machines 12/8 et 20/8 en fonction de la densité de courant	225
A.7.6 Comparaison entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5 par le calcul linéaire et le calcul par l'approche de l'interpolation	225
A.7.6.1 Comparaison entre les deux machines pour une densité de courant de $5A/mm^2$	225
A.7.6.2 Comparaison entre les deux machines pour une densité de courant de $10A/mm^2$	226
A.7.6.3 Comparaison entre les deux machines pour une densité de courant de $20A/mm^2$	229

Liste des figures

1	Définition des gammes des tensions pour une tension de 48V	4
1.1	Répresentation électrique des machines fictives résultantes de la transformation de Concordia appliquée à la machine polyphasée	16
1.2	Répresentation électrique des machines fictives résultantes de la transformation de Concordia appliquée à la machine polyphasée	16
1.3	(a).bobinage à pas entier concentré. (b) Bobinage à pas entier réparti[1]	21
1.4	Bobinage concentré autour des dents(a).simple couche (b) double couche.[1]	22
1.5	Comparaison entre les fonctions de bobinage de la phase A pour trois combinaisons encoches/pôles différentes: 20/2, 20/14 et 20/16 pour des machines à 5-phases(a)Forme d'ondes de la fonction de bobinage (b) Spectre de la fonction de bobinage.	25
1.6	Différentes machines triphasées de traction avec une combinaison $S_{pp} = 0.5$ [2; 3].(a) IMG de Bosch. (b) DynaStart de ZF-Sachs (c) IMA de Honda. (d) Générateur à aimants de Toyota Prius.[4]	30
1.7	Différents types de connexion de bobinage de la machine 5-phase.(a) étoile. (b)Pentagone. (c) Pentacle[5]	33
1.8	Machine 5-phases avec des interrupteurs étoile, pentagone et pentacle avec un ond- uleur de tension. [5]	33
1.9	Caractéristique couple/vitesse pour les différentes connexions de bobinage.[5]	34
1.10	Topologie de la machine étudiée pour la commutation électronique des pôles.[6]	35
1.11	Fonction de bobinage de chaque bobine de la machine.[6]	36
1.12	Fonction de bobinage résultantes de chaque mode d'alimentation.[6]	36
1.13	Caractéristique couple/vitesse pour la machine à commutation des pôles.	37
1.14	(a) Structure du stator à cage. (b) Connexion de l'onduleur à chaque encoche (phase de la machine).[7]	38
1.15	Variation de la polarité de la machine en fonction de zone de fonctionnement: un rendement maximum est assuré avec cette démarche.[7]	39
1.16	Caractéristique couple/vitesse pour la machine à commutation des pôles par la méth- ode PPM: deux configurations possibles: 4 pôles et 12 pôles avec 3 et 9 phases respectivement.[8]	40
1.17	Connexion de bobinage. (a) Connexion 3 phases/12 pôles. (b) Connexion 9 phases/4 pôles.[8]	40
2.1	Variation de la caractéristique Puissance/vitesse pour les trois machines polyphasées I,II et III	45
2.2	Variation de la caractéristique couple/vitesse en fonction de la réaction d'induit	49
2.3	Variation de la caractéristique puissance/vitesse en fonction de la réaction d'induit	49
2.4	Géométrie des machines étudiées [9]	50
2.5	Caractéristique couple/vitesse pour les trois machines A,B et C [9]	50
2.6	Caractéristique puissance/vitesse pour les trois machine A, B et C [9]	51

2.7	Variation de la caractéristique couple/vitesse en fonction de l'amplitude de l'harmonique de rang 3 dans la force électromotrice [10; 11]	52
2.8	Diagramme vectoriel correspondant à la stratégie MTPA	54
2.9	Variation des coordonnées des points particuliers pour deux machines avec $l_3/l_1 = 0.5$.	57
2.10	Variation des coordonnées des points particuliers pour deux machines avec $l_3/l_1 = 1$.	57
2.11	Variation des coordonnées des points particuliers pour deux machines avec $l_3/l_1 = 1,5$.	58
2.12	Exemple de calcul des Composantes de la fonction d'aimantation f_{ar} et f_{at} d'une paires des pôles ($p = 8$).	63
2.13	Représentation de la couche d'aimant avec deux aimants par pôle.	65
2.14	Contenu harmonique de la force électromotrice calculé en fonction de la largeur d'aimant.(a) Harmoniques fondamentaux des machines fictives. (b) Harmoniques de rang supérieur.	66
2.15	Calcul analytique de la force électromotrice de la machine double polarité à aimants déposés (a) Forme d'onde de la force électromotrice. (b) Spectre de la force électromotrice	66
2.16	(a) Machine 20/4/5. (b) Machine 20/8/5	67
2.17	Géométrie d'encoche	68
2.18	Comparaison entre le calcul analytique et éléments finis de la force électromotrice pour la machine 20/4 pour une vitesse de 2000tr/min	70
2.19	Comparaison entre le calcul analytique et numérique de la force électromotrice pour la machine 20/8 pour une vitesse de 2000tr/min	70
2.20	Géométrie d'encoches utilisée pour modéliser la fonction de perméance.	72
2.21	Comparaison entre le couple de détente pour les deux machines 20/4 et 20/8	73
2.22	Effet de la lacune interpolaire introduite dans la machine 20/8	74
2.23	(a) Courants injectés dans la machine 20/8. (b) Courant injecté dans la machine 20/4.	77
2.24	(a) Couple produit par la machine 20/4. (b) Spectre du couple produit par la machine 20/4	78
2.25	(a) Couple produit par la machine 20/8. (b) Spectre du couple produit par la machine 20/8	78
2.26	(a) Couple produit par la machine 20/8 pour une répartition $i_1 = 2.01i_3$. (b) Spectre des ondulations couple produit par la machine 20/8 pour $i_1 = 2.01i_3$	79
2.27	Variation de point de charge en fonction de la température	81
2.28	Calcul analytique de la fonction de perméance relative pour les différentes ouvertures des encoches	83
2.29	Calcul analytique de la composante radiale et tangentielle de l'induction magnétique pour différentes valeurs de r_{ag} pour une machine sans encoches	84
2.30	Comparaison entre le calcul analytique et éléments finis pour le calcul de l'induction magnétique radiale pour différentes valeurs de r_{ag}	85
2.31	Structure de la machine 12encoches/8poles-3phases.	86
2.32	Représentation sur un tour électrique de la variation des pertes dans les aimants en fonction de l'angle électrique.	87
2.33	Comparaison entre le calcul analytique et numérique des pertes dans les aimants à vide pour les deux machines 20/8 et 12/8.	87
2.34	Fonction de bobinage de chaque phase sur une période électrique.	90
2.35	Forme d'onde et spectre de la force magnétomotrice associée à chaque stratégie d'alimentation de la machine 20/8	91
2.36	Vitesse relative normalisée calculée pour chaque harmonique de la force magnétomotrice issue d'une alimentation bi-harmonique de la machine 20/8/5	92
2.37	Profil couple/vitesse d'hélice	95

2.38	Force électromotrice pour les deux machines 20/8/5 et 12/8/3 à la vitesse 2000tr/min.(a) Forme d'onde. (b) Spectre	96
2.39	Pertes cuivre pour les deux machines 20/8/5 et 12/8/3 pour le profil d'hélice	97
2.40	(a) Comparaison des pertes dans les aimants (b) Pertes totales dans les deux machines	98
2.41	Pertes dans les aimants suite à une alimentation par le premier harmonique du courant, vitesse 2000 tr/min	99
2.42	(a) Variation de la fonction $P_0(J_{s,h1})$ en fonction de la densité du courant $J_{s,h1}$ du troisième harmonique. (b) Variation du coefficient $P_1(J_{s,h1})$ en fonction de la densité du courant du troisième harmonique $J_{s,h1}$	100
2.43	Pertes dans les aimants suite à une alimentation par le troisième harmonique du courant, vitesse 2000 tr/min	101
2.44	(a) Variation de la fonction $P_0(J_{s,h3})$ en fonction de la densité du courant $J_{s,h3}$ du troisième harmonique. (b) Variation de la variation $P_1(J_{s,h3})$ en fonction de la densité du courant du troisième harmonique $J_{s,h3}$	101
2.45	Comparaison entre le loi de comportement et le modèle éléments finis pour une alimentation. (a) Alimentation en premier harmonique. (b) Alimentation en troisième harmonique	102
2.46	Comparaison entre le modèle de superposition des pertes avec les pertes calculés en éléments finis.	104
2.47	(a) Comparaison entre le modèle de comportement et les résultats éléments finis (b) Erreur en % entre le modèle du comportement et le calcul en éléments finis.	105
2.48	Variation des pertes dans les aimants pour quelques vecteurs courants en fonction de la vitesse de rotation (hors des pertes à vide)	106
2.49	Couple maximum atteint par la machine 20/8/5	109
2.50	Puissance maximale atteinte par la machine 20/8/5	109
2.51	Projection du trajectoire du courant. (a) Dans le plan (d_1, q_1, d_3) . (b) Dans le plan (d_1, q_1, q_3)	109
2.52	(a) Couple/vitesse pour les machines fictives. (b) Puissance/vitesse	110
2.53	Caractéristique Pertes/Vitesse pour la machine avec la stratégie MTPA.	111
2.54	Caractéristique couple/vitesse de la machine 20/8 obtenue avec la stratégie MTPPM	112
2.55	Caractéristique puissance/vitesse de la machine 20/8 obtenue avec la stratégie MTPPM	112
2.56	Projection du trajectoire du courant pour les deux stratégies MTPA et MTPPM. (a) Machine principale-Courants I_{d1} et I_{q1} . (b) Machine principale-Courants I_{d3} et I_{q3}	113
2.57	Répartition du courant entre les deux harmoniques du courant pour les deux stratégies de contrôle MTPA-CPR et MTPPM	113
2.58	Pertes calculées correspondantes à la stratégie MTPPM.	114
2.59	Comparaison au niveau du rendement entre les deux machines stratégies MTPPM et MTPA-CPR.	114
3.1	Localisation des aimants permanents.(a) Aimants enterrés tangentiellement. (b) Aimants enterrés radialement.(c) Aimants enterrés en V.[12]	119
3.2	Structure de la machine 20/8 avec des aimants enterrés avec un rotor classique	121
3.3	(a) Force électromotrice de la machine 20/8 à la vitesse de 2000 tr/min. (b) Spectre de la force électromotrice	122
3.4	Champ rotorique dans l'entrefer pour une machine 20/8 avec un rotor classique à aimants enterrés	123
3.5	Champ rotorique dans l'entrefer pour une machine 20/8 avec des trous-interpolaires de largeur η	123
3.6	Machine double polarité avec des aimants enterrés.	125

3.7	(a) Force électromotrice de la machine 20/8 avec le rotor bi-harmonique à la vitesse de 500 tr/min. (b) Spectre de la force électromotrice	126
3.8	Impact du trou inter-polaire sur le couple de détente.(a) Forme d'onde. (b) Spectre du couple de détente	127
3.9	(a)Force électromotrice calculée pour une inclinaison d'un demi-pas d'encoche. (b) Spectre de la force électromotrice	128
3.10	Image du rotor montrant l'axe d_1, q_1 et la grandeur β_{aim}	128
3.11	Calcul numérique de la matrice d'inductance de la machine 20/8(a) Forme d'onde de l'inductance propre de chaque phase. (b) Inductance mutuelle entre la phase n et la phase $n \pm 1$. (c) Inductance mutuelle entre la phase n et la phase $n \pm 2$	130
3.12	Matrice d'inductance de la machine 20/8 exprimée dans le repère de Concordia (a)Inductance associé à la machine homopolaire (b) Matrice d'inductance associée au plan (α_1, β_1) . (c) Matrice d'inductance associée (α_3, β_3) (d) Matrice d'inductance représentant le couplage entre les deux plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3)	131
3.13	Matrice d'inductance de la machine 20/8 exprimée dans le repère de Concordia (a)Inductance associé à la machine homopolaire (b) Matrice d'inductance de la machine primaire (α_1, β_1) . (c) Matrice d'inductance de la machine secondaire (α_3, β_3) . (d) Matrice d'inductance représentant le couplage entre les machines fictives.	133
3.14	Représentation des bobines des machines fictives. Axes découplés $(d_1$ et $q_1)$, $(d_3$ et $q_3)$. Axes couplés $(d_1$ et $d_3)$, $(q_1$ et $q_3)$	134
3.15	Couple électromagnétique par éléments finis calculé pour chaque stratégie d'alimentation. (a) Forme d'onde. (b) Spectre du couple	135
3.16	(a) Variation de la répartition du courant maximisant le couple en fonction de la densité de courant. (b) Vecteurs courants optimaux	137
3.17	(a) Couple du à l'interaction entre le flux des aimants et le courant. (b) Termes relatifs au saillance et au couplage entre les machines fictives	138
3.18	Validation par éléments finis du modèle du couple électromagnétique. (a) Alimentation par premier harmonique. (b) Alimentation par le troisième harmonique. (c)Alimentation bi-harmonique de la machine.	139
3.19	Variation des pertes dans les aimants à vide en fonction de la vitesse de rotation	140
3.20	Schéma des harmoniques de la force magnétomotrice pour une machine à aimants enterrés	141
3.21	Variation des pertes dans les aimants calculées par éléments finis pour les trois stratégies d'alimentation.(a) Densité de courant $5A/mm^2$. (b) Densité de courant $20A/mm^2$	142
3.22	Décomposition du cycle hystérésis du matériau	145
3.23	Variation de la densité des pertes en fonction de la fréquence et de l'amplitude de l'induction magnétique. Les données suivantes sont fournies par le constructeur [13].	147
3.24	Procédure de comparaison entre le modèle analytique donné dans l'équation 3.27 et le modèle en éléments finis.	148
3.25	Comparaison entre la densité des pertes fer dans l'équation 3.27 (modèle analytique) et le calcul éléments finis de cette densité ($J = 10A/mm^2$, $N=1000$ tr/min) .(a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique	149
3.26	Comparaison entre la densité des pertes fer dans l'équation 3.27 (modèle analytique) et le calcul éléments finis de cette densité ($J = 20A/mm^2$, $N=1000$ tr/min) .(a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique	150
3.27	Division de la culasse en plusieurs parties chacune avec une induction magnétique.	150

3.28	(a) Champ magnétique dans le rotor suite à une alimentation bi-harmonique . (b) Répartition de la densité des pertes fer rotoriques. (c) Calcul en éléments finis de la forme d'onde des pertes statoriques et rotoriques calculée en éléments finis.(V.M. désigne la valeur moyenne)	152
3.29	Calcul en éléments finis du pourcentage de contribution des pertes fer rotoriques dans les pertes fer totales.	152
3.30	Comparaison entre le calcul avec les hypothèses simplificatrices et le calcul éléments finis pour le calcul des pertes fer statoriques (vitesse 2000tr/min).(a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique $h_{1,3}$	153
3.31	Comparaison entre le calcul avec les hypothèses simplificatrices et le calcul éléments finis pour le calcul des pertes fer statoriques (vitesse 4000tr/min).(a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique $h_{1,3}$	154
3.32	Comparaison entre le modèle et le calcul éléments finis pour le calcul des pertes fer pour un autre jeu des paramètres (vitesse de 2000 tr/min).(a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique	155
3.33	Bilan des pertes calculé en éléments finis pour chaque stratégie de contrôle (a) Pertes statoriques (W). (b) Pertes rotoriques. (c) Pertes totales dans la machine.(d) Pourcentage des pertes rotoriques dans les pertes totales.	156
3.34	Calcul en éléments finis de la variation des termes de la matrice d'inductance en fonction de la densité de courant pour les stratégies d'alimentation mono-harmonique h_1 et h_3 . (a) Inductance propre. (b) Mutuelle entre les phases n et $n - 1$. (c) Mutuelle entre les phases n et $n - 2$	158
3.35	Calcul en éléments finis de la variation des termes de la matrice d'inductance en fonction de la densité de courant pour la stratégie d'alimentation bi-harmonique h_1 et h_3 . (a) Inductance propre. (b) Mutuelle entre les phases n et $n - 1$. (c) Mutuelle entre les phases n et $n - 2$	159
3.36	Démarche d'estimation des différentes grandeurs pour un vecteur du courant	162
3.37	Comparaison entre le calcul linéaire, par interpolation et éléments finis du couple fourni par la machine(a)Effet de la saturation dans le cas d'une alimentation de la machine avec le premier harmonique du courant.(b) Comparaison des courants optimaux entre le modèle d'inductance fixe et le modèle numérique	163
3.38	Calcul par les trois approches : linéaire, interpolation de flux et éléments finis : (a) Effet de point de fonctionnement dans le cas d'une alimentation de la machine avec le troisième harmonique du courant. (b) Effet de point de fonctionnement sur le déphasage.	163
3.39	Effet de la saturation dans le cas d'une alimentation bi-harmonique: Calcul par les trois approches : linéaire, interpolation de flux et éléments finis	164
3.40	Comparaison entre les points de base de la machine 12/8 et la machine 20/8 en fonction de la densité de courants	167
3.41	Comparaison entre la vitesse maximale de la machine 12/8 et la machine 20/8 en fonction de la densité de courants.(Vitesse de puissance maximale: C'est la vitesse à laquelle on atteint la puissance maximale de la machine.)	168
3.42	Comparaison entre la vitesse maximale de la machine 12/8 et la machine 20/8 en fonction de la densité de courants	168
3.43	Calcul à l'aide de modèle d'interpolation les différentes cartes des pertes pour la stratégie MTPA . (a) Pertes cuivre. (b) Pertes fer. (c) Pertes totales dans la machine. (d) Rendement	172
3.44	Calcul par l'intermédiaire de modèle d'interpolation les différentes cartes des pertes pour la stratégie MTPL . (a) Pertes cuivre. (b) Pertes fer. (c) Pertes totales dans la machine. (d) Rendement	174

3.45	Pourcentage de réduction des pertes suite à l'introduction de l'algorithme MTPL	175
3.46	Variation de chaque composante du vecteur courant. (a) ΔI_{d1} . (b) ΔI_{q1} . (c) ΔI_{d3} . (d) ΔI_{q3}	176
3.47	Modélisation en éléments finis de prototype de la machine	178
3.48	(a) Structure des toles ferromagnétiques pour le prototype de la machine. (b) Le carter	179
3.49	(a)Rotor de la machine durant la phase de la fabrication. (b)Rotor avec l'arbre	181
3.50	Distribution des conducteurs dans une encoche	183
3.51	Effet de peau dans le conducteur à 9kHz. (b) Variation de la résistance du conducteur en fonction de la fréquence d'alimentation.	183
3.52	(a) Bobinage partie gauche de la machine. (b) Bobinage partie droite de la machine. (c). Connexion de bobinage-partie gauche . (d) Connexion de bobinage-partie droite .	185
3.53	(a) Flux croisant les conducteurs dans une encoche. (b) Répartition de la densité des pertes suite à l'effet de proximité	186
3.54	(a) Augmentation de la résistance des conducteurs en fonction de la fréquence. (b) Augmentation moyenne de la résistance	186
A.1	(a) Forme d'onde de la force électromotrice idéale.(b) Forme d'onde de la fonction d'aimantation idéale	203
A.2	(a) Principe de la modulation de largeur d'aimant pour $f_{prt} = 6$. (b) Couche d'aimant résultante et la fonction d'aimantation correspondante	205
A.3	(a) Forme de la force électromotrice $f_{prt} = 6$. (b) Spectre de la force électromotrice résultante	206
A.4	(a) Forme de la force électromotrice $f_{prt} = 8$. (b) Spectre de la force électromotrice résultante	206
A.5	(a) Principe de la modulation de largeur d'aimant pour $f_{prt} = 6$. (b) Couche d'aimant résultante et la fonction d'aimantation correspondante	207
A.6	Couche d'aimants correspondante pour deux aimants par demi-pôle pour une con- trainte d'égalité stricte	209
A.7	Forme d'onde (a) et spectre (b) de la force électromotrice résultante pour une con- trainte d'égalité stricte	209
A.8	Couche d'aimants correspondante pour trois aimants par demi-pôle pour une con- trainte d'égalité stricte	210
A.9	Forme d'onde (a) et spectre (b) de la force électromotrice résultante pour une con- trainte d'égalité stricte	210
A.10	Couche d'aimants correspondante pour deux aimants par demi-pôle	211
A.11	(a) Forme d'onde de la force électromotrice . (b) Spectre de la force électromotrice résultante	212
A.12	Couche d'aimants correspondante pour quatre aimants par demi-pôle	212
A.13	(a) Forme d'onde de la force électromotrice. (b) Spectre de la force électromotrice résultante	212
A.14	Comparaison entre les stratégies MTPA, MTPL (I) et MTPL(II). (a) Couple électro- magnétique. (b) Pertes totales.	219
A.15	Décomposition des pertes pour chaque vitesse de rotation	219
A.16	Comparaison du rendement entre les stratégies MTPA, MTPL(I) et MTPL(II)	220
A.17	Structure de la machine 12/8 à aimants enterrés	220
A.18	Elements de la matrice d'inductance de la machine 12/8	221
A.19	Couple de détente de la machine 12/8. (a) Forme d'onde. (b) Spectre	222
A.20	Force électromotrice de la machine 12/8. (a) Forme d'onde. (b) Spectre	222

A.21	Couple électromagnétique de la machine 12/8 en fonction de la densité de courant et le déphasage.	223
A.22	(a) Comparaison des caractéristiques couple/vitesse entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5. (b) Caractéristique Puissance/Vitesse	225
A.23	(a) Comparaison entre les deux machines 20/8 et 12/8. (a) Densité de courant injecté. (b) valeur crête du courant	226
A.24	(a) Variation des composants des courants. (a) Machine 12/8/3. (b) Machine 20/8/5	226
A.25	(a) Projection des caractéristiques couple/vitesse dans les espaces fictifs. (b) Répartition de la densité de courant totale	227
A.26	(a) Comparaison des caractéristiques couple/vitesse entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5. (b) Caractéristique Puissance/Vitesse	227
A.27	(a) Comparaison entre les deux machines 20/8 et 12/8. (a) Densité de courant injecté. (b) valeur crête du courant	227
A.28	(a) Variation des composants des courants. (a) Machine 12/8/3. (b) Machine 20/8/5	228
A.29	(a) Projection des caractéristiques couple/vitesse dans les espaces fictifs. (b) Répartition de la densité de courant totale	228
A.30	(a) Comparaison des caractéristiques couple/vitesse entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5. (b) Caractéristique Puissance/Vitesse	229
A.31	(a) Comparaison entre les deux machines 20/8 et 12/8. (a) Densité de courant injecté. (b) valeur crête du courant	229
A.32	(a) Variation des composants des courants. (a) Machine 12/8/3. (b) Machine 20/8/5	230
A.33	(a) Projection des caractéristiques couple/vitesse dans les espaces fictifs. (b) Répartition de la densité de courant totale	230
A.34	(a) Comparaison des caractéristiques couple/vitesse entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5. (b) Caractéristique Puissance/Vitesse	230
A.35	(a) Comparaison entre les deux machines 20/8 et 12/8. (a) Densité de courant injecté. (b) valeur crête du courant	231
A.36	(a) Variation des composants des courants. (a) Machine 12/8/3. (b) Machine 20/8/5	231
A.37	(a) Projection des caractéristiques couple/vitesse dans les espaces fictifs. (b) Répartition de la densité de courant totale	231
A.38	(a) Comparaison des caractéristiques couple/vitesse entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5. (b) Caractéristique Puissance/Vitesse	232
A.39	(a) Comparaison entre les deux machines 20/8 et 12/8. (a) Densité de courant injecté. (b) valeur crête du courant	232
A.40	(a) Variation des composants des courants. (a) Machine 12/8/3. (b) Machine 20/8/5	232
A.41	(a) Projection des caractéristiques couple/vitesse dans les espaces fictifs. (b) Répartition de la densité de courant totale	233
A.42	Comparaison entre les machines 12/8/3 et 20/8/5. (a) Couple électromagnétique (b) Caractéristique Puissance/Vitesse	233

Liste des tableaux

1.1	Décomposition multi-machine des machines à 3,5,6, et 7phases: Machines fictives, distribution des harmoniques sur les machines fictives et harmonique du rang minimal.	19
1.2	Facteur de bobinage pour l'harmonique 1 et 3 pour les différentes combinaisons nombre des encoches/nombre des pôles ayant un nombre d'encoches par pôle et par phase fractionnaire. $(\xi\omega)_1$: Couleur noire, $(\xi\omega)_3$: Couleur bleue.	27
1.3	Taux de distorsion harmonique du couple suite à une alimentation par le premier harmonique du courant.[14]	28
1.4	Taux de distorsion harmonique du couple suite à une alimentation par le troisième harmonique du courant.[14]	29
1.5	Classification des combinaisons encoches/pôles selon la densité volumique des pertes par courants induits en alimentant la machine par le premier harmonique de courant .[14; 15]	29
1.6	Variation des grandeurs électriques et mécanique en fonction de la connexion de bobinage.[5]	34
1.7	Courants de référence dans chaque bobine pour chaque polarité.	37
2.1	La réaction d'induit pour chaque machine [9]	51
2.2	Classification des combinaisons encoches/pôles selon le rapport l_3/l_1 .	60
2.3	valeurs des éléments de la matrice d'inductance pour les deux machines 20/8 et 20/4 dans le repère statorique et repère de Concordia.	69
2.4	Valeurs des densités de courant normalisées pour les deux machines 20/4 et 20/8 pour obtenir le même couple électromagnétique calculées selon une approche analytique (ANA) et selon une approche numérique (Num).	76
2.5	Valeurs des pertes joules normalisées pour les deux machines 20/4 et 20/8 pour obtenir le même couple électromagnétique calculées selon une approche analytique (ANA) et numérique (NUM).	77
2.6	Valeurs des coefficients P_0 et γ dans le cas de deux calculs analytique et numérique pour les deux machines 12/8/3 et 20/8/5.	88
2.7	Coefficients du modèle de comportement des pertes dans les aimants pour les deux stratégies d'alimentation (vitesse 2000 tr/min).	102
2.8	Paramètre de la machine considérée.	108
3.1	Comparaison entre les différentes topologies rotoriques à aimants enterrés.	120
3.2	Paramètres géométriques de la machine 20/8 à aimants enterrés	126
3.3	Valeur moyenne de la matrice d'inductance normalisée par rapport à L_{d1} .	132
3.4	Valeur moyenne de la matrice d'inductance normalisée par rapport à L_{d1} . Les termes négligeables sont remis à zéro.	132
3.5	Contribution de chaque terme du couple dans la production du couple total de la machine pour un calcul linéaire.	137
3.6	Variation des coefficients K_h, K_{cf} et K_{exc} en fonction des fréquences d'essais.	147

3.7	Les différents courants aboutissant au même couple électromagnétique de 19.1 N.m. dans la machine.	165
3.8	Les différents courants aboutissant au couple électromagnétique de 32.9 N.m. dans la machine pour une densité de courant de 10 A/mm ²	165
3.9	Rapport entre le couple fourni par la machine 20/8 et la machine 12/8 à basse vitesse, d'après les figures A.22, A.26, A.30, A.34,A.38 et A.42.	169
3.10	Dimensions des tôles statoriques dans la machine.	180
3.11	Specification des tôles ferromagnétiques.	180
3.12	Paramètres caractérisant le rotor dans la machine.	180
A.1	Tableau représentant les paramètres des aimants pour une égalité stricte entre les deux harmoniques	210
A.2	Tableau représentant les paramètres des aimants pour une inégalité entre les deux harmoniques 1 et 3	211
A.3	Résolution de problème MTPL(I) à basse vitesse	217
A.4	Résolution optimale deu problème MTPL à haute vitesse –Colonnes grises: MTPL (I),Colonnes blanches MTPL (II).	218
A.5	Quantification des différentes termes de la matrice d'inductance de la machine 12/8 dans le repère de Park.	221

Liste des symboles

Notation	Description
p	Nombre de paires des pôles
N	Nombre de phases.
N_s	Nombre d'encoches
S_{pp}	Nombre d'encoches par pole et par phase.
E_N^s	La Base statorique associée à une machine à N phases
$\Psi_N^{E_N^s}$	Vecteur flux dans la base statorique.
$\Psi_{s,N}^{E_N^s}$	Vecteur flux dû aux bobines exprimée dans la base statorique.
$\Psi_{r,N}^{E_N^s}$	Vecteur flux rotorique
$V_N^{E_N^s}$	Vecteur tension exprimé dans la base statorique
R_s	Résistance statorique.
i_N	Vecteur courant exprimée dans la base statorique.
$e_N^{E_N^s}$	Vecteur force électromotrice exprimée dans la base statorique.
Ω_r	Vitesse mécanique du rotor (rd/s).
$M_{s,N}$	Matrice d'inductance exprimée dans la base statorique.
C_N	Matrice de Concordia.
M_n	Inductance cyclique associée à une machine fictive numéro n .
E_{C_0}	Base de sous -espace homopolaire.

E_{C_n}	Base d'un sous-espace diphasé associé à la machine fictive numéro n .
$E_{C_{N/2}}$	Base d'un sous espace homopolaire (si N est pair uniquement)
$(C_{em})_N$	Valeur moyenne du couple électromagnétique fourni par une machine à N phases.
$(h_n)_{min}$	Harmonique du rang minimal associé à la machine fictive numéro n
θ	Angle électrique.
$P(\theta)$	Matrice de transformation de Park
W	Matrice de fonction de bobinage.
D	Matrice de distribution de bobinage
ν	Harmonique spatial
B_e	Induction magnétique résultant de l'aimant dans l'entrefer.
$(\xi\omega)_\nu$	Facteur de bobinage de l'harmonique du rang ν
B_r	Induction magnétique produit par les aimants dans l'entrefer
τ_h	Taux de distorsion harmonique du couple, suite à une alimentation par le premier ou le troisième harmonique.
P_{pm}	Pertes dans les aimants
r_{ind}	Réaction d'induit
I_b	Courant de base
(y_t, t_{emb})	point de base de la caractéristique couple/vitesse (couple de base, vitesse de base), normalisé
$(y_p, p_{em,m})$	(puissance maximale, vitesse de puissance maximale) normalisés.
$(y_m, 0)$	Vitesse maximale normalisée par rapport à la vitesse de base (atteinte du couple nul)
Ψ_b	Flux de base (Valeur efficace).
$(C_b)_3$	Couple base de la machine triphasée

$(\Omega_b)_3$	Vitesse de base de la machine triphasée.
V_b	Tension de base
V_{DC}	Tension de bus DC.
$(C_b)_5$	Couple de Base de la machine 5-phases
$(P_b)_5$	Puissance de base de la machine 5-phases
L_1	Inductance cyclique de la machine principale de la machine 5-phases.
L_3	Inductance cyclique de la machine secondaire de la machine 5-phases.
Ψ_1	flux des aimants associé à la machine primaire (Valeur crête)
Ψ_3	flux des aimants associé à la machine secondaire (Valeur crête)
φ_1	Déphasage entre le premier harmonique du courant et la force électromotrice
φ_3	Déphasage entre le troisième harmonique du courant et la force électromotrice
v_1	Tension normalisée de la machine primaire
v_3	Tension normalisée de la machine secondaire
f_v	fonction définissant les contraintes au niveau de la tension
f_i	Fonction définissant les contraintes au niveau de courant
v_{crete}	Valeur crête de la tension.
k	Rapport définissant la répartition optimale entre le premier et le troisième harmonique du courant.
r	Résistance normalisée
l_1	Inductance de la machine primaire normalisée
l_3	Inductance de la machine secondaire normalisée
e_1	Force électromotrice de la machine primaire normalisée
e_3	Force électromotrice de la machine secondaire normalisée

L_m	Longueur efficace de la machine.
g_e	entrefer électromagnétique de la machine (mécanique+magnétique).
R_{als}	Rayon d'alésage du stator
M_{ag}	Inductance statorique d'entrefer
\vec{M}	Aimantation rémanente d'un aimant
$f_{ar}(\theta_r)$	Composante radiale de la fonction d'aimantation
$f_{at}(\theta_r)$	Composante tangentielle de la fonction d'aimantation
$\alpha_{a,k}$	Largeur de l'aimant numéro k constituant un demi-pôle.
$c_{a,k}$	Position du centre de l'aimant exprimée dans le repère rotorique
$(F_r)_h$	Gain radial spatial modélisant l'effet de l'entrefer sur un harmonique h
$(F_t)_h$	Gain tangentiel spatial modélisant l'effet de l'entrefer sur un harmonique h
$(G)_h$	Gain lié à la géométrie des encoches
$(H)_h$	Gain lié à la distribution de bobinage
$(G_r^c)_h$	Le gain total subi par un harmonique h de la composante radiale de la fonction d'aimantation entre l'entrefer et la sortie des bobines
$(G_t^c)_h$	Le gain total subi par un harmonique h par la composante tangentielle de la fonction d'aimantation entre l'entrefer et la sortie des bobines
$(f_{aim})_{perf}(\theta_r)$	Fonction d'aimantation idéale, permettant d'avoir une force électromotrice sinusoïdale
f_{prt}	Fréquence de modulation de la fonction d'aimantation idéale
M_{lin}	Matrice d'inductance de fuite
p_s	Profondeur de l'encoche
b_s	Hauteur du bec d'encoche
w_s	Ouverture d'encoche

μ_0	Perméabilité magnétique de l'air
f_{cog}	Fréquence de couple de détente
T_{cogg}	Couple de détente
λ_n	Harmonique du rang n de la fonction de perméance
τ_s	Pas d'encoche
h_m	Hauteur des aimants
μ_r	Perméabilité magnétique relative des aimants
I_1	Valeur crête de l'harmonique de rang 1 de courant
I_3	Valeur crête de l'harmonique de rang 3 de courant
K_r	Coefficient de remplissage
p_{cu}	Pertes cuivre normalisées
J_{s,h_1}	Densité de l'harmonique du rang 1 de courant
J_{s,h_3}	Densité de l'harmonique du rang 3 de courant
$J_{s,h_{1,3}}$	Densité de courant dans le cas de l'alimentation bi-harmonique de la machine
B_{sl}	Composante radiale de l'induction magnétique calculée pour une machine sans encoches
B_{ws}	Composante radiale de l'induction magnétique en tenant en compte l'effet des encoches
σ_{pm}	Conductivité des aimants
V_{aim}	Volume des aimants
$(P_{pm})_0$	Pertes des aimants à vide
$(fmm(\theta_s, t))_{Ns/2p}$	Force magnétomotrice
i_c	Indice de circularité

ω_v	Vitesse relative d'un harmonique v
J_m	Densité des courants induits dans les aimants
P_{h_1, h_3}	Pertes dans les aimants dues aux harmoniques 1 et 3 de courant
$(C_0)_h, (C_1)_h$ et $(C_2)_h$	Constantes déterminant la loi de comportement des pertes dans les aimants
f_T	Fonction définissant la contrainte au niveau de puissance maximale
$\begin{pmatrix} \Phi_{d_1} \\ \Phi_{q_1} \\ \Phi_{d_3} \\ \Phi_{q_3} \end{pmatrix}$	Vecteur flux dans le repère de Park
D_{ext}	Diamètre extérieur de la machine
$(B_{in})_{2K+1}(\eta)$	Induction magnétique rotorique suite à l'introduction du trou
$B_{e,tr}$	Amplitude de l'induction magnétique dans l'entrefer
η	Rapport entre l'ouverture du trou et le pas polaire
η_{opt}	Rapport optimal entre l'ouverture du trou et le pas polaire
S_{aim}	Surface de l'aimant
S_g	Surface de l'entrefer captant le flux rotorique
G_d	Constante qui dépend de la géométrie de la machine et du nombre des spires dans une phase
B_r	Champ rémanent de l'aimant
α_{skw}	Angle d'inclinaison des tôles statoriques
$T_{sp,cog}$	nombre des périodes du couple de détente sur un pas d'encoche
(α_1, β_1)	Sous espace propre associé à la machine primaire
(α_3, β_3)	Sous-espace propre associé à la machine secondaire

$\Phi_{aim,1}$	Amplitude de l'harmonique 1 de flux des aimants dans le repère de Park
$\Phi_{aim,3}$	Amplitude de l'harmonique 3 de flux des aimants dans le repère de Park
J_{max}	Densité de courant maximale
$\begin{pmatrix} i_{d_1} \\ i_{q_1} \\ i_{d_3} \\ i_{q_3} \end{pmatrix}$	Vecteur courant dans le repère de Park
β_{aim}	Rapport entre la distance de deux pôles et le pas polaire.
P_h	Pertes par Hystérésis
P_{cf}	Pertes par courants induits dans le fer
P_{exc}	Pertes excédentaires
K_{cf}	Paramètre déterminant les pertes par courants induits dans les tôles
K_{exc}	Paramètres déterminant les pertes excédentaires
H_{irrev}	Composante irréversible du champ magnétique H sur un point de la machine
B_{st}	Valeur crête de l'induction magnétique en un point de la machine
B_m	Valeur crête de l'induction magnétique dans le fer sous l'hypothèse d'une induction magnétique sinusoïdale
$P_{i,j}$	Pertes fer suite à l'exposition des tôles à un champ magnétique d'amplitude B_j et de fréquence f_i
$B_{dent}(t)$	Induction magnétique temporelle dans une dent
$P_{t_{dent}}$	Densité volumique des pertes fer dans les dents
$B_{culasse}$	Induction magnétique temporelle dans la culasse
$\kappa_{d_1}^v$	Fonction déterminant la variation de la composante cosinusoidale d'un harmonique v de flux Φ_{d_1} en fonction du vecteur courant

κ_{q1}^v	Fonction déterminant la variation de la composante cosinusoidale d'un harmonique v de flux Φ_{q1} en fonction du vecteur courant
κ_{d3}^v	Fonction déterminant la variation de la composante cosinusoidale d'un harmonique v de flux Φ_{d3} en fonction du vecteur courant
κ_{q3}^v	Fonction déterminant la variation de la composante cosinusoidale d'un harmonique v de flux Φ_{q3} en fonction du vecteur courant
ζ_{d1}^v	Fonction déterminant la variation de la composante sinusoidale d'un harmonique v de flux Φ_{d1} en fonction du vecteur courant
ζ_{q1}^v	Fonction déterminant la variation de la composante sinusoidale d'un harmonique v de flux Φ_{q1} en fonction du vecteur courant
ζ_{d3}^v	Fonction déterminant la variation de la composante sinusoidale d'un harmonique v de flux Φ_{d3} en fonction du vecteur courant
ζ_{q3}^v	Fonction déterminant la variation de la composante sinusoidale d'un harmonique v de flux Φ_{q3} en fonction du vecteur courant

$$\begin{pmatrix} (\Phi_0)_c \\ (\Phi_{d1})_c \\ (\Phi_{q1})_c \\ (\Phi_{d3})_c \\ (\Phi_{q3})_c \end{pmatrix}$$

Vecteur flux dans la culasse dans le repère de Park

$(\kappa_0^v)_c$	Fonction déterminant la variation de la composante cosinusoidale d'un harmonique v de flux $(\Phi_0)_c$ en fonction du vecteur courant
$(\kappa_{d1}^v)_c$	Fonction déterminant la variation de la composante cosinusoidale d'un harmonique v de flux $(\Phi_{d1})_c$ en fonction du vecteur courant
$(\kappa_{q1}^v)_c$	Fonction déterminant la variation de la composante cosinusoidale d'un harmonique v de flux $(\Phi_{q1})_c$ en fonction du vecteur courant
$(\kappa_{d3}^v)_c$	Fonction déterminant la variation de la composante cosinusoidale d'un harmonique v de flux $(\Phi_{d3})_c$ en fonction du vecteur courant
$(\kappa_{q3}^v)_c$	Fonction déterminant la variation de la composante cosinusoidale d'un harmonique v de flux $(\Phi_{q3})_c$ en fonction du vecteur courant
$(\zeta_0^v)_c$	Fonction déterminant la variation de la composante sinusoidale d'un harmonique v de flux $(\Phi_0)_c$ en fonction du vecteur courant
$(\zeta_{d1}^v)_c$	Fonction déterminant la variation de la composante sinusoidale d'un harmonique v de flux $(\Phi_{d1})_c$ en fonction du vecteur courant
$(\zeta_{q1}^v)_c$	Fonction déterminant la variation de la composante sinusoidale d'un harmonique v de flux $(\Phi_{q1})_c$ en fonction du vecteur courant
$(\zeta_{d3}^v)_c$	Fonction déterminant la variation de la composante sinusoidale d'un harmonique v de flux $(\Phi_{d3})_c$ en fonction du vecteur courant
$(\zeta_{q3}^v)_c$	Fonction déterminant la variation de la composante sinusoidale d'un harmonique v de flux $(\Phi_{q3})_c$ en fonction du vecteur courant
$Pertes_{stator}$	Niveau des pertes maximales au niveau du stator
$Pertes_{rotor}$	Niveau des pertes maximales admises dans le rotor
δ	Epaisseur de peau pour le cuivre

Introduction

LA raréfaction de la ressource pétrolière, et la problématique de son épuisement dans les prochaines années devrait conduire à une utilisation parcimonieuse de cette ressource. Alors que la consommation mondiale de “l’or noir” devrait doubler d’ici 2050, les études estiment qu’à l’horizon de l’année 2054, la réserve brut de pétrole va s’épuiser [16]. En effet, la consommation mondiale annuelle s’élève à 35 milliards de barils, alors que les découvertes ne dépassent pas le 15 milliards de barils[17]. Le secteur du transport semble le plus dépendant de cette ressource puisque deux tiers de la production pétrolière est raffinée pour en faire du pétrole ou du gazole nécessaire aux véhicules[16]. Cette problématique risque de conduire à la hausse de prix de cette ressource ce qui va limiter la consommation de cette ressource au profit des sources d’énergie alternatives notamment les énergies renouvelables, en cours de développement de nos jours. Par ailleurs, l’électrification des véhicules augmente leur efficacité, surtout en ville, dans la mesure où elle permet aisément la récupération de l’énergie cinétique de freinage.

La contrainte économique n’est pas la seule qui pose problème concernant l’utilisation de pétrole. Cette ressource est à l’origine des émissions des gaz à effets de serre. En effet, 26% des émissions carbone CO₂ proviennent principalement du secteur du transport . L’augmentation des émissions de CO₂ liées aux transports s’est faite malgré l’amélioration de la performance énergétique des véhicules au cours des années, car l’utilisation des transports de passagers et de marchandises a quant à elle augmenté. La voiture est encore utilisée pour environ 65% des déplacements en France[18], dans plus de 80% des cas en Europe. Les améliorations dans l’efficacité énergétique des moteurs n’ont pas suffi face à la hausse de l’utilisation de la voiture et des moyens de transport dépendant du pétrole. Dans ce sens, l’Union Européenne instaure un règlement concernant les émission carbone des voitures neuves vendues en Europe. En 2015, La consommation carbone des voitures neuves est limitée à 130g de CO₂, soit 5.2l/100Km. En 2020, cette limite est fixée à 95g, soit 3.7l/Km [19]. Ces règlements viennent dans le cadre des efforts faits par l’Union Européenne dans le but de réduire de 80 à 95% les émissions carbone globales (tout secteur inclus) d’ici 2050[19]. Or, cette réduction exige une réduction de 60% des émissions de la part du secteur du transport. Ces mesures permettent non seulement de réduire l’importation et la réduction des dépenses en carburant, mais va inciter également les constructeurs à investir dans la production des véhicules plus efficaces, visant la réduction de ces émissions.

Depuis la découverte du magnétisme, le développement important de la technologie des machines électriques a permis à ces dernières de s’imposer dans le domaine industriel pour la création de l’énergie mécanique. De nos jours, les outils de conception et de contrôle des machines électriques sont bien maîtrisés et connus. Ces éléments, dans le contexte de la volonté de concevoir de nouvelles chaînes de propulsion avec faibles émissions carbone, ont conduit à introduire ces machines dans le secteur du transport.

Au sein du secteur des transports, ce sont d’abord les transports guidés (ferroviaire, métro, tramways) qui ont en premier largement bénéficié de l’électrification. L’alimentation de ces systèmes se fait par

des caténares liées au réseau électrique. Ensuite, le freinage récupératif a été introduit dans ces systèmes, suite au développement de l'électronique de puissance, ce qui permet d'assurer une réversibilité énergétique.

Par ailleurs, le point faible le plus important de l'énergie électrique est la difficulté de la stocker en comparaison avec l'énergie fossile. Même si certains fabricants privilégient les véhicules tout électrique avec zéro émissions carbone, certains verrous importants empêchent la diffusion rapide de cette solution : quelque soit le domaine de transport, l'autonomie limitée provient de la capacité et/ou du coût des systèmes de stockage de l'énergie (batteries lithium-ion utilisées en général) et se greffe à cela la durée de la recharge et de la puissance électrique nécessaire. Au final, ces solutions ne peuvent pas fournir une solution équivalente à celle utilisant un moteur thermique. Les solutions hybrides plug-in représentent une alternative au véhicule zéro-émission complet avec en général une autonomie en mode zero-émission plus faible mais une autonomie globale plus grande et moins de contrainte en termes de recharge, le coût étant par contre plus élevé que certaines solutions tout électrique plus ciblées en termes de marché avec location des batteries.

Concernant l'électrification des navires, les domaines de la marine marchande et militaire ont vu se développer de façon forte des systèmes de propulsions électriques de type série dès les années 1990 puis hybride parallèle. Il a fallu attendre, à coût donné, l'augmentation des performances en termes de densité volumique et massique d'énergie d'une part des batteries mais aussi des entraînements électriques pour que se développent les systèmes tout électrique de plus petites puissances du domaine automobile.

Le principe de l'hybridation est de faire fonctionner le moteur électrique dans les régimes de fonctionnement où le rendement du moteur thermique est faible (démarrage) voire nul (freinage). Ce fait permet donc de réduire la consommation du véhicule et donc un meilleur rendement global est obtenu. Il existe différents niveaux d'hybridation, selon le niveau de participation du moteur électrique dans le fonctionnement.

1. **Mild-Hybrid**: Dans ce type d'hybridation, le moteur électrique est introduit afin de récupérer l'énergie de freinage. Cette énergie est ensuite utilisée comme appoint de puissance pendant l'accélération. En général, la réduction des émissions carbone ne dépasse pas le 25%. Les monoplaces de F1 utilisent ce type d'hybridation en utilisant un moteur thermique V6 avec un moteur électrique, capable de fournir la même puissance que le moteur thermique V10 utilisé avant l'hybridation [20].
2. **Full-Hybrid**: Le moteur électrique peut être utilisé seul ou avec le moteur thermique. Le pourcentage de l'utilisation du moteur électrique dépend essentiellement de la capacité de stockage de la batterie. Une réduction de l'émission carbone entre 25% et 35% est assurée.
3. **Plug-in hybrid**: Dans ce mode d'hybridation, la batterie alimentant le moteur électrique peut être rechargée par le réseau électrique, ce qui permet d'utiliser parfois le mode tout électrique, notamment dans les villes (avec typiquement des vitesses inférieures à 90 Km/h et des trajets courts). Citons comme exemple les voitures familiales Chevrolet Volt, Opel Ampera, et Toyota Prius Hybrid Plug-in et VW Golf.

Quand il s'agit de grande ou moyenne puissance, par exemple les navires, l'hybridation est utilisée d'une autre façon (hybride série): le moteur Diesel (ou turbine à vapeur) entraîne un alternateur, qui alimente le moteur électrique. Sa capacité à travailler à vitesse variable, sa discrétion acoustique et

vibratoire, sa compacité et poids permettant d'éviter un arbre mécanique long et parfois sa capacité à fonctionner en générateur, sont les principaux motifs de l'utilisation du moteur électrique.

Le cadre général du travail dans ce mémoire, est celui de l'électrification des transports dont l'objet principal est celui de la réduction de la consommation énergétique et de l'émission de gaz à effet de serre. Cette électrification permet également d'améliorer la qualité du fait de la réduction des nuisances locales (gaz polluants, bruit, vibration). La machine électrique présente en effet certains atouts par rapport aux moteurs à combustion interne :

1. **Réversibilité énergétique** : contrairement aux moteurs thermiques, un moteur électrique peut sans aucun problème fonctionner en générateur. Cette propriété est fondamentale lors des phases de freinage dans les transports, qui peuvent être récupératifs. C'est la raison majeure de l'hybridation des véhicules automobiles.
2. **Un meilleur rendement** : Le rendement énergétique d'une machine électrique est bien plus élevé que celui d'un moteur thermique. Il y a donc moins de dégagement de chaleur localement. Par ailleurs la plage de vitesse et couple dans laquelle le rendement est à peu près constant est bien plus étendue que dans le cas d'un moteur à combustion interne ce qui permet facilement de supprimer la boîte de vitesse. Le rendement peut dépasser 95% pour le moteur électrique, alors qu'on est aux alentours de 30% pour le moteur thermique et sur une plage de fonctionnement plus réduite.
3. **Facilité d'intégration**: De par sa nature électrique, et son alimentation par des convertisseurs d'électronique de puissance, il est très facilement interfacable avec les systèmes de gestion informatique qui permettent d'optimiser la fonction transport que ce soit en termes de consommation, de sécurité ou de confort. Comme de plus, ses temps de réponse sont plus faibles que ceux du moteur thermique il permet la mise en place de fonctions, notamment de sécurité, devant s'opérer rapidement. Il existe également la possibilité d'intégrer une solution multi-propulseurs dans le cas d'un moteur électrique. Cela se traduit par une possibilité de répartition de puissance entre plusieurs points de système, ce qui permet d'optimiser l'architecture du système en améliorant également le contact roue-sol.
4. Par nature la machine électrique s'interface facilement avec le réseau électrique, réseau qui est par excellence celui au sein duquel les systèmes d'énergies renouvelables viennent fournir leur énergie.
5. La capacité de moteur électrique à fournir un couple utile sur toute la plage de vitesse, contrairement au moteur Diesel qui est capable de fournir un couple utile qu'à partir 40% de sa vitesse nominale.
6. Réduction de l'amplitude des vibrations et facilité de concevoir un système d'amortissement de ces vibrations ainsi que la réduction du bruit.

Les travaux de cette thèse vise de façon générale la propulsion électrique mais en focalisant sur des applications de transport de type « mass market » « grand public » qui sont régies essentiellement par les contraintes suivantes :

1. Le coût
2. La sécurité et le confort
3. Bonne efficacité des ressources, une bonne recyclabilité.

Dans ce cadre, les puissances mises en jeu seront considérées comme s'étalant de quelques kW à 150 kW et en s'imposant également des tensions de batterie de l'ordre de 48 V afin de permettre d'assurer intrinsèquement des contraintes de sécurité des personnes sans surcoût de mise en protection. Il s'en suit des courants de batterie jusqu'à peu près 6250A !![21; 22; 23; 24; 25]. Ce niveau de tension de 48V favorise l'utilisation de la technologie transistor MOSFET au lieu de celle IGBT. Le transistor MOSFET présente en effet une faible tension de seuil, une capacité à fonctionner avec une fréquence de commutation plus importante avec un coût moins six fois moins élevé [26].

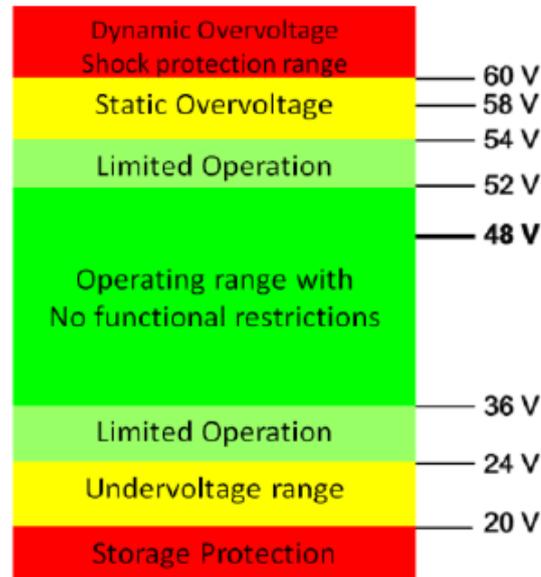


Figure 1 – Définition des gammes des tensions pour une tension de 48V

Cependant, lorsque la puissance augmente les valeurs de courant par phase augmentent très vite pour atteindre des niveaux tels qu'il n'y a pas de solution commerciale au sein de la famille MOSFET. Des mises en parallèle de MOSFET sont alors nécessaires induisant à des coefficients de sécurité du fait des contraintes d'appariement entre MOSFET devant travailler en parallèle de façon synchrone. Par ailleurs, des dispersions critiques risquent d'apparaître lors des phases de vieillissement. L'augmentation du nombre de phases est une solution au sein de la machine puisque permettant de réduire le courant de phase[27; 28]. Ainsi [26] propose une machine de l'ordre 300 kW/48V à 60 phases sachant qu'avec un tel nombre de phases l'intégration devient aussi nécessaire.

Le cadre du domaine «grand public» pour le domaine de la marine concerne essentiellement celui de la propulsion de loisir où la discrétion acoustique, la sécurité sous tension 48V et celle de fiabilité fonctionnelle avec une seule hélice apparaissent importants. Par ailleurs, il est également apparu un meilleur rendement du moteur électrique du fait de sa plus grande souplesse de pilotage permettant d'assurer un meilleur couplage hélice/eau en vitesse variable [29].

S'il y a dans ce cadre de nombreux points communs entre transport terrestre et maritime il y a néanmoins certaines différences :

1. Un besoin de fiabilité dans la fonction de propulsion plus élevé pour le transport maritime étant donné qu'une perte de propulsion correspond en général également à une perte de gouvernabilité du véhicule. Pour les navires de petits à très petits tonnages, le surcoût et la contrainte en

volume/masse liés à une deuxième hélice milite en faveur d'une fiabilité électrique renforcée d'un système monohélice.

2. Un couplage mécanique plus complexe entre la machine électrique et l'environnement mécanique : le contact roue-sol est moins sujet à des phénomènes de glissement que celui eau-hélice et le freinage récupératif plus efficace
3. Un cahier des charges concernant la caractéristique couple/vitesse requise moins contraignant car moins précis avec de ce fait une plage de vitesse à puissance constante plus faible.

Sociétalement, les travaux de cette thèse ont pour objectif de pouvoir répondre à plusieurs objectifs simultanément :

1. Développement de la puissance des solutions de propulsion basse tension (48V);
2. Développement de la fiabilité fonctionnelle de l'entraînement électrique ;
3. Développement des machines électriques de traction pour lesquelles le défluxage réversible des aimants n'est pas l'unique mode pour un fonctionnement à puissance constante avec l'idée dans ce cas de réduire les contraintes existantes sur l'aimant et donc de réduire les coûts ;

Ces deux premiers objectifs mènent assez naturellement à des solutions polyphasées et ont été déjà largement abordés. Le dernier objectif trouve une réponse dans les machines polyphasées et cela constitue plus une spécificité du travail développé dans cette thèse.

Le travail de la thèse est réparti en trois chapitres comme suit :

Le Chapitre 1 est destiné à présenter les outils relatifs à la modélisation des entraînements polyphasés. C'est notamment la décomposition en multi-machines fictives qui est présentée. Ensuite, la deuxième partie est consacrée à la description des structures statorique et rotorique qui répondent aux contraintes générales de la machine envisagée 5-phase à double polarité. Ce choix se base sur des critères bien définis et repose sur des classifications existantes dans la littérature. Finalement, un état de l'art sur les techniques de commutation des pôles et de d'extension de la plage de vitesse est présenté ce qui permettra de situer le concept de la machine conçue dans la thèse.

Le chapitre 2 traite de la conception des machines à double polarité avec des aimants déposés en surface. Dans un premier temps, on étudie la capacité de différentes configurations de bobinage, à fonctionner en double polarité, tout en étant alimenté avec un onduleur dimensionné au sens du premier harmonique. Ensuite, on cherche à adapter le rotor avec le bobinage choisi. Pour cela, on présente une série de solutions rotoriques à aimants permanents déposés en surface. Une solution est sélectionnée parmi l'ensemble des solutions possibles, puis la nouvelle machine est comparée avec une autre machine à bobinage classique avec une force électromotrice sinusoïdale. Les pertes dans les aimants sont modélisées analytiquement et comparées avec un calcul éléments finis. Se basant sur des simulations éléments finis, une loi de comportement des pertes dans les aimants est établie. Cette loi permet de calculer les pertes notamment lorsqu'il y a un déphasage entre la force électromotrice et le courant. Finalement, l'aptitude de la machine avec des aimants déposés en surface à assurer la fonction commutation électronique des pôles est testée pour différentes injections d'harmonique de courant. Une nouvelle stratégie de commande (MTPM : Maximum Torque Per Primary Machine) est effectuée afin de réduire les pertes à basse vitesse, résultantes de l'application de la stratégie MTPA(Maximum Torque Per Ampere).

Le chapitre 3 présente une machine à double polarité avec des aimants enterrés. On commence par la modification de la structure rotorique classique afin d'obtenir une machine à double polarité. Ainsi,

la nouvelle machine est caractérisée au niveau force électromotrice et matrice d'inductance. Ensuite, les différentes pertes dans la machine sont modélisées. Le comportement de la machine est aussi étudié en régime saturé et un modèle de type cartographie flux/courant est élaboré avec 4350 points de simulation par éléments finis. Finalement, une nouvelle stratégie de commande est appliquée sur la machine visant la minimisation des pertes pour un couple donné. Les résultats nous mènent à la description d'un prototype avec les éléments modifiés pour respecter les contraintes de fabrication.

Chapitre 1

Outils de modélisation des entraînements polyphasés

“ Certes, la connaissance guide, dirige et sauve; l’ignorance égare, trompe et ruine ”

Ali ibn Abi Talib

Sommaire

1.1	Introduction et positionnement du travail	8
1.1.1	Choix du nombre de phases de la machine	8
1.1.2	Particularité de la nouvelle machine par rapport aux solutions polyphasées existantes	10
1.1.3	Impact de la nouvelle particularité sur les pertes dans la machine	11
1.2	Décomposition multi-machine d’une machine à pôles lisses	11
1.2.1	Machines concernées par la décomposition multi-machine: hypothèses	12
1.2.2	Équations magnétiques et électriques des machines polyphasées.	12
1.2.3	Matrice d’inductance exprimée dans la base statorique	13
1.2.4	Matrice d’inductance exprimée dans la base de découplage	14
1.2.5	Sous-espaces orthonormés dans la base de découplage	14
1.2.6	Machines fictives et répartition des harmoniques sur les espaces fictifs	15
1.3	Adaptation de la structure de l’entraînement électrique avec les avantages attendus	20
1.3.1	Définition des paramètres relatifs à la structure statorique	21
1.3.2	Topologie rotorique de la machine	31
1.4	Effet de commutation des pôles et extension de la plage de la vitesse: État de l’art	31
1.4.1	Changement de connexion de bobinage	33
1.4.2	Changement de polarité de la machine	34
1.5	Conclusion	41

1.1 Introduction et positionnement du travail

L'idée proposée dans ce travail est l'étude d'un propulseur "Low cost" tout électrique travaillant à des niveaux de puissance autorisant l'usage d'une tension continue de 48 V sur le bus DC sans courant continu excessif. La notion de "Low cost" proviendrait:

1. D'une réduction des marges de sécurité au niveau de dimensionnement, notamment l'onduleur. En effet le fait d'avoir un drive tolérant aux défauts de l'onduleur permet, à niveau de fiabilité fonctionnelle¹ identique, de réduire les marges de sécurité concernant le dimensionnement des composants de puissance de l'onduleur. Pour obtenir cette fiabilité fonctionnelle en utilisant un seul moteur, il est nécessaire d'augmenter le nombre de bras d'onduleur. Dans la mesure où le nombre de bras est alors supérieur à 3 le nombre de phases peut être aussi supérieur à trois sans surcôt au niveau de l'alimentation de puissance en considérant uniquement la surface silicium.
2. Une réduction des mesures de sécurité qu'induit l'utilisation d'une tension de bus continue sécuritaire de 48V ayant par contre la conséquence d'augmenter le courant de batterie ;
3. L'utilisation d'un système de management batterie (BMS) est plus simple car le nombre de modules nécessaires pour obtenir 48V est plus faible. La détection des variations de tension est potentiellement plus simple pour chaque module de 48V.

On se place dans ce cadre pour considérer l'utilisation des machines polyphasées (nombre des phases >3). Les avantages attendus lors de la conception de cette machine seraient:

1. **La tolérance aux pannes du système de propulsion:** La tolérance aux pannes doit permettre, si un fonctionnement en mode dégradé est accepté, de satisfaire naturellement les contraintes de sécurité en termes de dimensionnement et donc de coût et volume/masse.
2. **Compacité :** En raison de la contrainte volumique et massique du système de propulsion, un très haut niveau de compacité est exigé. Cela se traduit par une minimisation de volume des trois éléments principaux du système : la batterie, l'électronique de puissance et le moteur. La compacité est assurée donc par le choix de la topologie adéquate de la machine électrique parmi les topologies existantes. Cela encore se fait par l'optimisation au niveau de la conception de la machine.
3. **Aptitude à fonctionner sur une large plage de vitesse avec puissance et tension constante:** Lorsque le cahier des charges le permet (c'est le cas en traction électrique) le fonctionnement à puissance constante avec un moteur et un onduleur adapté permet de réduire le dimensionnement en puissance de la machine et de l'onduleur : un ensemble moteur-onduleur dimensionné par uniquement la notion de régime nominal (une puissance nominale et une vitesse nominale) conduit à un surdimensionnement dans le cas d'un système de type traction.

1.1.1 Choix du nombre de phases de la machine

L'augmentation du nombre de phases peut avoir des impacts positifs et négatifs tant sur la performance que sur la commande. Outre la tolérance aux pannes, de nombreux avantages sont obtenus suite à l'utilisation des machines polyphasées:

1. La distribution de puissance sur un nombre plus grand de phases, notamment les applications à basse tension, où les courants des phases sont souvent élevés. En effet, si la machine triphasée a

¹par exemple, deux systèmes propulsifs ont une fiabilité fonctionnelle identique si leur probabilités de pouvoir aller au-delà d'une certaine vitesse sont identiques

la même puissance que la machine polyphasée, elle possède des courants de phase plus importants. Ce fait permet d'alléger, dans les machines polyphasées, les contraintes de conception tant sur la machine que sur les convertisseurs de puissance[30; 31]notamment en évitant la mise en parallèle de composants appariés et supposés le rester dans le temps.

2. La possibilité d'obtenir réduction des effets parasites dans la machine notamment les ondulations du couple avec des courants non sinusoïdaux[32], les vibrations et le bruit acoustique et magnétique.
3. L'introduction de degrés de liberté supplémentaires dans la commande. Il est possible d'injecter dans les machines polyphasées, des harmoniques de courant de rang supérieur (>1) et contribuant à la production du couple avec des courants non sinusoïdaux tout en conservant un contrôle vectoriel très proche et robuste comme celui des machines triphasées[14; 33; 34; 35; 36; 37; 38; 39; 40; 41].

Cependant, l'introduction des machines polyphasées engendrent des inconvénients, qui proviennent bien entendu du nombre de connexions de puissance ainsi que, pour l'élaboration du contrôle, de la nécessité de gérer ces degrés de liberté supplémentaires de la machine:

1. L'ajout des degrés de liberté dans la commande, va complexifier la recherche de commande optimale de la machine par la nécessité d'une part d'ajouter des contraintes supplémentaires et d'autre part de travailler avec des vecteurs de dimension supérieure ou égale à 3 . En théorie, toutes les grandeurs électriques (vecteur flux, tension, couple,...) vont dépendre d'un vecteur courant de dimension supérieure à 3. L'espace de recherche des solutions pour le problème visant l'obtention de commandes optimales sous différentes contraintes augmente de taille. Ce fait impose la nécessité d'un algorithme d'optimisation robuste permettant de chercher les solutions optimales.
2. Complexité supplémentaire au niveau de l'électronique de pilotage (drivers) des composantes de puissance de la machine: plus de phases à alimenter donc plus de bras d'onduleur.² Par contre, le circuit de puissance ne devient pas plus coûteux en supposant une répartition de la surface de Silicium entre plusieurs bras.
3. Dégradation de la fiabilité structurelle de la machine (probabilité de ne pas être à l'état intègre), suite à l'augmentation des nombres des bras de l'onduleur et des phases. L'augmentation du nombre des composants dans la machine ou dans l'alimentation de puissance, augmente la probabilité d'une panne d'un composant de l'ensemble convertisseur-machine. (Cependant, cette dégradation peut être compensée par une possible amélioration de la fiabilité fonctionnelle comme évoqué précédemment).

Les machines polyphasées deviennent donc un choix prioritaire pour certains concepteurs. Citons des exemples de quelques domaines[42; 43]:

- Machine double triphasée alimentée par onduleur de tension/propulsion électrique des navires (MS 12 MW Alstom)
- Machines de sous-marins Siemens Permasyn à 12 phases alimentées par onduleur de tension.
- Machines 15 phases /Alstom (3 x 5-phases couplés en étoile) alimentées par onduleur de tension/moteur de propulsion électrique en marine (19 MW 150 tr/min).

²Cette analyse est à moduler car si en triphasé il est nécessaire de mettre plusieurs composants de puissance en parallèle le nombre de drivers n'est pas forcément réduit.

- Éoliennes de faible puissance de Krestel avec des générateurs à flux axial à double rotor 12 phases (400 à 2500 W) à 1100 tr/min, pour une tension <48 V.
- La machine à flux axial muti-disque à 6phases de Turbogenset, pour alimentation de secours (1.2MW/20000tr/min).
- Machines à flux axial de Kaman comportant 6 phases (450kW/5000tr/min).
- L'éolienne E40 (600 kW) à 84 pôles d'Enercon comportant 6 phases.
- L'alternateur heptaphasé pour application automobile Micro-hybride utilisé par Valeo dans l'alternateur intégré de sa gamme i-Stars 9-phases hyundia.

Dans ce travail, nous allons explorer, sur des configurations de machines synchrones à 5 phases, l'impact sur les lois de commande optimales possibles, ce qui permet d'explorer ce qu'offre un entraînement polyphasé sans pour autant trop complexifier la commande en limitant des degrés de liberté. Ce choix ne garantit pas que cinq soit le nombre suffisant pour garantir une flexibilité suffisante dans la commande ainsi qu'une configuration satisfaisante au final. Par contre on cherche à examiner si l'utilisation des degrés de liberté mènent à des différences significatives ou non.

1.1.2 Particularité de la nouvelle machine par rapport aux solutions polyphasées existantes

L'utilisation d'une machine à cinq phases pose la question de la façon d'utiliser les degrés de liberté alors disponibles au niveau de la commande des 5 ou 10 bras d'onduleur. Les stratégies de commande et les résultats dépendent étroitement des caractéristiques de la machine (nombre des phases, bobinage, topologie du rotor). Cependant, jusqu'à présent la plupart des machines polyphasées considérées n'ont pas été conçues pour explorer toutes les potentialités offertes par les degrés de liberté.

Les degrés de liberté supplémentaires offrent une flexibilité de commande, permettant d'alimenter la machine sous différentes stratégies de contrôle et sous différentes contraintes, aboutissant à différentes performances de la machine, où chaque stratégie de commande possède des avantages et des inconvénients selon l'objectif assigné à la machine. Ce fait montre la capacité des machines polyphasées, et si la structure stator/rotor est adéquate, à exploiter pleinement et d'une manière efficace et optimale les harmoniques du rang supérieur, ce qui se reflète a priori par une amélioration de rendement et de la compacité de la machine.

C'est en ce sens qu'une particularité de la nouvelle machine a été conçue: plusieurs degrés de liberté permettant de gérer le couple fourni par la machine et établir des nouvelles lois de contrôle, notamment lors de la saturation en tension en haute vitesse.

Historiquement, on peut retrouver des machines polyphasées avec des grandeurs électriques sinusoïdales et une alimentation sinusoïdale générant un couple de bonne qualité avec un contrôle vectoriel. Ces machines utilisent un seul harmonique du courant et donc ne permettent pas d'explorer les potentialités des machines polyphasées et l'impact des degrés de liberté supplémentaire.

On peut trouver également des machines polyphasées alimentées avec plusieurs harmoniques du courant, on peut retrouver les machines avec des grandeurs électriques trapézoïdales avec une alimentation avec un courant trapézoïdal, souffrant d'un couple pulsatoire important à basse vitesse. Citons par exemple les machines 5-phases à force électromotrice trapézoïdale dans [33; 44; 45] et celle à 7-phases à force électromotrice trapézoïdale[46]. Dans ces machines, il est possible d'injecter

l'harmonique du courant du rang 3, mais la contribution de cet harmonique dans la production du couple ne dépassant pas le 33%.

Afin d'explorer les potentialités des machines cinq phases, le but dans ce travail est de concevoir une machine cinq-phases, en choisissant une structure statorique/rotorique adéquate[47], permettant d'exploiter pleinement les deux harmoniques 1 et 3 pour la production du couple. En d'autres termes, les deux harmoniques 1 et 3 possèdent des aptitudes équivalentes à produire le couple pour la même densité des courants. Cela signifie que la force électromotrice de la nouvelle machine, contient les deux harmoniques 1 et 3 avec des amplitudes de même ordre de grandeur. La nouvelle machine est donc appelée une machine double polarité, avec sa capacité à produire un couple soit avec le premier harmonique du courant associé à la polarité p soit avec le troisième harmonique associé à la polarité $3p$. De ce fait, il est possible de changer la polarité de la machine, en jouant uniquement sur la commande. Par conséquent, cette machine est apte à assurer un fonctionnement avec une commutation électronique des pôles, où chaque polarité est associée à un harmonique d'alimentation. Ce fait permet également d'accroître les stratégies de pilotage de la machine en optimisant différents types de critères (autonomie, puissance en régime transitoire, couple transitoire, efficacité énergétique, plage de vitesse).

La conception de cette machine, nécessite tout d'abord un choix de bobinage capable d'exploiter pleinement les deux harmoniques 1 et 3 d'espaces (liées à la fonction de bobinage) et du temps (liés à l'alimentation de la machine). Ce choix de bobinage sera accompli par une structure rotorique, permettant d'avoir une force électromotrice de la machine avec ces deux harmoniques de même ordre de grandeur.

1.1.3 Impact de la nouvelle particularité sur les pertes dans la machine

Dans la mesure où la machine est bi-harmonique-c.à.d conçue pour être alimentée par deux harmoniques de courant séparément ou simultanément-, la répartition entre les deux harmoniques doit prendre en compte ce point. Il faut être capable d'évaluer les pertes totales lors de la synthèse de contrôle, notamment l'échauffement au niveau du fer et des parties conductrices de la machine (aimants par exemple). Comme les pertes augmentent avec la fréquence de même que l'amplitude de la tension requise, on peut s'attendre à ce qu'aux basses vitesses on travaille principalement avec l'harmonique du rang 3 qui est le plus élevé pour basculer vers l'harmonique du rang 1 à haute vitesse. Dans la pratique, les harmoniques pourront être utilisés simultanément avec une certaine répartition dépendante des caractéristiques harmoniques de la machine, principalement la force électromotrice et la stratégie de commande. On s'attend à un niveau des pertes maîtrisé et l'aptitude au contrôle de la machine sous différentes contraintes des pertes. En effet, les stratégies classiques de contrôle (Maximum Torque Per Ampere) ne considèrent pas toutes les pertes dans la machine, comme les pertes rotoriques et les pertes fer, alors que dans certaines topologies des machines électriques et pour certains modes de fonctionnement, ces pertes pourront être significatives.

Pour démarrer la procédure de conception, on s'intéresse à la modélisation en vue de la commande de la machine polyphasée. Pour cela, on va présenter la décomposition multi-machine, qui permet d'assimiler la machine polyphasée à des ensembles des machines fictives monophasées ou diphasées.

1.2 Décomposition multi-machine d'une machine à pôles lisses

La première problématique liée à la commande d'une machine polyphasée ne réside pas uniquement dans le nombre des variables relativement élevé en comparaison avec les machines triphasées-dont

les outils de commande sont bien connus des nos jours-, mais aussi dans le couplage important entre ces différents variables, ce qui entraîne une difficulté dans la synthèse de la commande. En plus, ce couplage empêche la détermination de l'influence de chaque variable sur la performance globale de l'entraînement polyphasé.

Si on veut utiliser les méthodes classiques de contrôle vectoriel des machines triphasées pour les systèmes polyphasés, il faudra trouver un outil permettant le découplage entre les différents variables de ce système, ce qui est un avantage majeur de la décomposition multi-machine présentée dans cette partie.[45; 48].

1.2.1 Machines concernées par la décomposition multi-machine: hypothèses

Dans cette section, on décrit les hypothèses relatives aux machines polyphasées étudiées et concernées par la décomposition multi-machine. Les hypothèses sont explicitées ci-après:

1. Les machines polyphasées étudiées sont des machines à pôles lisses. Les circuits magnétiques statorique et rotorique ne présentent aucun effet de saillance.
2. Le bobinage considéré pour les machines concernées est un bobinage équilibré et régulier. Les phases de la machine sont décalées régulièrement entre elles de $\frac{2\pi}{N}$, où N est le nombre des phases. Ainsi, pour cette distribution, le nombre d'axes pour une phase définit le nombre des paires des pôles(hypothèse de régularité spatiale des phases).
3. On néglige les effets de peau, la saturation magnétique et l'effet de réluctance variable. Ainsi, la relation liant le flux et le courant est linéaire.

D'après ces hypothèses, il est possible d'établir les équations magnétiques et électriques qui régissent la variation des différentes variables de système.

1.2.2 Équations magnétiques et électriques des machines polyphasées.

Dans cette partie, on va présenter les équations électriques et magnétiques dans le repère statorique .

1.2.2.1 Définition de la base statorique du système

Les grandeurs électriques (courant, tension ou flux), pourront être exprimées sous forme vectorielle dans le repère statorique. Chaque composante de vecteur représente la mesure d'une grandeur X pour une phase. Le vecteur X_N regroupant les mesures de chaque grandeur de chaque phase est de dimension N dans la base statorique notée E_s^N . Les composantes de $X_N^{E_s^N}$ sont antipériodiques à valeurs moyennes nulles.

$$X_N^{E_s^N} = \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_n \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

x_n correspond à une mesure d'une grandeur x pour la phase numéro $n(0 \leq n \leq N - 1)$. La base statorique notée E_s^N est exprimée donc de la forme suivante :

$$E_s^N = (\vec{e}_1, \vec{e}_1, \dots, \vec{e}_n, \dots, \vec{e}_N) \quad (1.2)$$

1.2.2.2 Équations magnétiques dans la base statorique

Cette équation présente le flux capté par les différentes phases de la machine. Pour chaque phase, ce flux est déterminé comme la somme de flux créé $\Psi_{r,N}^{E_s^N}$ par le rotor et le flux créé par le stator sous l'effet de l'inductance propre de la phase et l'effet mutuel avec les autres phases $\Psi_{s,N}^{E_s^N}$.

$$\Psi_N^{E_s^N} = \Psi_{s,N}^{E_s^N} + \Psi_{r,N}^{E_s^N}$$

$$\begin{pmatrix} \Psi_0 \\ \Psi_1 \\ \vdots \\ \Psi_n \\ \vdots \\ \Psi_{N-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Psi_{s,0} \\ \Psi_{s,1} \\ \vdots \\ \Psi_{s,n} \\ \vdots \\ \Psi_{s,N-1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Psi_{r,0} \\ \Psi_{r,1} \\ \vdots \\ \Psi_{r,n} \\ \vdots \\ \Psi_{r,N-1} \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

1.2.2.3 Équations magnétiques dans la base statorique

On peut déterminer le vecteur tension dans le repère statorique, en fonction des vecteur flux et courant exprimés dans la base statorique.

$$\begin{cases} V_N^{E_s^N} = R_s \cdot i_N^{E_s^N} + \frac{d\Psi_N^{E_s^N}}{dt} \\ V_N^{E_s^N} = R_s \cdot i_N^{E_s^N} + \frac{d\Psi_{s,N}^{E_s^N}}{dt} + \frac{d\Psi_{r,N}^{E_s^N}}{dt} \\ V_N^{E_s^N} = R_s \cdot i_N^{E_s^N} + \frac{d\Psi_{s,N}^{E_s^N}}{dt} + \Omega_r \frac{d\Psi_{r,N}^{E_s^N}}{d\theta} \end{cases} \quad (1.4)$$

Avec $e_N^{E_s^N} = \Omega_r \frac{d\Psi_{r,N}^{E_s^N}}{d\theta}$ est le vecteur force électromotrice de la machine exprimée dans la base statorique.

1.2.3 Matrice d'inductance exprimée dans la base statorique

La matrice d'inductance décrit le couplage magnétique entre les phases de la machine. Exprimée dans la base statorique, cette matrice se compose des termes liés à la capacité propre de la phase à produire un flux, et des termes mutuels liés à la capacité des autres phases à induire du flux dans cette phase.

$$\Psi_{s,N}^{E_s^N} = M_{s,N}^{E_s^N} i_N^{E_s^N} \quad (1.5)$$

où $M_{s,s,N}^{E_s^N}$ est la matrice d'inductance exprimée dans la base statorique dans l'équation 1.6. Les propriétés de construction symétrique et régulière selon les hypothèses établies, permettent de prédire que les inductances propres des phases sont identiques, les effets mutuels entre deux phases sont identiques. En plus, l'absence de l'effet de saillance permet d'affirmer que la matrice d'inductance est indépendante de la position rotorique.

$$M_{s,s,N}^{E_s^N} = \begin{bmatrix} m_0 & m_1 & \dots & m_{N-1} \\ m_{N-1} & m_0 & \dots & m_{N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_1 & m_2 & \dots & m_0 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

La matrice d'inductance obtenue est diagonale et circulaire . on a :

$$m_n = m_{N-n} \quad \forall n \in [0 \dots N-1] \quad (1.7)$$

1.2.4 Matrice d'inductance exprimée dans la base de découplage

Les propriétés de symétrie et de circularité de la matrice d'inductance permettent d'affirmer que la matrice d'inductance est diagonalisable. Exploitant ces faits, on peut définir une transformation de Concordia, permettant de passer de la base statorique vers une base de découplage notée $E_{C_N}^N$, nommée base de Concordia, en diagonalisant la matrice d'inductance. La matrice de Concordia définissant cette transformation, notée C_N est donnée par [45; 48]:

Si N est impair

$$C_N^t = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{N}} & \frac{1}{\sqrt{N}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{N}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{N}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \sqrt{\frac{1}{N}} & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2\pi}{N}) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2\pi}{N} mn) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2(N-1)\pi}{N}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2\pi}{N}) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2\pi}{N} mn) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2(N-1)\pi}{N}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

Si N est pair:

$$C_N^t = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{N}} & \frac{1}{\sqrt{N}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{N}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{N}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \sqrt{\frac{1}{N}} & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2\pi}{N}) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2\pi}{N} mn) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2(N-1)\pi}{N}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \sqrt{\frac{1}{N}} & -\sqrt{\frac{1}{N}} & \cdots & \sqrt{\frac{1}{N}} (-1)^m & \cdots & \sqrt{\frac{1}{N}} (-1)^{N-1} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2\pi}{N}) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2\pi}{N} mn) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2(N-1)\pi}{N}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

La matrice d'inductance est exprimée dans la nouvelle base $E_{C_N}^N = (\vec{c}_0, \vec{c}_1, \dots, \vec{c}_n, \dots, \vec{c}_{N-1})$ en effectuant la transformation suivante:

$$M_{ss,N}^{E_{C_N}^N} = C_N^t M_{ss,N}^{E_s} C_N = \begin{pmatrix} M_0 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & M_1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \cdots & M_{N-1} \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

Il est possible d'exprimer chaque terme de la matrice d'inductance dans la base de Concordia, en fonction des termes de la matrice d'inductance dans le repère statorique:

$$\forall n \in [0 \dots N-1] \quad M_n = \sum_{k=0}^{N-1} m_k e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (1.11)$$

D'après l'équation 1.11, on a :

$$\forall n \in [0 \dots N-1] \quad M_n = M_{N-n} \quad (1.12)$$

Par conséquent, la propriété présentée dans 1.12 montre que la matrice des inductances cycliques dans la base de Concordia possède $N_{dis} = \frac{N+2-\text{mod}(N,2)}{2}$ valeurs distinctes au lieu de N [48].

1.2.5 Sous-espaces orthonormés dans la base de découplage

Puisque le nombre des éléments distincts de la matrice d'inductance est égal à $N_{dis} = \frac{N+2-\text{mod}(N,2)}{2}$, il existe donc un nombre égal des sous-espaces propres, de dimensions 1 ou 2. Le terme M_0 est l'inductance cyclique de sous-espace homopolaire de dimension 1 engendrée par le vecteur \vec{c}_0 . Le

terme M_n représente l'inductance cyclique d'un sous-espace propre de dimension 2, engendré par les vecteurs propres \vec{c}_n et \vec{c}_{n-N} . Enfin, un axe homopolaire supplémentaire peut exister si le nombre de phases est pair, celui-ci est engendré par le vecteur $\vec{c}_{N/2}$ auquel est associé l'inductance cyclique $M_{N/2}$. On définit les sous-espaces propres comme suit:

$$\begin{cases} E_{C_0} = \text{vect} < \vec{c}_0 > \\ E_{C_n} = \text{vect} < \vec{c}_n, \vec{c}_{n-N} > \text{ pour } \forall n \in \left[1 \dots \frac{N-2+\text{mod}(N,2)}{2} \right] \\ E_{C_{N/2}} = \text{vect} < \vec{c}_{N/2} > \text{ si } \text{mod}(N,2)=0 \end{cases} \quad (1.13)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \vec{c}_0 &= \left(\frac{1}{\sqrt{N}} \quad \frac{1}{\sqrt{N}} \quad \dots \quad \frac{1}{\sqrt{N}} \quad \dots \quad \frac{1}{\sqrt{N}} \right)^t \\ \vec{c}_n &= \left(\sqrt{\frac{1}{N}} \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \quad \dots \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2\pi}{N} mn\right) \quad \dots \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2(N-1)\pi}{N}\right) \right)^t \\ \vec{c}_{n-N} &= \left(0 \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) \quad \dots \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{2\pi}{N} mn\right) \quad \dots \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{2(N-1)\pi}{N}\right) \right)^t \\ \vec{c}_{N/2} &= \left(\sqrt{\frac{1}{N}} \quad -\sqrt{\frac{1}{N}} \quad \dots \quad \sqrt{\frac{1}{N}}(-1)^m \quad \dots \quad \sqrt{\frac{1}{N}}(-1)^{N-1} \right)^t \end{aligned} \quad (1.14)$$

Les équations magnétiques et électriques peuvent s'exprimer dans chaque sous espaces propres de dimension 2 engendré par la base E_{C_n} , d'inductance cyclique M_n . La même démarche pour les sous espaces de dimension 1, engendrés par les bases E_{C_0} et $E_{C_{N/2}}$ (si N est paire).

$$\begin{cases} \Psi_0 = M_0 i_0 + \Psi_{r,0}^{E_{C_0}} \\ \begin{pmatrix} \Psi_{n,\alpha} \\ \Psi_{n,\beta} \end{pmatrix} = M_n \begin{pmatrix} i_{n,\alpha} \\ i_{n,\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Psi_{r,n,\alpha}^{E_{C_n}} \\ \Psi_{r,n,\beta}^{E_{C_n}} \end{pmatrix} & \text{si } n \in \left[1 \dots \frac{N-2+\text{mod}(N,2)}{2} \right] \\ \Psi_{N/2} = M_{N/2} i_{N/2} + \Psi_{r,N/2}^{E_{C_{N/2}}} & \text{si } \text{mod}(N,2)=0 \end{cases} \quad (1.15)$$

A partir des équations de flux, on peut définir de la même façon les équations de tension dans le repère de découplage.

$$\begin{cases} V_0 = R_s i_0 + M_0 \frac{d}{dt} i_0 + e_0 \\ \begin{pmatrix} V_{n,\alpha} \\ V_{n,\beta} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{n,\alpha} \\ i_{n,\beta} \end{pmatrix} + M_n \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{n,\alpha} \\ i_{n,\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{n,\alpha} \\ e_{n,\beta} \end{pmatrix} & \text{si } n \in \left[1 \dots \frac{N-2+\text{mod}(N,2)}{2} \right] \\ V_{N/2} = R_s i_{N/2} + M_0 \frac{d}{dt} i_{N/2} + e_{N/2} & \text{si } \text{mod}(N,2)=0 \end{cases} \quad (1.16)$$

Les équations de flux et de tension montrent que la machine polyphasée se comporte comme un ensemble de machines diphasées et homopolaires, découplées magnétiquement, tournant à la même vitesse de rotation. La figure 1.1 présente une machine fictive diphasée.

1.2.6 Machines fictives et répartition des harmoniques sur les espaces fictifs

Pour un nombre de phases pair, on a deux machines homopolaire, et une pour un nombre de phases impair. Par conséquent, le nombre des machines homopolaires obtenu lors de la décomposition multi-machine est $2 - \text{mod}(N, 2)$, ce qui signifie qu'il y a $\frac{N-2+\text{mod}(N,2)}{2}$ machines fictives diphasées. La figure 1.2 donne une présentation de cette décomposition.

1.2.6.1 Répartition du couple entre les espaces fictifs

Pour une machine à pôles lisses, le couple électromagnétique est le produit scalaire de la force électromotrice et du courant divisé par la vitesse de rotation. En fonction de ces grandeurs électriques dans la base statorique, il vient:

$$C_{em} = \frac{(e_N^{E_s})^t \cdot (i_N^{E_s})}{\Omega_r} \quad (1.17)$$

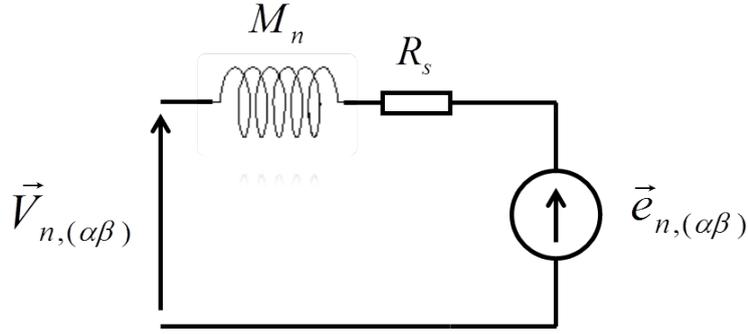


Figure 1.1 – Représentation électrique des machines fictives résultantes de la transformation de Concordia appliquée à la machine polyphasée

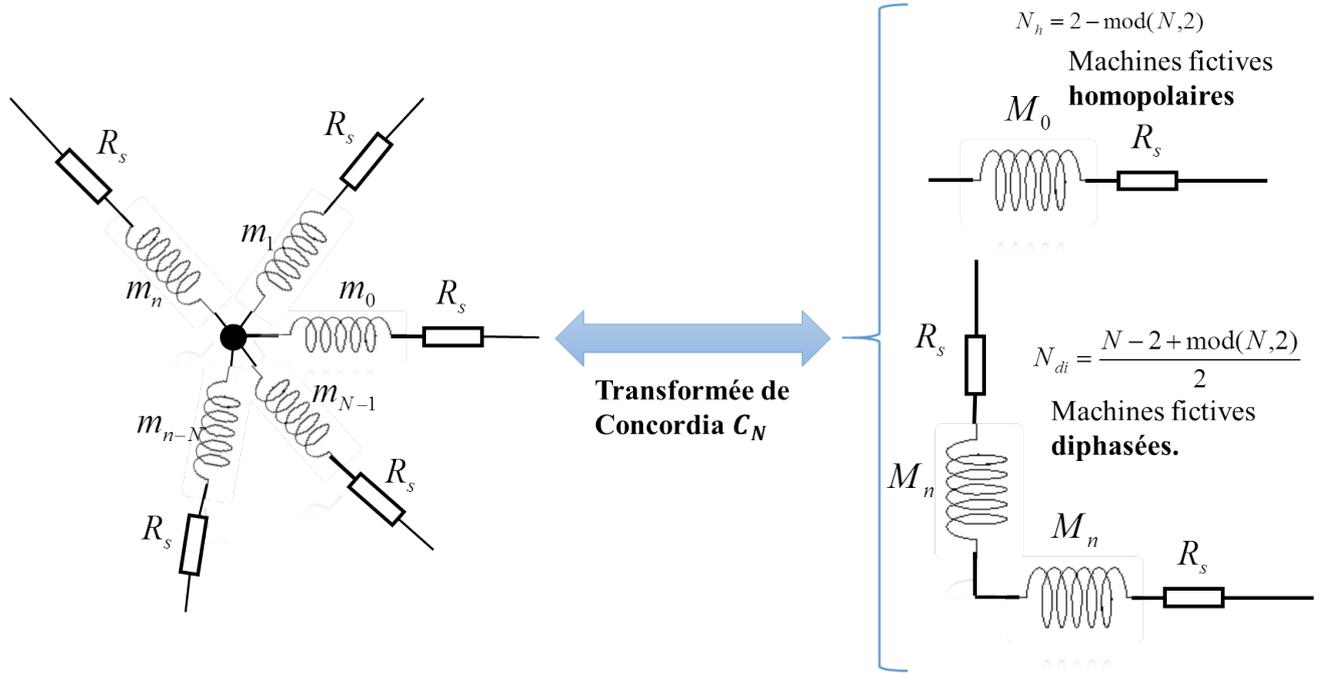


Figure 1.2 – Représentation électrique des machines fictives résultantes de la transformation de Concordia appliquée à la machine polyphasée

Exprimons les deux grandeurs $e_N^{E_N}$ et $i_N^{E_N}$ en fonction de $e_N^{E_{Cn}}$ et $i_N^{E_{Cn}}$ en introduisant la matrice de Concordia.

$$(C_{em})_N = \frac{(e_N^{E_{Cn}})^t C_N^t \cdot C_N \cdot (i_N^{E_N})}{\Omega_r} \quad (1.18)$$

$$(C_{em})_N = \frac{(e_N^{E_{Cn}})^t (i_N^{E_N})}{\Omega_r}$$

L'équation 1.18 montre la conservation de couple lors de la transformation de Concordia. En étendant l'équation 1.18, il vient :

$$(C_{em})_N = \frac{e_0 \cdot i_0 + \sum_{n=1}^{\frac{N-2+\text{mod}(N,2)}{2}} [e_{n,\alpha} i_{n,\alpha} + e_{n,\beta} i_{n,\beta}]}{\Omega_r} + \underbrace{\frac{e_{N/2} \cdot i_{N/2}}{\Omega_r}}_{\text{seulement si } \text{mod}(N,2)=0} \quad (1.19)$$

Cette équation montre que le couple total produit par la machine est la somme des couples produits par chaque machine fictive. Cette approche montre l'importance de la machine polyphasée vis-à-vis de degré de liberté dans la commande. Le couple électromagnétique dans la machine peut être géré en contrôlant le couple de chaque machine fictive, de façon indépendante.

1.2.6.2 Famille des harmoniques de la force électromotrice associée à chaque machine fictive

Dans les machines polyphasées, chaque composante x_n du vecteur correspondant à une grandeur électrique est périodique. Cette propriété permet de décomposer cette grandeur en série de Fourier. Il vient :

$$x_n(\theta) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} (x_n)_v e^{(jh\theta - \varphi_v)} \quad (1.20)$$

Le vecteur $X_N^{E_s^N}$ est régulier, c.-à.-d. toutes les composantes sont décalées régulièrement entre elles de $\frac{2\pi}{N}$. Le vecteur $X_N^{E_s^N}$ défini dans l'équation 1.1 s'écrit de la forme suivante :

$$X_N^{E_s^N} = \sum_{v=-\infty}^{v=\infty} (X_0)_v e^{jv\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{-jv n \frac{2\pi}{N}} \\ \vdots \\ e^{-jv(N-1) \frac{2\pi}{N}} \end{pmatrix} \quad (1.21)$$

Cherchons la projection de 1.21 dans la base de Concordia. Le principe c'est d'exprimer le vecteur $X_N^{E_s^N}$ comme une combinaison linéaire des vecteurs propres de la base de Concordia. On distingue donc trois cas :

1. **Si $v = cN$, avec $c \in \mathbb{Z}$** : il vient :

$$X_N^{E_s^N} = \sum_{v=-\infty}^{v=\infty} (X_0)_v e^{jv\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{-jv n \frac{2\pi}{N}} \\ \vdots \\ e^{-jv(N-1) \frac{2\pi}{N}} \end{pmatrix} = \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN} e^{jcN\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} = \sqrt{N} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN} e^{jcN\theta} \vec{c}_0 \quad (1.22)$$

Le vecteur \vec{c}_0 représente le vecteur propre du plan homopolaire associé à la machine fictive homopolaire. Par conséquent, les harmoniques du rang cN se projette sur la machine fictive homopolaire.

2. Si $v = cN \pm n$, avec $c \in \mathbb{Z}$ il vient :

$$\left\{ \begin{aligned}
 X_N^{E_s} = \sum_{v=-\infty}^{v=\infty} (X_0)_v e^{jv\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{-jvN\frac{2\pi}{N}} \\ \vdots \\ e^{-jv(N-1)\frac{2\pi}{N}} \end{pmatrix} &= \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN \pm n} e^{j(cN \pm n)\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{j(cN \pm n).m\frac{2\pi}{N}} \\ \vdots \\ e^{j(cN \pm n).(N-1)\frac{2\pi}{N}} \end{pmatrix} = \\
 \sqrt{\frac{N}{2}} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN \pm n} e^{j(cN \pm n)\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ \cos(\frac{2\pi mn}{N}) \\ \vdots \\ \cos(\frac{2\pi(N-1)n}{N}) \end{pmatrix} &+ \sqrt{\frac{N}{2}} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN \pm n} e^{j(cN \pm n)\theta} e^{j\frac{\pm\pi}{2}} \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ \sin(\frac{2\pi mn}{N}) \\ \vdots \\ \sin(\frac{2\pi(N-1)n}{N}) \end{pmatrix} = \\
 \sqrt{\frac{N}{2}} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN \pm n} e^{j(cN \pm n)\theta} \vec{c}_n &+ \sqrt{\frac{N}{2}} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN \pm n} e^{j(cN \pm n)\theta} e^{j\frac{\pm\pi}{2}} \vec{c}_{n-N}
 \end{aligned} \right. \quad (1.23)$$

Par conséquent, les harmoniques du rang $v = cN \pm n$ s'écrivent comme des combinaisons linéaires des vecteurs propres \vec{c}_n et \vec{c}_{n-N} , qui engendrent le plan fictif associé à la machine fictive diphasée numéro n .

3. Si N et pair et $v = cN/2$, avec $c \in \mathbb{Z}$, il vient:

$$X_N^{E_s} = \sum_{v=-\infty}^{v=\infty} (X_0)_v e^{jv\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{-jvN\frac{2\pi}{N}} \\ \vdots \\ e^{-jv(N-1)\frac{2\pi}{N}} \end{pmatrix} = \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{c\frac{N}{2}} e^{jc\frac{N}{2}\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ (-1)^m \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} = \sqrt{N} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{c\frac{N}{2}} e^{jc\frac{N}{2}\theta} \vec{c}_{N/2} \quad (1.24)$$

Les harmoniques du rang $c\frac{N}{2}$ s'écrivent comme combinaison linéaire du vecteur propre $\vec{c}_{N/2}$. De ce fait, les harmoniques du rang $cN/2$ se projettent sur le deuxième axe homopolaire engendré par le vecteur propre $\vec{c}_{N/2}$.

En conclusion, la décomposition multi-machine montre que sur chaque machine fictive se projette une famille d'harmoniques. La machine fictive numéro n comporte donc les harmoniques de la force électromotrice du rang $|Nc \pm n|$. De ce fait, l'importance de la décomposition multi-machine c'est pas uniquement de découpler le système, mais aussi de distribuer les harmoniques entre ces espaces découplés. Cela veut dire que les contraintes et les objectifs de conception et de la commande de la machine polyphasée, peuvent être transformés en plusieurs sous-objectifs associés à chaque machine fictive.

1.2.6.3 Harmoniques du rang minimal de chaque machine fictive

Dans une machine synchrone triphasée sinusoïdale, la production de couple se fait en injectant un courant dans la machine synchrone avec le premier harmonique de la force électromotrice. Ce premier harmonique représente l'harmonique du rang minimal de la machine. Or, la décomposition multi-machine permettant d'assimiler la machine à plusieurs machines fictives capable de produire un couple électromagnétique. Par conséquent, il faut déterminer pour chaque machine fictive, l'harmonique du courant nécessaire à injecter pour que cette machine fournisse un couple. En général, l'harmonique de la force électromotrice capable de produire le couple le plus significatif, c'est le plus petit harmonique

de rang impair, puisque l'amplitude des harmoniques tend à diminuer lorsque le rang augmente. On définit donc pour chaque machine numéro n l'harmonique du rang minimal noté $(h_n)_{min}$ [48].

$$(h_n)_{min} = \min_{Nc \pm n \in \mathbb{Z}} |Nc \pm n| \quad (1.25)$$

Le tableau 1.1 présente des exemples concernant les machines 3, 5, 6 et 7 phases. Pour chaque machine fictive, on définit, les machines fictives, les harmoniques associés à chaque machine et l'harmonique du rang minimal de la machine.

Nombre des phases N	Machines fictives	Harmoniques associés	$(h_n)_{min}$
3	Homopolaire	3,6,9,12,...3c	3
	Diphasée 1	1,2,4,5...3c ± 1	1
5	Homopolaire	5,10,15,...5c	5
	Diphasée 1	1,4,6,9,...5c ± 1	1
	Diphasée 2	2,3,7,8,...5c ± 2	3
6	Homopolaire 1	6,12,18,...6c	–
	Diphasée 1	1,5,7,11,..., 6c ± 1	1
	Diphasée 2	2,4,8,10,...,6c ± 2	–
	Homopolaire 2	3,9,12,15,...,6c ± 3	3
7	Homopolaire	7,14,21,28,...,7c	7
	Diphasée 1	1,6,8,13,...,7c ± 1	1
	Diphasée 2	2,5,9,12,...,7c ± 2	5
	Diphasée 3	3,4,10,11,...,7c ± 3	3

Table 1.1 – Décomposition multi-machine des machines à 3,5,6, et 7phases: Machines fictives, distribution des harmoniques sur les machines fictives et harmonique du rang minimal.

D'après le tableau 1.1, la moitié des machines fictives associées à des machines à nombre de phases pair ne peuvent pas être sollicitées pour fournir un couple. Ceci est dû à l'hypothèse de l'antipériodicité des grandeurs électriques (flux, courant, force électromotrice, etc..). Étant donné qu'on s'intéresse à une machine 5-phases, on observe que cette machine est équivalente à deux machines fictives diphasées et une machine homopolaire, magnétiquement découplées et magnétiquement couplées et tournant à la même vitesse. Cette partie, justifie donc pourquoi la machine 5-phases est capable en général de produire le couple à partir des deux harmoniques 1 et 3, étant donné que ces deux harmoniques représentent l'harmonique fondamental de chaque machine fictive. Concernant la machine homopolaire, elle, ne sera pas alimentée puisque les bobines sont couplées en étoile.

1.2.6.4 Transformation de Park de la machine polyphasée

Dans les machines triphasées, les grandeurs électriques sont exprimées dans un repère tournant lié au rotor, quand il s'agit d'élaborer le contrôle de cette machine. Cette transformation assurée par la matrice de rotation appliquée sur les grandeurs électriques exprimées dans le repère de Concordia. Cette transformation, appelée transformation de Park, permet d'avoir des grandeurs électriques continues (si cette grandeur est parfaitement sinusoïdale), plus facile à être contrôlées. Dans le contexte du contrôle des machines polyphasées, il est intéressant conserver pour chaque machine fictive, les méthodes classiques de contrôle vectoriel appliquées sur les machines triphasées. Dans cette partie, on va définir la matrice de transformation de Park, nécessaire pour la transformation dans le cas des machines polyphasées.

Pour une machine polyphasée admettant un nombre de phases impair, cette matrice est donnée par :

$$P(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \cos((h_1)_{min}\theta) & \pm \sin((h_1)_{min}\theta) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mp \sin((h_1)_{min}\theta) & \cos((h_1)_{min}\theta) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos((h_2)_{min}\theta) & \pm \sin((h_2)_{min}\theta) & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mp \sin((h_2)_{min}\theta) & \cos((h_2)_{min}\theta) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos((h_n)_{min}\theta) & \pm \sin((h_n)_{min}\theta) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mp \sin((h_n)_{min}\theta) & \cos((h_n)_{min}\theta) \end{pmatrix} \quad (1.26)$$

Avec $(R(\theta))_{(h_n)_{min}}$ est la matrice de rotation associée à la machine fictive dont l'harmonique du rang minimal est $(h_n)_{min}$. Notons que $n \in \frac{N-2+mod(N,2)}{2}$, puisque cette matrice de rotation est utilisée uniquement pour les machines diphasées. Cette transformation conserve la composante homopolaire. Le choix des signes des termes $\sin((h_n)_{min}\theta)$ dépendent du sens de rotation de l'harmonique du rang $(h_n)_{min}$. Il vient:

$$\begin{cases} R(\theta)_{(h_n)_{min}} = \begin{bmatrix} \cos((h_n)_{min}\theta) & -\sin((h_n)_{min}\theta) \\ +\sin((h_n)_{min}\theta) & \cos((h_n)_{min}\theta) \end{bmatrix} & \text{Si l'harmonique } (h_n)_{min} \text{ tourne dans le même sens que le rotor.} \\ R(\theta)_{(h_n)_{min}} = \begin{bmatrix} \cos((h_n)_{min}\theta) & +\sin((h_n)_{min}\theta) \\ -\sin((h_n)_{min}\theta) & \cos((h_n)_{min}\theta) \end{bmatrix} & \text{Si l'harmonique } (h_n)_{min} \text{ tourne dans sens opposé que le rotor.} \end{cases} \quad (1.27)$$

L'espace de Park se distingue de celui de Concordia, par le fait qu'il est lié au rotor, et donc si toutes les machines fictives possède une répartition sinusoïdale, les composantes des vecteurs seront donc des valeurs continues dans le repère de Park $(0, d_1, q_1, \dots, \dots, d_{(h_n)_{min}}, q_{(h_n)_{min}})$. Les propriétés de découplage magnétique, la répartition du couple entre les machines fictives sont conservées. La grandeur exprimée dans le repère statorique, peut être exprimée dans le repère de Park par la transformation suivante:

$$X_n^{EPN} = [P(\theta)]^{-1} [C_N]^{-1} X_n^{E_s^N} \quad (1.28)$$

1.3 Adaptation de la structure de l'entraînement électrique avec les avantages attendus

La conception de la machine à double polarité exige une structure stator/rotor apte à satisfaire le cahier des charges imposé pour cette machine. Pour chaque partie de la machine, on définit les paramètres principaux de conception.

1. Au niveau stator:

- Le type de bobinage.
- La combinaison encoches/pôles utilisée et la distribution de bobinage correspondante.

2. Au niveau rotor:

- Le type d'excitation rotorique ou la nature de rotor utilisée.
- La géométrie et la disposition des éléments de l'excitation rotorique.

Dans cette partie, le but est de définir les paramètres et les éléments relatifs à la conception du stator et du rotor, permettant la satisfaction de cahier des charges de la machine double polarité. Cette démarche aboutit à un ensemble des structures privilégiées. Des critères supplémentaires à définir ultérieurement, permettent de sélectionner la structure la plus adéquate au cahier des charges.

1.3.1 Définition des paramètres relatifs à la structure statorique

La première étape de l'étude consiste à sélectionner le stator optimal, parmi les possibilités proposées dans la littérature. Cette partie constitue un état de l'art, concernant les structures statoriques. A l'issue de cette partie, il est possible de choisir parmi les solutions proposées, une solution qui correspond à la machine à double polarité, en se basant sur plusieurs critères.

1.3.1.1 Type de bobinage de la machine

Après le nombre des phases, le deuxième élément décisif de la structure statorique, est le type de bobinage utilisé et la distribution de bobinage associée. Dans la littérature, on trouve plusieurs types de bobinage. Se basant sur les caractéristiques de chaque topologie de bobinage, une comparaison globale est déduite afin de choisir le bobinage le plus convenable pour les moteurs destinés à la propulsion électrique. Dans cette partie, on va distinguer les bobinages selon leur nombre d'encoche par pôle et par phase S_{pp} donné par :

$$S_{pp} = \frac{N_s}{2pN} \quad (1.29)$$

Avec N_s est le nombre des encoches, p est le nombre des pôles et N est le nombre des phases. Selon la grandeur S_{pp} , les configurations de bobinage sont classées suivant celles qui possèdent S_{pp} entier (bobinage à pas entier) et celles qui possèdent un S_{pp} fractionnaire (bobinage à pas fractionnaire).

1.3.1.1.1 Bobinage à pas entier

Les configurations de bobinage appartenant à cette catégorie possède $S_{pp} \in \mathbb{N}$. A cette famille de bobinage appartiennent les bobinages croisés, qu'ils soient concentrés ($S_{pp} = 1$) ou répartis ($S_{pp} > 1$ entier). La figure 1.3 présente la structure de bobinage pour chacun de ces deux types de bobinage à pas entier: Ce type de bobinage présente un effet de croisement entre les bobines, puisque chaque bobine

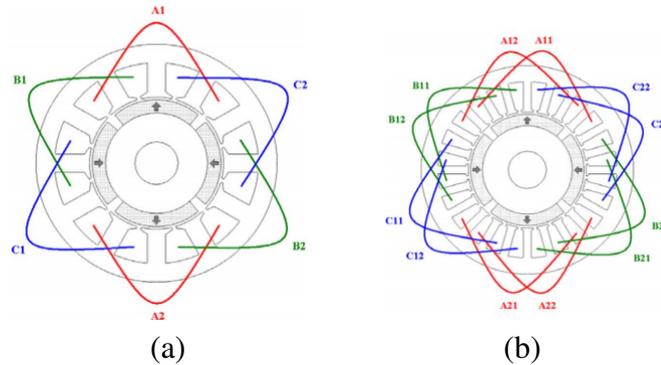


Figure 1.3 – (a).bobinage à pas entier concentré. (b) Bobinage à pas entier réparti[1]

est allongée d'une façon à être égale à un pas polaire. Dans le cas de bobinage réparti à pas entier, les effets parasites sont plus faibles que dans le cas concentré. Cependant, la structure de bobinage à pas entier concentré est plus avantageuse au niveau du facteur de bobinage, et donc son utilisation peut aboutir à une machine plus compacte.

1.3.1.1.2 Bobinage possédant un S_{pp} fractionnaire

Dans cette famille, on retrouve les configurations de bobinage dont le $S_{pp} \notin \mathbb{N}$. Ce sont les bobinages concentrés autour des dents qui appartiennent à cette famille. Selon la figure 1.4, le bobinage concentré autour des dents montre que chaque bobine est installée dans deux encoches adjacentes. Dans le cas de bobinage à simple couche, chaque conducteur de la bobine d'une phase occupe l'encoche tout

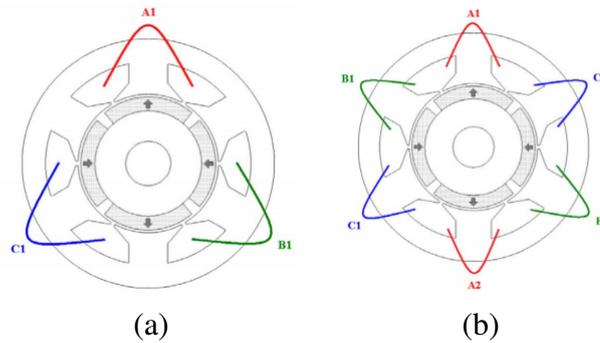


Figure 1.4 – Bobinage concentré autour des dents(a).simple couche (b) double couche.[1]

entière, par contre le bobinage double couche chaque encoche contient deux conducteurs appartenant à deux phases différentes.

Un avantage supplémentaire de bobinage double couche est qu'il comporte moins d'effets parasites associés en général à l'utilisation de bobinage concentré autour des dents.

Avec ce type de bobinage, chaque pôle est associé à avec un motif de bobinage différent, contrairement au cas de la topologie à pas entier où les pôles sont réalisés avec des motifs de bobinage identiques.

1.3.1.1.3 Comparaison entre les familles de bobinage et choix de type de bobinage

Dans la littérature, on trouve de nombreux travaux relatifs à la comparaison entre les deux types de bobinage mentionnés ci-dessus. Plusieurs conclusions principales peuvent être déduites[1; 9; 49; 50]:

1. **Le bobinage concentré autour des dents est plus facile à installer, à réparer, entretenir et recycler.** En effet, l'effet de croisement, présenté généralement dans le bobinage à pas entier complexifie ces procédures. Cet effet de croisement est absent dans le bobinage à pas fractionnaire concentré autour des dents.
2. **Le bobinage concentré autour des dents possède un couple volumique plus important:** la structure de bobinage concentré autour des dents, présente des têtes de bobines courtes, contrairement au cas de bobinage à pas entier. De ce fait, moins de volume de cuivre est exigé dans le premier cas, aboutissant à une compacité plus importante et un coût de fabrication aussi moins élevé. En plus, avec ce type de bobinage, le facteur de remplissage des encoches de 80% peut être atteint (contre 40 à 60% pour le bobinage à pas entier généralement).
3. **Les pertes cuivre sont moins élevées pour le bobinage à pas fractionnaire:** puisque ces dernières présentent des têtes de bobines plus courtes.
4. **La réduction du couple de détente dans le cas de bobinage fractionnaire:** en général, l'amplitude du couple de détente est inversement proportionnelle au plus grand commun multiple des nombres d'encoches et de pôles. Le bobinage fractionnaire donne la possibilité d'avoir des valeurs plus importantes de ce ppcm. L'étude de ce phénomène est détaillée dans la partie [2.3.2.3.2](#).
5. **Une tolérance aux pannes plus importantes car les phases sont magnétiquement peu couplées:** La disposition des bobines dans le cas du bobinage fractionnaire engendre une faible valeur de mutuelle entre les phases, puisque le croisement est faible.

6. Une capacité de défluxage plus importante dans le cas des machines à pas fractionnaire:

Les configurations de bobinage relatives à cette famille de bobinage engendrent une machine avec une réaction d'induit plus élevée permettant un défluxage plus efficace en évitant d'injecter un courant important dans la zone de tension constante. Dans la partie 2.2 de ce mémoire une étude détaillée est effectuée dans le but de comparer la capacité de défluxage de plusieurs topologies de bobinage.

Les avantages de bobinage à pas fractionnaire par rapport à ceux à pas entier qui sont bien appréciés par les concepteurs des systèmes de propulsion tout électrique ou hybride, montrent l'intérêt d'utiliser ce type de bobinage. Par suite, ce bobinage est sélectionné pour la suite de travail.

Néanmoins, ce type de bobinage présente des effets parasites plus importants. C'est notamment le contenu supplémentaire des harmoniques, qui peut aboutir à des autres phénomènes tels que le bruit, la vibration, ondulations du couple et notamment les pertes par courants induits [1; 51; 52; 53]. Dans la famille de bobinage concentré autour des dents, l'importance de ces phénomènes se diffère selon la distribution de bobinage ou bien la combinaison nombre des pôles/nombre des encoches utilisée ($N_s/2p$). Par conséquent, il est important d'étudier pour chaque combinaison encoches/pôles, si les effets nocifs cités sont significatifs afin de sélectionner celui qui minimise ces effets.

1.3.1.2 Combinaison encoches/pôles utilisée

Afin de quantifier certains effets nocifs dans la machine, il est indispensable de trouver un moyen permettant de quantifier ces effets pour chaque combinaison encoche/pôle. Outre les effets du second ordre à considérer, il existe également un autre facteur à examiner pour chaque type de bobinage, c'est la capacité de chaque bobinage à exploiter les harmoniques du rang supérieur pour produire le couple. En effet, la distribution de bobinage affecte également les facteurs de bobinage de chaque harmonique, qui affecte à son tour, et d'une façon significative, la capacité de l'harmonique à participer dans la production de couple. De ce fait, pour garantir la fonctionnalité double polarité, la combinaison encoche/pôle candidate pour cette machine est celle garantissant un facteur de bobinage important tant pour l'harmonique 1 que pour l'harmonique 3.

En conclusion, la sélection de la combinaison encoche/pôles repose sur les critères suivants: maximiser les facteurs de bobinage des harmoniques 1 et 3, et réduire les effets nocifs dus à l'utilisation de bobinage concentré autour des dents. Avant de classer le bobinage selon les critères déjà cités, il est indispensable de présenter quelques outils analytiques relatifs à la modélisation de bobinage. On trouve notamment la matrice de distribution de bobinage et la matrice de fonction de bobinage. Ces deux outils sont introduits par [48; 54] et permettent notamment de caractériser, intrinsèquement, une certaine topologie et distribution de bobinage.

1.3.1.3 Matrice de fonction de bobinage

La fonction de bobinage est un outil de modélisation de bobinage, représentant la force magnétomotrice d'une phase, lorsque cette dernière est parcourue par un courant de 1A. Cette fonction désigne la contribution instantanée de chaque phase dans la totalité du champ statorique. La somme des phases reflète la contribution du champ statorique, dans le champ tournant total. Le contenu harmonique de la fonction de bobinage, permet de donner une première idée de la performance de la machine vis-à-vis de critères de sélection définis. Les figures 1.5(a,b et c) montre donc la fonction de bobinage d'une phase pour un bobinage à pas entier $S_{pp} = 2$, (machine 20 encoches/2 pôles), une machine avec $S_{pp} = \frac{2}{7}$

(machine 20 encoches/14 pôles) et une machine avec $S_{pp} = 0.25$ (machine 20/16).

Les figures 1.5 montrent qu'on peut avoir une idée sur la performance de chaque bobinage et sa compatibilité avec le cahier de charge défini et ceci en examinant uniquement le contenu spectral de la fonction de bobinage. Par exemple, parmi ces trois bobinages examinés, celui avec $S_{pp} = 0.25$ permet d'exploiter, d'une façon équivalente les deux harmoniques 1 et 3 (les harmoniques 4 et 12 dans la figure 1.5(c₂)), du fait de leurs amplitudes équivalentes dans le spectre de la fonction de bobinage correspondante. De l'autre côté, la machine 20/14 ne permet pas d'assurer cette fonctionnalité. Si on considère les ondulations du couple, c'est la machine 20/14 qui est la plus avantageuse à ce niveau parmi les trois combinaisons données. Enfin, si on considère les pertes par courant induit, c'est la machine avec $S_{pp} = 2$ du fait de son faible contenu harmonique. Par conséquent, le but est de trouver la combinaison présentant le meilleur compromis par rapport à ces critères.

La $n^{\text{ème}}$ colonne de la matrice de fonction de bobinage correspond à l'échantillonnage spatial à une période égale au pas d'encoche de la fonction de bobinage de la phase $n - 1$. La nature discrète des encoches justifie cette représentation discrète.

La matrice de la fonction de bobinage possède une dimension de $N_s \times N$. Notons que la valeur moyenne des échantillons est nulle et cette matrice est circulaire sur les colonnes. En prenant les trois configurations de bobinage ci-dessus, les matrices de fonction de bobinage W s'écrivent:

$$W_{20/2/5}^t = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

$$W_{20/14/5}^t = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}$$

$$W_{20/16/5}^t = \frac{1}{10}$$

$$\begin{pmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \end{pmatrix}$$

1.3.1.4 Matrice de la distribution de bobinage

La fonction de bobinage représente l'impact d'une certaine distribution de bobinage sur le champ tournant de l'entrefer, elle permet également d'avoir une idée sur la distribution des conducteurs des phases dans les encoches. Un élément $D_{i,j}$ représente l'orientation de conducteur de la phase i dans l'encoche numéro j . De ce fait il vient:

$$D_{i,j} = \begin{cases} +1, & \text{si le conducteur est un allé} \\ -1, & \text{si le conducteur est un retour} \\ 0 & \text{si l'encoche } i \text{ ne comporte aucun conducteur associé à la phase } j, \end{cases} \quad (1.30)$$

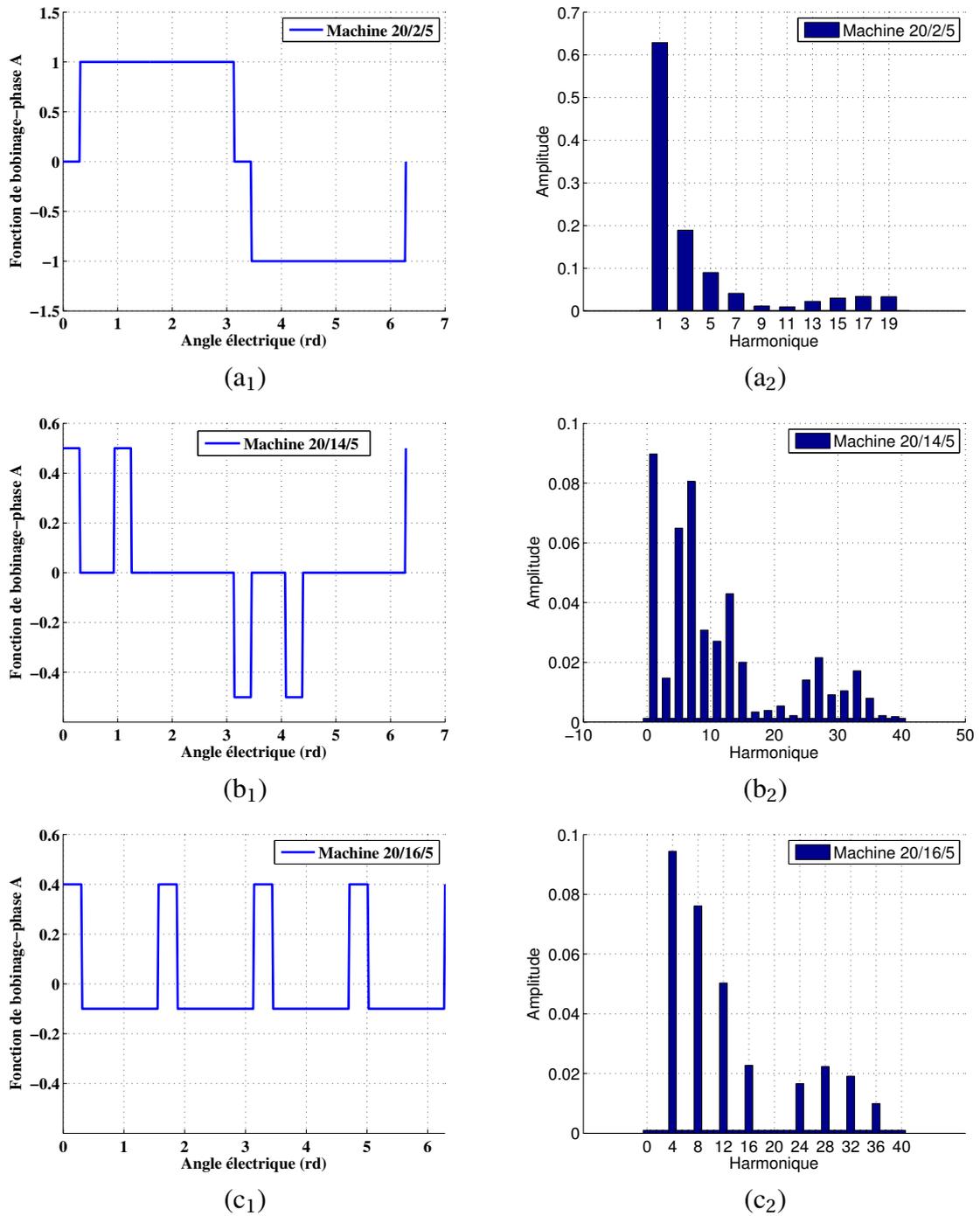


Figure 1.5 – Comparaison entre les fonctions de bobinage de la phase A pour trois combinaisons encoches/pôles différentes: 20/2, 20/14 et 20/16 pour des machines à 5-phases (a) Forme d'ondes de la fonction de bobinage (b) Spectre de la fonction de bobinage.

Il est donc possible de trouver la matrice de distribution de bobinage pour chacune des configurations 20/4, 20/16 et 20/14.

$$D_{20/2/5}^t = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$D_{20/14/5}^t = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$D_{20/16/5}^t = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

En effet, il existe une relation entre la matrice de fonction de bobinage et la matrice de distribution de bobinage par une intégration discrète avec annulation de la valeur moyenne. Un élément de la matrice de fonction de bobinage $w_{i,j}$ est obtenue, en fonction des éléments de la matrice de distribution $d_{i,j}$.

$$\forall i \in [0 \dots N_s] \quad w_{i,j} = \sum_{k=0}^i d_{k,j} - \frac{1}{N_s} \sum_{l=0}^{N_s-1} \sum_{h=0}^l d_{h,j} \quad (1.31)$$

1.3.1.5 Lien entre la matrice de distribution de bobinage et le facteur de bobinage

A partir de la distribution de bobinage, [54] définit un outil permettant d'évaluer le facteur de bobinage de chaque harmonique se basant sur la distribution de bobinage. Le facteur de bobinage d'un harmonique v est défini comme suit :

$$(\xi(\omega))_v = \frac{N}{N_s} \left| \sum_{m=0}^{N_s} d_{m,1} e^{-j \frac{2\pi}{N_s} m p v} \right| \quad (1.32)$$

L'équation 1.32 permet de trouver les différents bobinages aptes à exploiter les harmoniques fondamentaux pour produire le couple. Dans le cas de la machine cinq phases, il faut donc privilégier les combinaisons encoches/pôles, ayant des facteur de bobinage assez élevés pour les harmoniques 1 et 3.

1.3.1.6 Classification des combinaisons encoches/pôles selon le facteur de bobinage

En se basant sur l'équation 1.32, une classification de bobinage est établie pour le bobinage cinq phases. Cette classification ne concerne que le bobinage concentré à pas fractionnaire double couche. Notons que pour chaque combinaison encoche/pôle, c'est uniquement la distribution permettant de maximiser l'harmonique 1 qui est choisi.

La capacité de chaque machine fictive à produire le couple dépend de la structure de bobinage choisie et de la topologie rotorique. Le bobinage agit comme un filtre sur l'excitation rotorique pour produire la force électromotrice. De ce fait, si on cherche une machine double polarité compacte avec des capacités équivalentes de deux machines fictives à produire le couple, il va falloir privilégier les combinaisons de bobinage ayant un facteur de bobinage important pour ces deux harmoniques.

Le tableau 1.2 présente la classification de bobinage selon le facteur de bobinage des harmoniques 1 (valeurs noires) et 3 (valeurs vertes) pour les combinaisons ayant un S_{pp} fractionnaire. Les cellules rouges du tableau présente donc les combinaisons intéressantes vis-à-vis de l'exploitation de deux harmoniques 1 et 3 simultanément. N_p est le nombre des pôles de la machine égale à $2p$.

$\begin{matrix} N_p \\ N_s \end{matrix}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
5	0.588	0.951	0.951	0.588	/	0.588	0.951	0.951	0.588	/	0.951	0.588
	0.951	0.588	0.588	0.951	/	0.951	0.588	0.588	0.951	/	0.588	0.951
10	/	0.588	0.809	0.951	/	0.951	0.809	0.588	0.309	/	0.309	0.588
	/	0.951	0.309	0.588	/	0.588	0.309	0.951	0.81	/	0.81	0.951
15	0.937	0.937	0.588	0.937	/	0.951	0.93	0.98	0.951	/	0.588	0.588
	0.513	0.513	0.951	0.513	/	0.588	0.513	0.83	0.588	/	0.951	0.951
20	/	/	0.975	0.588	/	0.809	0.88	0.951	0.97	/	0.975	0.951
	/	/	0.8	0.951	/	0.309	0.13	0.588	0.79	/	0.794	0.588
25	0.93	0.93	0.93	0.93	0.588	0.93	0.93	0.93	0.93	0.951	0.966	0.982
	0.507	0.507	0.507	0.507	0.951	0.507	0.507	0.507	0.507	0.588	0.73	0.848

Table 1.2 – Facteur de bobinage pour l’harmonique 1 et 3 pour les différentes combinaisons nombre des encoches/nombre des pôles ayant un nombre d’encoches par pôle et par phase fractionnaire. $(\xi\omega)_1$: Couleur noire, $(\xi\omega)_3$: Couleur bleue.

Se basant sur le tableau 1.2, on peut déduire un ensemble des combinaisons intéressantes, permettant d’exploiter d’une façon importante les deux harmoniques 1 et 3. En effet, toutes les combinaisons encoches/pôles correspondantes aux bobinages à pas fractionnaire ayant à la fois un facteur de bobinage des harmoniques 1 et 3 à la fois supérieur à 0.58 sont sélectionnées.

Cependant, le facteur de bobinage n’est pas le seul facteur à être pris en compte pour choisir la combinaison encoche/pôle intéressante. Dans la section suivante, on va définir d’autres critères permettant d’exclure certaines combinaisons et garder, celles qui constituent un compromis au niveau de cahier des charges fixé.

1.3.1.7 Classification des combinaisons encoches/pôles selon l’ondulation et la qualité de couple

Du fait de l’existence des harmoniques autre que les fondamentaux des machines fictives, l’alimentation de la machine engendre des ondulations du couple, qui dépendent principalement du contenu harmonique engendré par chaque combinaison encoche/pôle. Le but dans cette partie est de présenter une classification établie dans [14] permettant de calculer le taux de distorsion du couple dû à une alimentation avec l’harmonique 1 ou 3 du courant.

Le champ rotorique est supposé de distribution rectangulaire (dû aux aimants déposées en surface) avec une amplitude B_e . Par suite, ce champ peut être exprimé pour chaque harmonique v comme suit:

$$(B_r)_v = \frac{4 B_e}{\pi v} \quad (1.33)$$

De ce fait, la force électromotrice de la machine d’une phase n s’écrit de la forme suivante :

$$E_n(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} G(B_r)_v (\xi\omega)_v e^{j(v\theta - vn\frac{2\pi}{N})}$$

$$E_n(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} G \frac{B_1}{v} (\xi\omega)_v e^{j(v\theta - vn\frac{2\pi}{N})} \quad (1.34)$$

où B_1 est l'harmonique 1 du champ rotorique. G et G' sont deux constantes qui dépendent de la géométrie de la machine. Le courant d'alimentation de la machine donné par :

$$i_n(\theta) = \sum_{h=1}^{\infty} i_h e^{j h (\theta - n \frac{2\pi}{N})} \quad (1.35)$$

Le couple électromagnétique est donné par le produit scalaire entre la force électromotrice et le conjugué du vecteur courant :

$$\begin{aligned} (Cem)_n &= \sum_{n=0}^{N-1} E_n(\theta) i_n^*(\theta) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} E_n \left(\sum_{v=1}^{\infty} G(B_r)_v (\xi\omega)_v e^{j(v\theta - vn \frac{2\pi}{N})} \right) \left(\sum_{h=1}^{\infty} i_h^* e^{-jh\theta} e^{jn \frac{2\pi}{N}} \right) \\ &= \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} G' \frac{B_1}{v} (\xi\omega)_v i_h^* e^{j(v-h)\theta} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} (h-v)n} \end{aligned} \quad (1.36)$$

L'équation 1.36 est différente de zéro si :

$$v - h = 2cN \quad (1.37)$$

De ce fait, l'équation 1.36 s'écrit de la forme suivante :

$$Cem = NB_1 G' \sum_{c=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{(\xi\omega)_{2cN+h}}{2cN+h} i_h^* e^{j2cN\theta} \quad (1.38)$$

Le taux de distorsion du couple suite à une alimentation de la machine par un harmonique h de courant:

$$\tau_h = \frac{\sqrt{\sum_{c=1, c \neq h}^{\infty} (Cem)_c^2}}{(Cem)_h} \quad (1.39)$$

Avec

$$(Cem)_h = NG' B_1 \sum_{h=1}^{\infty} i_h^* \frac{(\xi\omega)_{2cN+h}}{2cN+h} \quad (1.40)$$

Par conséquent, le taux de distorsion du couple survenu lors de l'alimentation d'une machine N phases avec un harmonique h du courant est donné par :

$$\tau_h = \sqrt{\sum_{c=0}^{\infty} \left(\frac{h}{2cN+h} \frac{(\xi\omega)_{2cN+h}}{(\xi\omega)_h} \right)^2} - 1 \quad (1.41)$$

Il est possible maintenant d'évaluer le taux de distorsion du couple lié à l'alimentation par chaque harmonique du courant. Pour la machine 5-phases, ce sont les deux harmoniques 1 et 3. Les tableaux 1.3 et 1.4 présentent donc la valeur de τ_1 et τ_3 respectivement pour chaque combinaison encoche/pôle.

$\begin{matrix} P \\ N_s \end{matrix}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
5	0.14	0.14	0.14	0.14	/	0.14	0.14	0.14	0.14	/	0.14	0.14
10	/	0.14	0.14	0.14	/	0.14	0.14	0.14	/	/	/	0.14
15			0.14	0.018	/	0.14	9.10^{-3}	9.10^{-3}	0.14	0.018	0.14	0.14
20	/	/		0.14	/	0.14	0.016	0.14	$3.6.10^{-3}$	/	$3.6.10^{-3}$	0.14
25					0.14	0.015	0.071	0.012	9.10^{-3}	0.14		9.10^{-3}

Table 1.3 – Taux de distorsion harmonique du couple suite à une alimentation par le premier harmonique du courant.[14]

Après avoir examiné pour chaque combinaison, le facteur de bobinage et le taux de distorsion harmonique, il reste à examiner le dernier phénomène engendré par l'existence des harmoniques: ce sont les courants induits.

$\begin{matrix} p \\ N_s \end{matrix}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
5	0.51	0.51	0.51	0.51	/	0.51	0.51	0.51	0.51	/	0.51	0.51
10	/	0.51	0.51	0.51	/	0.51	0.51	0.51		/		0.51
15			0.51	0.2	/	0.51	0.15	0.15	0.51	/	0.2	0.51
20	/	/		0.51	/	0.51	1.58	0.51	0.21	/	0.21	0.51
25					0.51	0.21	0.13	1.1	0.78	0.51		

Table 1.4 – Taux de distorsion harmonique du couple suite à une alimentation par le troisième harmonique du courant.[14]

1.3.1.8 Classification des combinaisons encoches/pôles selon la tendance à générer des courants induits

Suite à une alimentation par un courant, chaque bobinage génère une famille des harmoniques spatiaux qui contribuent à produire des pertes par courants induits dans les parties conductrices de la machine. Le but dans cette partie est de classer les combinaisons encoches/pôles selon le taux des courants induits créé par chaque structure de bobinage. Dans[14; 36] cette classification se fait pour les machines cinq phases en alimentant uniquement la machine par le premier harmonique du courant. le rotor utilisé est celui de la partie précédente (rotor à aimants déposés en surface).

Cette classification est décisive, puisque, même si certaines combinaisons permettent de maximiser le facteur de bobinage des deux harmoniques 1 et 3 et d’assurer une bonne qualité de couple, elles seront exclues si elles impliquent des pertes significatives par courants induits. Ces pertes dépendent principalement de la fréquence d’alimentation et des amplitudes de chaque harmonique du champ créé par le bobinage.

$$P_{pm} \propto (B_r)_v^2 f^2 \quad (1.42)$$

Le modèle analytique développé dans [15] permet d’établir une classification des combinaisons encoches/pôles selon la densité volumique des pertes par courants induits. Les valeurs sont normalisées par rapport à la valeur des pertes la plus petite parmi les combinaisons étudiées. Les cellules vertes

$\begin{matrix} p \\ N_s \end{matrix}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
5	27.2	165	267	263	/	215	185	225	144	/		
10	/	6.23	18.3	41.5	/	66.2	71.2	65.5		/		53.75
15			2.77		/	18.5	23.3	25.4	29.3	/		
20	/	/		1.56	/	4.59	7.27	9.92	12.8	/		16.55
25					1			3.61	5.02	6.6	8.56	24.22

Table 1.5 – Classification des combinaisons encoches/pôles selon la densité volumique des pertes par courants induits en alimentant la machine par le premier harmonique de courant .[14; 15]

présentent les combinaisons intéressantes au niveau de la génération des pertes par courant induit. Ces résultats orientent le choix des combinaisons encoches/pôles. On privilégie les combinaisons avec de faibles niveaux de pertes avec l’harmonique 1, puisque dans la machine envisagée, cette stratégie d’alimentation sera utilisée à haute vitesse (donc en fréquences élevées). Notons qu’il n’y a pas de classification concernant les pertes par courants induits résultantes de l’harmonique 3 seul, puisque cet harmonique ne devra être le seul à produire le couple total de la machine à cause des pertes importantes engendrées par cet harmonique. Ce fait est analysé en détail dans la partie 2.4.

Il existe également d'autres combinaisons intéressantes comme 20/12, 20/14, 25/16, 25/18. Toutes ces combinaisons présentent un faible facteur de bobinage pour l'harmonique du rang 3 d'après le tableau 1.4, ce qui justifie leurs exclusions pour concevoir la machine double polarité.

Le bobinage de la machine double polarité est l'une des combinaisons où S_{pp} est égale à 0.5. Les tableaux 1.3 et 1.4 montrent que cette famille de bobinage assure une qualité de couple moyenne. Bien que le bobinage à pas fractionnaire présente des effets parasites plus importants que leurs homologues à pas entier, le bobinage avec un $S_{pp} = 0.5$ apparaît comme un cas particulier permettant de combiner les avantages de bobinage à pas fractionnaire liés à la compacité et la facilité de fabrication avec ceux liés à la réduction des effets parasites dans le bobinage à pas entier. Les combinaisons avec $S_{pp} = 0.5$ et avec un nombre de pôles supérieure à 3, admettent des forces radiales plus équilibrées que d'autres combinaisons donc de bruit magnétique plus faible [12; 55; 56]. Cette combinaison est utilisée pour les machines Toyota Prius[2] et par d'autres constructeurs également. La figure 1.6 montre des machines triphasées avec des combinaisons $S_{pp} = 0.5$.



Figure 1.6 – Différentes machines triphasées de traction avec une combinaison $S_{pp} = 0.5$ [2; 3].(a) IMG de Bosch. (b) DynaStart de ZF-Sachs (c) IMA de Honda. (d) Générateur à aimants de Toyota Prius.[4]

Le choix s'oriente donc vers la machine 20encoches/8pôles. Le nombre des encoches est choisi d'une façon à réduire les pertes dues aux harmoniques spatiaux de bobinage sans complexifier la procédure de bobinage. En même temps, le nombre des pôles doit être également assez bas pour éviter des pertes supplémentaires dues à la haute fréquence d'alimentation notamment les effets de peau et la

commutation des composants de convertisseur de puissance. Pour toutes ces raisons, c'est la machine 20/8 qui sera retenue comme combinaison encoches/pôles pour la machine double polarité envisagée.

1.3.2 Topologie rotorique de la machine

Le rotor doit être conçu d'une façon à satisfaire le cahier des charges de double polarité. Si la structure rotorique n'est pas adaptée, le flux rotorique d'ordre 3 résultant peut être insuffisant pour bien renforcer la machine secondaire. Par ailleurs, les machines peuvent être décomposées selon la nature d'excitation rotorique en trois catégories :

1. Machines avec des rotors actifs: Dans cette catégorie, on retrouve les machines à courant continu et les machines synchrones à rotor bobiné et à aimants permanents.
2. Machines avec des rotors passifs : cette catégorie contient les machines à réluctance variable et les machines asynchrones (rotor à cage).

Pour des raisons liées à la compacité et l'exigence de fonctionner à large plage de vitesse notamment dans les applications automobiles, ce sont les structures rotoriques avec des aimants permanents qui sont sélectionnées. On va agir sur la disposition et la géométrie des aimants ou du rotor afin d'obtenir des harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice de même ordre de grandeur. Le nouveau rotor, aboutissant à une machine double polarité est nommé donc rotor bi-harmonique. Les solutions classiques du rotor avec des aimants ne sont pas adaptées avec le bobinage 20/8. Les chapitres II et III détaillent la procédure de conception des rotors bi-harmonique, à aimants déposés et à aimants enterrés radialement en comparant avec ces solutions classiques. Toutefois, il est toujours possible d'obtenir un fonctionnement à double polarité par un rotor à cage d'une machine asynchrone. Ce point reste une perspective de ce travail.

Bien entendu, la décomposition multi-machine d'une machine polyphasée, et notamment la distribution des harmoniques entre les différents espaces fictifs, ne reste valable que si la topologie choisie de la machine respecte les hypothèses relatives à cette décomposition, à savoir l'absence de la saillance principalement. Cela signifie que cette approche pourra être appliquée pour a priori les machines à aimants déposés en surface. Par contre, cette répartition des harmoniques n'est plus valable rigoureusement pour les machines à aimants enterrés, car les harmoniques peuvent alors se projeter sur les différentes machines fictives. Néanmoins, la distribution régulière des phases et la topologie de bobinage, mènent à des grandeurs électriques régulières (c'est-à-dire régulièrement déphasées d'une phase à l'autre) et antipériodiques. La transformation de Concordia sur les vecteurs (flux, courant, force électromotrice, etc,...) peut donc encore être appliquée avec intérêt. Cependant, en raison de la saillance rotorique qui rend les termes de la matrice d'inductance dépendant de la position rotorique, la transformation de Concordia ne diagonalise pas la matrice d'inductance, puisque après l'application de la transformation de Concordia sur la matrice d'inductance, l'effet de couplage persiste. Cet aspect est détaillé dans le chapitre III.

1.4 Effet de commutation des pôles et extension de la plage de la vitesse: État de l'art

L'augmentation de la vitesse en conservant le couple constant s'obtient en augmentant la tension. Lorsqu'on arrive à la vitesse, dite de base, qui correspond à la tension maximale que peut délivrer l'onduleur de tension à couple maximum, il est alors nécessaire de diminuer le couple pour continuer

l'augmentation de la vitesse. Si le cahier des charges exige le fonctionnement avec un couple maximal sur une large plage de vitesse, alors il est nécessaire de surdimensionner l'onduleur et la machine pour aller loin en tension et donc en vitesse. Par contre, si le cahier des charges de l'application accepte ce type de fonctionnement avec un couple qui décroît alors cela permet de réduire le dimensionnement de l'onduleur et de la machine. C'est le cas de nombreuses applications dans les transports où il est possible de travailler avec une zone où la puissance est à peu constante.

Différentes solutions sont possibles pour agir sur la plage de vitesse de la machine. Commençons par introduire l'équation de tension d'une machine synchrone machine triphasée dans le plan diphasé (négligeant la chute de tension résistive):

$$\begin{aligned}\underline{V} &= \underline{E} + j\omega L \underline{I} \\ &= jK\Omega + jp\Omega L \underline{I}\end{aligned}\quad (1.43)$$

$$\underline{V} = p\Omega(G\Psi_f + jL\underline{I})$$

Avec $K = pG\Psi_f$, où G est une constante qui dépend de la géométrie de la machine et Ψ_f est le flux créé par l'excitation rotorique. Il est clair d'après cette équation, que pour avoir une possibilité de travailler avec une large plage de vitesse à tension constante, il faudra agir sur les facteurs suivants:

1. **La valeur de l'inductance directe L_d :** En augmentant la valeur de L , le défluxage devient plus efficace, et moins de courant est nécessaire pour défluxer la machine, et par suite une plage de vitesse plus importante est obtenue. Il est possible de modifier la valeur de L , en agissant à la fois sur la structure rotorique et statorique. Dans cette approche on agit donc sur la conception de la machine plutôt que la commande.
2. **L'excitation rotorique Ψ_f :** En diminuant, cette excitation, il est possible de travailler avec une large plage de vitesse avec la même tension. La réduction de cette excitation rotorique est possible pour les machines où l'excitation est réglable (comme, par exemple, les machines synchrones à rotor bobiné et les machines asynchrones à double alimentation).
3. **Changement de nombre des paires des pôles p :** Pour étendre la plage de vitesse il faut réduire le nombre des paires des pôles quand on monte en vitesse. Différentes techniques permettent le changement de polarité, comme le changement de connexion de bobinage utilisé pour des machines asynchrones. Pour ces machines, la connexion de bobinage impose la polarité. Un changement judicieux de connexion entraîne une modification des nombres de paires de pôles (comme le circuit de Dahlander). Dans les machines synchrones, la polarité est imposée par le stator et le rotor à la fois, ce qui complexifie la démarche de changement de polarité.
4. **Changement de la tension V elle-même:** Ceci en modifiant la connexion de bobinage dans la machine, ce qui permet d'augmenter la tension de la machine. Cette technique est bien utilisée dans les machines synchrones, et permet d'étendre la plage de vitesse, lorsque la tension disponible de l'onduleur, alimentant la connexion principale de la machine, est atteinte.

En général, les méthodes qui influent la plage de vitesse de la machine peuvent être classées dans deux catégories: la première comprend les techniques liées à la conception et au contrôle optimal de la machine, qui est la technique de défluxage classique (points 1 et 2) et la seconde regroupe les techniques liées à la configuration de la machine (points 3 et 4). Dans cette partie, on va présenter plusieurs techniques permettant d'agir sur la tension de la machine, et donc sa plage de vitesse. Ensuite, on va déterminer la nouveauté apportée par la machine à double polarité par rapport aux solutions existantes.

Dans cette partie, on va présenter les méthodes permettant d'élargir la plage de vitesse de la machine en agissant sur la connexion de bobinage de la machine. Ce changement de connexion influence principalement la polarité de la machine, ce qui permet de modifier la performance de la machine au fur et à mesure que la vitesse augmente.

1.4.1 Changement de connexion de bobinage

Cette méthode est présentée principalement dans [5; 57]. Elle consiste à changer la connexion des bobines composant le bobinage de phase sur la plage de fonctionnement de la machine afin d'étendre la plage de vitesse. Puisque dans les machines synchrones, la polarité est imposée par le stator et le rotor à la fois, on peut agir sur la plage de vitesse uniquement en changeant la connexion de bobinage. Concernant la machine 5-phases, elle possède trois types de connexion : étoile, pentagone et pentacle. Les trois connexions sont présentées dans la figure 1.7 :

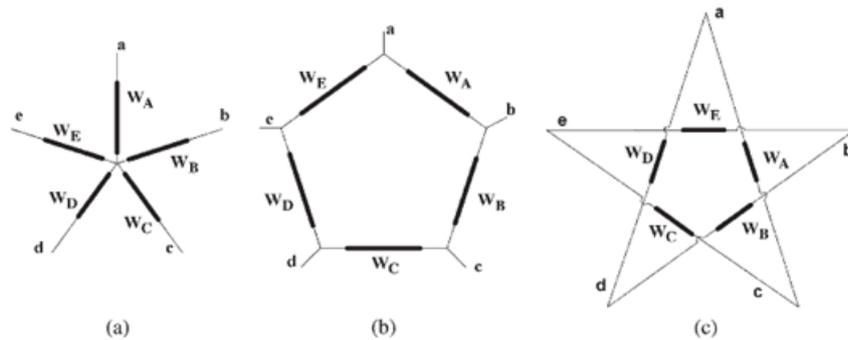


Figure 1.7 – Différents types de connexion de bobinage de la machine 5-phase. (a) étoile. (b) Pentagone. (c) Pentacle [5]

Cependant, une telle procédure nécessite des interrupteurs supplémentaires dans la commande afin de basculer d'une connexion à une autre. Cette démarche est possible avec aussi un nombre de phases supérieur à 5. Plus de connexion des bobines sont possibles, plus le circuit de changement sera plus volumineux et comportant plus d'interrupteurs. La figure 1.8 montre la configuration des interrupteurs nécessaires afin de changer la connexion pour les machines à 5-phases.

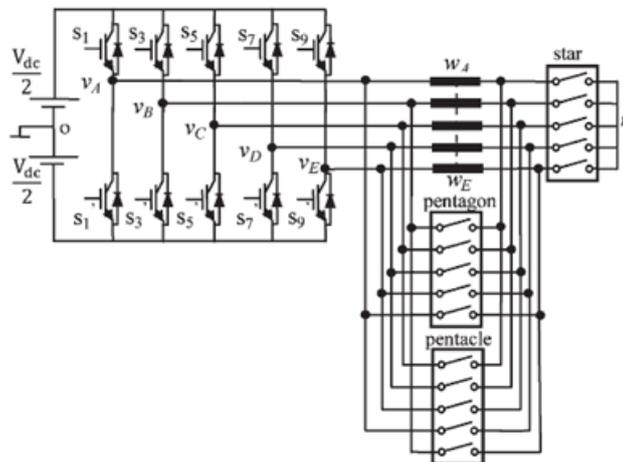


Figure 1.8 – Machine 5-phases avec des interrupteurs étoile, pentagone et pentacle avec un onduleur de tension. [5]

Pour chaque connexion la valeur de tension maximale de phase change (augmente), tandis que, pour conserver la même puissance pour toutes les connexions, la valeur de courant est réduit inversement proportionnellement à l’augmentation de tension. Ceci provoque alors une diminution du couple maximal atteignable, de maximal en connexion étoile vers minimal en connexion pentacle comme donnée dans le tableau 1.6. A la sortie, de la machine, le changement de connexion d’étoile vers la pentacle permet d’augmenter presque deux fois la tension à la sortie de l’onduleur.

Grandeur \ Connexion	Étoile	Pentagone	Pentacle
Tension de phase	V_m	$\sqrt{1.382}V_m$	$\sqrt{3.618}V_m$
Courant dans l’enroulement	I_m	$\frac{I_m}{\sqrt{1.382}}$	$\frac{I_m}{\sqrt{3.618}}$
Couple électromagnétique	T_1	$\frac{T_1}{\sqrt{1.382}}$	$\frac{T_1}{\sqrt{3.618}}$
Vitesse de base	Ω_b	$\approx \sqrt{1.382}\Omega_m$	$\approx \sqrt{3.618}\Omega_m$

Table 1.6 – Variation des grandeurs électriques et mécanique en fonction de la connexion de bobinage.[5]

La caractéristique couples /vitesse de la machine, suite à la succession de ces connexions, est meilleure que celle obtenue en n’adoptant qu’une seule connexion (étoile, pentacle ou pentagone). La figure 1.9 montre ce fait.

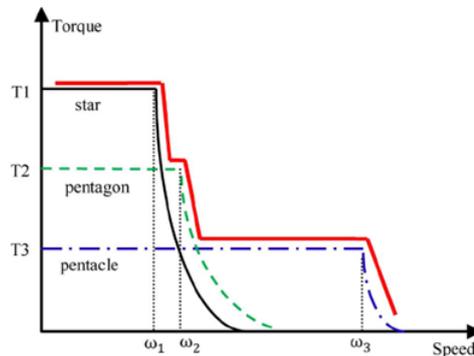


Figure 1.9 – Caractéristique couple/vitesse pour les différentes connexions de bobinage.[5]

Bien que cette technique est importante et efficace, les contraintes au niveau de volume alloué au système de propulsion, permet d’exclure ce choix pour étendre la plage de vitesse de la machine, puisque cette méthode exige un circuit de commande supplémentaire et des nombreux interrupteurs en plus, ce qui se traduit par un système coûteux et volumineux à la fois.

1.4.2 Changement de polarité de la machine

La polarité de la machine est un facteur important qui influe la plage de fonctionnement de la machine. Il existe des méthodes qui consistent à changer le nombre des paires de pôles de la machine par des méthodes connues sous le nom “Phase pôle modulation” et “pôle amplitude modulation”.

1.4.2.0.1 Changement de polarité de la machine

Cette technique a été présentée dans [6; 58] et utilisée d’une façon principale pour les machines asynchrones puisque, pour ces machines, la polarité est imposée uniquement par le stator. Cette méthode est une généralisation du circuit Dahlander permettant de passer de deux paires à un paire des pôles

en changeant la connexion. Dans cette méthode, il est possible de passer d'un nombre p de paires de pôles à $(p-1)$ paires à partir d'une certaine vitesse, ce qui réduit effectivement le couple maximal que la machine peut développer mais permet d'étendre la plage de vitesse de la machine.

La démarche présentée par les auteurs permet de passer d'une machine 4 pôles-utilisée à basse vitesse puisqu'elle permet d'assurer une compacité plus importante-vers une machine à 2 paires de pôles à haute vitesse, puisque cette polarité assure un meilleur rendement à haute vitesse. Vers une certaine vitesse de rotation, la polarité $2p$ est sollicitée pour produire le couple, puis à partir d'une autre vitesse, c'est plutôt la polarité p qui est sollicitée. Cet effet de commutation des pôles permet d'améliorer le rendement de la machine sur toute la plage de vitesse, en adaptant la polarité avec le point de fonctionnement de la machine.

La machine étudiée est une machine asynchrone, formée de 6 bobines séparées, chacune des trois bobines sont alimentées par un onduleur de tension. La figure 1.10 présente la topologie de cette machine. La fonction de bobinage de chaque bobine est donnée par la figure 1.11. Le principe est

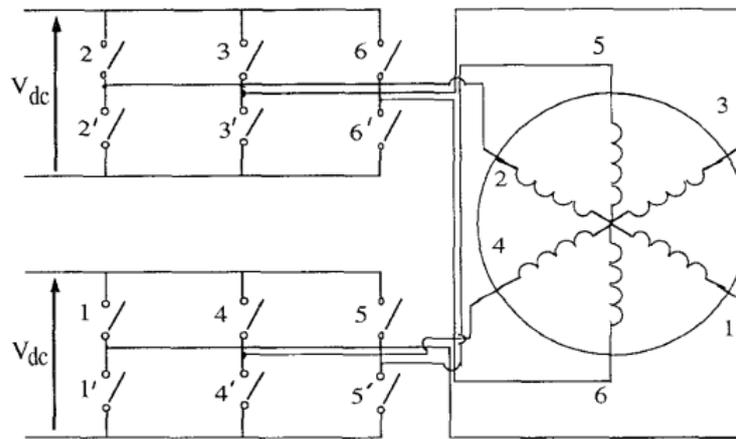


Figure 1.10 – Topologie de la machine étudiée pour la commutation électronique des pôles.[6]

d'agir sur l'alimentation de chaque groupe de bobines afin de générer une force magnétomotrice comprenant la polarité demandée. Ceci se fait en agissant sur l'alimentation de la machine plutôt que sur la connexion de bobinage. C'est pour cela qu'on trouve deux onduleurs de tension. En examinant la fonction de bobinage de chacune des deux bobines diamétralement opposées (1,2), (3,4) ou (5,6) on remarque que la somme de ces fonctions ($N_1 + N_2$ et $N_3 + N_4$ et $N_5 + N_6$) permet d'avoir une fonction de bobinage totale avec une polarité $2p$ de chaque bobine, tandis que la différence entre les deux fonctions ($N_1 - N_2$ et $N_3 - N_4$ et $N_5 - N_6$) génère une fonction de bobinage totale avec une polarité p , comme montré dans la figure 1.12. Notons que $(N_a)_{2p}$, $(N_b)_{2p}$ et $(N_c)_{2p}$ désignent les fonctions de bobinage de trois phases résultantes de la superposition de deux fonctions de bobinage diamétralement opposées, générant donc la polarité $2p$. Les fonctions $(N_a)_p$, $(N_b)_p$ et $(N_c)_p$ représentent les fonctions de bobinage générant la polarité p , en faisant la différence des fonctions de bobinage pour les bobines diamétralement opposées.

On distingue deux modes d'alimentation selon la polarité imposée. Si la polarité $2p$ est exigée, les onduleurs sont contrôlés afin de générer deux vecteurs courants identiques dans les deux ensembles de bobines (c'est-à-dire la même modulante pour les deux onduleurs). Si la polarité p est exigée, un onduleur doit générer un vecteur courant dans un ensemble des bobines de signe opposé à celui généré dans l'autre ensemble comme le montre le tableau 1.7.

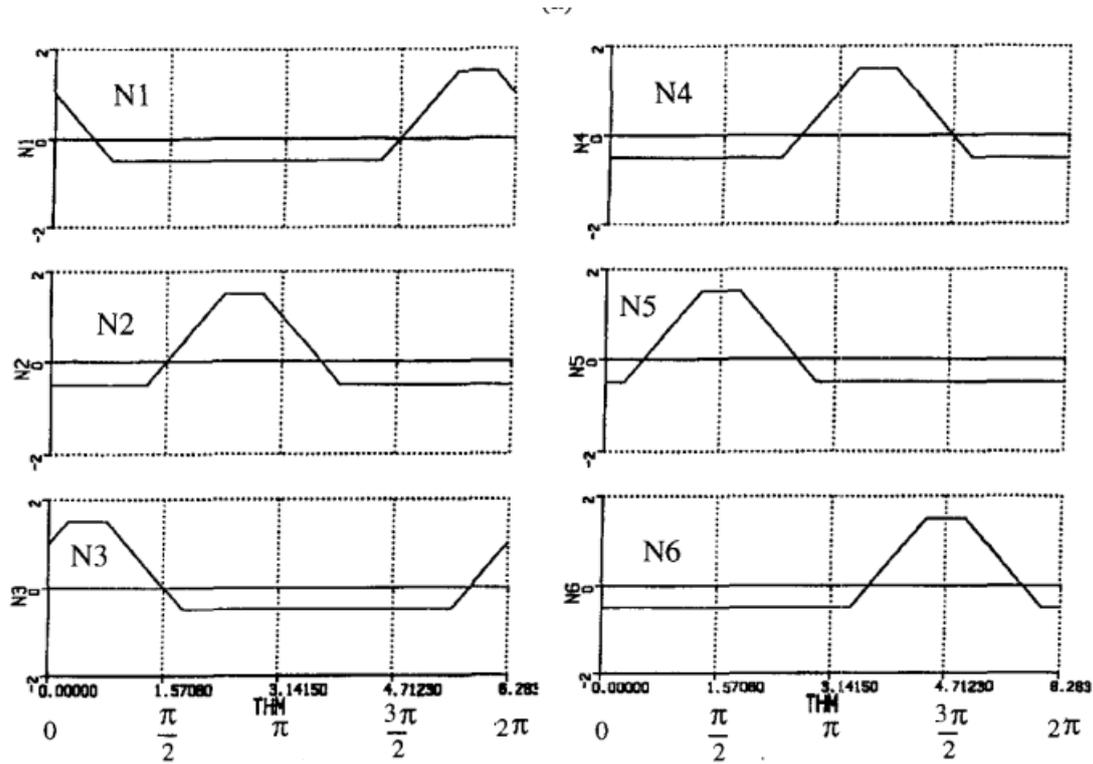


Figure 1.11 – Fonction de bobinage de chaque bobine de la machine.[6]

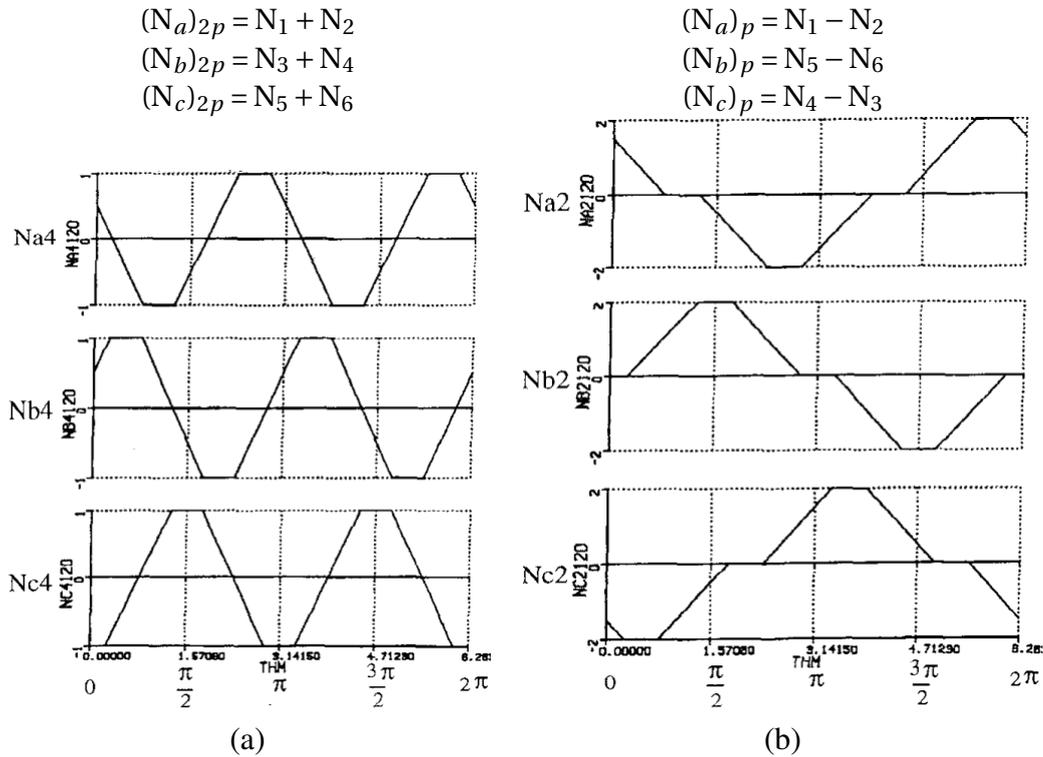


Figure 1.12 – Fonction de bobinage résultantes de chaque mode d'alimentation.[6]

Les résultats présentés par les auteurs montrent des résultats semblables à la caractéristique présentées dans la figure 1.13. Ces résultats montrent bien l'utilisation de la machine avec la polarité la plus élevée à basse vitesse et celle à faible polarité à haute vitesse. Certains avantages sont observés suite à l'utilisation de cette méthode.

Bobines \ polarité	4 pôles	2 pôles
	Onduleur 1	i_a i_b i_c
Onduleur 2	i_a i_b i_c	$-i_a$ $-i_c$ $-i_b$

Table 1.7 – Courants de référence dans chaque bobine pour chaque polarité.

1. Une large de vitesse à puissance constante.
2. Large plage de fonctionnement avec un couple maximal.
3. Le moteur fonctionne avec un rendement élevé sur une large plage de vitesse du fait de changement de polarité.

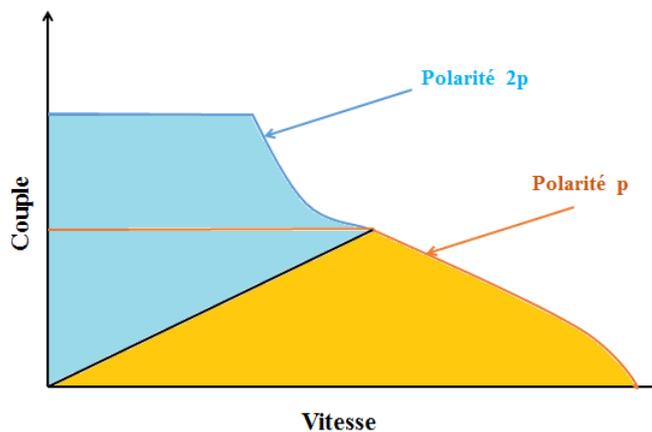


Figure 1.13 – Caractéristique couple/vitesse pour la machine à commutation des pôles.

En conclusion, l'avantage de cette méthode est que la machine n'est pas surdimensionnée et qu'il n'y a pas de bobinage supplémentaire ajouté. L'inconvénient majeur de cette approche c'est l'utilisation de deux onduleurs de la machine, ce qui engendre également un système volumineux qui ne convient pas avec les contraintes imposées dans ce travail. La double polarité dans cette machine n'est pas une caractéristique intrinsèque de la machine. Même si le changement des pôles s'opère en utilisant uniquement la commande, il faut prévoir un deuxième onduleur capable d'assurer ce fonctionnement. Dans le cahier de charge fixé pour la machine à double polarité, il est indispensable d'assurer le changement uniquement par la commande, et en utilisant uniquement l'onduleur de tension disponible.

1.4.2.0.2 Changement de la combinaison phases/pôles en utilisant un stator intelligent à cage

Le changement de polarité est introduite également dans [7; 26; 59]. Une machine à 60 encoches utilisée, où chaque conducteur dans une encoche représente lui-même une phase. Chaque phase (conducteur) est alimentée par un onduleur comportant, pour chaque encoche (phase) un bras d'onduleur. La figure 1.14 présente cette structure. Cela donne la possibilité de modifier l'alimentation dans chaque

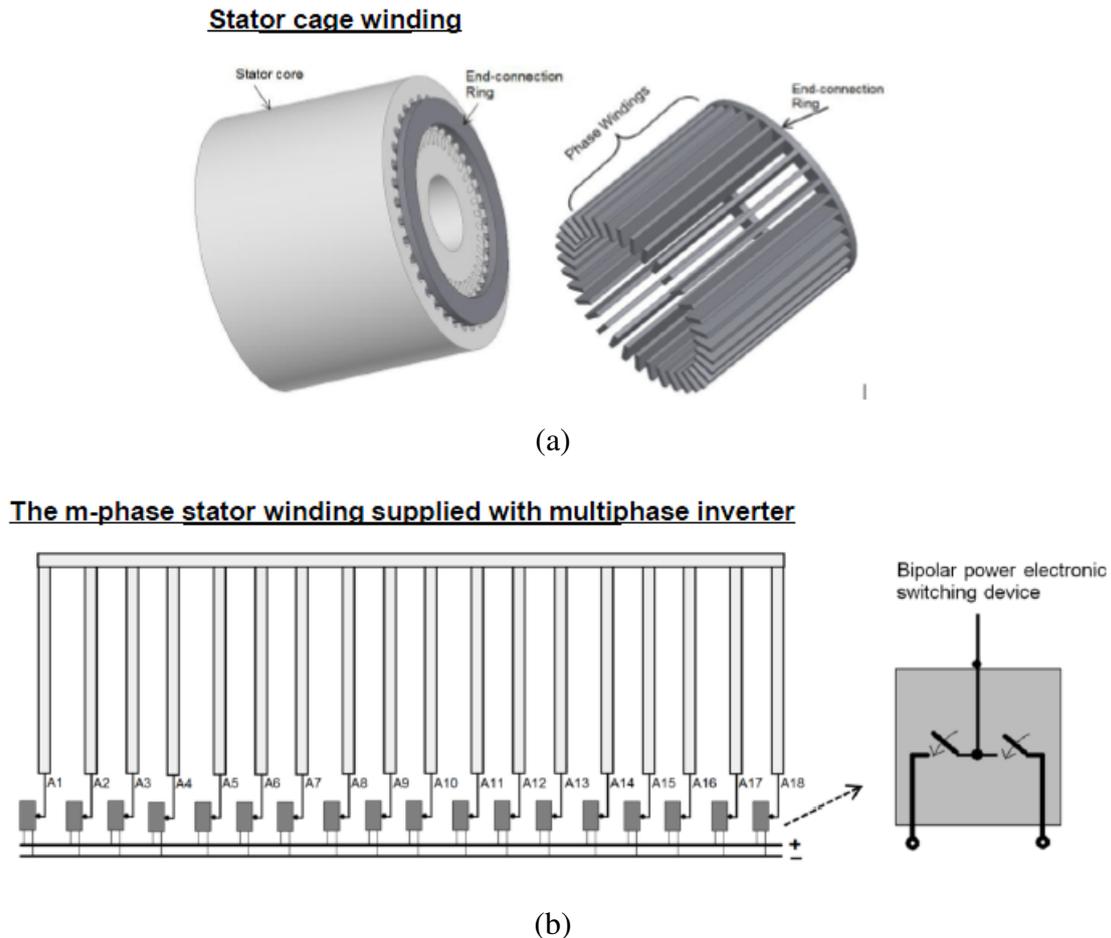


Figure 1.14 – (a) Structure du stator à cage. (b) Connexion de l'onduleur à chaque encoche (phase de la machine).[7]

encoche, permettant d'avoir différentes formes de la force magnétomotrice FMM dans la même machine. Il n'y a pas donc une spécification concernant la combinaison encoches/pôles utilisé: ce dernier dépend bien de la commande. Par conséquent, le nombre des pôles de la machine peut être changé durant le fonctionnement en ligne, ce qui permet d'améliorer le rendement sur toute la plage de vitesse.

L'indépendance entre les conducteurs (ou phases), améliore également la tolérance aux pannes de la machine. En plus, la procédure de bobinage n'exige pas l'existence d'ouvertures des encoches, puisqu'il suffit d'insérer dans chaque encoche, les conducteurs qui constituent une phase.

Cette topologie présente également d'autres avantages, liés notamment au grand nombre de modes de fonctionnement possible :

1. Changement de nombre des pôles durant le fonctionnement de la machine.
2. Génération de plusieurs polarités ensemble.
3. Changer le nombre des phases actives durant le fonctionnement de la machine.
4. Une distribution symétrique ou non-symétrique des phases actives est possible.
5. Changement de mode de fonctionnement afin de maximiser le rendement .

6. Une amélioration de l'amplitude de l'harmonique synchrone de la force magnéto-motrice et réduction de contenu harmonique.

Les auteurs dans [7] évoquent la possibilité de fonctionner avec plusieurs polarités dans la machine et aussi en contrôlant le courant de chaque phase, d'agir sur la quantité de couple produit par chaque polarité. C'est le même principe qu'on applique, mais sur une machine double polarité synchrone à aimants permanents, qui donne la possibilité d'être alimentée simultanément par les deux harmoniques 1 et 3 du courant et possédant deux polarités à la fois p et $3p$.

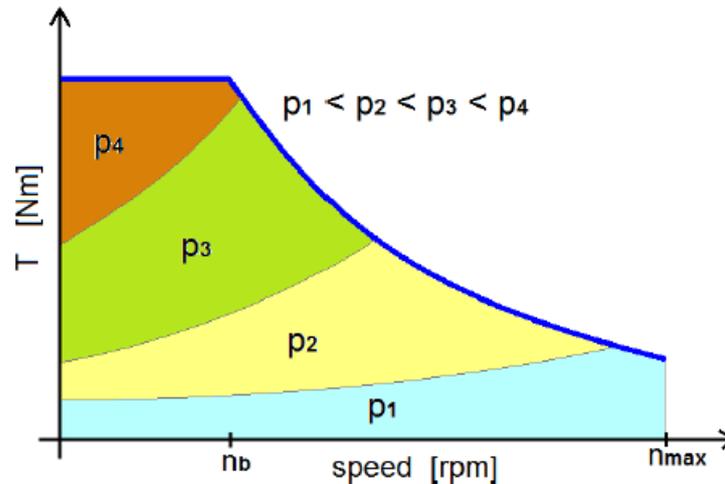


Figure 1.15 – Variation de la polarité de la machine en fonction de zone de fonctionnement: un rendement maximum est assuré avec cette démarche.[7]

1.4.2.0.3 Changement de nombre des pôles/phases de la machine PPM

Dans la section 1.4.2.0.1, on a évoqué la possibilité de changer le nombre des pôles, afin d'assurer le fonctionnement commutation des pôles, en agissant sur la commande de deux ensembles des bobines, mais le nombre des phases reste le même, quelque soit la polarité de la machine. La méthode de modulation pôle/phase présentée dans cette partie, repose sur la variation simultanée de nombre des pôles et de nombres des phases.

L'utilisation de cette technique montre la possibilité d'étendre la plage de vitesse de la machine en effectuant la commutation des pôles. La figure 1.16 montre les caractéristiques couple/vitesse obtenues en basculant d'une connexion 3phases/12 pôles utilisée à basse vitesse, vers une configuration 9 phases/ 4 pôles assurant, par suite une large plage de vitesse, en changeant la configuration de bobinage à la vitesse de 600 rpm.

Les méthodes de changement de polarité ne s'applique que sur les machines asynchrones où la connexion statorique impose cette polarité. Dans le cas des machines synchrones, le simple changement de polarité au stator n'est pas suffisant pour changer la polarité de la machine. Il faut pour ces machines chercher une structure capable de changer la polarité de la machine uniquement par la commande et sans ajouter un onduleur ou des interrupteurs supplémentaires.

La machine 5-phases permet en fait, de basculer entre les deux polarités p et $3p$ en utilisant uniquement la commande. C-a-d, à basse vitesse, on sollicite la machine fictive portant la polarité $3p$ à produire la majorité du couple à basse vitesse, afin de garantir la fonctionnalité "boost". A haute

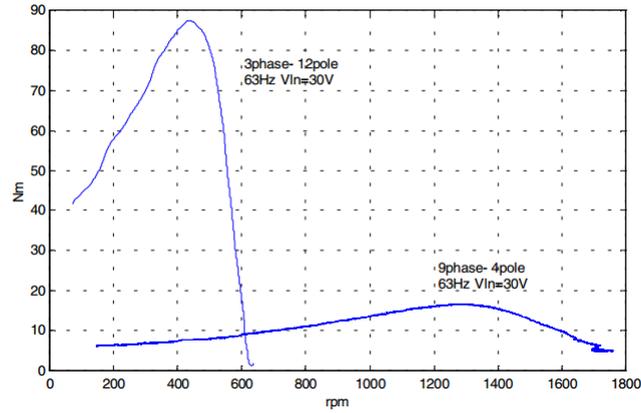


Figure 1.16 – Caractéristique couple/vitesse pour la machine à commutation des pôles par la méthode PPM: deux configurations possibles: 4 pôles et 12 pôles avec 3 et 9 phases respectivement.[8]

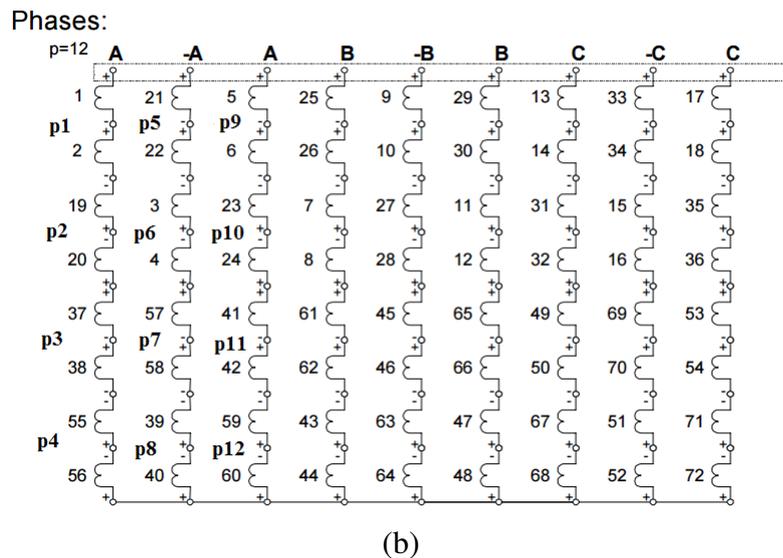
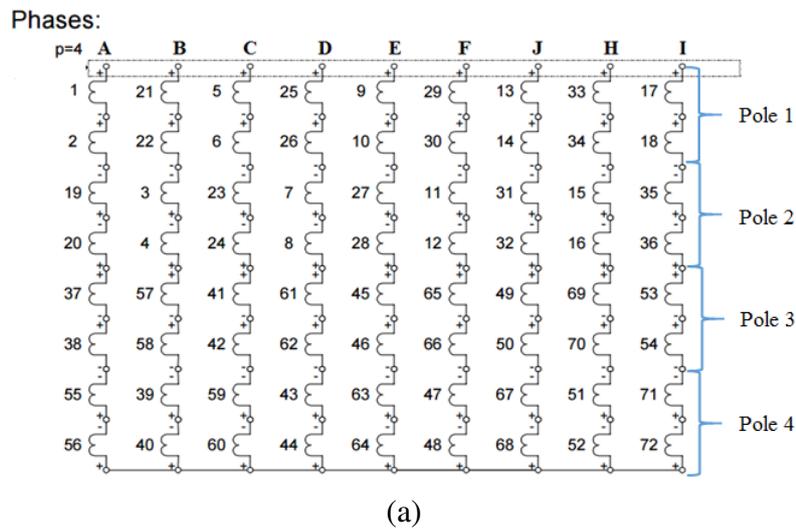


Figure 1.17 – Connexion de bobinage. (a) Connexion 3 phases/12 pôles. (b) Connexion 9 phases/4 pôles.[8]

vitesse, la machine à polarité p est la plus sollicitée dans la production du couple, puisque à haute vitesse, la fréquence d'alimentation est élevée, et par suite les pertes par courants induits. La double polarité est une propriété intrinsèque de la machine envisagée, puisque, cette machine possède une

capacité équivalente de deux machines fictives, associées aux deux polarités p et $3p$ respectivement , à produire un couple.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre , on a présenté quelques outils relatifs à la modélisation des entraînements polyphasés. Le premier, c'est la décomposition multi-machine permettant d'assimiler la machine N -phases à un ensemble des machines fictives diphasées et homopolaires. Cette décomposition, définit pour chaque espace fictif, un harmonique de rang minimal, qui définit l'harmonique du courant à injecter dans cette machine afin de produire le couple, et définir également la polarité. Ensuite, on a présenté les deux matrices de fonction de bobinage et de distribution de bobinage, permettant d'évaluer la performance de bobinage au niveau du facteur de bobinage, qualité de couple et pertes par courants induits.

A cause des degrés de liberté supplémentaires disponibles dans les machines polyphasées, il est possible d'explorer de nouvelles potentialités des machines polyphasées tant au niveau de la conception qu'au niveau de la commande. Pour explorer ces potentialités, on considère une machine 5-phases, qui possède la capacité de produire un couple à partir des deux harmoniques 1 et 3 de courant. La capacité de chaque harmonique dépend de la structure statorique/rotorique de la machine. Or, les solutions existantes, ne permettent pas de produire un couple significatif à partir de l'harmonique 3, ce qui n'assure pas une flexibilité au niveau de la commande. Par conséquent le choix de bobinage 20/8 avec un facteur de bobinage important de l'harmonique 3 (0.951), vient dans le contexte de concevoir une machine capable de fournir un couple équivalent à partir les deux harmoniques 1 et 3. Ce bobinage, qui est à bobinage concentré autour des dents à pas fractionnaire , avec un $S_{pp} = 0.5$ permet d'assurer une faible niveau des pertes par courants induits.

Enfin, cette capacité à fournir un couple à partir de deux polarités, donne la possibilité de fonctionner en commutation électronique de pôles. Le changement des pôles se fait uniquement en changeant l'harmonique du courant injecté de la machine. La machine peut posséder $3p$ paires des pôles-qui interviennent à basse vitesse en général, afin d'assurer le boost de couple- ou p paires des pôles-généralement à haute vitesse-, ou même les deux polarités ensemble. Cette technique présente une originalité par rapport aux différentes techniques présentées (changement de connexion de bobinage, ou changement de la combinaison Nombre des pôles/Nombre des phases) , c'est qu'elle ne nécessite pas un circuit de puissance volumineux ou des composantes de puissance supplémentaires, le changement des pôles dépend uniquement de la polarité du courant généré par l'onduleur.

Chapitre 2

Conception des structures rotoriques à aimants permanents déposés en surface à double polarité

“ Si vous voulez trouver les secrets de l'univers, pensez en termes d'énergie, de fréquence, d'information et de vibration ”

Nikola Tesla

Sommaire

2.1	Introduction Générale	44
2.2	Influence des paramètres de la machine sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine à aimants déposés: cas des machines avec faible réaction d'induit	44
2.2.1	Hypothèses et définitions	46
2.2.2	Etude des paramètres influençant la performance d'une machine triphasée	47
2.2.3	Impact des paramètres des machines fictives sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine pentaphasée	53
2.2.4	Examen de la capacité des différentes combinaisons encoches/pôles à obtenir des constantes du temps équivalentes des machines fictives: Positionnement du bobinage 20/8	59
2.3	Structures rotoriques à aimants déposés en surface à double polarité	61
2.3.1	Adaptation de la couche d'aimants avec le bobinage 20 encoches/8pôles	61
2.3.2	Caractérisation et comparaison avec une machine 20encoches/4pôles/5 phases $S_{pp} = 1$	67
2.4	Évaluation des pertes dans les aimants dans la machine 20/8	80
2.4.1	Importance d'étude des pertes dans les aimants	80
2.4.2	Modèle des pertes dans les aimants résultants des effets des encoches	82
2.4.3	Modélisation des pertes des aimants dues à la force magnétomotrice	88
2.4.4	Loi de comportement des pertes dans les aimants dans la zone de défluxage	98

2.5	Caractéristiques couple/vitesse de la machine 20/8/5 à aimants déposés	107
2.5.1	Enveloppe des caractéristiques couple/vitesse de la machine	107
2.5.2	Détermination de la caractéristique couple/vitesse pour une puissance constante	110
2.5.3	Nouvelle stratégie de contrôle : Maximum Torque Per Primary Machine	111
2.6	Conclusion	114

2.1 Introduction Générale

Ce chapitre vise à explorer le concept de machine bi-harmonique en considérant une structure de machine à aimants déposés en surface. Il s'agira dans un premier temps de définir des couches d'aimants adaptées au bobinage 20 encoches/8pôles sélectionné dans le chapitre précédent permettant de réaliser une machine bi-harmonique. La conception de cette couche d'aimants se fait sous des contraintes sur les harmoniques de la force électromotrice, idéalement constituée uniquement de deux harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice avec le même ordre de grandeur, ainsi que sur d'autres paramètres clés. La machine pentaphasée 20 encoches/8pôles obtenue sera comparée à une machine pentaphasée 20 encoches/4pôles avec un bobinage à $S_{pp} = 1$ et ayant des caractéristiques dimensionnelles proches.

Dans un deuxième temps il s'agira d'évaluer les caractéristiques, notamment couple/vitesse, de telles machines bi-harmoniques en considérant :

1. Des contraintes sur les pertes pour lesquelles des modèles seront étudiés en tenant compte notamment de commandes injectant simultanément plusieurs harmoniques de courant.
2. Des contraintes en tension de son alimentation par un onduleur, dimensionné quant à lui par une approche au premier harmonique¹.
3. Des stratégies de commande fonction de contraintes comme la minimisation de pertes, la maximisation de la plage de vitesse à puissance constante.

Une des originalités forte résidera dans l'exploitation des degrés de liberté offerts par la machine 20/8 pour optimiser les caractéristiques couple/vitesse. On dégagera ainsi des stratégies mettant en oeuvre une commutation électronique des pôles, cela sans ajout de matériel complémentaire.

2.2 Influence des paramètres de la machine sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine à aimants déposés: cas des machines avec faible réaction d'induit

Le dimensionnement de l'onduleur de tension MLI alimentant une machine triphasée, selon l'approche au premier harmonique, se base sur les paramètres électriques de la machine fictive principale, en particulier, la constante du temps électrique dont dépend le choix de la fréquence de commutation des interrupteurs d'une part, et l'inductance cyclique et la force électromotrice desquelles dépendent la tension du bus de l'onduleur d'une autre part. Bien que cette approche soit optimale pour les machines triphasées avec le bobinage couplé en étoile, puisque ces dernières sont équivalentes à une seule machine fictive diphasée dans le repère de découplage, ce n'est pas forcément le cas pour leurs homologues polyphasées, qui admettent en général des degrés de liberté supplémentaires du point de vue commande, du fait de leur équivalence à plusieurs machines fictives dans l'espace de découplage. Le système est alors caractérisé par plusieurs paramètres électriques (réaction d'induit, force électromotrice, constante du temps) associés aux différentes machines fictives.

Vu la multitude des degrés de liberté dans la structure polyphasée, l'approche au premier harmonique pour le dimensionnement est l'une des solutions possibles, mais ce choix peut aboutir à

¹Dimensionner au premier harmonique en premier lieu signifie que la tension crête qu'il est possible d'imposer en régime sinusoïdal avec l'onduleur est égale à la moitié de la tension continue alimentant l'onduleur. Les grandeurs de base (tension, courant) à la sortie de l'onduleur sont identiques à celles de la machine fictive principale

un sous/surdimensionnement de l'onduleur, notamment dans le cas où la structure de la machine polyphasée - qui se traduit par les paramètres électriques des machines fictives caractérisant la performance globale de la machine - ne permet pas l'exploitation de la totalité de puissance disponible par l'alimentation. Toutefois, c'est cette approche classique qui a été retenue pour ces travaux de thèse. Cependant, un outil d'étude a été développé pour estimer en quoi cette approche de dimensionnement surestime/sousestime le vrai besoin de la machine au niveau de la puissance, et de même, la fréquence de commutation. La figure 2.1 illustre ce fait pour trois machines polyphasées I, II et III qui admettent les mêmes grandeurs électriques associées à la machine principale, mais différent au niveau des autres machines fictives. Cette approche de dimensionnement est compatible avec la structure de la machine II. Ce même onduleur est surdimensionné pour la machine I et un sous-dimensionnement est observé pour la machine III.

L'objectif dans cette section est d'aider le concepteur à prévoir l'influence des autres machines fictives sur les performances de la machine lorsque les paramètres du variateur sont évalués compte tenu des paramètres de la machine principale uniquement [60][61]. Ces performances sont évaluées à partir de la caractéristique couple/vitesse, et plus précisément, trois points particuliers de cette caractéristique: le couple maximal fourni à basse vitesse, la vitesse maximale que la machine puisse atteindre (vitesse pour le couple nul) et la puissance maximale.

La première partie dans cette section concerne l'étude des caractéristiques couple/vitesse d'une machine triphasée et les paramètres influençant la performance de cette machine, à savoir la force électromotrice et la matrice d'inductance. Le but est d'en déduire les paramètres principaux nécessaires pour l'étude de la performance globale de la machine. Ensuite, la même étude est effectuée pour une machine 5-phases dans le but de déterminer l'impact des degrés de liberté supplémentaires sur la performance de la machine. Enfin, plusieurs combinaisons encoches/pôles d'une machine 5-phase seront classifiées en fonction d'un critère déduit de l'étude précédente et qui définit le degré de compatibilité de l'onduleur de point de vue puissance pour une machine admettant une certaine combinaison encoches/pôles. Par conséquent, les combinaisons encoches/pôles, pour lesquelles le dimensionnement

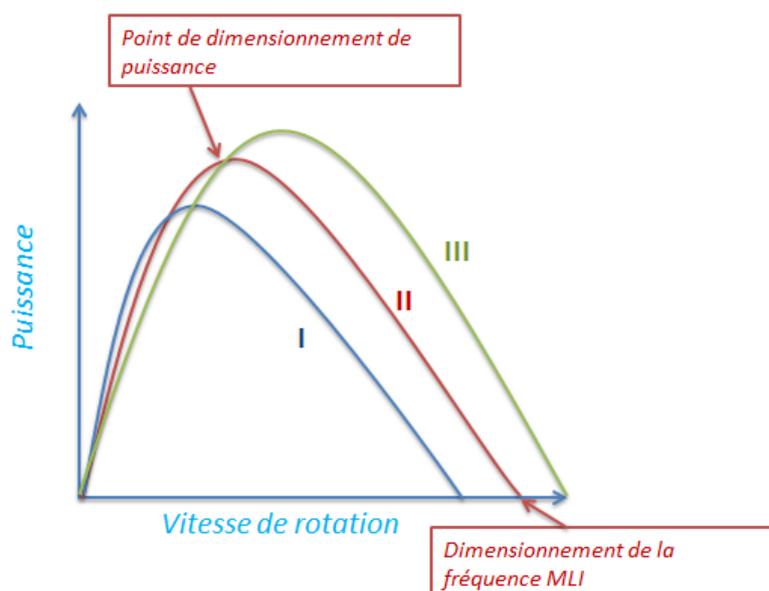


Figure 2.1 – Variation de la caractéristique Puissance/vitesse pour les trois machines polyphasées I,II et III

de l'onduleur au sens du premier harmonique est optimale est déduite.

2.2.1 Hypothèses et définitions

Quelques hypothèses relatives aux études effectuées dans cette partie sont définies.

2.2.1.1 Hypothèses concernant la structure et la commande des machines étudiées

Les hypothèses, pour cette étude, sont en partie celles qui sont établies lors de la décomposition multi-machine.

- **Hypothèses relatives à la linéarité**

Les effets de peau, de saturation magnétique, de réductance variable et la démagnétisation des aimants ne sont pas pris en compte. La machine est régulièrement construite au sens où aucune phase ne se distingue l'une de l'autre. Ces hypothèses suffisent pour pouvoir appliquer la décomposition multi-machine aux machines étudiées.

- **Hypothèses relatives à la topologie de la machine**

1. Les machines étudiées sont des machines à aimants déposés en surface. Les harmoniques spatiaux, sont distribués entre les différentes machines fictives, comme décrit dans la partie 1.2.6 de chapitre I². Aucune distinction à faire entre les inductances L_d et L_q pour chaque machine fictive. En plus, les machines fictives sont magnétiquement indépendantes.
2. Les structures concernées par l'étude sont des machines à faible réaction d'induit ($r_{ind} \leq 1$) [62; 63], si les conclusions relatives à l'approche au premier harmonique pour les machines triphasées sont admises pour chaque machine fictive, ceci implique une plage de vitesse finie [63], permettant d'avoir des comparaisons plus significatives entre les topologies étudiées.
3. le bobinage est connecté en étoile, par suite le courant homopolaire est nul.

- **Hypothèses relatives à la stratégie de commande de la machine**

1. L'onduleur de tension étudié dans cette partie est dimensionné au premier harmonique, c.-à-d., il possède une tension nominale V_b et un courant nominal I_b , qui représentent également les grandeurs nominales de la machine principale.
2. Les harmoniques spatiaux du champ magnétique rotorique sont négligés. Par conséquent, chaque machine fictive possède une force électromotrice sinusoïdale et est alimentée en courant sinusoïdal. Les effets de commutation des composantes d'électronique de puissance sont également négligés.

2.2.1.2 Points particuliers de la caractéristique couple/vitesse

L'évaluation de la performance d'une structure polyphasée alimentée par un onduleur de tension dimensionné au sens harmonique nécessite la recherche de la caractéristique couple/vitesse, qui fournit une vue globale sur le comportement de la machine à basse vitesse, où on s'intéresse à une densité de couple élevée pour le fonctionnement de la machine en phase transitoire d'une part, et à haute vitesse,

²Les harmoniques du rang $5c \pm 1$ se projettent dans la machine principale, ceux du rang $5c \pm 3$ se projettent dans la machine secondaire où $c \in \mathbb{N}$

où la structure doit exploiter toute la puissance disponible par l'onduleur sur une large plage de vitesse d'autre part. De ce fait, on cherche pour chaque structure étudiée trois points particuliers de la caractéristique couple/vitesse, suffisants pour avoir une estimation jugée suffisante des performances de la machine. Ces points, exprimés en p.u. et normalisés par rapport aux grandeurs de base, sont:

- Le point de base (y_t, t_{emb}) : c'est le point caractérisé par l'atteinte de la limite de tension disponible, tout en gardant le couple maximal développé à basse vitesse.
- Le point de puissance maximale $(y_p, p_{em,m})$: c'est le point caractérisé par l'atteinte de la puissance maximale. L'onduleur de puissance impose alors simultanément la tension et le courant maximaux qu'il peut délivrer.
- Le point $(y_m, 0)$: c'est le point qui représente la vitesse maximale que peut atteindre la machine en fournissant un couple nul. Ce point qualifie, donc l'étendue de la plage de vitesse de la machine.

la vitesse de rotation normalisée par rapport à la vitesse de base est donnée par :

$$y = \frac{\omega}{\omega_b} \quad (2.1)$$

avec ω_b est la pulsation électrique de base. De même, on normalise le couple par rapport au couple de base . Il vient :

$$t_{emb} = \frac{C_{em}}{C_b} \quad (2.2)$$

2.2.2 Etude des paramètres influençant la performance d'une machine triphasée

Dans un premier temps, afin d'assimiler l'impact des paramètres des machines fictives sur la caractéristique couple/vitesse de la machine, il nous paraît judicieux de démarrer l'étude avec une machine triphasée , qui est équivalente à une seule machine fictive diphasée et une machine homopolaire dans l'espace de découplage. Pour isoler l'effet d'une seule machine fictive sur la caractéristique couple/vitesse, la machine triphasée couplée en étoile est considérée dans la première partie de cette section. En effet, de nombreux travaux traitent de la capacité de défluxage de ces machines à la lumière de la valeur de l'inductance cyclique [64][62][63][65][66]. Cette inductance décide de la valeur de la réaction d'induit, dont dépend l'aptitude de désexcitation de cette machine.

Ensuite, un axe supplémentaire, de dimension 1, associée à la machine homopolaire sera introduit. Cet axe doit être ajouté lorsqu'on supprime le couplage étoile de la machine triphasée, ce qui implique l'intervention des paramètres supplémentaires associé à la machine homopolaire agissant sur les points particuliers de la caractéristique couple/vitesse. Pour cette machine à phases indépendantes, une brève étude consiste à préciser les paramètres supplémentaires mis en jeu pour la détermination des caractéristiques. La conclusion de cette partie, ouvre la voie pour prédire les paramètres principaux indispensables à l'étude d'une machine pentaphasée de bobinage couplé en étoile, admettant quatre axes dans l'espace de découplage.

2.2.2.1 Influence de la structure de bobinage sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine triphasée couplée en étoile

Dans cette partie, le bobinage de la machine triphasée est couplé en étoile, par suite le courant homopolaire ne peut pas circuler. Par conséquent, la machine homopolaire n'a plus d'impact sur la performance globale de la machine. La machine triphasée est maintenant équivalente à une machine

fictive diphasée associée au plan (α, β) d'après la décomposition multi-machine. La réaction d'induit associée à cette machine fictive est donnée par l'équation (2.3) :

$$r_{ind} = \frac{L_1 I_b}{\Psi_b} \quad (2.3)$$

Avec L_1 est l'inductance cyclique associée à la machine fictive principale, obtenue par la transformation de Concordia appliquée sur la matrice d'inductance, cyclique et symétrique pour cette machine. I_b est le courant de base et Ψ_b est le flux de base dû aux aimants.

En fonction de ces paramètres, on définit les grandeurs de base pour cette machine: le couple de base $(C_b)_3$, la puissance de base $(P_b)_3$ et la vitesse de base $(\omega_b)_3$. On a:

$$(C_b)_3 = 3pI_b\Psi_b \quad (2.4)$$

Par suite, la puissance de base pour cette machine s'écrit par :

$$(P_b)_3 = 3V_b I_b \quad (2.5)$$

La pulsation de base est donnée par [63] :

$$(\omega_b)_3 = \frac{V_b}{\Psi_b} \quad (2.6)$$

Les hypothèses établies rendent la détermination analytique des courants optimaux et des points particuliers de la caractéristique couple/vitesse possible en fonction des grandeurs de base [62; 64]. En supposant que les grandeurs V_b , I_b et Ω_b sont identiques pour les machines étudiées et en négligeant la résistance statorique, le couple maximal $(t_{emb})_3$, développé par la machine à basse vitesse en fonction de la réaction d'induit r_{ind} est donné par: [63][64]:

$$\frac{(t_{emb})_3(r_{ind})}{(t_{emb})_3(0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + r_{ind}^2}} \quad (2.7)$$

La valeur de la puissance maximale $p_{em,m}$ est égale à 1. Cette puissance est atteinte à une vitesse donnée par [63][64]:

$$\frac{(y_p)_3(r_{ind})}{(y_p)_3(0)} = \sqrt{\frac{1 + r_{ind}^2}{1 - r_{ind}^2}} \quad (2.8)$$

Enfin, le troisième point, qui correspond à la vitesse maximale, où la puissance s'annule est donné par [63][64] :

$$\frac{(y_m)_3(r_{ind})}{(y_m)_3(0)} = \frac{\sqrt{1 + r_{ind}^2}}{1 - r_{ind}} \quad (2.9)$$

La détermination analytique de ces points particuliers permet de tracer la variation de la caractéristique couple/vitesse en fonction de la réaction d'induit r_{ind} . La figure (2.2) représente la variation du couple en fonction de la vitesse de rotation, tous les deux normalisés par rapport au couple de base et la vitesse de base respectivement. En se basant sur cette figure, on peut déterminer la variation de la puissance en fonction de la vitesse de rotation comme donné dans la figure 2.3. Une première analyse pour les figures (2.2) et (2.3) montre l'aspect contradictoire entre une bonne caractéristique à basse vitesse et une large plage de fonctionnement à puissance constante: une augmentation de la réaction d'induit r_{ind} se traduit par une réduction du couple développé à basse vitesse, et une large plage de fonctionnement à tension ou puissance constante, et par suite une meilleure exploitation de l'alimentation de puissance disponible. La raison du point de vue magnétique est que, une grande valeur de la réaction

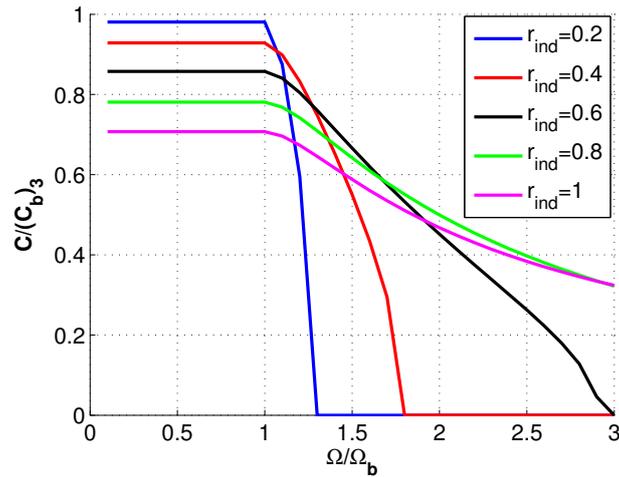


Figure 2.2 – Variation de la caractéristique couple/vitesse en fonction de la réaction d'induit

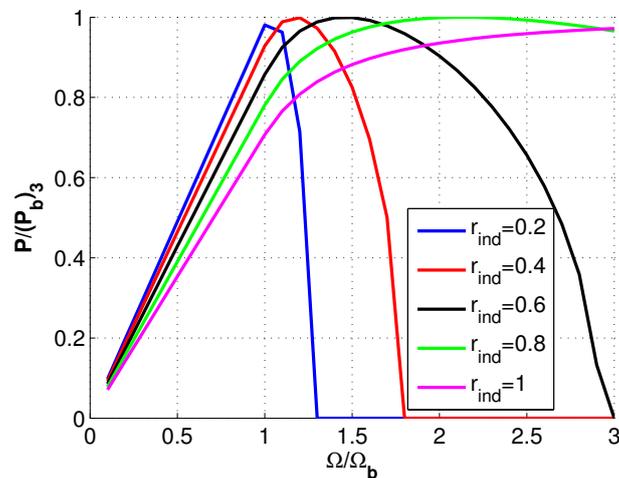


Figure 2.3 – Variation de la caractéristique puissance/vitesse en fonction de la réaction d'induit

d'induit entraîne une compensation plus efficace de flux des aimants à haute vitesse, tout en respectant les contraintes du courant. Par contre, un courant très important- qui engendre des pertes pouvant dépasser les contraintes thermiques de la machine- est nécessaire pour désexciter la machine à haute vitesse dans le cas des machines à faibles réaction d'induit.

Par conséquent, la réaction d'induit est un élément décisif pour la machine, sa valeur reflète la capacité de la machine à fournir un couple important à basse vitesse, et en plus la capacité de défluxage de la machine à haute vitesse. Cette conclusion permet de fixer l'inductance cyclique comme premier paramètre influençant la performance globale de la machine.

2.2.2.2 Application sur des machines avec S_{pp} différents

En fixant les grandeurs de base de l'onduleur V_b et I_b , la réaction d'induit dépend principalement de l'inductance cyclique associée à la machine principale comme le montre l'équation 2.3, inductance qui dépend elle-même de la géométrie de la machine et de la distribution de bobinage. La réaction d'induit est donc, un paramètre qui permet la caractérisation d'une certaine distribution de bobinage et la prédiction de la caractéristique couple/vitesse de la machine résultante de cette distribution. La tension V_b à la sortie de l'onduleur peut être exprimée en fonction de la tension de bus V_{DC} comme

suit³:

$$V_b = \frac{V_{DC}}{2\sqrt{2}} \quad (2.10)$$

Pour bien distinguer l'influence de la distribution de bobinage sur la caractéristique couple/vitesse, on reprend l'étude effectuée dans [9]. Trois machines A,B et C-admettant la même géométrie rotorique et le même nombre des pôles- avec $S_{pp} = 1$, $S_{pp} = 0.5$ et $S_{pp} = 0.36$ respectivement sont considérées. La machine A a un bobinage distribué à pas entier, ceux des machines B et C sont concentrés autour des dents avec un pas fractionnaire. La figure (2.4) présente les structures des machines étudiées avec la distribution de bobinage. Les caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse pour chaque ma-

Encoche #:	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	...
Machine A:	-B	+A	-C	+B	-A	+C	-B	...								
Machine B:	-A/+B	-B/+C	-C/+A	-A/+B	...											
Machine C:	+C/-A	+A/+A	-A/-A	+A/+A	-A/-A	+A/-B	+B/+B	-B/-B	+B/+B	-B/-B	+B/-C	+C/+C	-C/-C	+C/+C	-C/-C	

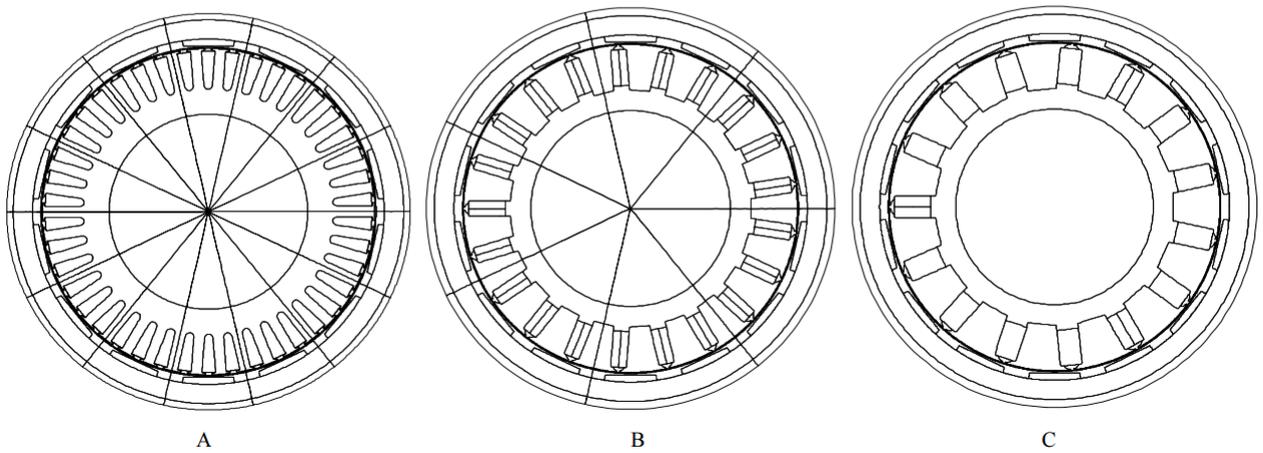


Figure 2.4 – Géométrie des machines étudiées [9]

chine sont présentées dans les figures (2.5) et (2.6) respectivement. Cette étude montre clairement la

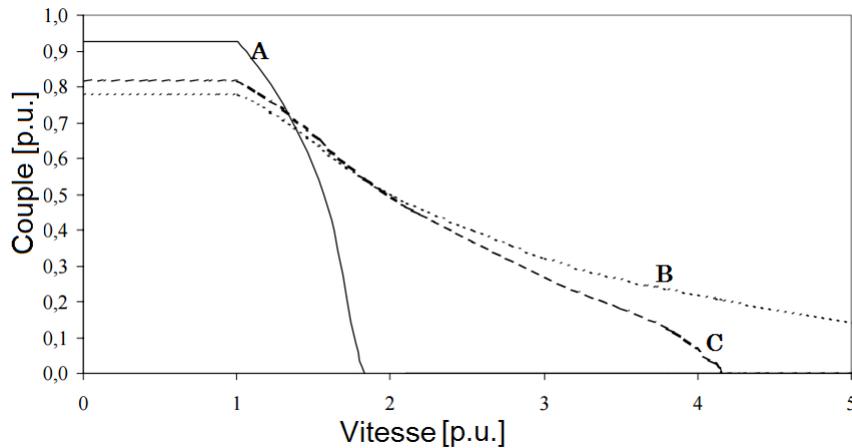


Figure 2.5 – Caractéristique couple/vitesse pour les trois machines A,B et C [9]

³On suppose une alimentation de type MLI avec une commande intersective sans injection de l'harmonique 3.

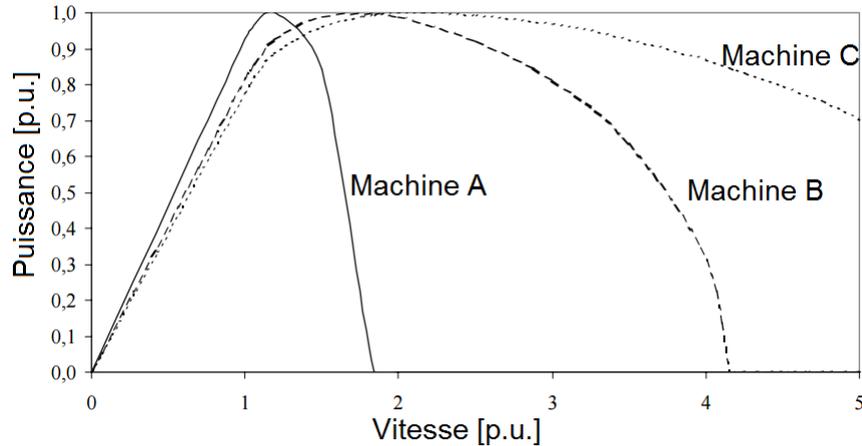


Figure 2.6 – Caractéristique puissance/vitesse pour les trois machine A, B et C [9]

capacité de défluxage de bobinage à pas fractionnaire par rapport à celle à pas entier. Les deux machines B et C assurent une bonne exploitation de tension du bus à haute vitesse, se manifestant par une puissance supérieure à celle de la machine A. Cependant, la machine A a plus de capacité de fournir du couple à basse vitesse. Cette différence due, principalement à la réaction d'induit, faible pour la machine A et forte pour les deux machines B et C, ce qu'on peut observer dans le tableau 2.1 Une

Machine	A	B	C
$r_{ind}(p.u.)$	0.28	0.46	0.43

Table 2.1 – La réaction d'induit pour chaque machine [9]

tendance générale qu'on peut déduire de cette étude est la capacité de bobinage concentré autour des dents à pas fractionnaire à exploiter au mieux l'alimentation de puissance disponible à haute vitesse [67]. Par ailleurs, on remarque que les trois machines atteignent la puissance maximale disponible, et possèdent également la même vitesse de base. La distribution de bobinage dans une machine triphasée influe d'une manière générale sur : la vitesse maximale y_m , la vitesse de puissance maximale $p_{em,m}$ et le couple de base t_{em} .

Dans cette partie, on a étudié l'effet de la réaction d'induit et, de la configuration de bobinage, sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine triphasée. L'étude montre qu'une forte réaction d'induit permet un défluxage plus efficace de la machine, et par suite une densité de couple plus importante à haute vitesse. Cependant, la densité du couple à basse vitesse est plus importante pour les machines à faible réaction d'induit. Dans le but d'analyser l'impact d'une machine fictive supplémentaire sur les points particuliers des caractéristiques couple/vitesse, une machine triphasée à phases indépendantes est ensuite considérée.

2.2.2.3 Cas d'une machines triphasée avec des phases indépendantes

La machine considérée est à phases indépendantes, la machine est équivalente à une machine fictive diphasée et une machine homopolaire dans l'espace de découplage. Dans ce cas, la caractéristique couple/vitesse ne dépend pas uniquement des paramètres de la machine fictive principale, mais aussi des paramètres de la machine homopolaire caractérisée par une force électromotrice E_0 et une inductance cyclique L_0 . De ce fait, la détermination analytique des points particuliers de la caractéristique couple/vitesse n'est plus possible. La machine homopolaire, participe à la production du couple à partir de l'harmonique de rang 3 projeté dans l'espace fictive associé à cette machine [10; 11]. Comme

la machine homopolaire est formée d'un seul axe dans l'espace fictif, l'interaction entre le courant homopolaire sinusoïdal et la force électromotrice sinusoïdale, aboutit à un couple moyen non nul avec des ondulations. Ces ondulations peuvent être compensées par celles produites par l'autre machine fictive [68], dépendant du sens de rotation et l'amplitude de la force électromotrice de la machine fictive.

Même si l'injection de l'harmonique de rang 3 n'est pas utile pour la production du couple dans le cas d'une machine triphasée couplée en étoile, car ce couplage compense la force électromotrice homopolaire dans la machine, une composante de l'harmonique 3 est fréquemment injectée dans la modulante dans le cas de l'alimentation de la machine avec un onduleur MLI. Cette injection permet de mieux exploiter le bus de tension, notamment à haute vitesse où la saturation en tension est survenue, dans la mesure où cette procédure permet d'augmenter de 15% l'amplitude du fondamental de la tension de la sortie de l'onduleur.

Dans une machine à phases indépendantes, la circulation du courant homopolaire est possible, l'introduction de l'harmonique 3 dans la modulante entraîne l'existence de l'harmonique de rang 3 dans le courant et donc il participe, en présence d'un harmonique 3 de force électromotrice, à la production du couple et à son ondulation. Pour déterminer l'impact de cet harmonique sur la machine triphasée avec des phases indépendantes, un calcul de la caractéristique couple/vitesse pour plusieurs valeurs de la force électromotrice homopolaire a été effectué dans [10; 11]. Comme illustrée dans la figure 2.7. L'étude montre bien l'influence négative de la machine homopolaire sur la densité du

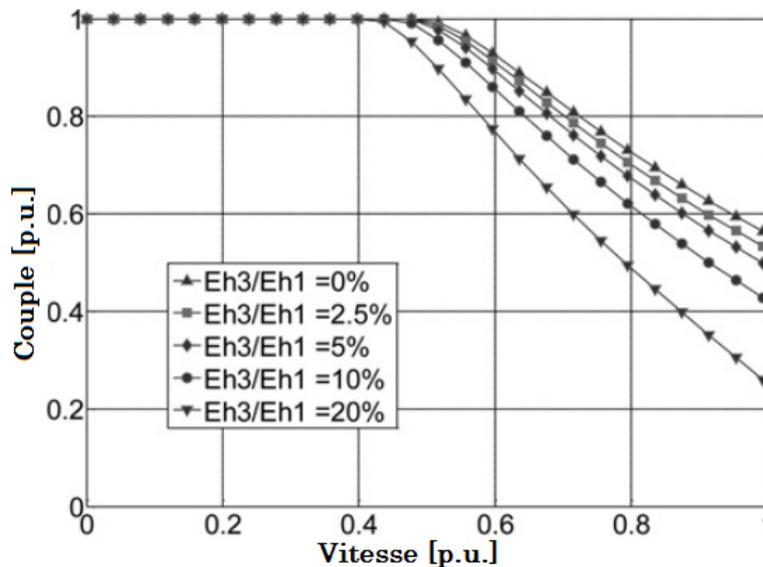


Figure 2.7 – Variation de la caractéristique couple/vitesse en fonction de l'amplitude de l'harmonique de rang 3 dans la force électromotrice [10; 11]

couple dans la zone de tension constante. Introduire davantage de l'harmonique E_{h3} dans la force électromotrice, peut entraîner la réduction de l'enveloppe de la caractéristique couple/vitesse si la capacité de la machine fictive homopolaire à compenser l'harmonique de rang 3 à haute vitesse est faible. L'utilisation de l'alimentation de puissance est bien dégradée pour des valeurs importantes du rapport $\frac{E_{h3}}{E_{h1}}$, par suite, l'onduleur est surdimensionné pour les structures avec $\frac{E_{h3}}{E_{h1}} \neq 0$.

Il faut noter que dans cette étude, la volonté c'est de montrer que la force électromotrice supplémentaire dans la machine, qui peut servir pour la fonctionnalité "boost" dans la machine peut avoir un impact négatif sur la performance, notamment à haute vitesse, si la structure (bobinage /rotor) n'est

pas adaptée. Outre la réaction d'induit de la machine principale, c'est le rapport entre les forces électromotrices $\frac{E_{h3}}{E_{h1}}$ qui intervient dans ce cas, comme un paramètre influençant la performance globale de la machine.

Une conclusion générale qu'on peut tirer de cette étude, c'est lorsqu'une machine est associée à plusieurs machines fictives, les réactions d'induit de ces machines et les amplitudes de leurs forces électromotrices par rapport à la force électromotrice de la machine fictive principale sont les paramètres principaux influençant les points particuliers de la caractéristique couple/vitesse. La capacité de la machine à bien exploiter l'onduleur dimensionné au sens de premier harmonique est un point à ne pas négliger. Tout étude de la compatibilité de la machine avec un onduleur doit être en fonction de ces paramètres.

2.2.3 Impact des paramètres des machines fictives sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine pentaphasée

Contrairement aux machines triphasées, la difficulté pour la machine 5-phases réside dans le fait, que la performance à haute vitesse dépend, non pas de la réaction d'induit de la machine principale uniquement, mais aussi des paramètres de la machine secondaire.

Cette partie concerne la recherche des variations des trois points particuliers des caractéristiques couple/vitesse définis dans la section 2.2.2 en fonction des paramètres des machines fictives, à savoir la force électromotrice et l'inductance cyclique, lorsque l'onduleur de tension est dimensionné au sens du premier harmonique.

2.2.3.1 Paramètres nécessaires à l'étude des caractéristiques couple/vitesse pour la machine 5-phases

Pour bien distinguer l'effet de la machine secondaire, on suppose que les paramètres de la machine primaire sont invariants pour n'importe quelle machine. Ce raisonnement vient du fait que l'onduleur est dimensionné en se basant sur les paramètres de la machine fictive principale, et cette considération veut dire que toutes les machines sont alimentées par le même onduleur. Pour la machine 5-phases, le couple de base est défini alors par 2.11

$$(C_b)_5 = 5p\psi_1 I_b \quad (2.11)$$

Avec p est le nombre des paires de pôles et ψ_1 est l'amplitude de l'harmonique 1 de flux dû aux aimants. La puissance de base est donnée alors par 2.12

$$(P_b)_5 = 5V_b I_b \quad (2.12)$$

L'équation (2.13) donne, dans le cadre d'une commande MTPA⁴, la relation entre les paramètres de la machine et la tension de base V_b . Le diagramme vectoriel correspondant à la stratégie MTPA est donné par la figure 2.8

$$\sqrt{(\psi_1 \omega_b + R_s I_b)^2 + (L_1 \omega_b I_b)^2} = V_b \quad (2.13)$$

On définit les paramètres normalisés suivants représentant la machine principale (2.14)

$$\begin{cases} r_1 = \frac{R_s I_b}{V_b} \\ l_1 = \frac{L_1 \omega_b I_b}{V_b} \\ e_1 = \frac{\psi_1 \omega_b}{V_b} \end{cases} \quad (2.14)$$

⁴MTPA: Maximum Torque Per Ampere, avec f.é.m et courant en phase

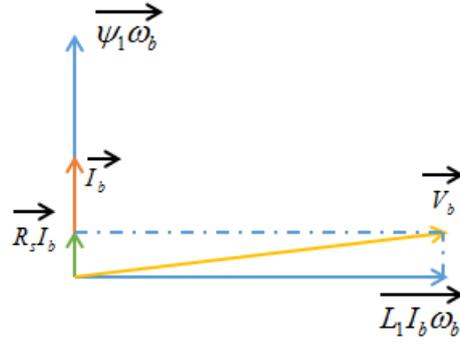


Figure 2.8 – Diagramme vectoriel correspondant à la stratégie MTPA

Ceux qui représentent la machine secondaire, sont donnés par l'équation 2.15

$$\begin{cases} r_3 = \frac{R_s I_b}{V_b} \\ l_3 = \frac{L_3 \omega_b I_b}{V_b} \\ e_3 = \frac{3 \Psi_3 \omega_b}{V_b} \end{cases} \quad (2.15)$$

Ψ_1 l'amplitude de l'harmonique 1 de flux des aimants et Ψ_3 celle de l'harmonique 3, l_1 et l_3 sont les inductances cycliques normalisées associées aux machines primaire et secondaire respectivement. R_s est la résistance statorique.

2.2.3.2 Problème d'optimisation adaptés pour la recherche des points particuliers

Les points particuliers des caractéristiques couple/vitesse sont recherchés directement à partir des problèmes d'optimisation adaptés dans le but de réduire le temps du calcul nécessaire pour obtenir la caractéristique couple/vitesse toute entière. Les contraintes d'optimisation sont liées aux grandeurs électriques de la machine, d'où la nécessité de définir les équations électriques de la machine. Une fois ces équations définies, les problèmes d'optimisation sont établis.

2.2.3.2.1 Équations électriques et définition des fonctions des contraintes

Étant équivalente à deux machines fictives, alimentées par deux harmoniques 1 et 3 du courant respectivement pour produire le couple, la variable d'optimisation est le vecteur donné par 2.16.

$$z = [i_1 \quad \varphi_1 \quad i_3 \quad \varphi_3]^T \quad (2.16)$$

avec i_1 et i_3 sont les valeurs crêtes du premier et du troisième harmonique du courant respectivement et normalisés par rapport au courant de base, φ_1 et φ_3 étant leur déphasage par rapport au premier et troisième harmonique de la force électromotrice respectivement.

l'équation de la tension v d'une phase de la machine donnée par: (2.17):

$$\begin{cases} v(\theta_e) = v_1(\theta_e) + v_3(\theta_e) \\ v_1(\theta_e) = y e_1 \sin(\theta_e) + r i_1 \sin(\theta_e + \varphi_1) + y l_1 i_1 \sin(\theta_e + \varphi_1 + \frac{\pi}{2}) \\ v_3(\theta_e) = y e_3 \sin(3\theta_e) + \text{sgn}(e_3) r i_3 \sin(3\theta_e + \varphi_3) + 3 \text{sgn}(e_3) y l_3 i_3 \sin(3\theta_e + \varphi_3 + \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (2.17)$$

où v_1 et v_3 sont les contributions des tensions de la machine primaire et secondaire respectivement dans la tension de la machine réelle, sgn est la fonction signe utilisée pour désigner une différence possible entre le sens les axes d des machines fictives, puisque selon la configuration du bobinage

utilisée, e_1 et e_3 associés à la machine primaire et secondaire respectivement peuvent être en phase ou en opposition de phase.

Concernant les contraintes d'optimisation, on définit les bornes inférieure et supérieure de la variable d'optimisation dans (2.18). Ces bornes sont valables pour tous les problèmes d'optimisation correspondants au recherche des points particuliers.

$$Z_{inf} = [0 \quad -\pi \quad 0 \quad -\pi]^T \leq z \leq [1 \quad \pi \quad 1 \quad \pi]^T = Z_{sup} \quad (2.18)$$

On définit également, pour les problèmes d'optimisation la fonction non-linéaire suivante, qui va servir pour la contrainte en tension

$$f_v(z, y) = \max\{v(\theta_e, z), \theta_e \in [0...2\pi]\} - v_{crete} \quad (2.19)$$

avec v_{crete} est la valeur de demi tension de bus, égale à $V_b\sqrt{2}$ donnée par :

$$v_{crete} = \frac{\max\{v(\theta_e), \theta_e \in [0...2\pi]\}}{V_b\sqrt{2}} = 1 \quad (2.20)$$

La fonction non linéaire de la densité des courants s'écrit de la forme:

$$f_i(z) = z(1)^2 + z(3)^2 - 1 \quad (2.21)$$

2.2.3.2.2 Formulation des problèmes d'optimisation à la recherche des points particuliers

Étant donné maintenant le modèle des grandeurs électriques dans la machine, il est possible de formuler les problèmes d'optimisation.

- Le point (y_i, t_{emb}) : En utilisant la décomposition multimachine, le couple total est la somme du couple fourni par la machine primaire et de celui délivré par la machine secondaire, ceci se traduit par l'équation (2.22)

$$\begin{cases} t_{em} = \frac{C_{em}}{C_b} \\ t_{em} = \frac{5E_1 I_1 \cos(\varphi_1) + 5E_3 I_3 \cos(\varphi_3)}{5E_b I_b} \\ \text{on a } E_1 = E_b, \text{ il vient:} \\ t_{em} = i_1 \cos(\varphi_1) + \frac{e_3}{e_1} i_3 \cos(\varphi_3) \end{cases} \quad (2.22)$$

avec t_{em} le couple normalisé par rapport au couple du base. Dans les cas des machines à pôles lisses, comme celles des structures étudiées dans cette partie, il suffit de mettre en phase le courant et la f.é.m. pour chaque machine fictive pour maximiser le couple, donc $\varphi_1 = \varphi_3 = 0$. Cherchons la répartition optimale du courant entre les machines fictives, notés $(i_1)_{opt}$ et $(i_3)_{opt}$, qui permet de maximiser le couple électromagnétique de la machine. Le courant normalisé dans chaque machine fictive est exprimé en fonction d'une variable k comme suit :

$$\begin{cases} i_1 = k \\ i_3 = \sqrt{1 - k^2} \end{cases} \quad (2.23)$$

En remplaçant l'équation (2.23) dans l'équation (2.22), on obtient (2.24):

$$t_{em} = k \cos(\varphi_1) + \frac{e_3}{e_1} \sqrt{1 - k^2} \cos(\varphi_3) \quad (2.24)$$

Le maximum dans l'expression (2.24) est atteint pour $\frac{dt_{em}}{dk} = 0$ ce qui donne :

$$k = \frac{\frac{e_1}{e_3}}{\sqrt{1 + \left(\frac{e_1}{e_3}\right)^2}} \quad (2.25)$$

Remplaçant (2.25) dans l'expression (2.24), le couple maximal normalisé développé par la machine s'écrit sous la forme suivante:

$$(t_{emb})_5 = \sqrt{1 + \left(\frac{e_3}{e_1}\right)^2} \quad (2.26)$$

L'équation (2.26) montre l'impact de l'injection de l'harmonique de rang 3: le couple fourni par la machine est plus important d'autant que le rapport $\frac{e_3}{e_1}$ est plus grand. Par conclusion, la présence de davantage d'harmonique de rang 3 dans le champ magnétique permet de booster le couple à basse vitesse. Il reste à déterminer la vitesse de base: c'est la vitesse à partir de laquelle la machine ne peut plus fournir le couple maximal. Pour la recherche de ce point, le problème d'optimisation s'écrit donc comme suit:

$$\begin{aligned} \min \quad & (-y) \\ \text{sous contraintes} \quad & z = \begin{bmatrix} k & 0 & \sqrt{1-k^2} & 0 \end{bmatrix}^T \\ & f_v(z) = 0 \\ & y \geq 0 \end{aligned} \quad (2.27)$$

- Le point $(y_p, p_{em,m})$: le problème principal est de rechercher la puissance maximale que la machine peut délivrer et à quelle vitesse cette puissance est atteinte. Le problème d'optimisation correspondant s'écrit de la forme suivante:

$$\begin{aligned} \min_{z,y} \quad & (-t_{em}y) \\ \text{sous contraintes} \quad & y \geq 0 \\ & Z_{inf} \leq z \leq Z_{sup} \\ & f_v(z, y) = 0 \\ & f_i(z) \leq 0 \end{aligned} \quad (2.28)$$

- Le point $(y_m, \mathbf{0})$ où y_m est la vitesse maximale : le problème d'optimisation correspondant s'écrit par:

$$\begin{aligned} \min_z \quad & (-y) \\ \text{sous contraintes} \quad & t_{em}(z) = 0 \\ & Z_{inf} \leq z \leq Z_{sup} \\ & f_v(z, y) = 0 \\ & f_i(z) \leq 0 \\ & y \geq 0 \end{aligned} \quad (2.29)$$

2.2.3.3 Résolution des problèmes d'optimisation

Dans cette partie, on va résoudre les problèmes d'optimisation définis par (2.27), (2.28) et (2.29) visant les recherches des points particuliers des caractéristiques couple/vitesse en fonction de $\frac{e_3}{e_1}$ et $\frac{l_3}{l_1}$. Trois cas sont considérés dans cette section, dont le premier avec un rapport $\frac{l_3}{l_1}$ égal à 0.5, le deuxième le rapport égal à 1 et le troisième sera donc avec un rapport fort de 1.5.

Pour chaque cas, deux combinaisons de l'ensemble (l_1, r) sont considérées, $(l_1 = 0.25, r = 0.08)$ et $(l_1 = 0.5, r = 0.05)$. Les figures 2.9, 2.10 et 2.11 présentent les résultats de la résolution de problème d'optimisation. Pour tous les cas simulés dans cette partie, dans le cas de l'augmentation du rapport $|\frac{e_3}{e_1}|$ on a:

1. La vitesse de base y_t , la vitesse à laquelle on atteint la puissance maximale y_p , et la vitesse maximale y_m atteinte par la machine diminuent. La raison est que la présence de l'harmonique 3 dans la force électromotrice induit une tension supplémentaire, ce qui sature le bus de tension à des vitesses moins élevées.

2. Le couple maximum croît, ce qui est le résultat prévu du calcul analytique effectué dans l'équation (2.26); L'injection davantage d'harmonique 3 permet d'avoir un boost plus important à basse vitesse.
3. La puissance électromagnétique maximale $p_{em,m}$ diminue légèrement pour certains cas.

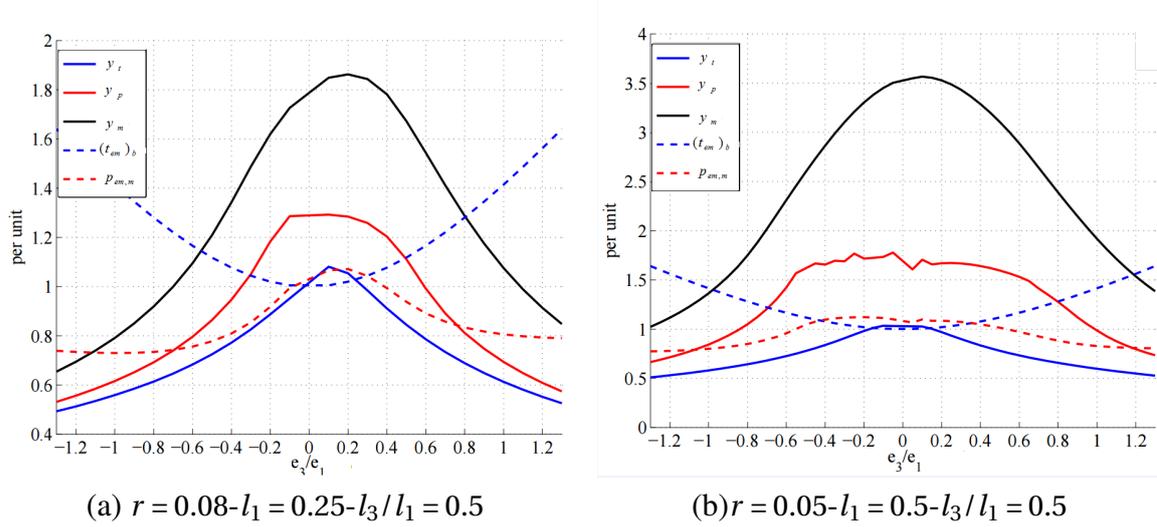


Figure 2.9 – Variation des coordonnées des points particuliers pour deux machines avec $l_3/l_1 = 0.5$.

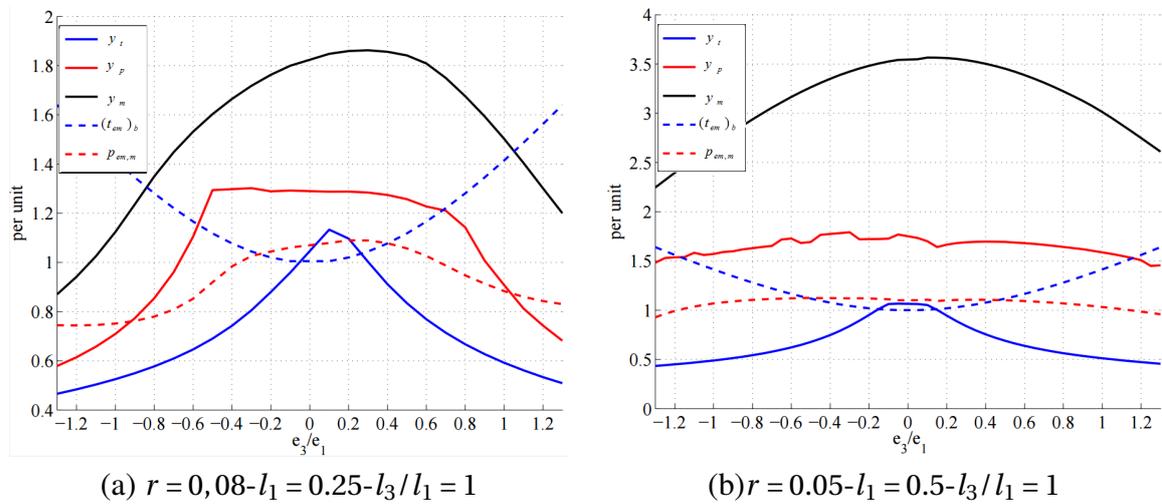


Figure 2.10 – Variation des coordonnées des points particuliers pour deux machines avec $l_3/l_1 = 1$.

2.2.3.3.1 Variation de la puissance maximale $p_{em,m}$ en fonction des paramètres des machines fictives

Comme défini au début, l'objectif est développer une machine à double polarité, capable de fournir un couple avec une alimentation avec deux harmoniques du courant (notée alimentation bi-harmonique), c.-à-d. avec un rapport $\frac{e_3}{e_1} = 1$. Comme déjà évoqué accroître ce rapport augmente le couple à basse vitesse quelque soit la structure stator/rotor de la machine. Or, le problème dans cette partie, est d'évaluer l'aptitude d'une machine avec un rapport $|\frac{e_3}{e_1}|$ grand (comme la machine double polarité envisagée), à bien exploiter à haute vitesse l'onduleur donné, dimensionné au sens du premier harmonique avec des grandeurs V_b et I_b constantes.

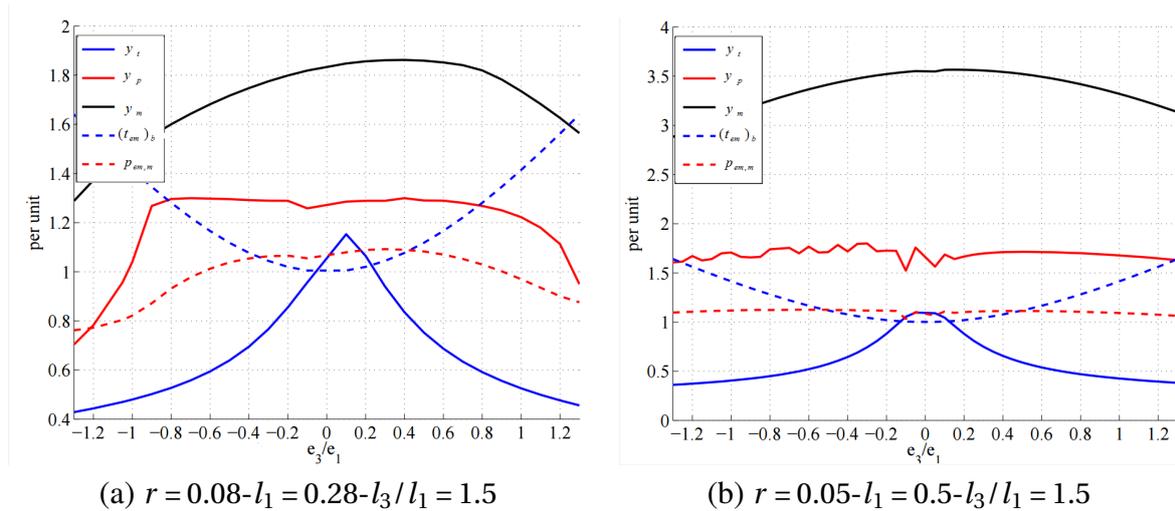


Figure 2.11 – Variation des coordonnées des points particuliers pour deux machines avec $l_3/l_1 = 1,5$.

D’après les résultats présentés dans les figures 2.10(b) et 2.11(b), pour $\frac{e_3}{e_1}$ suffisamment grand, si l_1 est suffisamment élevé, on observe que $\frac{l_3}{l_1}$ doit être augmenté pour maintenir constante la puissance maximale $p_{em,m}$ et la vitesse de la puissance maximale, contrairement aux figures 2.9(a,b) 2.10(a) et 2.11(a) où cette puissance diminue au fur et à mesure que $\frac{e_3}{e_1}$ augmente. Dans ce sens, la machine double polarité envisagée, devra assurer un l_1 suffisamment élevé avec un rapport $\frac{l_3}{l_1}$ aussi élevé pour avoir une exploitation optimale de l’alimentation de puissance disponible.

2.2.3.3.2 variation de la vitesse maximale y_m en fonction des paramètres des machines fictives

Selon les figures (2.9(a),2.10(a),2.11(a)) qui correspondent à $l_1 = 0.25$, la vitesse maximale y_m est toujours inférieure à 1.85 p.u contre 3.6 p.u pour les cas où $l_1 = 0.5$ présentés dans les figures (2.9(b),2.10(b),2.11(b)). Cette différence s’explique par l’inductance plus importante dans le deuxième cas, entraînant une réaction d’induit plus importante, ce qui mène à un défluxage plus efficace de la machine.

D’autre part, la comparaison entre les trois figures (2.9(b),2.10(b),2.11(b)), montre que la vitesse maximale est de moins à moins affectée par le rapport $|\frac{e_3}{e_1}|$, quand le rapport l_3/l_1 devient plus important. Par conséquent, si le rapport entre les inductances des machines fictives est plus important, l’injection davantage de l’harmonique 3, nécessaire pour le fonctionnement “boost”, ne dégrade pas énormément la plage de vitesse de la machine, ce qu’on peut observer dans la figure 2.11(b), où la vitesse maximale décroît de 3.6 p.u. pour $|\frac{e_3}{e_1} = 0|$ jusqu’à 3.1 p.u. pour $|\frac{e_3}{e_1} = 1|$.

En conclusion, la conception d’une machine à double polarité ayant une bonne performance à basse vitesse ainsi qu’à haute vitesse, et alimentée par un onduleur de tension dimensionné au sens du premier harmonique doit satisfaire requiert les trois conditions suivantes:

- Un rapport $|\frac{e_3}{e_1}| \geq 1$ pour assurer le fonctionnalité “boost” à basse vitesse
- Constantes de temps des deux machines fictives de même ordre de grandeur , dans le but de maximiser la puissance délivrée par l’onduleur de tension à haute vitesse et le rend plus tolérant à fournir l’harmonique de rang 3 du courant. Un autre avantage, pour cette configuration, c’est la réduction des courants parasites quand la machine est alimentée par un onduleur de tension piloté en modulation largeur impulsion MLI. En effet, une différence importante au niveau des constantes du temps entre les machines fictives peut engendrer des courants parasites, due à celle avec le constante du temps le plus faible [69].

- Deux machines fictives avec des inductances synchrones importantes dans le but de rendre plus efficace la procédure de défluxage et avoir une large plage de vitesse.

2.2.4 Examen de la capacité des différentes combinaisons encoches/pôles à obtenir des constantes du temps équivalentes des machines fictives: Positionnement du bobinage 20/8

La particularité intrinsèque de la machine à double polarité repose sur sa susceptibilité à exploiter pleinement et d'une façon équivalente, les harmoniques d'espace et de temps de rang 1 et 3- projetés sur les machines principale et secondaire respectivement-ce qui se traduit par des potentialités équivalentes des machines fictives à produire le couple. En d'autres termes, la structure de cette machine (stator/rotor) est conçue de façon à obtenir un harmonique de force électromotrice de rang 1 E_1 du même ordre que celui de rang 3 E_3 [35; 36; 70], garantissant ainsi une bonne fonctionnalité "boost". En effet, pour les types d'applications auxquelles cette machine est destinée, une bonne fonctionnalité "boost" est nécessaire afin de renforcer le couple, surtout dans le régime transitoire de fonctionnement (densité de courant transitoire élevée) où un couple élevé est en général demandé pour les systèmes de propulsion tout électrique. Cette fonctionnalité est importante aussi dans le cas de propulsion hybride, en particulier à basse vitesse pour booster la puissance, à cause du mauvais rendement du moteur thermique dans cette plage de vitesse.

Certes, il est toujours possible en théorie d'obtenir la double polarité avec n'importe quelle distribution de bobinage, et ceci en adaptant la distribution et la géométrie des aimants dans le rotor au bobinage choisi [47; 54]. Cependant, certaines solutions se heurtent aux limites de faisabilité d'une part, et/ou aux limitations thermiques et mécaniques dans la machine d'autre part. Par ailleurs, même si certaines solutions faisables, possèdent les harmoniques 1 et 3 de même ordre de grandeur suite à une structure stator/rotor adéquate, il apparaît d'après l'étude précédente que cela soit insuffisant pour juger de la capacité de la machine à assurer une large plage de vitesse et une bonne exploitation de l'alimentation de puissance. Cette dernière fonctionnalité requiert, selon l'étude effectuée dans la partie 2.2.3.3, une configuration de bobinage avec des réactions d'induit assez élevées des machines fictives (l_3 et l_1 élevées) et des constantes des temps des machines fictives de même ordre de grandeur ($\frac{l_3}{l_1}$ proche du 1). Pour cela, le but dans cette partie est d'examiner pour plusieurs bobinages correspondants à différentes combinaisons encoches/pôles quelles sont les performances globales en terme de caractéristique couple/vitesse.

Pour chaque bobinage, c'est le rapport $\frac{l_3}{l_1}$ qui sera examiné. Ensuite, le bobinage 20 encoches/8 pôles défini dans l'introduction, comme étant celui qui va être utilisé dans la machine à double polarité envisagée, est positionné par rapport aux autres bobinages. Pour effectuer cette analyse, on estime la matrice d'inductance pour chaque combinaison encoche/pôle.

2.2.4.1 Calcul de la matrice d'inductance d'entrefer dans le repère de découplage

La représentation matricielle du bobinage, détaillée dans les parties 1.3.1.3 et 1.3.1.4⁵ constitue un outil pour estimer la matrice des inductances, dans les conditions où les hypothèses déjà établies pour l'approche multimachine sont valables. Dans ces conditions, la matrice d'inductance ne dépend pas du vecteur courant statorique ni de la position rotorique. Cette matrice dépend, principalement de la distribution du bobinage et de la géométrie de la machine, et se décompose en matrice d'inductance d'entrefer et matrice d'inductance de fuite. La matrice de fonction de bobinage W définie dans la partie 1.3.1.3, représente la discrétisation de la fonction de bobinage, qui est à son tour représente l'influence de la distribution de bobinage sur le champ tournant statorique, et par suite sur le flux traversant

⁵Matrice de distribution de bobinage et matrice de fonction de bobinage

l'entrefer et capté par les bobines. Par conséquent, la matrice d'inductance s'écrit en fonction de W [47]:

$$M_{ag} = \mu_0 \frac{2\pi L_m R_{als} n_{cd}^2}{N_s g_e} W^T W = \frac{K_{me}}{N_s} W^T W \quad (2.30)$$

Avec N_s est le nombre d'encoches, L_m est la longueur de la machine, R_{als} est le rayon d'alsage du stator, n_{cd} est le nombre des conducteurs pour une phase et g_e est l'entrefer magnétique. Le modèle présenté dans 2.30 est valable si l'induction d'entrefer induite par le stator est radiale. Selon les hypothèses établies dans la partie 2.2.1, cette matrice est circulaire et symétrique, donc elle est diagonalisable par la matrice de Concordia. la nouvelle matrice M_{ag} dans le repère de découplage est donnée par :

$$M_{ag}^C = [C_N]^{-1} M_{ag} [C_N] = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_3 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

avec L_0 est l'inductance de la machine homopolaire, L_1 est l'inductance de la machine principale, L_3 est celle de la machine secondaire. Cette procédure permet de calculer le rapport $\frac{L_3}{L_1}$ pour chaque combinaison encoche/pôle.

2.2.4.2 Classification des différentes combinaisons encoches/pôles selon le rapport $\frac{l_3}{l_1}$

L'évaluation de la matrice d'inductance pour une certaine combinaison encoche/pôle ($N_s/2p$) nécessite l'adoption d'une certaine distribution de bobinage, du fait l'existence des plusieurs distributions possibles, chacune admet sa propre force magnétomotrice. Dans cette partie, uniquement la distribution maximisant le facteur de bobinage du premier harmonique est considérée pour chaque combinaison. En plus, on suppose que les paramètres géométriques sont identiques pour toutes les combinaisons étudiées, par suite, le paramètre K_{me} (équation 2.30) est invariant quelque soit la combinaison considérée.

Le tableau (2.2) présente les résultats concernant le calcul du rapport $\frac{l_3}{l_1}$ pour les différentes combinaisons encoches/pôles. Les cellules rouges et bleues représentent les combinaisons intéressantes ou

$N_s \backslash 2p$	2	4	6	8	10	12	14	16	18
5	1	1	1		N.F.				
10	0.146	1	1	1	N.F.	1	1	1	0.146
15	0.048	0.305	1	0.602	N.F.	1	1	1	1
20	0.103	0.146	0.518	1	N.F.	1	1	1	1
25	0.038	0.132	0.197	0.23	1	0.382	2.618	11.88	2.61

- Combinaisons intéressantes avec fort facteur de bobinage de l'harmonique 3.
- Combinaisons intéressantes avec mauvais facteur de bobinage de l'harmonique 3.
- Combinaisons avec S_{pp} entier.

Table 2.2 – Classification des combinaisons encoches/pôles selon le rapport l_3/l_1 .

on a $\frac{l_3}{l_1} = 1$. Par contre, les combinaisons vertes sont celles avec un nombre d'encoches par pôle et par phase S_{pp} entier avec un bobinage diamétral distribué. Une première conclusion, c'est l'incapacité de ce dernier à satisfaire les fonctionnalités définies pour avoir une bonne performance sur toute la plage

de vitesse puisque le rapport $\frac{l_3}{l_1}$ est faible. Cette topologie de bobinage à pas entier ne peut pas assurer une machine secondaire forte de point de vue couple et réaction d'induit.

Par ailleurs, les combinaisons intéressantes admettent un S_{pp} fractionnaire avec un bobinage centré autour des dents. Cela prouve la capacité de ce bobinage à fonctionner d'une manière efficace dans la zone de défluxage, quelque soit le rapport $\frac{e_3}{e_1} \geq 1$, ce qui rend ces combinaisons compatibles pour le profil double polarité.

Un autre critère décisif intervient pour réduire le nombre des combinaisons intéressantes, c'est le facteur de bobinage des deux harmoniques 1 et 3, d'où la séparation entre les cellules bleues qui possèdent un mauvais facteur de bobinage de l'harmonique 3 (voir tableau 1.2 dans l'introduction) et les rouges qui sont enfin l'ensemble des solutions possibles pour le bobinage destinées à la machine double polarité.

En conclusion, ce classement prouve que le bobinage 20/8 retenu pour la machine à double polarité peut assurer une machine secondaire équivalente à la machine principale au niveau potentialité de production du couple et constante du temps ($\frac{l_3}{l_1} \simeq 1$). Ces caractéristiques permettent d'avoir une machine compacte à basse vitesse, et une aptitude de l'onduleur, dimensionnée au sens du premier harmonique, à fournir des tensions avec harmonique du rang 3 d'amplitudes significatives. Le maximum de puissance disponible sera bien délivré à la machine à haute vitesse, sans dégrader pour autant la vitesse maximale de la machine.

Dans la prochaine section, on procède à la conception d'un rotor dans le but d'obtenir un rapport ($\frac{e_3}{e_1} \simeq 1$).

2.3 Structures rotoriques à aimants déposés en surface à double polarité

L'approche classique de la production du couple associé au troisième harmonique de courant aboutit souvent à un couple marginal (< 10%), parfois significatif mais néanmoins inférieur à celui produit par le premier harmonique. Cela est dû au rapport $\frac{e_3}{e_1}$ souvent assez faible. Dans [71], une amélioration du couple de 18% a été obtenue, en optimisant la couche d'aimants afin d'obtenir la force électromotrice optimale permettant de maximiser le couple de la machine. Dans [72], les auteurs cherchent à optimiser la couche d'aimants et la forme d'onde du courant dans le but d'améliorer le couple de la machine, l'amélioration dans cette étude ne dépasse pas les 33%.

L'amélioration dans [73] est de 20% suite à l'optimisation de la force électromotrice et du taux d'injection de l'harmonique 3 avec néanmoins un boost dû à l'harmonique 3 seul qui ne dépasse pas 5%. Par contre, la particularité de la machine à double polarité étudiée est que le couple produit par le troisième harmonique est aussi important que celui produit par le premier harmonique [14; 35; 60; 70; 74]. Le bobinage choisi 20 encoches/8 pôles avec sa capacité à exploiter pleinement les deux harmoniques 1 et 3, permet en adaptant la géométrie et la disposition des aimants de concrétiser cette fonctionnalité intrinsèque.

2.3.1 Adaptation de la couche d'aimants avec le bobinage 20 encoches/8 pôles

La force électromotrice est la grandeur nécessaire dans cette partie permettant de caractériser les aptitudes des machines fictives à produire le couple. Elle dépend à la fois de la caractéristique de la couche des aimants et du bobinage. Une fois le bobinage est fixé, la définition de la couche d'aimants

est donc un moyen d'agir sur la forme d'onde et l'amplitude de la force électromotrice.

Le but dans cette partie est de définir les outils et les démarches d'optimisation de la couche d'aimants pour obtenir des forces électromotrices fictives sinusoïdales et de même ordre de grandeur. La démarche consiste à transformer les objectifs sur les forces électromotrices fictives vers des objectifs sur la couche d'aimants, modélisée mathématiquement par la fonction d'aimantation. Les harmoniques spatiaux de cette dernière sont liés linéairement avec les harmoniques spatiaux de la force électromotrice par des gains modélisant les filtres d'espace. Ensuite, un problème d'optimisation est formulé en introduisant des contraintes sur le contenu harmonique et les amplitudes des forces électromotrices fictives.

2.3.1.1 Définition de la fonction d'aimantation

Dans cette section, on présente la mise en équation des aimants du rotor. Cette mise en équation nécessite l'introduction de la fonction d'aimantation qui représente mathématiquement, les caractéristiques des aimants constituant un pôle dans le repère rotorique, où chaque aimant est caractérisé par un vecteur d'aimantation rémanent \vec{M} . L'orientation de ce vecteur définit la composante radiale de \vec{M} notée f_{ar} et la composante tangentielle notée f_{at} , toutes les deux dépendent de la position rotorique θ_r et la géométrie des pôles.

2.3.1.1.1 Évaluation des composantes radiales et tangentielles de la fonction d'aimantation

L'évaluation des composantes radiales et tangentielles de la fonction d'aimantation, revient à connaître les composantes de vecteur d'aimantation \vec{M} pour n'importe quel point d'un aimant k appartenant à l'ensemble des aimants constituant le demi-pôle. Ce point est caractérisé par sa position rotorique θ_r . En plus, pour chaque aimant, deux configurations sont possibles pour le vecteur d'aimantation \vec{M} :

- Soit une aimantation radiale; dans ce cas la composante tangentielle f_{at} est nulle, puisque l'orientation du vecteur \vec{M} est toujours radiale en tout point de l'aimant. Les composantes f_{ar} et f_{at} de la fonction d'aimantation s'écrivent de la forme [75]:

$$\begin{cases} f_{ar}(\theta_r) = M_k \\ f_{at}(\theta_r) = 0 \end{cases} \quad (2.32)$$

- Soit une aimantation parallèle; l'aimantation, en tout point de l'aimant, est parallèle à l'aimantation fixée au centre de l'aimant. Les deux fonctions f_{ar} et f_{at} s'écrivent pour ce point par [75]:

$$\begin{cases} f_{ar}(\theta_r) = M_k \cos(\alpha_{a,k} - (\theta_r - c_{a,k})) \\ f_{at}(\theta_r) = M_k \sin(\alpha_{a,k} - (\theta_r - c_{a,k})) \end{cases} \quad (2.33)$$

Où

1. $\alpha_{a,k}$ désigne l'orientation du vecteur \vec{M}_k dans le repère rotorique
2. $c_{a,k}$ est la position du centre de l'aimant exprimée dans le repère rotorique

Une fois la fonction d'aimantation bien connue sur un demi-pôle, elle sera complétée par symétrie pour l'autre demi-pôle et par anti-périodicité pour le pôle de polarité opposée. La figure (2.12) illustre la fonction d'aimantation pour une machine à 8 pôles, dont quelques aimants possèdent une aimantation parallèle.

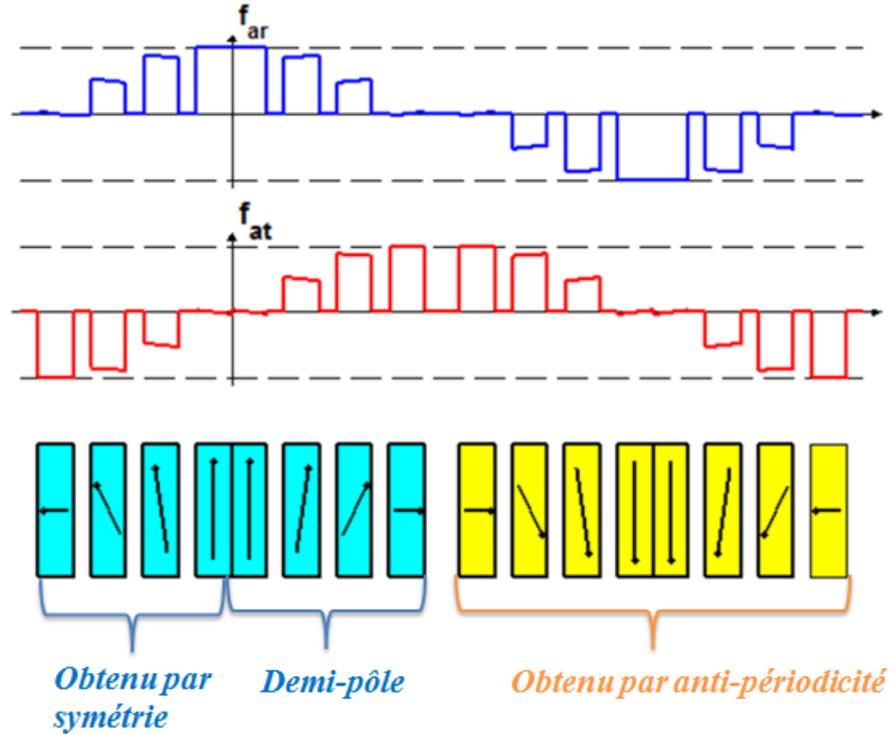


Figure 2.12 – Exemple de calcul des Composantes de la fonction d'aimantation f_{ar} et f_{at} d'une paires des pôles ($p = 8$).

2.3.1.1.2 Décomposition en série de Fourier de la fonction d'aimantation

Suite à la propriété de symétrie et de périodicité de la fonction d'aimantation, les deux composantes f_{ar} et f_{at} peuvent être décomposées en série de Fourier. Cette décomposition présente l'intérêt de quantifier le contenu harmonique d'une certaine distribution et géométrie des aimants et par conséquent, prédire le contenu harmonique des grandeurs électriques des machines fictives, notamment la force électromotrice. Du fait de leur anti-périodicité, les deux fonctions f_{ar} et f_{at} ne se composent que des harmoniques impairs.

La figure 2.12 montre que la fonction f_{ar} est paire, elle peut être exprimée comme une somme des fonctions co-sinusoïdales, par contre, une somme des fonctions sinusoïdales représentent la fonction impaire f_{at} . La décomposition en série de Fourier des deux fonctions s'exprime comme suit [75] :

$$\begin{cases} f_{ar}(\theta_r) = \sum_{h=0}^{\pm\infty} (f_{ar}^c)_{2h+1} \cos((2h+1)p\theta_r) \\ f_{at}(\theta_r) = \sum_{h=0}^{\pm\infty} (f_{at}^s)_{2h+1} \sin((2h+1)p\theta_r) \end{cases} \quad (2.34)$$

Les deux coefficients $(f_{ar}^c)_{2h+1}$ (respectivement $(f_{at}^s)_{2h+1}$ est la somme des coefficients $(f_{ar,k}^c)_{2h+1}$ (respectivement $(f_{at,k}^s)_{2h+1}$ propre à l'aimant numéro k parmi le N_a constituant le demi-pôle. Il vient donc :

$$\begin{cases} (f_{ar}^c)_{2h+1} = \sum_{k=0}^{N_a-1} (f_{ar,k}^c)_{2h+1} \\ (f_{at}^s)_{2h+1} = \sum_{k=0}^{N_a-1} (f_{at,k}^s)_{2h+1} \end{cases} \quad (2.35)$$

Les expressions $(f_{ar,k}^c)_{2h+1}$ et $(f_{at,k}^s)_{2h+1}$ sont disponibles dans l'annexe A.1.

2.3.1.2 Lien entre la fonction d'aimantation et la force électromotrice

La distribution de bobinage agit comme un filtre spatial sur le champ rotorique résultant de la couche d'aimants introduite au rotor. La réponse du bobinage aux variations du champ rotorique se traduit par la force électromotrice. Outre le bobinage, deux autres filtres spatiaux se présentent : le premier désigne l'influence de l'entrefer et le deuxième celle de la géométrie des encoches. Chacun de ces filtres est modélisé par un gain désignant son influence sur le champ rotorique. Par conséquent, les composantes de la fonction d'aimantation interagissent avec les trois filtres pour construire la force électromotrice de la machine.

On note $(F_r)_h$ et $(F_t)_h$ comme les gains du filtre modélisant l'effet de l'entrefer, agissant sur les composantes radiales et tangentielles respectivement, $(G)_h$ est le gain lié à la géométrie des encoches et $(H)_h$ est le gain lié à la distribution de bobinage. Ces gains sont calculés pour chaque harmonique d'espace, les expressions sont disponibles dans l'annexe A.2. L'amplitude d'un harmonique de la force électromotrice $(\hat{E}_0)_h^c$ s'exprime sous la forme :

$$(\hat{E}_0)_h^c = G_h H_h ((F_r)_h f_{ar}^c + (F_t)_h f_{at}^s) (\hat{E}_0)_h^c = (G_r^c)_h f_{ar,k}^c + (G_t^c)_h f_{at,k}^c \quad (2.36)$$

Avec $(G_r^c)_h = G_h H_h (F_r)_h$ et $(G_t^c)_h = (F_t)_h G_h H_h$ $(G_r^c)_h$ et $(G_t^c)_h$ sont les gains que les deux composantes radiales et tangentielles subissent respectivement. Par conséquent, la relation linéaire dans 2.36 montre la possibilité de transformer les objectifs sur la force électromotrice en des objectifs sur la fonction d'aimantation.

2.3.1.3 Couche d'aimants déposés à aimantation radiale

Dans cette section, on s'intéresse uniquement à une structure rotorique avec des aimants à aimantation radiale. Cela signifie que la fonction d'aimantation tangentielle est nulle ($f_{at,k}^c = 0$). La première partie dans cette section concerne la recherche des couches d'aimants avec uniquement des aimants identiques constituant un demi-pôle. Ensuite, c'est la recherche d'une couche avec des aimants de taille différente. A ce niveau, on définit alors une fonction d'aimantation idéale et on essaie, en utilisant la méthode de modulation de largeur d'aimants, de trouver la géométrie de la couche d'aimants générant la fonction d'aimantation se rapprochant au mieux de la fonction idéale. Dans cette section, on va proposer un ensemble des solutions satisfaisant l'égalité de deux harmoniques 1 et 3 de la f.é.m. Cet objectif se caractérise par l'équation suivante:

$$F_{r1} G_1 H_1 (f_{ar}^c)_1 = F_{r3} G_3 H_3 (f_{ar}^c)_3 \quad (2.37)$$

2.3.1.3.1 Cas des aimants identiques constituant le demi-pôle

Dans cette section, les aimants constituant un pôle sont identiques de point de vue taille et aimantation. Le but est de trouver, dans un premier temps, une couche d'aimants simple et régulière permettant d'assurer la fonctionnalité principale du cahier des charges de la machine double polarité définie dans l'équation 2.37[35][70][34][36][14]. Chaque pôle est constitué par deux aimants de largeur β_{aim} chacun comme illustré dans la figure 2.13 . Par conséquent, le problème d'optimisation dépend uniquement du variable β_{aim} . De ce fait, on a:

$$0 \leq \beta_{aim} \leq \frac{\pi}{2p} \quad (2.38)$$

La figure (2.13) illustre la forme de la couche d'aimants pour ce cas particulier :

L'objectif par suite est de faire varier β_{aim} , calculer la force électromotrice correspondante à cette valeur, et repérer, pour chaque valeur de β_{aim} , la rapport entre l'amplitude 3 et 1 de la force

électromotrice E_3 et E_1 . L'idée globale dans cette partie est d'introduire une sorte de lacune "interpolaire" entre les aimants, permettant de modifier le champ magnétique rotorique, de façon à redistribuer le flux entre les harmoniques 1 et 3 d'une manière à garantir $E_3 = E_1$. Dans la figure 2.14(a), la variation du rapport $\frac{E_3}{E_1}$ est donnée en fonction de la largeur d'aimant β_{aim} .

Un autre point à examiner aussi pour cette configuration de bobinage, c'est le contenu harmonique de la force électromotrice associée à chaque machine fictive. A cet effet, on représente dans la figure 2.14(b) les rapports $\frac{E_9}{E_1}$ et $\frac{E_7}{E_3}$ qui désignent le taux de distorsion de la force électromotrice principale et secondaire respectivement:

La valeur optimale $(\beta_{aim})_{optim}$ qui satisfait l'équation (2.37) et garantissant un contenu minimum des harmoniques est donnée par:

$$(\beta_{aim})_{optim} = \frac{2}{3} \frac{\pi}{2p} \quad (2.39)$$

La distance qui sépare les aimants l'un de l'autre est égale à $\frac{1}{3} \frac{\pi}{2p}$. La force électromotrice et son spectre, calculée à la vitesse $1rd/s$, correspondante à cette configuration des aimants est représentée dans la figure 2.15. Il faut noter que les harmoniques 7 et 9 représente 16% d'amplitude en comparaison avec l'harmonique fondamental de la machine fictive dans laquelle ces harmoniques se projettent (rapport $\frac{E_9}{E_1}$ et $\frac{E_7}{E_3}$). Cette étude présente un moyen simple et efficace pour concevoir un rotor à aimants déposés avec une structure régulière permettant de satisfaire le cahier du charge de la machine double polarité. La valeur deux tiers de remplissage est typique d'une machine triphasée. De ce point de vue, la distribution d'aimants retenue pour la machine double polarité, occupant $\frac{2}{3}$ du pas polaire est justifiée.

2.3.1.3.2 Cas des aimants non identiques constituant le demi-pôle

La géométrie et la disposition des aimants définies dans la section précédente, peut engendrer une fonction d'aimantation contenant des harmoniques de rang supérieur notamment le 7 et le 9 qui sont à l'origine des couples pulsatoires dans la machine principale et secondaire respectivement. La solution idéale est de trouver la couche d'aimant, qui après son interaction avec les filtres spatiaux, aboutit à une force électromotrice ne contenant que les deux harmoniques 1 et 3 et d'amplitudes égales. Une modification de la couche d'aimants est proposée dans [33] consiste à remplacer les aimants rectangulaires par des aimants trapézoïdaux. Cette couche d'aimant donne la possibilité de réduire les harmoniques 7,9,11 et 13 dans la force électromotrice en utilisant un bobinage fractionnaire 12encoches/10pôles. . Plusieurs structures rotoriques ont été conçues avec des aimants non identiques constituant le demi-pôle, dans le but de s'approcher au mieux de la force électromotrice idéale qui ne contient que les harmoniques 1 et 3. La procédure de recherche de ces solutions et les structures correspondantes sont présentées dans l'annexe A.3.

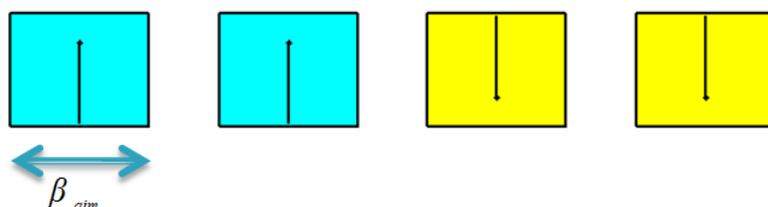


Figure 2.13 – Représentation de la couche d'aimant avec deux aimants par pôle.

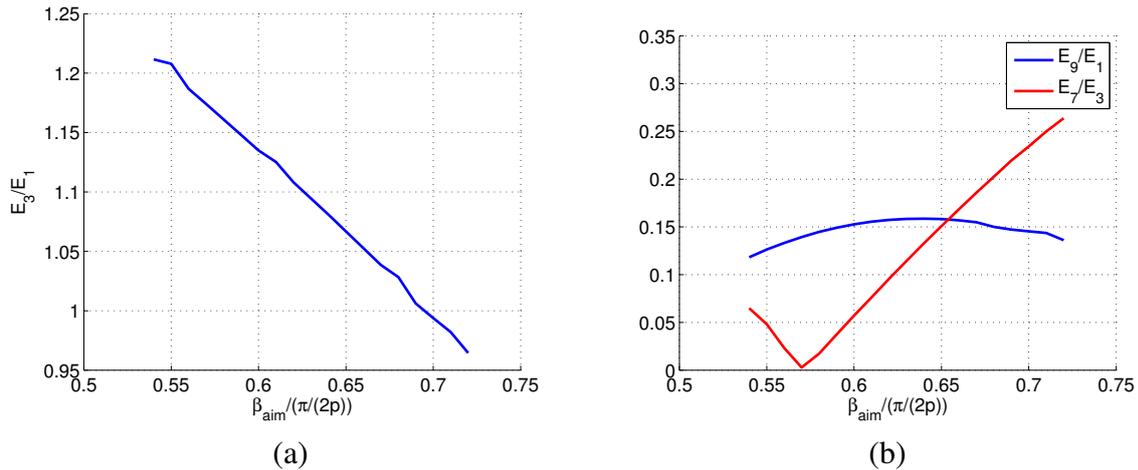


Figure 2.14 – Contenu harmonique de la force électromotrice calculé en fonction de la largeur d'aimant. (a) Harmoniques fondamentaux des machines fictives. (b) Harmoniques de rang supérieur.

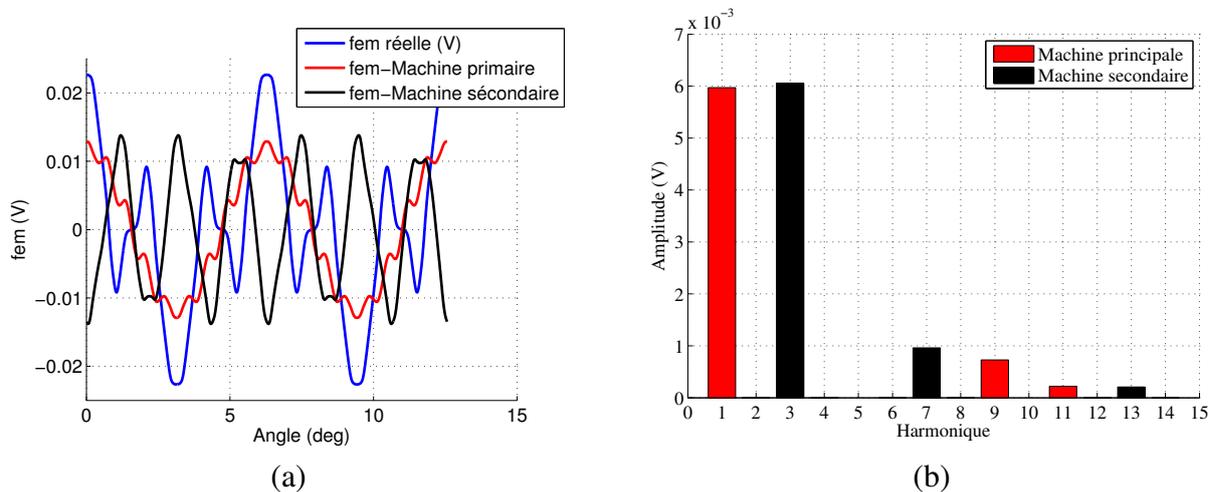


Figure 2.15 – Calcul analytique de la force électromotrice de la machine double polarité à aimants déposés (a) Forme d'onde de la force électromotrice. (b) Spectre de la force électromotrice

2.3.1.4 Solutions dans le cas des aimantations parallèles

Dans cette partie, on cherche à répondre à l'objectif d'égalité des harmoniques 1 et 3 en utilisant une couche d'aimants avec des aimantations parallèles. De ce fait, la composante tangentielle de la fonction d'aimantation est non nulle. Comme dans le cas de l'aimantation radiale, il est toujours possible de définir une fonction d'aimantation idéale. Cependant, il existe un degré de liberté dans la distribution de l'aimantation sur les deux composantes radiales et tangentielles d'après l'équation 2.36. Par conséquent, la fonction idéale d'aimantation n'est pas unique, et le recours à la méthode de modulation de la fonction idéale n'est plus possible. Ce fait nous pousse à modifier les objectifs sur la couche d'aimants, vers des objectifs directement sur le contenu spectral de la force électromotrice résultante de la couche d'aimants.

Différents problèmes d'optimisation sont formulés en imposant des contraintes sur les harmoniques de la force électromotrice. Les différentes solutions sont présentées dans l'annexe A.4.

En comparant toutes les solutions disponibles, la solution développée (section 2.3.1.3.1) avec des

aimants radiaux avec deux aimants par demi-pôle et de même taille semble la solution compromise parmi les solutions explorées. Cette solution satisfait le cahier des charges de la double polarité, avec le minimum de volume d'aimants, une simple faisabilité et un faible contenu harmonique de la force électromotrice.

2.3.2 Caractérisation et comparaison avec une machine 20encoches/4pôles/5 phases $S_{pp} = 1$

Précédemment, on a montré l'existence de plusieurs solutions concernant la structure rotorique, pour une machine à double polarité. Classiquement, c'est la machine à bobinage à pas diamétral avec S_{pp} entier et des aimants pleins (rotor mono-harmonique) qui a été longtemps utilisée. Dans cette partie, une comparaison est introduite entre la machine double polarité 20 encoches/8pôles/5phases (20/8/5) avec la machine 20encoches /4pôles/5phases (20/4/5). Les deux machines sont modélisées en élément finis en utilisant le logiciel ANSYS Maxwell 2D. La figure 2.16 présente les deux machines modélisées; la comparaison dans cette partie se fait au niveau capacité de la machine secondaire à produire le couple, constante de temps des machines fictives, couple de détente, pertes joules et enfin l'ondulation du couple pour un fonctionnement en Maximum Torque Per Ampere.

Avant de démarrer cette étude, les deux machines 20/8/5 et 20/4/5 possèdent le même volume d'aimants. Ce volume d'aimants est choisi de façon à annuler l'harmonique de rang 5 du champ rotorique dans la machine 20/4/5. De ce fait, la largeur d'aimant dans la machine 20/4/5 est égale à $\frac{4}{5}$ du pas polaire, et l'aimant d'un demi-pôle dans la machine 20/8/5, a une largeur de $\frac{2}{5}$ du pas polaire, sachant qu'une largeur de $\frac{1}{3}$ du pas polaire est nécessaire pour avoir une égalité stricte entre les deux harmoniques 1 et 3. Cette modification entraîne une inégalité légère entre les deux harmoniques 1 et 3 dans la machine bi-harmonique, mais la différence reste acceptable, dans la mesure où on compare avec la capacité de la machine secondaire entre les deux machines et les constantes du temps correspondants.

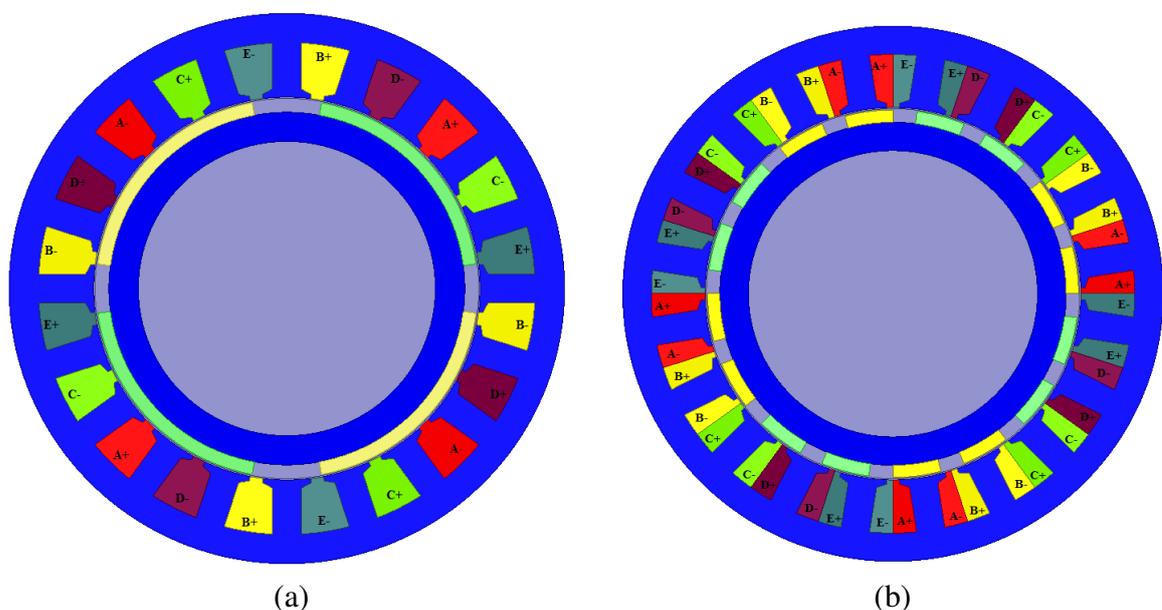


Figure 2.16 – (a) Machine 20/4/5. (b) Machine 20/8/5

2.3.2.1 Matrice d'inductance de la machine et constantes des temps des machines fictives

Sous les hypothèses de linéarité, on rappelle la forme de la matrice d'inductance pour les machines pentaphasées à pôles lisses [45]:

$$M_{st} = \begin{bmatrix} L & M_1 & M_2 & M_2 & M_1 \\ M_1 & L & M_1 & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_1 & L & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_2 & M_1 & L & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_2 & M_1 & L \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Il suffit de calculer les trois termes L , M_1 , M_2 pour évaluer complètement la matrice d'inductance pour chaque machine. Une fois calculée, il suffit donc d'appliquer la transformation de Concordia, pour trouver les constantes du temps associés aux différentes machines fictives.

L'évaluation analytique de la matrice d'inductance requiert l'utilisation des outils de modélisation matricielle de bobinage, bien détaillés dans la section (1.3.1.3). A la matrice d'inductance d'entrefer M_{ag} (voir expression 2.30), s'ajoute la matrice d'inductance de fuite, qui dépend d'une façon principale de la géométrie de la machine et de la matrice de distribution de bobinage D (voir section 1.3.1.4). La somme de ces deux matrices constituent la matrice d'inductance statorique de la machine.

$$M_{st} = M_{ag} + M_{lin} \quad (2.41)$$

L'inductance de fuite présente en effet la part de flux ne traversant pas l'entrefer.

L'inductance propre de fuite correspond à la part de flux créé par une phase et rebouclant dans cette phase, tandis que la mutuelle représente la part rebouclant dans le fer et capté par les autres phases. C'est donc la distribution des bobines d'une phase qui détermine la valeur de chaque terme. D'où la dépendance de cette matrice avec la matrice de distribution de bobinage de D . [75][76]

$$M_{lin} = \mu_0 n_{cd}^2 L_m \left(\frac{p_s}{3(R_{als} + b_s + p_s)\delta_s} + \frac{b_s}{R_{als}w_s} \right) D^T D = K_{mf} D^T D \quad (2.42)$$

avec p_s est la hauteur des encoches, b_s est la hauteur de bec d'encoche, le produit $R_{als}w_s$ est l'ouverture d'encoche. Outre la matrice de distribution de bobinage, c'est la géométrie des encoches qui constitue aussi un autre facteur intervenant dans l'évaluation de cette matrice.

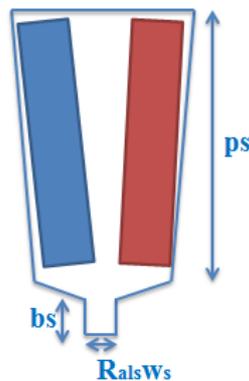


Figure 2.17 – Géométrie d'encoche

Dans le but de calculer la matrice d'inductance, on définit, pour chaque machine, les matrices de distribution et de fonction de bobinage. Les matrices de fonction de bobinage pour les deux machines

sont données par $W_{20/4}$ et par $W_{20/8}$:

$$W_{20/4} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad W_{20/8} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.1 & 0.1 & 0.1 & -0.4 \\ 0.1 & 0.1 & 0.1 & -0.4 & 0.1 \\ 0.1 & 0.1 & -0.4 & 0.1 & 0.1 \\ 0.1 & -0.4 & 0.1 & 0.1 & 0.1 \\ -0.4 & 0.1 & 0.1 & 0.1 & 0.1 \end{bmatrix}$$

Les matrices de distribution de bobinage correspondante $D_{20/4}$ et $D_{20/8}$ sont données par:

$$D_{20/4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad D_{20/8} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le tableau 2.3 donne la valeur de ces trois termes calculés analytiquement pour les deux machines. Le rapport $\frac{L_3}{L_1}$ est de 0.18 pour la machine 20/4 et de 1.23 pour la machine 20/8. L'étude menée dans la section 2.2 montre l'importance d'avoir deux machines fictives avec des constantes des temps fictives de même ordre de grandeur. En effet, lorsque l'onduleur de tension est dimensionné au sens du premier harmonique, un rapport élevé de $\frac{L_3}{L_1}$ facilite l'exploitation de l'harmonique 3 de la force électromotrice sans impact sur la puissance maximale de la machine et la plage de vitesse de la machine selon l'étude menée dans la section 2.2.3.3. Ces résultats confirment également le classement déjà établi dans la partie 2.2.4.2, où le bobinage 20/8 apparaît parmi les combinaisons compatibles avec l'onduleur de tension dimensionné au sens du premier harmonique. En plus, ce rapport permet d'éviter l'apparition des courants parasites, quand la machine est alimentée par un onduleur MLI car ces courants peuvent apparaître dans la machine fictive possédant la constante du temps faible.

Inductance (μH)	Machine 20/4/5	Machine 20/8/5
L	3.62	0.69
M_1	0.68	-0.21
M_2	-1.97	-0.13
L_0	0.98	0
L_1	7.21	0.77
L_3	1.33	0.95
$\frac{L_3}{L_1}$	0.18	1.23

Table 2.3 – valeurs des éléments de la matrice d'inductance pour les deux machines 20/8 et 20/4 dans le repère statorique et repère de Concordia.

2.3.2.2 Validation par éléments finis de la force électromotrice

Dans cette section, on estime la force électromotrice de deux machines en utilisant le logiciel éléments finis Maxwell 2D. Le but est de comparer en éléments finis la capacité de la machine fictive secondaire

de la 20/4/5 avec un bobinage diamétral et la machine 20/8/5 dont la couche d'aimants est formée des pôles remplissant $\frac{4}{5}$ du pas polaire avec deux aimants par pôle séparés par une lacune. On cherche à comparer également les résultats numériques avec ceux déduits de l'outil analytique détaillé dans la section 2.3.1.2 et employé pour estimer de la force électromotrice.

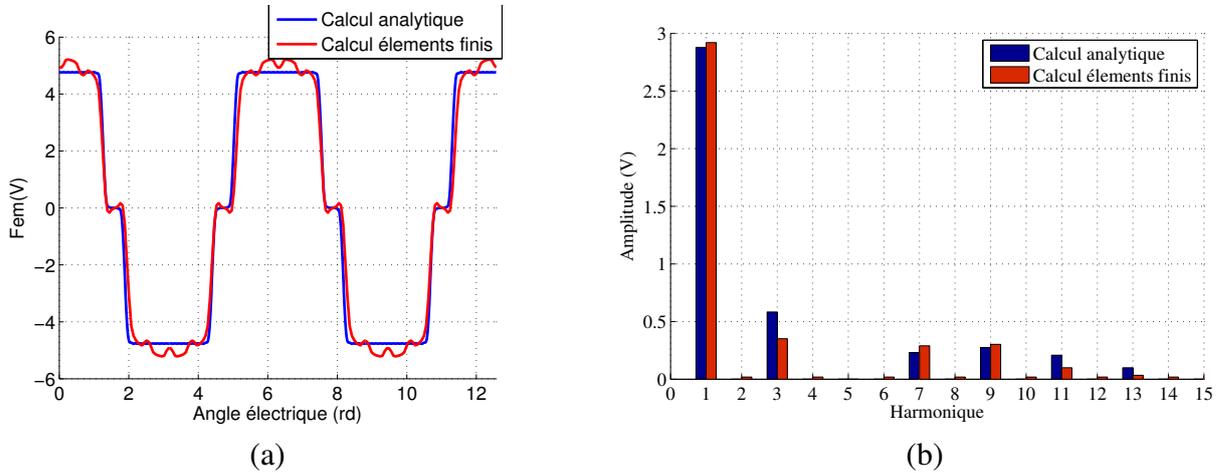


Figure 2.18 – Comparaison entre le calcul analytique et éléments finis de la force électromotrice pour la machine 20/4 pour une vitesse de 2000tr/min

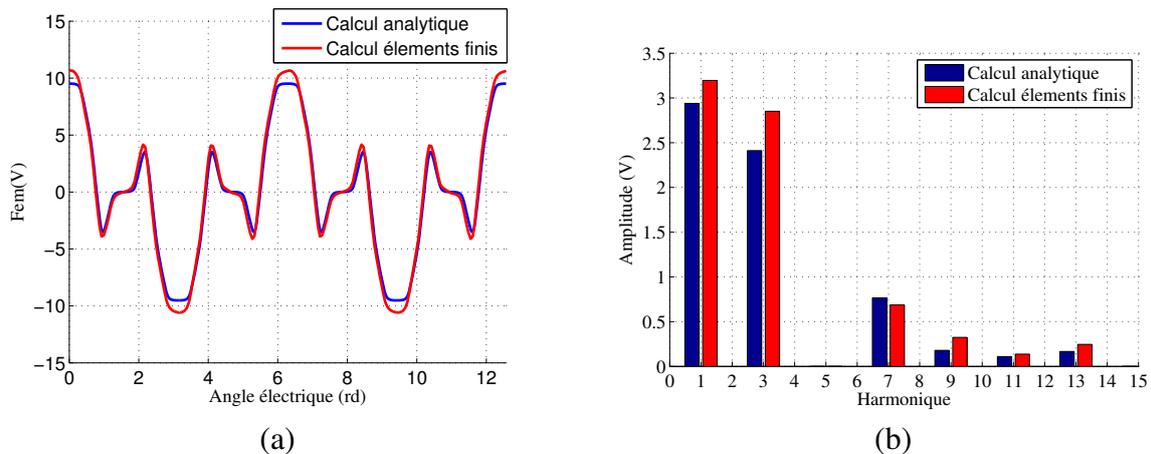


Figure 2.19 – Comparaison entre le calcul analytique et numérique de la force électromotrice pour la machine 20/8 pour une vitesse de 2000tr/min

La figure 2.18 montre la faible capacité de la machine fictive secondaire à produire le couple, le rapport $\frac{E_3}{E_1}$ ne dépasse pas le 20% de l'amplitude de l'harmonique 1. Par ailleurs, l'effet d'encoche apparaît sur la forme d'onde de la force électromotrice dans les deux machines. De ce fait, une différence dans l'estimation des harmoniques est observée dans la figure 2.19 et 2.18 L'examen en éléments finis (figure 2.19) de la machine 20/8/5 confirme la capacité importante de la machine secondaire par rapport à la machine primaire.

2.3.2.3 Évaluation du couple de détente de deux machines

Lors de la conception de la couche d'aimants, la seule contrainte prise en compte était l'amplitude des harmoniques de la force électromotrice. Or, lors de la réalisation pratique de la machine, les contraintes de fabrication, font que l'effet réductant n'est plus négligeable, du fait l'existence des dents

nécessaires pour loger les bobines. Dans ce cas, le rotor à vide, contenant des aimants voit un entrefer variable. Par conséquent, un couple de détente est développé dans la machine.

Par définition, le couple de détente résulte de l'interaction entre les harmoniques du champ rotorique et les harmoniques de la fonction de perméance représentant l'effet des encoches. Ce couple se manifeste par la tendance du rotor à s'aligner sur plusieurs positions stables créant des pulsations qui ne contribue pas à la production du couple moyen de la machine. Pour une géométrie de la machine bien déterminée, ce couple dépend principalement du rapport entre le nombre des encoches et le nombre des pôles. La fréquence de ce couple sur une période mécanique est égale au plus petit commun multiple entre le nombre des pôles et le nombre des encoches, tandis que l'amplitude de couple est inversement proportionnelle à cette valeur [77].

$$f_{cog} = ppcm(N_s, 2p) \quad (2.43)$$

avec N_s est le nombre des encoches dans la machine. Ce couple est donné par l'expression suivante [78][79][67] :

$$T_{cog}(\alpha) = j \frac{N_s L_m R_{als}^2}{\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} (B^2)_{n \frac{f_{cog}}{2p}} \lambda_n e^{jn f_{cog} \alpha} \quad (2.44)$$

où λ est la fonction de perméance désignant l'effet des encoches. La définition de cette fonction est présentée dans la section suivante. D'après ce modèle, ce sont les harmoniques de l'induction de rang $\frac{f_{cog}}{2p}$ qui contribue uniquement à la production du couple de détente.

2.3.2.3.1 Modélisation de la fonction de perméance

La fonction de perméance est un outil permettant de caractériser l'entrefer résultant d'une machine avec un circuit magnétique non homogène. Cette fonction intervient dans le calcul des effets du second ordre à vide, notamment le couple de détente. En effet, l'induction magnétique rotorique est modulée par cette fonction, ce qui engendre un champ rotorique variable en fonction de la position rotorique.

Pour pouvoir modéliser cette fonction, deux hypothèses sont nécessaires: la première consiste à supposer que les lignes de champ dans l'entrefer sont radiales et que de ce fait, c'est la composante radiale de l'induction magnétique qui intervient dans le calcul du couple de détente. La deuxième hypothèse est liée à la géométrie des encoches et consiste à supposer que la profondeur des encoches est très grande devant l'ouverture des encoches, ce qui rend l'ouverture de l'encoche et l'entrefer les deux paramètres principaux desquelles dépendent la fonction de perméance.

La figure 2.20 présente la géométrie du bas des encoches utilisée pour estimer la fonction de perméance: La modélisation de cette fonction est en 2-D, en d'autres termes, cette fonction est variable en fonction de la position r_{ag} dans l'entrefer et de l'angle α_{ag} , qui détermine la position d'un point situé dans l'entrefer magnétique (aimants+entrefer mécanique): $R_r \leq r_{ag} \leq R_{als}$. La différence avec un modèle 1-D est que ce dernier ne dépend que de l'angle α_{ag} , désignant la position dans le repère statorique. De ce fait, dans le modèle 1D, la fonction de perméance est fixe quelque soit la valeur de r_{ag} , tandis que pour le modèle 2-D, cette fonction varie en fonction du rapprochement ou l'éloignement de l'ouverture d'encoche.

Le modèle 2-D sera adopté pour calculer la fonction de perméance. Cette fonction s'écrit alors [80] :

$$\begin{cases} \lambda(r_{ag}, \alpha_{ag}) = \lambda_0 (1 - \beta(r_{ag}) - \beta(r_{ag}) \cos(\frac{\pi}{0.8\alpha_0})) & \text{pour } 0 \leq \alpha_{ag} \leq 0.8\alpha_0 \\ \lambda_0 & \text{pour } 0.8\alpha_0 \leq \alpha_{ag} \leq 0.8\frac{\tau_s}{2} \end{cases} \quad (2.45)$$

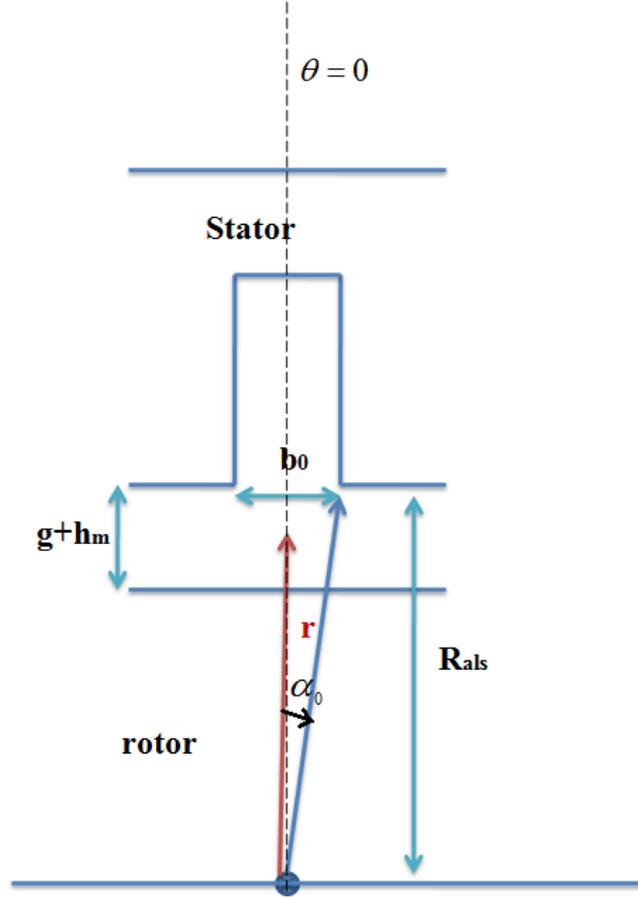


Figure 2.20 – Géométrie d'encoches utilisée pour modéliser la fonction de perméance.

Avec τ_s le pas d'encoche, $\alpha_0 = \frac{b_0}{R_{als}}$ l'ouverture d'encoche exprimée en (rd), b_0 l'ouverture d'encoche (en m). α_{ag} est la position statorique. λ_0 est la fonction de perméance de l'entrefer magnétique (hauteur aimants+entrefer mécanique) pour une machine sans encoche. Cette fonction est donnée par [80]:

$$\lambda_0 = \frac{\mu_0}{g + \frac{h_m}{\mu_r}} \quad (2.46)$$

μ_r étant la perméabilité magnétique relative des aimants considéré égale à 1 dans cette partie. La fonction $\beta(r_{ag})$ s'écrit de la forme :

$$\beta(r_{ag}) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \left(\frac{b_0}{2(g+h_m)}\right)^2 (1+v^2)\right)}} \right] \quad (2.47)$$

La grandeur v est déterminée pour une valeur r_{ag} par la résolution de l'équation 2.48. pour cela , on pose $y = r_{ag} - (R_{als} - h_m - g)$

$$y \frac{\pi}{b_0} = \frac{1}{2} \left[\ln \frac{\sqrt{a_g^2 + v^2} + v}{\sqrt{a_g^2 + v^2} - v} \right] + \frac{2(h_m + g)}{b_0} \arctan\left(\frac{2(h_m + g)}{b_0} \frac{v}{\sqrt{a_g^2 + v^2}}\right) \quad (2.48)$$

$$a_g^2 = 1 + \left[\frac{2(g+h_m)}{b_0} \right]^2$$

Le carré de l'induction magnétique produit par les aimants est modulée par cette fonction de perméance, le résultant est utilisé pour estimer le couple de détente.

2.3.2.3.2 Comparaison entre les deux machines 20/4 et 20/8

En utilisant l'équation 2.43, on peut prédire l'importance du couple de détente pour n'importe quelle combinaison encoche/pôle. Pour les deux machines 20/4 et 20/8 considérées, f_{cog} est égale à 20 et 40 respectivement, ce qui montre une tendance de la machine 20/8 à avoir un couple de détente avec une amplitude moins importante et une fréquence plus élevée. La figure représente une comparaison pour le couple de détente entre les deux machines. Le couple détente dans la machine 20/8 a une tendance à être inférieure à celui de la machine 20/4.

En général, pour les machines avec S_{pp} entier, la valeur de f_{cog} est égale toujours au nombre des encoches N_s . Ces machines exigent l'augmentation du nombre des encoches pour réduire le couple détente, contrairement aux machines à bobinage à pas fractionnaire, où on peut réduire fortement le couple de détente, sans augmenter le nombre des encoches, et ceci en choisissant une combinaison augmentant au mieux f_{cog} . C'est le cas des machines avec S_{pp} égale à 0.5, où la valeur du f_{cog} est égale à $2N_s$.

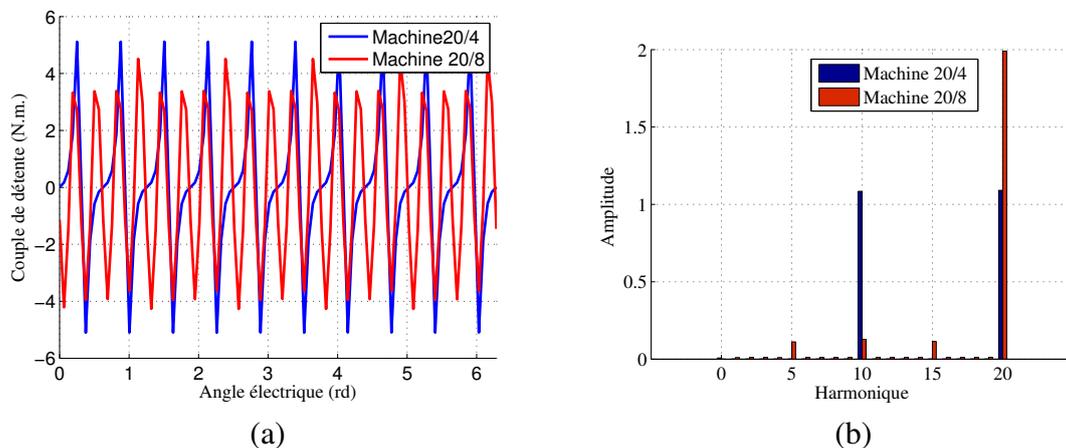


Figure 2.21 – Comparaison entre le couple de détente pour les deux machines 20/4 et 20/8

Dans les deux machines, ce sont les harmoniques de carré de l'induction rotorique multiples de 5 qui interviennent dans le couple de détente d'après l'équation 2.44. Dans les deux machines, l'induction B_5 est nulle due à la couche d'aimants utilisée. Toutefois, et comme le couple de détente dépend du contenu harmonique de carré de l'induction rotorique, ce sont essentiellement les harmoniques 10 et 20 de carré de l'induction rotorique qui contribuent dans le couple de détente⁶.

Cependant, dans la machine 20/8, c'est principalement l'harmonique du rang 20 de carré de l'induction rotorique qui contribue dans la production de ce couple de détente. Pour la machine 20/4, on trouve les deux harmoniques 10 et 20 qui contribuent d'une manière équivalente dans la production de couple de détente⁷.

En se basant sur les résultats précédents, on peut déduire l'effet positif de l'effet de la lacune interpolaire sur la réduction du couple de détente, la comparaison de cette machine 20/8 avec une autre

⁶En effet, l'induction rotorique dans les deux machines 20/8 et 20/4 ne contient pas les harmoniques multiples de 5. Cependant, le carré de cette induction-qui intervient dans le calcul de couple de détente-, contient les deux harmoniques 10 et 20

⁷En Examinant $(B^2)_{10}$ et $(B^2)_{20}$ pour les deux machines 20/4 et 20/8, on a $((B^2)_{10})_{20/8} = 4.10^{-4}$ et $((B^2)_{10})_{20/4} = 3.6.10^{-3}$, $((B^2)_{20})_{20/8} = 1.02.10^{-2}$ et $((B^2)_{20})_{20/4} = 4.2.10^{-3}$

machine 20/8 ayant le même volume d'aimants, mais sans la lacune interpolaire confirme cet effet positif. Une réduction du couple de détente est observée avec la machine avec des lacunes. La figure 2.22 montre le résultat de comparaison entre les deux machines.

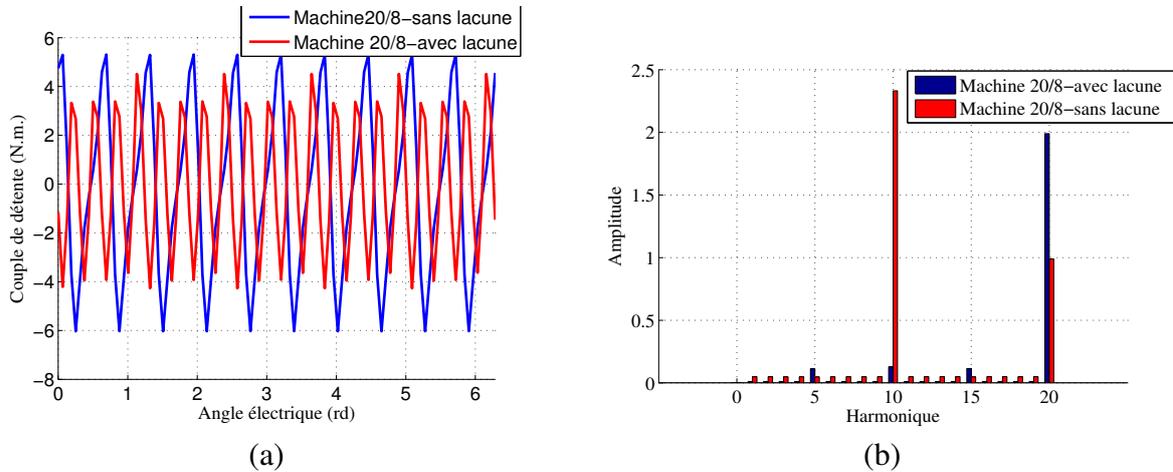


Figure 2.22 – Effet de la lacune interpolaire introduite dans la machine 20/8

Outre par le calcul analytique, cette réduction du couple de détente peut se voir d'une autre façon: la segmentation de chaque pôle des aimants en deux aimants est la source du couple de détente réduit de cette machine en comparaison avec les autres machines avec la même combinaison de bobinage [81].

2.3.2.4 Densité du courant et ondulation du couple pour les deux machines dans l'hypothèse MTPA

Dans cette partie, on cherche à explorer la densité de courant nécessaire pour les deux machines 20/4 et 20/8 pour produire le même couple électromagnétique, ainsi que la comparaison entre les pertes cuivre. Les valeurs de ces densités sont calculées pour chaque machine sous l'hypothèse de déphasage nul entre la force électromotrice et le courant dans une phase. Du point de vue commande, et du fait de la capacité importante de sa machine secondaire à produire le couple, la machine 20/8 possède trois stratégies d'alimentation : deux stratégies dites mono-harmoniques en utilisant soit uniquement un courant avec le premier ou le troisième harmonique, une stratégie mixte dite bi-harmonique comprenant simultanément deux harmoniques. Cependant, la production du couple à partir du troisième harmonique pour la machine 20/4 requiert une densité du courant très élevée, cette machine ne sera pas alimentée uniquement par l'harmonique 3.

2.3.2.4.1 Densité du courant nécessaire pour un fonctionnement en MTPA pour chaque machine

Pour calculer les différentes densités, il est impératif de fixer le coefficient de remplissage de chaque machine. En général, la machine avec un bobinage à pas diamétral possède un coefficient de remplissage de 0.5, tandis que le bobinage concentré autour des dents peut atteindre le 0.8 selon le procédé de fabrication et du bobinage. C'est en utilisant le "joint-lapped" stator qu'on peut atteindre ce coefficient. Le calcul des densités de courant se fait pour une stratégie "Maximum Torque Per Ampere strategy" pour chaque machine. Comme l'effet de saillance est négligeable pour chacune de ces deux machines, ceci revient à mettre le courant et la force électromotrice en phase. Pour la machine 20/4, la valeur efficace du courant nécessaire pour obtenir un certain couple C_{em} est donné par :

$$(I_1)_{20/4} = \frac{C_{em}\Omega}{5(E_1)_{20/4}} \quad (2.49)$$

Pour la machine 20/8, l'amplitude de l'harmonique 1 nécessaire pour obtenir le même couple est donnée par :

$$(I_1)_{20/8} = \frac{C_{em}\Omega}{5(E_1)_{20/8}} \quad (2.50)$$

Celle de l'harmonique de rang 3 est donnée par :

$$(I_3)_{20/8} = \frac{C_{em}\Omega}{5(E_3)_{20/8}} \quad (2.51)$$

Dans le cas de l'alimentation simultanée avec les deux harmoniques du courant, il faut tout d'abord déterminer la répartition optimale entre les deux harmoniques du courant, afin de maximiser le couple. Cette démarche a été développée dans la section 2.2.3.2.2 et c'est l'équation 2.25 qui détermine la répartition optimale. Par conséquent, basant sur l'équation 2.26, la valeur efficace du courant obtenu est donc:

$$(I_{1,3}) = \frac{C_{em}\Omega}{5(E_1)\sqrt{1 + \left(\frac{E_3}{E_1}\right)^2}} \quad (2.52)$$

Si on vise toujours un produit $C_{em}\Omega$ constant (puisque le couple est le même dans tous les cas étudiés), les courants nécessaires à injecter dans chaque cas sont donnés en fonction $(I_1)_{20/4}$:

$$\left\{ \begin{array}{l} (I_1)_{20/8} = \frac{(E_1)_{20/4}(I_1)_{20/4}}{(E_1)_{20/8}} \\ (I_3)_{20/8} = \frac{(E_1)_{20/4}(I_1)_{20/4}}{(E_3)_{20/8}} \\ (I_{1,3})_{20/8} = \frac{(E_1)_{20/4}(I_1)_{20/4}}{\sqrt{(E_1)_{20/8}^2 + (E_3)_{20/8}^2}} \\ (I_{1,3})_{20/4} = \frac{(E_1)_{20/4}(I_1)_{20/4}}{\sqrt{(E_1)_{20/4}^2 + (E_3)_{20/4}^2}} \end{array} \right. \quad (2.53)$$

Par conséquent, on peut déduire la densité du courant pour chaque cas. Les deux machines ont la même surface d'encoche, la valeur de la densité du courant qui correspond à l'alimentation de la machine 20/4 par le premier harmonique du courant est fixé à 1, cette densité constitue dans cette étude la valeur de référence.

$$(j_1)_{20/4} = \frac{(I_1)_{20/4}}{(K_r)_{20/4}S_{encoche}} = 1 \quad (2.54)$$

Avec K_r est le coefficient de remplissage. En se basant sur les équations dans 2.53, on cherche les densités du courant pour chaque cas étudiée, normalisée par rapport à $(j_1)_{20/4}$. Elles sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} (j_1)_{20/8} = K_{rt} \frac{(E_1)_{20/4}}{(E_1)_{20/8}} \\ (j_3)_{20/8} = K_{rt} \frac{(E_1)_{20/4}}{(E_3)_{20/8}} \\ (j_{1,3})_{20/8} = K_{rt} \frac{(E_1)_{20/4}}{\sqrt{(E_1)_{20/8}^2 + (E_3)_{20/8}^2}} \\ (j_{1,3})_{20/4} = \frac{(E_1)_{20/4}}{\sqrt{(E_1)_{20/4}^2 + (E_3)_{20/4}^2}} \end{array} \right. \quad (2.55)$$

Avec $K_{rt} = \frac{2(K_r)_{20/4}}{(K_r)_{20/8}}$ qui désigne le ratio des coefficients de remplissage entre les deux machines. Le rapport 2 observé dans les équations établies dans 2.55 provient du fait que la machine 20/4 contient

deux bobines par phase, tandis que la machine 20/8 contient 4 bobines par phase, où les conducteurs de chaque bobine sont déposés dans des encoches adjacentes. Le tableau 2.4 donne les valeurs des densités des courants normalisées nécessaires pour obtenir un certain couple C_{em} à une vitesse de rotation Ω . h_1 désigne l'alimentation en premier harmonique, h_3 celle en utilisant le troisième harmonique et $h_{1,3}$ celle avec les deux harmoniques simultanément.

	Machine 20/4/5		Machine 20/8/5		
Alimentation	h_1	$h_{1,3}$	h_1	h_3	$h_{1,3}$
Analytique	1	0.98	1.22	1.49	0.94
Numérique	1	0.99	1.14	1.27	0.85

Table 2.4 – Valeurs des densités de courant normalisées pour les deux machines 20/4 et 20/8 pour obtenir le même couple électromagnétique calculées selon une approche analytique (ANA) et selon une approche numérique (Num).

En général, l'alimentation d'une machine 5-phases avec les deux harmoniques du courant simultanément, entraîne une diminution de la densité des courants nécessaires pour obtenir le même couple. D'où l'intérêt d'une telle stratégie de contrôle, qui permet de réduire les pertes cuivre nécessaire pour obtenir un certain couple.

Par contre, la participation de l'harmonique 3 à la production dans le couple est faible dans la machine 20/4, et en plus l'ondulation du couple est plus importante en injectant cet harmonique. La contribution de l'harmonique 3 peut être encore améliorée en modifiant la forme de la couche d'aimants, et en remplaçant les aimants triangulaires par des aimants de formes trapézoïdales. Ce remplacement peut assurer un gain de 34% du couple provenant de l'harmonique 3 et peut aussi réduire l'ondulation due à cette alimentation [33].

Pour la machine 20/8, cette stratégie permet de réduire de 25% (de 1.14 p.u. à 0.85 p.u./ voir tableau 2.4) la densité de courant nécessaire pour obtenir le couple en comparaison avec l'alimentation h_1 seul. Ce taux de réduction est de 35% quand il s'agit de passer d'une alimentation h_3 à une alimentation $h_{1,3}$. En plus, quand la stratégie $h_{1,3}$ est adoptée pour la machine 20/8, la densité de courant est 15% moins que celle pour la machine 20/4 .

Pour ces densités de courant, on calcule les pertes cuivre normalisées dans chaque cas. On définit donc, les pertes cuivre de référence qui correspondent à celle dans la machine 20/4 pour une alimentation h_1 . Toutes les autres valeurs des pertes cuivre seront normalisées par rapport à cette grandeur.

$$(P_{cu})_{20/4} = \rho (J_1)_{20/4}^2 (V_{cu})_{20/4} \quad (2.56)$$

Où $(V_{cu})_{20/4}$ est le volume du cuivre dans la machine 20/4. Les pertes cuivre normalisées dans ce cas sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} ((p_{cu})_1)_{20/8} = K_{rt} (j_1)_{20/8}^2 \\ ((p_{cu})_3)_{20/8} = K_{rt} (j_3)_{20/8}^2 \\ ((p_{cu})_{1,3})_{20/8} = K_{rt} (j_{1,3})_{20/8}^2 \\ ((p_{cu})_{1,3})_{20/4} = (j_{1,3})_{20/4}^2 \end{array} \right. \quad (2.57)$$

	Machine 20/4/5		Machine 20/8/5		
Alimentation	h_1	$h_{1,3}$	h_1	h_3	$h_{1,3}$
Ana	1	0.96	2.38	3.55	1.41
Num	1	0.98	2.07	2.58	1.15

Table 2.5 – Valeurs des pertes joules normalisées pour les deux machines 20/4 et 20/8 pour obtenir le même couple électromagnétique calculées selon une approche analytique (ANA) et numérique (NUM).

Il apparaît que pour la machine 20/8 les stratégies (h_1 ou h_3) mènent à au moins deux fois plus des pertes cuivre. Il apparaît également l'intérêt de la stratégie $h_{1,3}$ avec seulement 15% de pertes cuivre en plus que la machine 20/4⁸. D'où l'intérêt à utiliser les deux harmoniques dans l'alimentation de cette machine. La machine 20/8 peut faire plus de couple par la stratégie $h_{1,3}$ que par les deux stratégies h_1 ou h_3 pour la même densité de courant mais un peu moins que la machine 20/4. L'avantage de la machine 20/8 par rapport à la machine 20/4 apparaîtra lors de l'augmentation de la vitesse.

2.3.2.4.2 Ondulation du couple à basse vitesse pour les deux machines

Dans cette partie, l'ondulation du couple à basse vitesse de deux machines 20/8 et 20/4 est estimée par un calcul en éléments finis utilisant le logiciel Maxwell 2D. Dans ce cas, le couple électromagnétique est calculé à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique dans l'entrefer. La résultante de cette dérivée est un couple moyen, accompagné des ondulations qui dépendent du contenu harmonique du flux dans l'entrefer, qui à son tour résulte d'une certaine stratégie d'alimentation de la machine.

La comparaison entre les deux machines se fait pour la même valeur du couple électromagnétique moyen. La figure suivante 2.23 donne le courant d'une phase, le couple électromagnétique calculé en éléments finis et le contenu spectral de ce couple normalisé par rapport à la valeur moyenne exigée. La densité du courant de la machine 20/4 alimentée par l'harmonique 1 du courant, qui représente la valeur de référence, est de $5A/mm^2$. Les autres valeurs des densités du courant sont calculées en se basant sur le tableau (2.4).

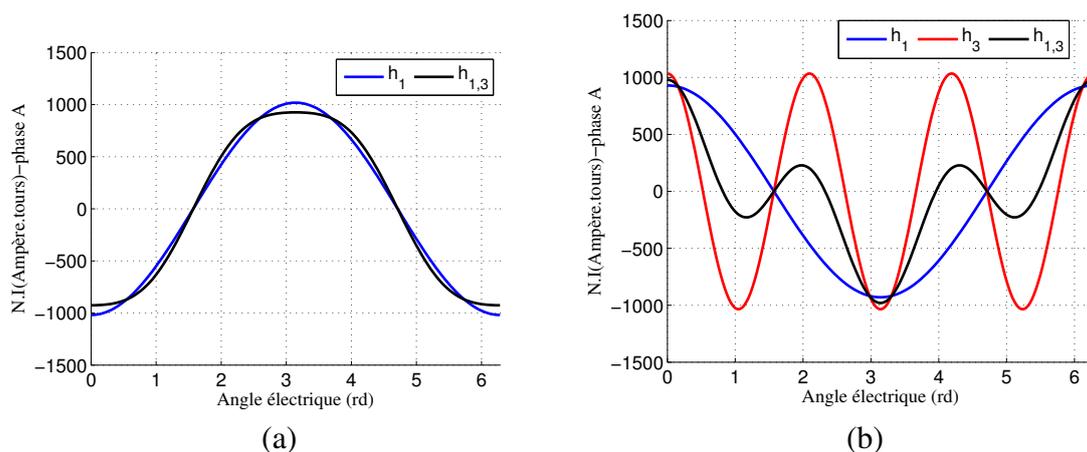


Figure 2.23 – (a) Courants injectés dans la machine 20/8. (b) Courant injecté dans la machine 20/4.

La source principale de l'ondulation du couple est l'interaction entre les harmoniques de la force électromotrice et les harmoniques du courant associés à la même machine fictive. On considère que les deux machines fictives dans lesquelles se projettent respectivement les harmoniques 1 et 3 sont

⁸Les pertes cuivre dans les têtes de bobines sont négligées, ce qui est à l'avantage de la machine 20/4

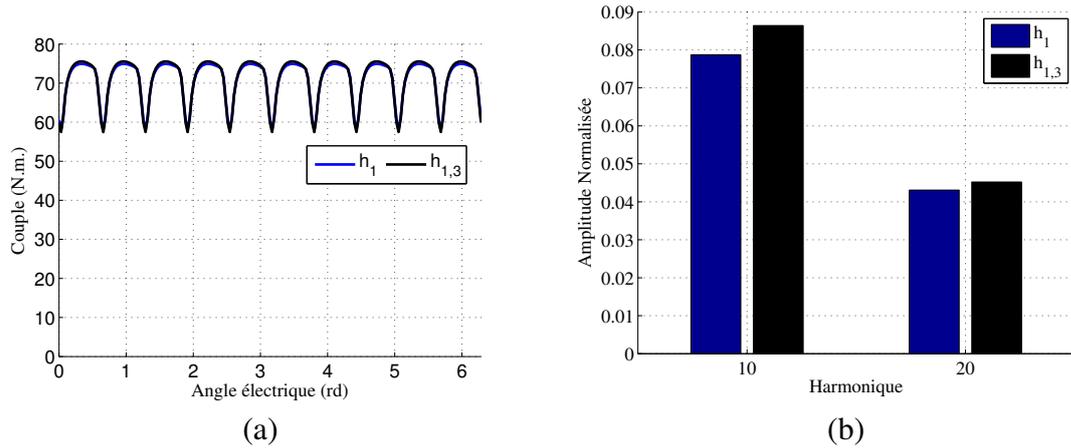


Figure 2.24 – (a) Couple produit par la machine 20/4. (b) Spectre du couple produit par la machine 20/4 .

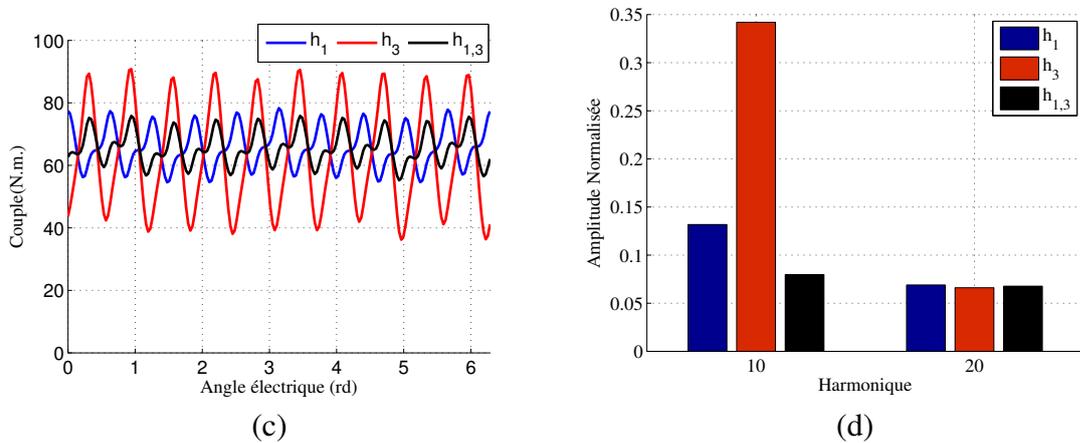


Figure 2.25 – (a) Couple produit par la machine 20/8. (b) Spectre du couple produit par la machine 20/8 .

indépendantes. De ce fait, aucune interaction n'est possible entre un harmonique du courant associé à un espace fictif et un autre harmonique associé à un autre espace fictif différente. Les résultats dans les figures 2.25 confirme cette hypothèse⁹.

Par ailleurs, la stratégie h_3 présente des ondulations très importantes, ceci est due principalement à l'harmonique du rang 7 important dans la force électromotrice (figure 2.19). En effet, comme précisé dans la partie 2.3.1.3.1, cette couche d'aimant n'atténue pas significativement le rapport de l'harmonique 7 sur l'harmonique 3 de la force électromotrice (35% dans le cas étudié) et présente par rapport aux autres stratégies h_1 et $h_{1,3}$ l'amplitude la plus importante pour cet harmonique 7 de la force électromotrice. L'amplitude 9 et 11 de la force électromotrice sont faibles pour cette machine, une ondulation du rang 10 de 12% est observée en ce qui concerne la stratégie h_1 . Les ondulations du couple suite à ces stratégies, sont toujours supérieures à celles de la machine 20/4, sauf dans le cas de l'alimentation bi-harmonique où l'ondulation ne dépasse pas le 8% (comparable à celle de la machine 20/4).

⁹L'harmonique 3 interagit avec le 7 et le 13 dans la machine secondaire. L'harmonique 1 interagit avec le 9 et le 11 dans la machine principale sans interaction entre notamment l'harmonique 3 de la force électromotrice avec l'harmonique 1 de courant et vice et versa.

Une caractéristique importante est observée lorsqu'on examine les ondulations de couple pour les deux stratégies h_1 et h_3 de la machine 20/8: c'est leur opposition de phase des ondulations. Cette propriété permet de prédire, pour une alimentation bi-harmonique $h_{1,3}$, un probable effet de compensation de l'ondulation. La forme d'onde du couple obtenue dans la figure 2.25 confirme ce fait, vu que l'ondulation de rang 10 dans ce cas est bien inférieure aux deux autres stratégies d'alimentation. Cette ondulation ne dépasse pas le 7% ce qui de même ordre de la machine 20/4. Cet effet pourra être expliqué en se basant sur l'expression instantanée du couple donné comme suit :

$$(C_{em})(t) = \sum_{c'=0}^{+\infty} (E_{10c'+1} i_1 + E_{10c'+3} i_3) e^{j10c'\omega t} \quad (2.58)$$

L'ondulation de rang 10 principale dans cette machine dépend du terme $E_9 i_1 + E_{11} i_1 + E_7 i_3 + E_{13} i_3$. En examinant la force électromotrice de la machine 20/8/5, on s'aperçoit que les harmoniques 7 et 13 associées à la machine secondaire sont de signe opposés aux harmoniques 9 et 11, d'où l'effet de compensation de l'ondulation. Leurs champs magnétiques associés tournent dans des sens opposés dans le repère statorique[40].

Suite à cette étude, on pourra imaginer une solution où on peut atténuer l'ondulation du rang 10. Cette solution exige que :

$$E_9 i_1 + E_{11} i_1 = -(E_7 i_3 + E_{13} i_3) \quad (2.59)$$

Ce qui implique que le rapport $i_1 = 2.01 i_3$. Ce rapport est largement différent de celui de la répartition optimale entre les deux harmoniques du courant permettant de maximiser le couple, où le rapport est égal à 1.12 avec néanmoins une réduction du couple moyen de 3% (de 66Nm à 64 Nm). La figure 2.26 montre le calcul du couple et le spectre des ondulations en éléments finis pour la même densité du courant pour l'alimentation $h_{1,3}$ dans la machine 20/8. Même si cette compensation est bien une caractéristique intrinsèque de la machine à basse vitesse, à haute vitesse ce sont les déphasages entre les forces électromotrices et les courants fictifs qui interviennent, et donc l'importance de cet effet varie en fonction de la vitesse de rotation selon les valeurs de ces déphasages. L'harmonique de rang

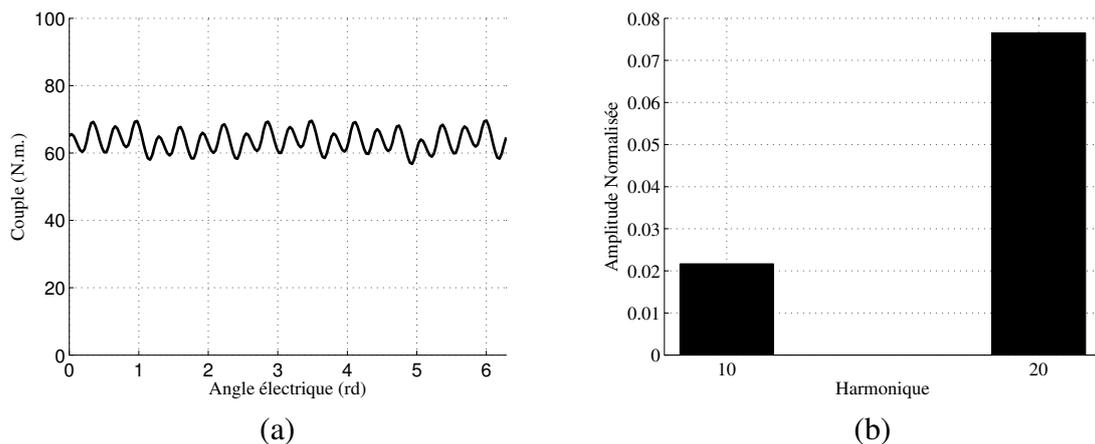


Figure 2.26 – (a) Couple produit par la machine 20/8 pour une répartition $i_1 = 2.01 i_3$. (b) Spectre des ondulations couple produit par la machine 20/8 pour $i_1 = 2.01 i_3$

10 passe de 7% dans le cas avec la répartition optimale du courant, vers moins de 2% $i_1 = 2.01 i_3$. C'est donc l'harmonique de rang 20 qui décide du taux d'ondulation dans la machine, sa valeur par rapport au couple moyen obtenu est de 7%, ce qui se traduit par un changement de la fréquence dominante d'oscillations comme on peut l'observer en comparant les deux figures 2.26 et 2.25 (a).

Bien que le rapport 2.01 permette d'atténuer au mieux les ondulations de rang 10, il n'est possible pas de supprimer les ondulations totalement à cause de l'existence également de l'harmonique 20 vu que ces ondulations sont induites également par la dérivée de co-énergie magnétique dans l'entrefer. Notons que pour l'harmonique 20, une équation semblable à l'équation 2.59 peut être établie, en remplaçant les harmoniques 7,9,11,13 par 17,19,21,23 respectivement. Une autre répartition du rapport $\frac{i_3}{i_1}$ est obtenue et pourra être différente que celle obtenue pour atténuer les oscillations de rang 10.

La solution, est soit de choisir un compromis entre les deux cas précédents, soit d'augmenter le degré de liberté dans le système d'équations obtenus, et ceci en injectant des harmoniques de rang supérieur du courant, ce qui permet de conserver le couple moyen également. Cette méthode consiste à injecter un courant totalement corrélé à la force électromotrice, c-à-d tous les deux comprenant la même répartition des harmoniques, afin d'obtenir un couple rigoureusement constant[82]. Les pertes cuivre et par courant de Foucault supplémentaires constituent un verrou important dans cette méthode, en plus de raisons liées à la commande, notamment la bande passante des correcteurs. La difficulté réside dans la possibilité de générer et contrôler des courants susceptibles de contenir des harmoniques d'ordre élevé, même si à basse vitesse la génération de ce courant riche en harmoniques est moins contraignante pour les systèmes de commande qu'à vitesse élevée. Une autre technique consiste à adapter la forme des aimants, en introduisant des entailles optimisées sur la surface des aimants [83].

2.4 Évaluation des pertes dans les aimants dans la machine 20/8

Malgré les avantages de la machine synchrone à aimants permanents, notamment au niveau de la compacité, du rendement et de la fiabilité, la tenue des aimants à haute température reste un inconvénient dans ce type des machines. Intéressés par cet enjeu, de nombreux travaux cherchent récemment à évaluer les pertes dans les aimants, afin de fixer les limites de fonctionnement de ces machines [15][52][84][85][86][87][88][89][90][91][92]. Les sources des pertes dans les aimants peuvent être classées en deux grandes catégories :

1. Les pertes dues aux effets des encoches, dit effet de denture.
2. Les pertes induites par le bobinage statorique, dépendant notamment de la distribution de ce bobinage, qui engendre un certain contenu de la fonction de bobinage et l'excitation en courant de ce bobinage, l'ensemble étant à l'origine du contenu spectral de la force magnétomotrice.

Dans cette section, on s'intéresse à l'évaluation des ces pertes pour la machine 20/8 double polarité avec les aimants déposés en surface occupant deux tiers du pas polaire et avec des lacunes inter-polaires définies dans la section précédente, on réalise cela à partir des modèles analytiques pour quantifier les pertes provenant des deux sources déjà mentionnées. L'approche analytique sera validée par un calcul en éléments finis permettant de certifier les tendances du modèle analytique.

2.4.1 Importance d'étude des pertes dans les aimants

La disposition des aimants en surface dans les machines étudiées dans ce chapitre fait que ces aimants sont exposés directement au champ magnétique créé par le stator dans l'entrefer. Par conséquent, ces aimants, et suite à leur conductivité relativement élevée, sont le siège de courants induits très importants et par suite des pertes par courant de Foucault. Si ces pertes entraînent une augmentation de la température dans les aimants, les caractéristiques de ces aimants (notamment champ rémanent et champ coercitif) s'en trouvent modifiées pouvant même mener à une démagnétisation irréversible.

En effet, l'aimant possède une certaine caractéristique intrinsèque représentée par une courbe (B_a, H_a) . Le point de fonctionnement, à une température ambiante, varie donc sur cette courbe en

fonction de l'intersection avec la droite de charge caractérisant l'entrefer. Or, l'augmentation de la température entraîne la dégradation des caractéristiques (B_a, H_a), comme représentés dans la figure 2.27, ce qui entraîne un point de fonctionnement plus faible au niveau de l'induction et donc un couple électromagnétique plus faible avant que l'asservissement ne réagisse. Ces variations dépendent de la nature de l'aimant : elles sont plus fortes pour les aimants de type Néodyme-Fer-Bore que pour ceux de type Samarium-cobalt.

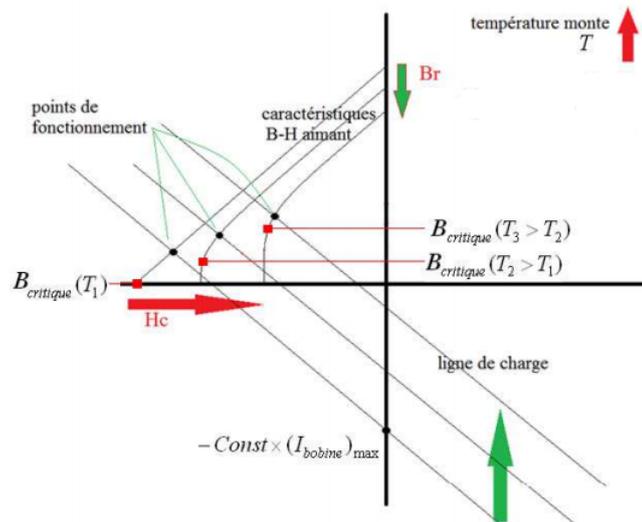


Figure 2.27 – Variation de point de charge en fonction de la température

Comme la température des aimants est un point critique dans les machines, plusieurs techniques visent la réduction des pertes dans les aimants. Étant donné que ces aimants sont soumis aux mêmes genres de pertes que les tôles ferromagnétiques, une solution consiste donc à segmenter les aimants afin de réduire les pertes, et ceci en divisant le bloc d'aimant en plusieurs sous-blocs séparés par des isolants pour empêcher le courant induit de circuler entre les sous-blocs. Cette technique de segmentation ne peut pas atteindre le stade de "feuilletage" utilisé pour les tôles, pour des contraintes de fabrication. En plus, la segmentation, a un impact non négligeable sur les harmoniques de l'induction magnétique créée par les aimants, influençant donc la compacité de la machine [93].

La quantité des pertes dans les aimants est aussi un critère important pour qualifier la performance d'une certaine structure de bobinage. Dans le cas de la machine à double polarité envisagée, l'injection de deux harmoniques du courant est indispensable au fonctionnement avec un couple maximum de la machine. L'étude des pertes dans les aimants s'avèrent d'autant plus nécessaire que des harmoniques spatiaux supplémentaires du champ statorique peuvent être issus de l'introduction d'un harmonique temporel supplémentaire dans l'alimentation de la machine.

Ce phénomène de perte dans les aimants est ainsi important dans le choix des structures de bobinage des machines à aimants déposés en surface. Ainsi, si certaines distributions de bobinage paraissent plus avantageuses en termes de coefficient de bobinage que le bobinage 20/8 au niveau de l'exploitation de deux harmoniques 1 et 3, leur utilisation peut être à la source de pertes très importantes dans les aimants. Citons comme exemple concret la combinaison 20encoches/22 pôles avec le coefficient de bobinage de 0.97 et 0.8 pour les harmoniques 1 et 3 respectivement. Cette configuration apparaît dans la classification proposée dans [14][15] comme générant des pertes importantes dans les aimants, rien qu'avec le premier harmonique du courant. C'est à ce niveau que les pertes dans les aimants interviennent pour exclure certaines combinaisons de bobinage qui paraissent intéressantes

de point de vue compacité.

A la lumière de l'étude faite dans ce paragraphe, on peut constater l'importance de l'évaluation des pertes dans les aimants, pertes qui permettent d'évaluer la tenue thermique des aimants à des hautes vitesses de rotation et hautes fréquences d'alimentation. En plus, elles constituent un critère important des classifications de la performance de bobinage. Les modèles analytiques présentés dans cette section s'inscrivent dans le cadre de l'évaluation des ces pertes à vide et en charge.

2.4.2 Modèle des pertes dans les aimants résultants des effets des encoches

Dans cette partie, l'objectif est d'établir un modèle analytique permettant d'estimer au mieux les pertes dans les aimants dues aux effets des encoches. La présence des encoches statoriques cause une variation de la fonction de perméance dans l'entrefer. La fonction d'aimantation rotorique est modulée par cette fonction de perméance, impliquant une variation du flux créé par les aimants. Cette variation de flux induit des courants de Foucault dans les aimants, ce qui cause l'échauffement de ce dernier. Les pertes dans les aimants dans ce cas dépendent principalement de la forme du circuit magnétique statorique, notamment la géométrie des encoches.

Dans la littérature, il existe beaucoup des travaux qui s'intéressent au calcul de ces pertes dues aux effets de denture. Comme le couple de détente, ce phénomène du second ordre dépend également de la fonction de perméance définie dans la section 2.3.2.3.1 qui permet de définir l'impact de l'entrefer variable sur le champ rotorique, responsable de ces pertes. A partir de cet impact, on évalue les pertes dans les aimants à vide pour la machine 20/8, et on les compare avec celles d'une machine triphasée avec $S_{pp} = 0.5$ également.

2.4.2.1 Calcul de la fonction de perméance et induction magnétique rotorique

Afin de tester la précision du modèle de la fonction de perméance adopté pour le calcul des pertes dans les aimants à vide, une comparaison entre le calcul analytique et celui en éléments finis de la composante radiale de l'induction est effectué, afin de tester la validité des tendances issues de calcul analytique.

2.4.2.1.1 Calcul de la fonction de perméance pour différents rayons

La fonction de perméance est évaluée pour différentes valeurs de r_{ag} . Quatre rayons intéressants seront considérés:

1. $r_{ag} = R_{als}^-$ (au niveau du rayon statorique),
2. $r_{ag} = r_{als} - 0.5g_e$ (milieu de l'entrefer mécanique),
3. $r_{ag} = r_{als} - g_e^+$ (au niveau de la surface des aimants) et
4. $r_{ag} = r_{als} - g_e - 0.5h_m$ (au niveau du milieu des aimants).

En plus de ces 4 valeurs de r_{ag} , 4 valeurs de la fonction d'ouverture d'encoches seront considérées également. La figure 2.28 présente les résultats pour 25%, 50%, 75% et 100% d'ouverture des encoches b_0 , cette proportion représente l'ouverture d'encoche sur la largeur d'encoche limitée à 50% du pas d'encoche. La fonction de perméance relative présentée est normalisée par rapport à λ_0 .

Les figures 1.40 montrent bien que la périodicité de la fonction de perméance est le pas d'encoche : elles illustrent clairement l'affaiblissement de l'induction d'entrefer à proximité de l'encoche, atténuation d'autant plus marquée que l'ouverture d'encoche est grande (b_0 augmente) et que le point de

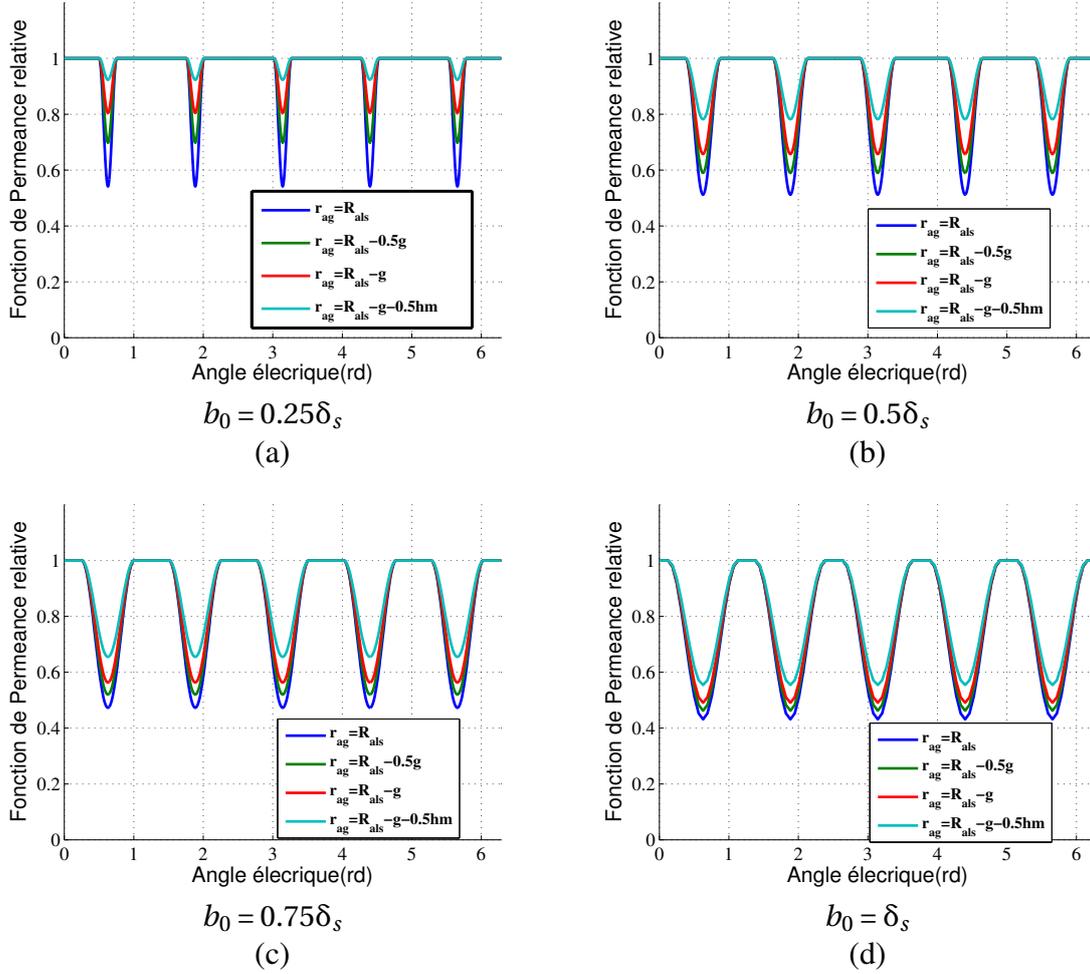


Figure 2.28 – Calcul analytique de la fonction de perméance relative pour les différentes ouvertures des encoches

calcul de l'induction est proche de l'encoche (r_{ag} tend vers R_{als}). Une fois que ce modèle est établi il est maintenant possible d'estimer la composante radiale de l'induction magnétique pour les différents rayons et de la comparer avec le calcul numérique.

2.4.2.1.2 Calcul de l'induction magnétique pour différentes valeurs de r_{ag}

La fonction de perméance calculée sert maintenant à calculer la composante radiale de l'induction magnétique dans pour différentes valeurs de r_{ag} . Cette composante, modifiée par l'effet des encoches, notée B_{ws} , est déduite à partir la modulation de celle de l'induction magnétique calculée pour une machine sans encoche B_{sl} avec la fonction de perméance.

$$(B_{ws})_r(r_{ag}, \alpha_{ag}) = (B_{sl}(r_{ag}, \alpha_{ag}))_r \lambda(r_{ag}, \alpha_{ag}) \quad (2.60)$$

La fonction $(B_{sl}(r_{ag}, \alpha_{ag}))_r$, correspondant à la composante radiale de l'induction magnétique pour une machine sans encoches, est calculée en utilisant les expressions disponibles dans l'annexe A.5[94]. La figure 2.29 donne la forme de deux composantes radiales et tangentielles de l'induction pour une machine sans encoche pour les quatre valeurs de r_{ag} définies. Dans la suite, cette induction sera modulée par la fonction de perméance calculée dans la section précédente. Selon les paramètres géométriques de la machine 20/8, l'ouverture des encoches est de l'ordre de 50% de la largeur d'encoche, sa fonction de perméance correspond à la figure 2.28 (b). Le calcul analytique sera effectué et com-

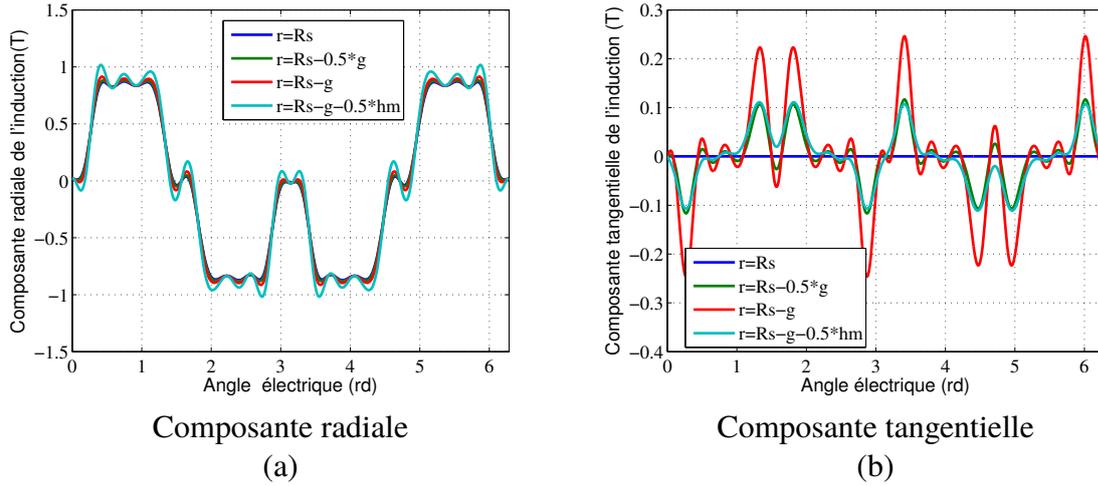


Figure 2.29 – Calcul analytique de la composante radiale et tangentielle de l'induction magnétique pour différentes valeurs de r_{ag} pour une machine sans encoches

paré avec les résultats issus du calcul en éléments finis pour les différentes valeurs de r_{ag} . La figure 2.30 présente donc le résultat de comparaison pour les deux estimations. Les résultats montrent que le modèle analytique est assez précis pour calculer l'induction magnétique au niveau des aimants (sur l'interface aimants/entrefer qui correspond à $r_{ag} = R_{als} - g +$ et dans la milieu des aimants qui correspond $r_{ag} = R_{als} - g - 0.5h_m$). La variation de cette induction magnétique sert donc à calculer la densité des courants dans les aimants, et ensuite estimer les pertes induites par courant de Foucault. Notons que, dans le cas où $r_{as} = R_{als}^-$, des pics de l'induction sont observés suite au calcul numérique, l'induction magnétique élevée dans le bec des dents est à l'origine de ces valeurs, ces endroits de l'encoche sont fortement saturés.

2.4.2.2 Estimation analytique et numérique des pertes dues aux effets de denture

2.4.2.2.1 Modèle Analytique

Par principe, la valeur moyenne des pertes par courants induits développées dans l'aimant est donné par[84] :

$$P_{pm} = \frac{B_m^2 V_r^2 V_{aim}}{2\sigma_{pm}} \quad (2.61)$$

Avec B_m est la valeur crête du champ magnétique dans les aimants calculée par une approche 1-D:

$$B_m = \frac{h_m}{h_m + g} B_r \quad (2.62)$$

V_{aim} est le volume des aimants, et V_r est la vitesse linéaire du rotor($R_r \Omega_r$). Le problème avec ce modèle c'est qu'il conduit à une sous-estimation importante des pertes, du fait qu'il assimile l'induction magnétique dans les aimants à une induction sinusoïdale de fréquence Ω_r et d'amplitude B_m . Les autres harmoniques du champ magnétique dans les aimants dont les fréquences sont très importantes et contribuant à la production d'une partie importante des pertes sont négligées. Une amélioration de ce modèle est nécessaire afin de prendre en compte tous les autres pertes produites par les autres harmonique du champ magnétique.

Dans cette partie, une nouvelle approche est utilisée afin de pouvoir évaluer ces pertes . Le terme B_m^2 dans l'équation 2.61 est remplacée par le terme KB_m donnée par[84] :

$$KB_m = \sum_{n=1}^{\infty} B_n^2 \quad (2.63)$$

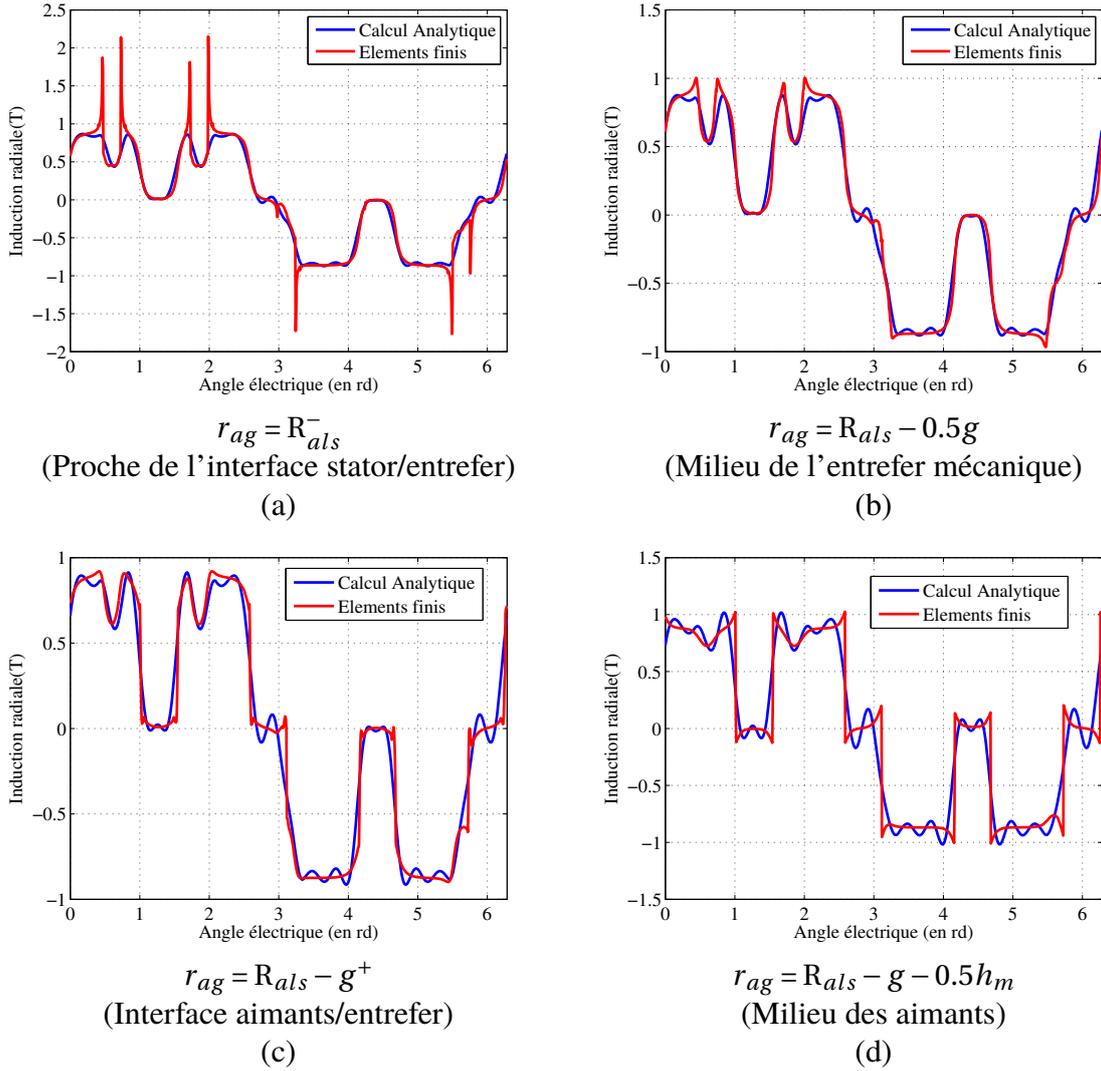


Figure 2.30 – Comparaison entre le calcul analytique et éléments finis pour le calcul de l'induction magnétique radiale pour différentes valeurs de r_{ag}

où B_n est l'amplitude de l'harmonique de la composante radiale du champ magnétique rotorique calculée selon une approche 2-D dans la section précédente. Pour pouvoir évaluer d'une façon précise les pertes dues aux encoches, une intégrale volumique, selon les deux variables r_{ag} et α_{ag} ainsi que la longueur, est nécessaire sur le bloc d'aimants. En effet, le champ rotorique varie entre l'interface rotor/aimant et l'interface aimant/entrefer de fait que la fonction de perméance modulant dépend du rayon r_{ag} . Cependant pour réduire le calcul et évaluer d'une façon plus précise que le modèle 1-D les pertes, l'induction magnétique calculée au milieu des aimants sera utilisée pour évaluer les pertes, en d'autres termes, la fonction de perméance est supposée constante dans l'aimant et assimilée à celle au milieu. L'approche améliorant la précision consiste à décomposer l'aimant en des blocs transversaux, et à supposer que la fonction de perméance est constante sur ce bloc (la valeur de la fonction de perméance dans un bloc est assimilée à la valeur de celle au milieu de ce bloc), et ensuite faire une moyenne entre les inductions obtenues dans chaque bloc afin d'obtenir une induction magnétique unique de l'aimant. Ainsi, le modèle utilisé pour évaluer les pertes est donnée par l'équation 2.64. Dans ce calcul, c'est l'induction magnétique au milieu des aimants est introduite. La forme d'onde de cette induction est donnée par la figure 2.30(d).

$$(P_{pm})_0 = \frac{(KB_m)^2 V_r^2 V_{aim}}{2\sigma_{pm}} \quad (2.64)$$

2.4.2.2.2 Comparaison des pertes à vide entre la machine 20/8/5 et la machine 12/8/3

Dans cette partie, on s'intéresse à l'application des modèles de pertes à vide introduits dans la partie précédente. Le but est d'appliquer ce modèle pour la machine 20/8 avec les lacunes inter-polaires. En plus, la valeur des pertes à vide sera comparée avec celle d'une machine triphasée dont le $S_{pp} = 0.5$ aussi. La version triphasée de la machine 20encoches/8pôles/5phases est la machine 12encoches/8pôles/3 phases. Le nombre des pôles est identique entre les deux machines pour assurer des fréquences d'alimentation identiques pour la même vitesse de rotation. En effet, la machine 12encoches/8pôles (ou version 24/16) est largement utilisée par les fabricants automobiles Honda et Toyota, et peut être considérée comme une référence dans le domaine automobile.

Concernant la couche d'aimants de la machine 12/8/3, la machine contient le même volume d'aimants que la machine 20/8/5, où le volume d'un pôle occupe $\frac{2}{3}$ du volume total réservé à un pôle. Par conséquent, la largeur d'aimant dans la machine 12/8/3 est égale à $\frac{2}{3}$ du pas polaire. La figure 2.31 donne la structure de la machine 12 encoches/8pôles/3 phases.

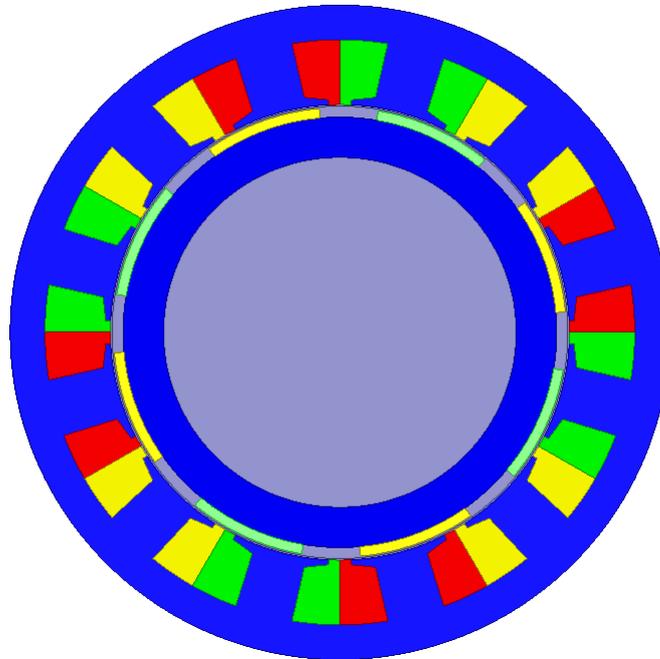


Figure 2.31 – Structure de la machine 12encoches/8poles-3phases.

La figure 2.32 présente le calcul en éléments finis des pertes dans les aimants à vide induites à la vitesse $2000tr/min$. Notons que les deux machines ont le même rapport $\frac{ouverture_{encoche}}{larguer_{encoche}}$ et que la machine 12/8 possède deux fois plus de pertes à vide que la machine 20/8. L'avantage de la couche d'aimants de cette dernière est que chaque pôle est segmenté en deux aimants séparés, ce qui est équivalent à une segmentation des aimants. Ainsi, la comparaison entre les deux machines du point de vue fonction de perméance n'est pas un signe indicatif pour prédire quelle machine admet le moins des pertes. En effet, la machine 12/8 possède une ouverture d'encoches plus importante, mais l'induction magnétique est soumise à moins de variations du fait d'un nombre plus faible d'encoches.

La comparaison entre le calcul analytique et éléments finis est présentée dans la figure 2.33. On observe que le modèle analytique estime d'une façon correcte les pertes à vide dans la machine et que les pertes à vide de la machine 12/8 sont plus importantes sur tout la plage de fonctionnement. D'où

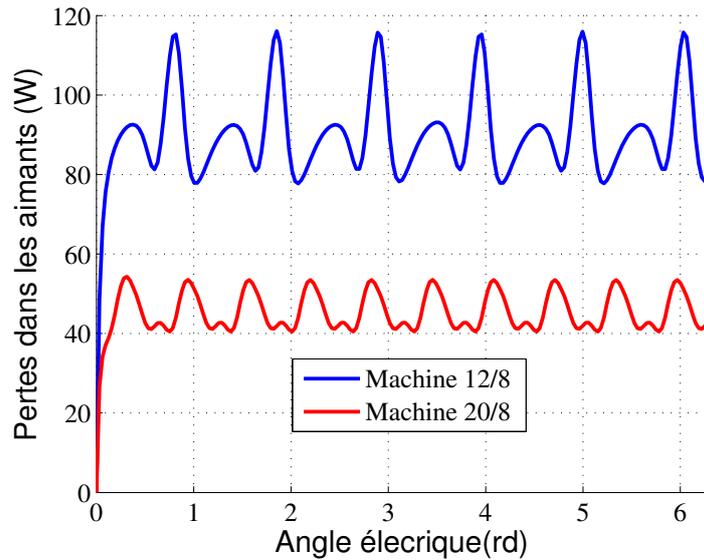


Figure 2.32 – Représentation sur un tour électrique de la variation des pertes dans les aimants en fonction de l'angle électrique.

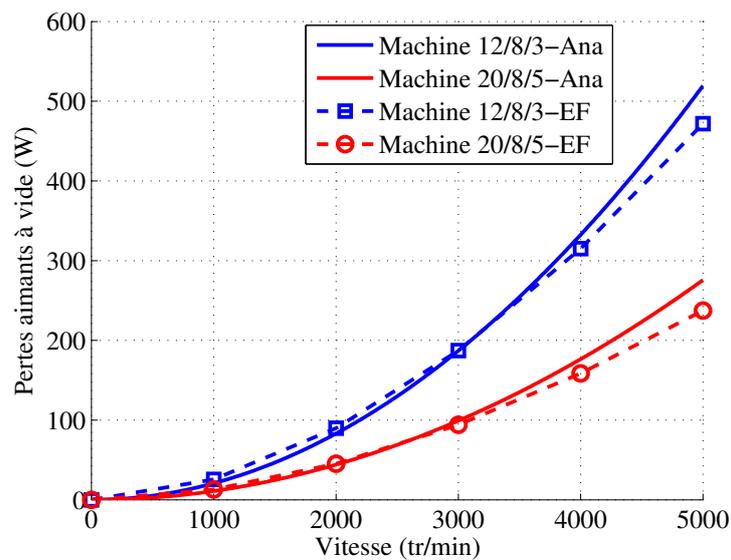


Figure 2.33 – Comparaison entre le calcul analytique et numérique des pertes dans les aimants à vide pour les deux machines 20/8 et 12/8.

l'avantage de la machine 20/8/5 à ce niveau.

En observant la figure 2.33, l'écart augmente entre les deux modèles analytique et numérique. La loi de comportement des pertes, calculée en analytique et en éléments finis s'écrit de la forme:

$$(P_{pm})_0 = P_0 \Omega_r^\gamma \quad (2.65)$$

Avec N_r est la vitesse de rotation en tr/min. Basant sur l'équation 2.64, donnant le modèle analytique des pertes, on peut prédire que le coefficient γ dans 2.65 est égale à 2 pour les deux machines 20/8/5 et 12/8/3. Pour estimer les coefficients de la loi de comportement en éléments finis, on calcule la courbe de régression. Le tableau 2.6 donne les valeurs des coefficients de l'équation 2.65 dans le cas de deux calculs analytique et numérique pour les deux machines 12/8/3 et 20/8/5.

	Machine 12/8/3		Machine 20/8/5	
Alimentation	P_0	γ	P_0	γ
Analytique	$2 \cdot 10^{-3}$	2	$1 \cdot 10^{-3}$	2
Numérique	$5.52 \cdot 10^{-3}$	1.81	$2.8 \cdot 10^{-3}$	1.81

Table 2.6 – Valeurs des coefficients P_0 et γ dans le cas de deux calculs analytique et numérique pour les deux machines 12/8/3 et 20/8/5.

2.4.3 Modélisation des pertes des aimants dues à la force magnétomotrice

Outre l'effet réductance variable qui est à l'origine, même à vide, de pertes par courants induits, les harmoniques de champ magnétique liés aux courants statoriques sont également à l'origine de pertes par courants induits. La relation entre la distribution de bobinage utilisée dans la machine et la quantité des pertes dans les aimants a été rappelée dans la partie 1.3.1.8, une classification des différentes combinaisons encoches/pôles a été établie. Il est apparu que les machines avec une combinaison dont le $S_{pp} = 0.5$ sont intéressantes au niveau des pertes dans les aimants, lorsque la machine est alimentée uniquement par le premier harmonique du courant. C'est la raison pour laquelle une machine de type 20/8 a été choisie.

Par contre, il a été vu que l'alimentation de la machine 20/8 ne se restreint pas à une alimentation par l'harmonique fondamental du courant, mais également un harmonique de rang supérieur (l'harmonique 3) intervient dans l'alimentation dans le but d'améliorer la fonctionnalité de la machine. L'injection de cet harmonique temporel fait apparaître une famille d'harmoniques de la force magnétomotrice autre que celle apparue lors de l'alimentation avec le premier harmonique. Cela implique l'éventualité d'avoir plus de contenu harmonique dans le champ statorique, et par suite des pertes plus importantes dans le rotor. Le contenu élevé des harmoniques peut engendrer également des inductances plus élevées et également réduire la puissance maximale de la machine.

L'étude des courants induits rotoriques nécessitent, tout d'abord la connaissance du contenu spectral de la force magnétomotrice résultant de l'alimentation de la machine par un certain harmonique temporel [95]. C'est le premier objectif dans cette section. Une fois le contenu spectral de la force magnétomotrice déterminé, un modèle analytique est détaillé afin d'estimer la densité de courant induit dans les aimants. Enfin, ce modèle sera utilisé pour comparer les deux machines 20/8 et 12/8 au niveau des pertes. Les résultats seront validés par éléments finis.

2.4.3.1 Contenu harmonique de la force magnétomotrice suite à une alimentation par un harmonique du courant temporel

La force magnétomotrice représente le champ statorique tournant résultant de l'interaction entre la contribution spatiale de bobinage, et la contribution temporelle liée à l'alimentation de bobinage. La fonction de bobinage est l'outil qui caractérise la contribution des harmoniques spatiaux d'une certaine distribution de bobinage. De ce fait, la force magnétomotrice, pour une machine à N phases est donnée par :

$$(fmm(\theta_s, t))_{Ns/2p} = \sum_{n=0}^{N-1} W_n(\theta_s) i_n(t) \quad (2.66)$$

En décomposant en série de Fourier la fonction de bobinage, il vient

$$W_n(\theta_s) = \sum_{v=1}^{\infty} (W_{max})_v \cos(v \left[\theta_s - n i_c \frac{2\pi}{N_s} \right] - \Phi_{bv}) \quad (2.67)$$

avec i_c est l'indice de circularité de la machine, elle représente, en fonction du nombre des encoches, le décalage entre deux phases consécutives. Cette indice est donnée par[75]:

$$i_c = d \frac{N'_s}{N} \quad (2.68)$$

où N'_s est le nombre des encoches réduit, qui correspond au nombre des encoches nécessaire à parcourir, avant que le motif de bobinage ne se répète. d est un entier.

$$N'_s = \frac{N_s}{pgcd(N_s, p)} \quad (2.69)$$

Si on alimente la machine avec plusieurs harmoniques du courant, 2.66 s'écrit de la forme suivante:

$$(fmm(\theta_s, t))_{Ns/2p} = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{v=1}^{\infty} \sum_{u=1}^{\infty} (W_{max})_v \cos(v \left[\theta_s - n i_c \frac{2\pi}{N_s} \right] - \Phi_{bv}) i_u \cos(u \left[\omega t - n \frac{2\pi}{N} \right] - \varphi_{iu}) \right] \quad (2.70)$$

L'équation 2.70 s'écrit de la forme :

$$(fmm(\theta_s, t))_{Ns/2p} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{u=1}^{\infty} \frac{(W_{max})_v i_u}{2} \left[\begin{aligned} &(\cos(v\theta_s - 2\pi n(v i_c \frac{1}{N_s} + u \frac{1}{N}) - u\omega t - \Phi_{bv} - \varphi_{iu})) \\ &+ \cos(v\theta_s - 2\pi n(v i_c \frac{1}{N_s} - u \frac{1}{N}) + u\omega t - \Phi_{bv} + \varphi_{iu}) \end{aligned} \right] \quad (2.71)$$

D'après l'équation 2.71, un harmonique spatial v existe dans le spectre de la force magnétomotrice, suite à une alimentation par un courant temporel de rang u , si la condition suivante est satisfaite :

$$v i_c \frac{1}{N_s} \pm u \frac{1}{N} \in \mathbb{N} \quad (2.72)$$

Par conséquent, on trouve les harmoniques spatiaux qui apparaissent dans la force magnétomotrice, Ce sont les harmoniques de rang :

$$(v)_r = \frac{cN \pm u}{p' d} \quad (2.73)$$

avec p' est le nombre des pôles réduits, cette valeur est égale à $\frac{p}{pgcd(N_s, p)}$. Ainsi, l'équation 2.73 montre la possibilité d'avoir des harmoniques de rang fractionnaire.

L'examen du bobinage à pas diamétral, dont le S_{pp} est entier, permet de prédire que ce bobinage ne génère que des harmoniques de rang entier; pour ce bobinage on a $p' = 1$ et $d = 1$, en plus les harmoniques pairs dans la force magnétomotrice sont nuls, suite au bobinage qui filtre ces harmoniques (facteur de bobinage nul pour cette distribution). Dans le cas d'une alimentation par le premier harmonique du courant, ce qui constitue en général le mode principal d'alimentation pour les machines avec cette topologie de bobinage, les harmoniques de rang $(1, 9, 11, 10c \pm 1, \dots)$ où c est un entier) apparaissent dans la force magnétomotrice, donc les harmoniques résultants sont des harmoniques éloignés du fondamental, avec des amplitudes faibles.

De l'autre côté, en plus du contenu plus riche en harmoniques, des harmoniques de rang fractionnaire, sont propres aux combinaisons avec le bobinage à pas fractionnaire. En plus de ces harmoniques, on peut trouver d'autres harmoniques qui sont proches du fondamental. Ces harmoniques possèdent en général des amplitudes importantes en comparaison avec le fondamental et peuvent tourner, selon la combinaison de bobinage, dans un sens opposé au rotor, provoquant donc des courants induits importants.

La machine à double polarité étudiée dans ce mémoire possède un bobinage, qui appartient à cette famille de combinaisons. Étant donné la distribution de bobinage donnée pour le bobinage 20/8 on a $d = 1$ et $p' = 1$, cette machine ne possède pas d'harmoniques de rang fractionnaire, ni surtout de sous-harmoniques. Toutefois, cette assertion est vraie quand le raisonnement se fait en ne considérant que l'harmonique 1 de courant. Or, cette machine possède deux stratégies de contrôle qui correspondent donc aux fondamentaux de chacune des deux machines fictives : le premier harmonique du courant alimentant la machine primaire et le troisième harmonique alimentant la machine secondaire. Selon l'équation 2.73 ce sont les harmoniques spatiaux de rang (1p,4p,6p,9p,11p,14p,16p,19p,21p,etc..) qui apparaissent lors de l'alimentation en premier harmonique et les harmoniques dont les rangs sont (2p,3p,7p,8p,12p,13p,17p,18p,22p,etc), avec celui du troisième harmonique. C'est avec cette dernière qu'on s'aperçoit de l'existence de l'harmonique de rang 2, associé à la machine secondaire et de rang inférieur au fondamental de cette machine. Cet harmonique est un harmonique du rang fractionnaire dans la machine secondaire. Une première conclusion à ce stade de l'étude est de prédire qu'il y a un haut niveau de pertes potentiel avec les stratégies de contrôle injectant de l'harmonique 3 uniquement [35].

Par conséquent, contrairement aux machines ne possédant que l'harmonique de rang 1 pour la création principale du couple (i.e. machines triphasées ou machines polyphasées à fém. sinusoïdale), le nombre S_{pp} n'est pas suffisant pour juger du bobinage au niveau de la production des pertes. Dans le cas des machines polyphasées avec plusieurs stratégies de contrôle (fondamental principale et secondaire), il faut étudier les harmoniques de chaque machine fictive à part, pour constituer une idée globale sur la quantité des pertes induites par la distribution de bobinage. La figure 2.35 présente donc la force magnétomotrice de la machine 20/8 (le fondamental correspond au rang 4 dans cette figure, étant donné que $p = 4$) avec son contenu spectral associé à chaque stratégie d'alimentation de la machine. Pour chaque stratégie d'alimentation, le courant est sinusoïdal et d'amplitude de 1A. Pour la stratégie d'alimentation avec les deux harmoniques, les courants I_1 et I_3 ont la même amplitude. L'harmonique 8 (2p) possède une amplitude aussi importante que le fondamental de la machine secondaire. Ce qui confirme la forte possibilité d'avoir des courants induits très significatifs si l'harmonique de rang 3 du courant est sollicité tout seul pour créer le couple de la machine.

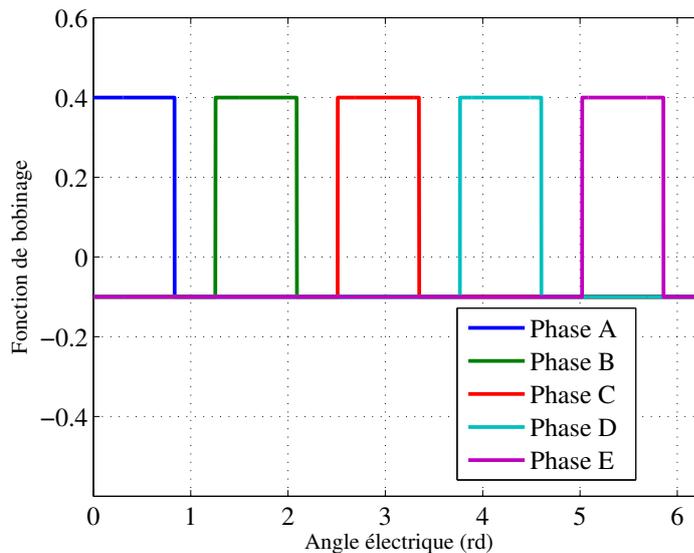


Figure 2.34 – Fonction de bobinage de chaque phase sur une période électrique.

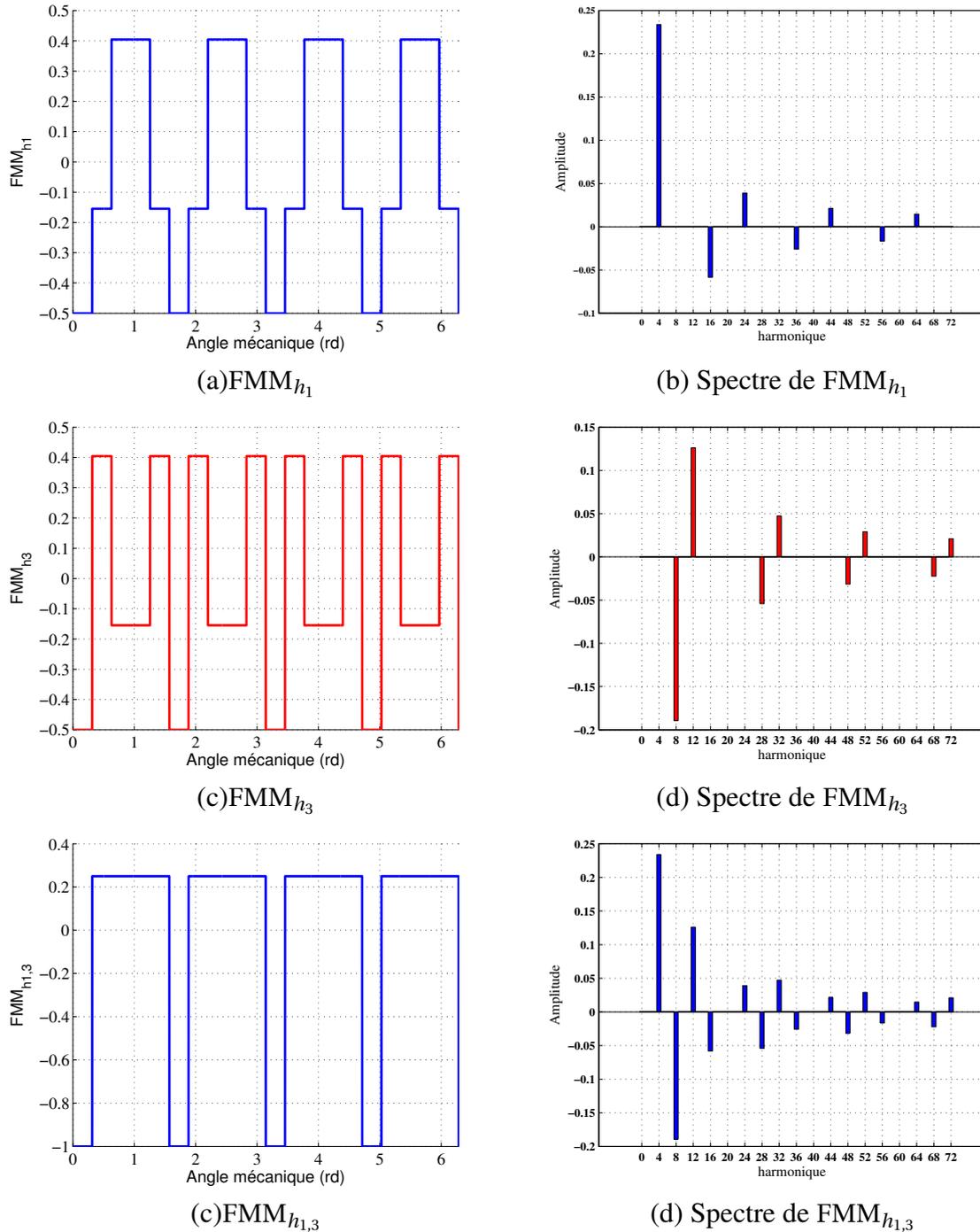


Figure 2.35 – Forme d’onde et spectre de la force magnétomotrice associée à chaque stratégie d’alimentation de la machine 20/8

2.4.3.2 Procédure du calcul analytique des pertes dans les aimants

2.4.3.2.1 Facteurs importants pour quantifier les pertes dues à un harmonique de la force magnétomotrice

Le contenu harmonique de la force magnétomotrice dépend principalement de la distribution de bobinage et de la stratégie d’alimentation de la machine. Cependant, pour pouvoir définir les pertes engendrées par un harmonique, il s’avère nécessaire de définir deux paramètres liés à cet harmonique [15; 85] :

1. L’amplitude de l’harmonique : les pertes induites dépendent du carré du champ magnétique

induite par cet harmonique.

2. La vitesse relative de l'harmonique par rapport au rotor. Les pertes dépendent également du carré des pertes de la vitesse relative.

En général, les harmoniques de rangs supérieurs possèdent une vitesse relative plus importante, mais avec des amplitudes faibles, contrairement aux sous-harmoniques ou les harmoniques proches du fondamental qui ont une amplitude importante mais une faible vitesse relative. Un autre critère s'ajoute pour pouvoir distinguer les harmoniques à l'origine des pertes importantes: ce sont les harmoniques d'encoche qui sont en même temps des sous-harmoniques [96], c'est le cas donc de l'harmonique du rang 2 pour la machine secondaire. Le rang des harmoniques d'encoches est défini par [96]. La particularité de ces harmoniques est qu'ils possèdent un facteur de bobinage égal à celui de l'harmonique fondamental de la machine fictive dans laquelle ces harmoniques se projettent.

$$v_{slot} = kN_s \pm p \quad \text{où } k \in \mathbb{N} \quad (2.74)$$

Pour chaque harmonique de rang v , présent dans la force magnétomotrice suite à une alimentation avec un harmonique temporel de rang u , on définit la vitesse relative de l'harmonique v par :

$$\omega_v = p\omega_r |u - v \operatorname{sgn}(v)| \quad (2.75)$$

Où ω_r est la pulsation mécanique. Pour la machine 20/8, les vitesses relatives pour chaque stratégie de contrôle sont représentées par la figure 2.36. Ces résultats sont normalisés par rapport à la vitesse rotorique ω_r . Notons, que dans la figure 2.36 on ne représente que la vitesse relative des harmoniques dont les amplitudes sont non nulles. La figure 2.36 montre que la vitesse relative de l'harmonique de

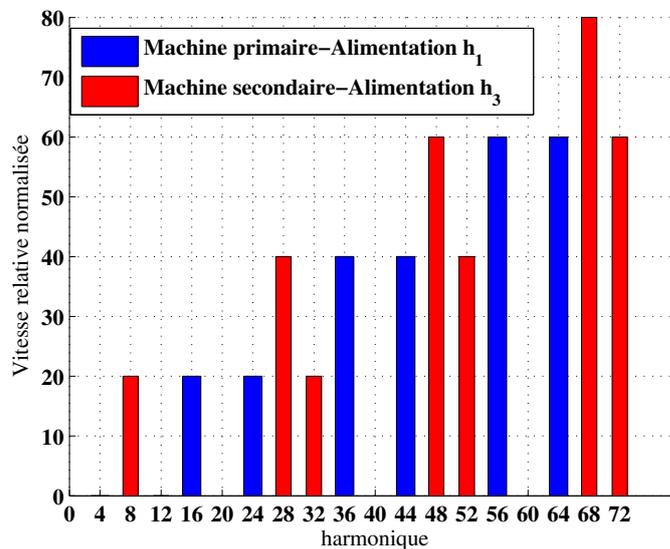


Figure 2.36 – Vitesse relative normalisée calculée pour chaque harmonique de la force magnétomotrice issue d'une alimentation bi-harmonique de la machine 20/8/5

rang 7 (28 sur la figure) est supérieure à celle de l'harmonique du rang 8 (32 sur la figure). Ceci est due principalement au fait que l'harmonique 7 tourne dans le sens opposé au rotor dans la machine secondaire, au contraire de l'harmonique 8 qui tourne dans le même sens que le rotor. La fréquence du courant induit dans les aimants relativement à un harmonique du rang v de la force magnétomotrice est égale à la vitesse relative de cet harmonique. Par conséquent, en figure 2.36 il apparaît des vitesses relatives $5pc$ où c est entier.

2.4.3.2.2 Densité de courant induite dans les aimants sous l'effet d'un harmonique de la force magnéto- motrice

Outre la vitesse relative du champ induit par l'harmonique, un autre élément est indispensable pour l'évaluation des pertes, à savoir la densité des courants induits dans les aimants. Lorsque l'harmonique tourne d'une façon asynchrone avec le rotor, le champ magnétique associé à cet harmonique de la force magnéto-
motrice crée un certain courant induit dans les parties conductrices du rotor. Pour pouvoir calculer analytiquement cette densité, plusieurs hypothèses sont posées:

1. Le courant dans les bobines est supposé être équivalent à une densité linéique d'épaisseur infiniment petite, distribuée sur les ouvertures des encoches
2. Les tôles statoriques et rotoriques sont à perméabilité magnétique infinie, en plus, leur conductivité électrique est négligée.
3. Les courants induits dans les aimants sont dirigés selon l'axe z, l'effet de bouclage du courant dans l'aimant est négligé (aimant de longueur infinie).
4. La perméabilité magnétique des aimants est supposée égale à celle de l'air, la conductivité électrique de l'aimant est égal à σ_m
5. On néglige l'effet d'encoche statorique afin d'établir le modèle, la fonction de perméance de l'entrefer est constante. Cependant, on s'intéressera ultérieurement à la relation liant les pertes totales dans les aimants avec les pertes dues à la fois aux harmoniques de la force magnéto-
motrice et aussi à ceux par effet d'encochage.
6. L'effet du champ magnétique dû au courant induit dans l'aimant est négligeable.
7. Le modèle de calcul des pertes établi suppose que le champ magnétique dans les aimants est sinusoïdal. Par conséquent, le calcul des pertes dans les aimants dues à un champ magnétique non sinusoïdal se fait en superposant les pertes dues à chaque harmonique du champ magnétique (calcul harmonique par harmonique).

De ce fait, on rappelle la relation entre la densité linéique du courant $J_m(\theta_s, t)_v$ et la force magnéto-
motrice d'un harmonique spatial v [97]:

$$J_m(\theta_s, t)_v = \frac{v}{R_{als}} (fmm(\theta_s, t))_v \quad (2.76)$$

La densité linéique totale de la machine s'écrit de la forme :

$$J_m(\theta_s, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{u=1}^{\infty} \frac{N(W_{max})_v i_u}{2} \frac{v}{R_{als}} [\cos(\pm v\theta_s + u\omega t \pm \Phi_{iu} - \Phi_{iv})] \quad (2.77)$$

Suite à cette densité du courant, un champ magnétique est induit dans l'entrefer. Les hypothèses posées dans cette partie permettent d'établir que la divergence du vecteur potentiel magnétique est nulle dans l'entrefer et dans les aimants, pour cela on a :

$$\nabla^2(A) = 0 \quad (2.78)$$

La solution de l'équation 2.78 s'écrit de la forme :

$$A(r_{ag}, \theta_s) = \sum_{v=1}^{\infty} [(K_1)_v r_{ag}^{vp} + (K_2)_v r_{ag}^{-vp}] \cos(pv\theta_s) \quad (2.79)$$

Les conditions aux limites permettent de calculer les constantes K_{1v} et K_{2v} , ces conditions sont la nullité de la composante tangentielle de l'induction sur l'interface rotor/aimants et la continuité de la composante tangentielle du champ magnétique H sur l'interface stator/entrefer.

$$A(r_{ag}, \theta_s, t) = \mu_0 \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{u=1}^{\infty} \frac{R_{als}^{-vp+1} (r_{ag}^{vp} + R_r^{2vp} r_{ag}^{-vp})}{G_v} \frac{N(W_{max})_v i_u}{2} \frac{v}{R_{als}} [\cos(\pm v\theta_s + u\omega t \pm \varphi_{iu} - \Phi_{bv})] \quad (2.80)$$

Dans le but de calculer la densité du courant induit dans les aimants, on exprime le potentiel magnétique dans le repère rotorique tournant. on pose alors $\theta_s = p\theta_r + p\omega_r t$ avec $\omega = p\omega_r$. En remplaçant dans l'équation 2.80, on obtient:

$$A(r_{ag}, \theta_s, t) = \mu_0 \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{u=1}^{\infty} \frac{R_{als}^{-vp+1} (r_{ag}^{vp} + R_r^{2vp} r_{ag}^{-vp})}{G_v} \frac{N(W_{max})_v i_u}{2} \frac{v}{R_{als}} [\cos(p(u \pm v)\omega_r t \pm pv\theta_r \pm \varphi_{iu} - \Phi_{bv})] \quad (2.81)$$

Le potentiel magnétique obtenu, permet donc de calculer la densité de courant induit dans les aimants. Dans le repère rotorique on obtient[52]:

$$J_m(r_{ag}, \theta_r, t) = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial A(r_{ag}, \theta_r, t)}{\partial t} + C_f(t). \quad (2.82)$$

$C_f(t)$ étant une constante calculée afin d'imposer une densité de courant nulle dans chaque bloc d'aimant. Il vient :

$$\int_{R_r}^{R_m} \int_{-\frac{\alpha_p}{2}}^{\frac{\alpha_p}{2}} J_m r dr d\theta_r = 0. \quad (2.83)$$

où R_m est le rayon extérieur des aimants. Les pertes par unité de longueur dans les aimants sont données par :

$$P_{aim} = 2p \frac{L_m \omega_r}{2\pi} \int_0^{\frac{\omega_r}{2\pi}} \int_{R_r}^{R_m} \int_{-\frac{\alpha_p}{2}}^{\frac{\alpha_p}{2}} \rho J_m^2 r dr d\theta_r dt = \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{u=1}^{\infty} (P_{cuv} + P_{auv}) \quad (2.84)$$

Les deux variables P_{cuv} et P_{auv} sont données par [52] :

$$P_{cuv} = \frac{L_m \mu_0^2 \alpha_p p}{\rho} \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{u=1}^{\infty} J_{uv}^2 \frac{\omega_v^2}{G_v^2 (vp)^2} \left\{ \left(\frac{R_m}{R_{als}} \right)^{2vp} + \frac{R_{als}^2 R_m^2}{2vp+2} \left[1 - \left(\frac{R_m}{R_{als}} \right)^{2vp+2} \right] \right. \\ \left. + \left(\frac{R_r}{R_{als}} \right)^{2vp} + R_{als}^2 (R_m^2 - R_r^2) + \left(\frac{R_r}{R_{als}} \right)^{2vp} R_{als}^2 R_r^2 F_v \right\} \quad (2.85)$$

$$P_{auv} = \frac{-8L_m \mu_0^2 p}{\alpha_p \rho} \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{u=1}^{\infty} J_{uv}^2 \frac{H_v^2 \omega_v^2}{G_v^2 (vp)^4} \frac{\sin^2(vp \frac{\alpha_p}{2})}{R_m^2 - R_r^2} \\ J_{uv} = \frac{N(W_{max})_v i_u}{2} \frac{v}{R_{als}} \quad (2.86)$$

$$H_v = \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{pv} \frac{R_s R_m^2}{pv+2} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{vp+2} \right] + \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{vp} R_{als} R_r^2 E_v \quad (2.87)$$

$$F_v = \begin{cases} \frac{\left(\frac{R_m}{R_r} \right)^{-2vp+2} - 1}{-2vp+2} & si \quad vp \neq 1 \\ \ln\left(\frac{R_m}{R_r} \right) & si \quad vp = 1 \end{cases} \quad (2.88)$$

$$E_v = \begin{cases} \frac{\left(\frac{R_m}{R_r} \right)^{vp+2} - 1}{vp+2} & si \quad vp \neq 2 \\ \ln\left(\frac{R_m}{R_r} \right) & si \quad vp = 2 \end{cases} \quad (2.89)$$

Dans la machine 20/8 étudiée, il existe une relation entre l'harmonique d'alimentation u et l'harmonique spatial apparaissant v suite à cette alimentation:

$$v = 5c \pm u \quad (2.90)$$

Si la stratégie d'alimentation de la machine est mono-harmonique, donc u admet une seule valeur, les pertes totales sont la somme des pertes engendrées par chaque harmonique spatial de rang v apparaissant dans la force magnétomotrice avec le rang donné dans l'équation 2.90. Par ailleurs, pour la stratégie bi-harmonique d'alimentation, les pertes totales sont la somme de pertes engendrées par l'harmonique $u = 1$ du courant avec celles induites à cause de l'harmonique $u = 3$. La validité de la superposition suite à une alimentation bi-harmonique sera donc examinée par éléments finis dans la section prochaine. A ces pertes, s'ajoute les pertes à vide, ce qui permet de prédire un modèle général des pertes suite à une alimentation bi-harmonique. Il vient :

$$P_{h_1, h_3} = P_{aimh1} + P_{aimh3} + P_{pm0} \quad (2.91)$$

2.4.3.3 Comparaison au niveau des pertes des aimants entre les deux machines 20/8/5 et 12/8/3: Validation par éléments finis des résultats

Dans cette partie, une comparaison est établie entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5 concernant les pertes dans les aimants lorsque les deux machines sont introduites comme des moteurs assurant le profil de propulsion d'une hélice. A part la comparaison entre les deux machines, cette étude va nous servir en plus pour valider les modèles des pertes déjà présentés pour les deux machines. Puisque les deux machines possèdent le même nombre des pôles, la fréquence d'alimentation est identique pour les deux machines, les valeurs des pertes dans les aimants dépendent principalement de l'amplitude et la vitesse relative des harmoniques de la force magnétomotrice.

En effet, le profil hélice assuré par les deux machines, donne le couple comme carré de la vitesse de rotation de la machine. Il vient :

$$T_{em}(N_r) = K_h \omega_r^2 \quad (2.92)$$

Les deux machines étudiées sont censées produire une puissance de 9kW à 3000 tr/min. De ce fait, la valeur de K_h est égale à $2.09.10^{-4} N.m./(rad/s)^2$. La figure 2.37 donne la figure du profil d'hélice demandé.

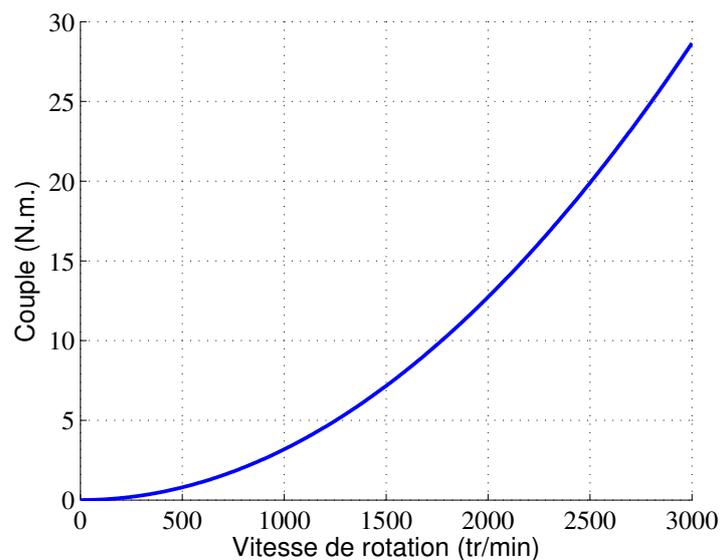


Figure 2.37 – Profil couple/vitesse d'hélice

Tout d'abord, on va commencer par déterminer les pertes cuivre pour chaque machine, résultantes des courants injectés dans les deux machines afin d'obtenir le profil requis. Ensuite, les valeurs des

pertes dues aux effets de la force magnétomotrice sont calculées par éléments finis pour les deux machines. On finit l'étude en comparant les pertes totales dans les deux machines. La machine 20/8/5 présentée dans cette partie, est alimentée soit par le premier harmonique du courant, soit le troisième harmonique du courant, soit les deux ensembles. Le but sera également, de prévoir pour la machine 20/8, quelles sont les stratégies adéquates d'alimentation. Finalement, la comparaison se fait au niveau du rendement, pour les deux machines, pour choisir celle assurant au mieux ce fonctionnement avec le moins de pertes, notamment au niveau des aimants.

2.4.3.3.1 Machines propulseur d'hélice : Pertes cuivre dans les deux 20/8 et 12/8

Dans cette partie, on va calculer les valeurs efficaces des courants correspondant à chaque stratégie d'alimentation pour chaque machine. Les équations 2.50, 2.51 et 2.52 sont utilisées pour calculer ces valeurs pour la machine 20/8. La machine 12/8 sera elle alimentée uniquement par un courant sinusoïdal. La détermination de ces courants exigent la détermination de la force électromotrice de chaque machine qui est donnée en 2.38: En observant la force électromotrice des deux machines il

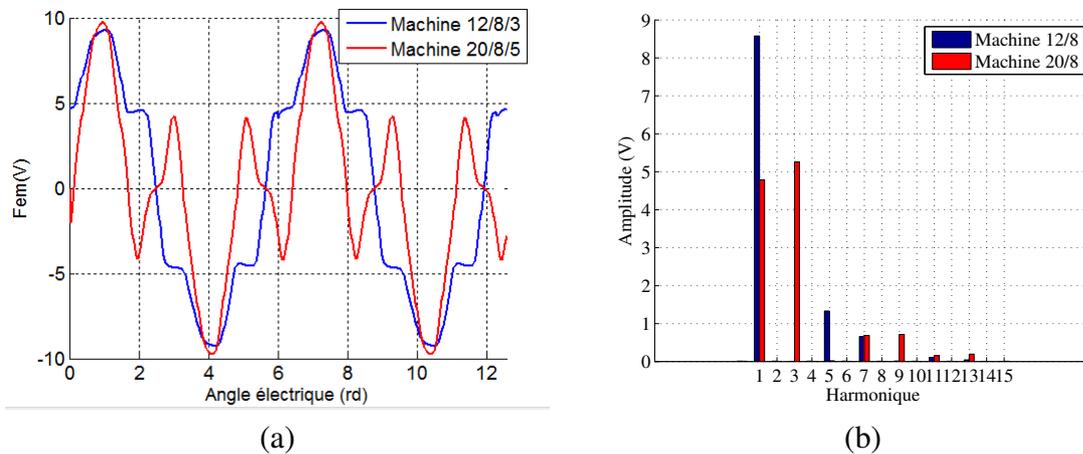


Figure 2.38 – Force électromotrice pour les deux machines 20/8/5 et 12/8/3 à la vitesse 2000tr/min.(a) Forme d'onde. (b) Spectre

apparaît que les valeurs de crête des forces électromotrices des deux machines sont identiques. Cela peut se comprendre puisque le volume d'aimant est le même. Le passage d'une machine 3 -phases à une machine 5-phases avec la modification de la couche d'aimants n'induit qu'une redistribution du flux entre les harmoniques et par conséquent, entre les deux machines fictives.

Comme le couple de charge est fonction du carré de la vitesse, le courant injecté, à chaque vitesse N_r pour chaque machine, est encore fonction du carré de vitesse. En utilisant les équations 2.50, 2.51 et 2.52, il vient :

$$\left\{ \begin{array}{l} (I_{h1})_{20/8}(N_r) = \frac{K_h N_r^3}{5(E_1)_{20/8}} = 5.57 \cdot 10^{-5} N_r^2 \\ (I_{h3})_{20/8}(N_r) = \frac{K_h N_r^3}{5(E_3)_{20/8}} = 5.06 \cdot 10^{-5} N_r^2 \\ (I_{h1,3})_{20/8}(N_r) = \frac{K_h N_r^3}{5\sqrt{(E_1)_{20/8}^2 + (E_3)_{20/8}^2}} = 3.74 \cdot 10^{-5} N_r^2 \\ (I_{h1})_{12/8}(N_r) = \frac{K_h N_r^3}{5(E_1)_{12/8}} = 3.13 \cdot 10^{-5} N_r^2 \end{array} \right. \quad (2.93)$$

Notons que ces équations, donnent les ampère-tour nécessaires pour obtenir le couple demandé selon

le profil.

La fonction des pertes cuivre en fonction de la vitesse pourra être déterminée pour chaque machine en considérant un coefficient de remplissage élevé pour chaque machine de 0.8. En considérant les résistances par phase pour chaque machine sont : $(R_s)_{12/8} = 0.064 m\Omega$ et $(R_s)_{20/8} = 0.11 m\Omega$, il vient:

$$\begin{cases} ((P_{cu})_{h1})_{20/8} = 8.45 \cdot 10^{-13} N_r^4 \\ ((P_{cu})_{h3})_{20/8} = 7 \cdot 10^{-13} N_r^4 \\ ((P_{cu})_{h1,3})_{20/8} = 3.8 \cdot 10^{-13} N_r^4 \\ ((P_{cu})_{h1})_{12/8} = 1.88 \cdot 10^{-13} N_r^4 \end{cases} \quad (2.94)$$

La figure 2.39 présente la comparaison des pertes cuivre pour les deux machines. A ce niveau il

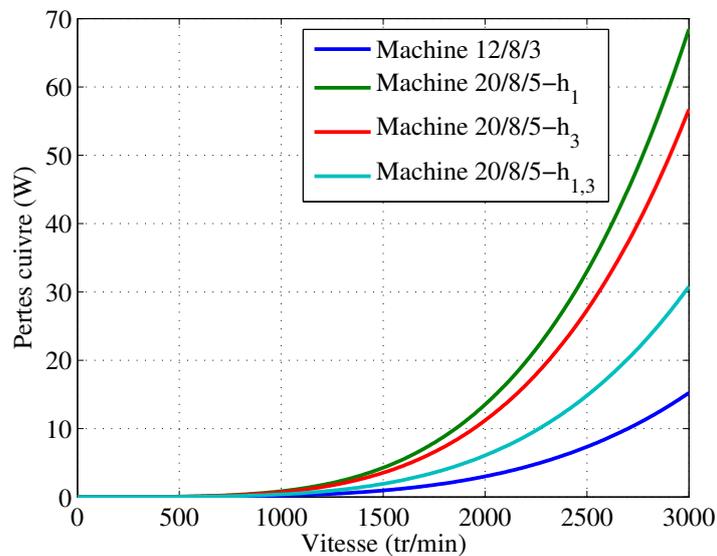


Figure 2.39 – Pertes cuivre pour les deux machines 20/8/5 et 12/8/3 pour le profil d’hélice

apparaît que la machine 12/8/3 présente moins de pertes cuivre. Cela s’explique du fait d’une résistance plus faible liée à une surface d’encoche plus grande. Toutefois, l’approche des pertes cuivre pour calculer le rendement global n’est pas suffisante, puisqu’il faut prendre en compte les pertes dans les aimants. Les pertes cuivre supplémentaires dans la machine 20/8/5 ne constituent pas un problème dans la mesure où la chaleur résultante de ce type de pertes est évacuée facilement par refroidissement.

2.4.3.3.2 Calcul des pertes dans les aimants dans les deux machines 12/8/3 et 20/8/5 : Comparaison avec le calcul analytique

Les deux machines dans cette partie assurent la propulsion d’une hélice dont le profil est déjà défini dans la partie précédente. Le but est d’appliquer le modèle analytique déjà élaboré pour estimer les pertes dans les aimants dans les deux machines 20/8/5 et 12/8/3 suite à leur alimentation par des courants assurant le couple demandé en fonction de la vitesse de rotation. La figure 2.40(a) montre la comparaison entre le calcul analytique et le calcul en éléments finis des pertes aimants dans les deux machines. Il apparaît que le modèle analytique permet d’estimer correctement les tendances pour les pertes dans les aimants.

La première conclusion à tirer de cette étude, est que le fonctionnement de la machine 20/8/5 avec l’harmonique de rang 3, présente un défaut majeur, se manifestant par les valeurs élevées des pertes dans les aimants. Comparant ces pertes avec celles de la machine 12/8/3, on voit que cette dernière

admet légèrement plus de pertes jusqu'à la vitesse 2000 tr/min, mais qu'une fois cette vitesse dépassée, la machine 20/8/5 n'est plus intéressante si on considère uniquement l'alimentation par l'harmonique de rang 3.

Par contre, la stratégie d'alimentation bi-harmonique et celle avec le premier harmonique de courant de la machine 20/8 sont plus avantageuses du point de vue pertes dans les aimants dans la plage de vitesse où le profil couple/vitesse est défini. L'examen des pertes totales montre que la machine 12/8 génère plus de perte que la machine 20/8 alimentée en mode h_1 et à peu près le même niveau de pertes en cas d'alimentation en mode $h_{1,3}$. Ceci étant dans le cas de l'alimentation avec stratégie $h_{1,3}$ l'évacuation de la chaleur sera plus aisée pour la machine 20/8 que pour la machine 12/8 dont le siège principal des pertes se situe au rotor, plus difficile à refroidir. De ce fait, le remplacement de la machine 12/8/3 par une machine 20/8/5 apparaît comme intéressant afin d'éviter des pertes importantes dans les aimants, si les stratégies adéquates et certes plus complexes d'alimentation pour la machine 20/8/5 (h_1 et $h_{1,3}$) sont adoptées.

Par conclusion, les pertes totales ne sont pas le seul critère à considérer quand on compare deux machines, c'est aussi la répartition des pertes entre les différentes parties conductrices de la machine, qui permet de juger la performance de chaque machine. Les pertes dans les aimants sont plus critiques que les pertes cuivre, du fait leur influence directe sur la magnétisation des aimants et par suite la compacité de la machine.

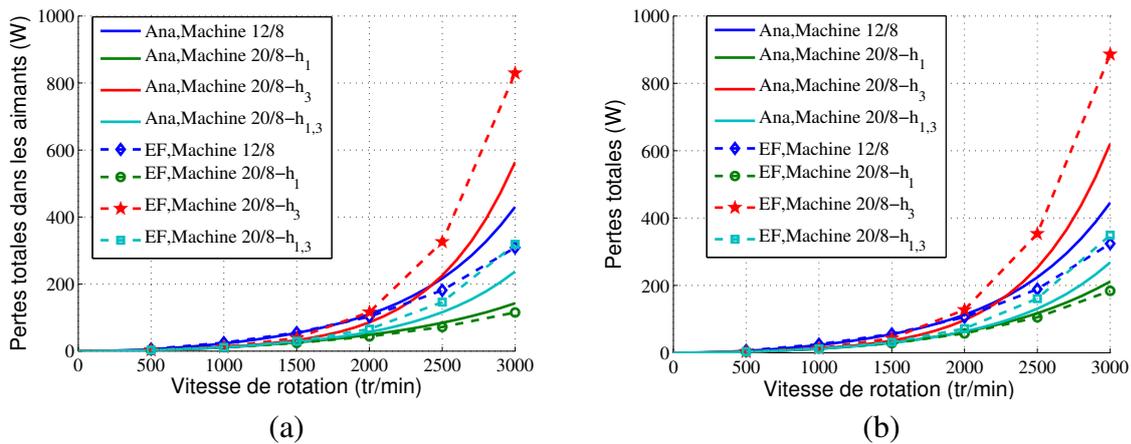


Figure 2.40 – (a) Comparaison des pertes dans les aimants (b) Pertes totales dans les deux machines

2.4.4 Loi de comportement des pertes dans les aimants dans la zone de défluxage

Le modèle des pertes établi précédemment ne dépend que des amplitudes des courants injectés dans la machine. L'effet des déphasages φ_1 et φ_3 entre le courant et la f.é.m n'est pas présent dans ce modèle. En effet, l'étude dans [92] montre que le modèle analytique proposant la superposition entre les pertes à vide et les pertes dues à la force magnétomotrice, n'est précis que pour un déphasage nul entre la force électromotrice et le courant. Dans le même travail, on montre que l'introduction d'un déphasage entre le courant et la force électromotrice, soit dans le sens de défluxage ou renforcement de flux, aboutit à une réduction ou une augmentation respectivement des pertes dans les aimants. Ce fait est dû principalement, au fait que la procédure de défluxage/renforcement de flux modifie le contenu harmonique du champ de l'entrefer par rapport à l'hypothèse de déphasage nul, et par suite les aimants sont exposés à un champ magnétique différent.

Les auteurs dans [92] évoquent des termes supplémentaires dépendant principalement du déphasage entre la force électromotrice et le courant, qui viennent modifier le modèle des pertes et le rend plus précis et adapté pour plus de points de fonctionnement de la machine. Suite à cette “correction” du modèle, on voit que le modèle analytique, sans le déphasage introduit, sous/sur-estime les pertes selon le déphasage (fluxant ou défluxant respectivement) de +/-15% respectivement. Cela prouve enfin que l’hypothèse des pertes constantes pour la même densité du courant, indépendamment de déphasage, n’est pas aberrante.

Par conséquent, à haute vitesse quand la limite de tension est bien atteinte, le modèle des pertes utilisé dans la section précédente devrait être modifié de façon à prendre en compte ce déphasage entre la force électromotrice et le courant. Dans ce contexte du travail, il faut plutôt parler du déphasage entre le courant et la force électromotrice de chaque machine fictive. L’objectif est de pouvoir calculer les pertes dans les aimants en fonction de déphasage pour chaque stratégie de contrôle de la machine. Pour chaque harmonique d’alimentation, les pertes dans les aimants sont calculées par éléments finis pour différentes valeurs des densités de courant et différentes valeurs de déphasage.

2.4.4.1 Pertes dans les aimants en alimentant la machine principale

Le calcul en éléments finis des pertes dans les aimants pour différentes valeurs de I_h et ϕ_1 mène à la figure 2.41 ,où on représente les différentes valeurs des pertes. Les densités du courant varient $1A/mm^2$ et $20A/mm^2$. Le déphasage entre la force électromotrice de la machine principale et le courant varie entre $-\pi$ et π . La vitesse de rotation pour les calculs effectués est égale à 2000tr/min, ce qui correspond à une fréquence d’alimentation de 133.3 Hz. La figure 2.41 montre que les pertes dans les

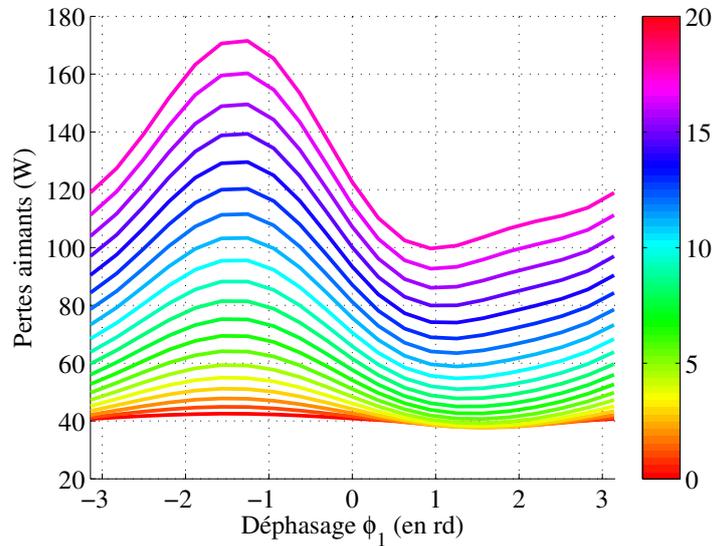


Figure 2.41 – Pertes dans les aimants suite à une alimentation par le premier harmonique du courant, vitesse 2000 tr/min

aimants sont périodiques. De ce fait, il est possible de développer ces pertes en série de Fourier. Ces pertes dépendant principalement de la densité de courant injectée, du déphasage ϕ_1 et de la fréquence d’alimentation. Étant donné que la fréquence est fixe dans ce cas, le développement des pertes en série de Fourier s’écrit:

$$(P_{pm})_{h1}(J_{s,h1}, f = 133.3) = P_0(J_{s,h1}) + \sum_{h=1}^{\infty} P_h(J_{s,h1} \cos[h\phi_1 + \alpha_h(J_{s,h1})]) \quad (2.95)$$

$J_{s,h1}$ est la densité du premier harmonique du courant. La décomposition spectrale des courbes dans la figure 2.41 montre qu'il suffit de développer l'équation précédente 2.95 jusqu'à l'ordre 1. De ce fait, cette équation s'écrit sous la forme :

$$(P_{pm})_{h1}(J_{s,h1}, f = 133.3) = P_0(J_{s,h1}) + P_1(J_{s,h1}) \cos[\varphi_1 + \alpha_1(J_{s,h1})] \quad (2.96)$$

On repère la variation de chaque terme en fonction de la densité du courant. Les figures 2.42 présentent la variation de chaque coefficient de l'équation 2.96 en fonction de la densité du courant injecté dans la machine.

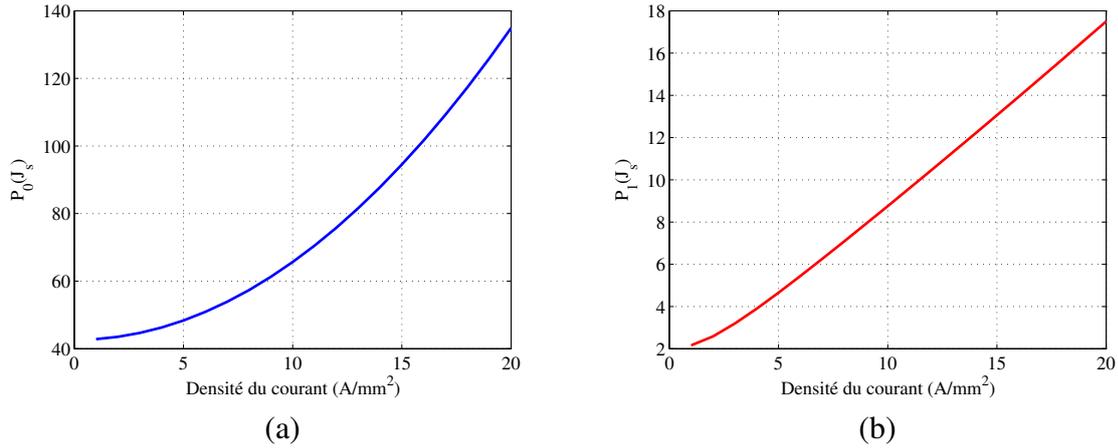


Figure 2.42 – (a) Variation de la fonction $P_0(J_{s,h1})$ en fonction de la densité du courant $J_{s,h1}$ du troisième harmonique. (b) Variation du coefficient $P_1(J_{s,h1})$ en fonction de la densité du courant du troisième harmonique $J_{s,h1}$.

Comme on peut observer dans la figure 2.42, les deux coefficients, nécessaires à l'évaluation des pertes s'écrivent sous la forme donnée par l'équation 2.97. La variation de $P_0(J_{s,h1})$ est parabolique en fonction de la densité du courant du premier harmonique $J_{s,h1}$. De l'autre côté $P_1(J_{s,h1})$ est une droite qui passe par l'origine, sa quantité représente 10% des pertes pour chaque valeur du courant.

$$\begin{cases} P_0(J_{s,h1}) = (C_0)_{h1} + (C_1)_{h1} J_{s,h1}^2 \\ P_1(J_{s,h1}) = (C_2)_{h1} J_{s,h1} \end{cases} \quad (2.97)$$

De plus, quelque soit la densité du courant injecté dans la machine, le maximum des pertes est atteint à l'angle $\varphi_1 = -1.25rd$, d'où $\alpha_1(J_{s,h1}) = 1.25$. C'est avec cette équation qu'on peut avoir une idée globale sur les pertes développées dans la machine suite à une alimentation avec un premier harmonique du courant. Enfin, l'erreur d'estimation de cette approche sera étudiée dans la section 2.4.4.3

2.4.4.2 Pertes dans les aimants en alimentant la machine secondaire

La même procédure pour calculer les pertes dans la machine principale est aussi adoptée pour trouver la cartographie des pertes dans les aimants suite à l'alimentation de la machine secondaire. Les pertes sont aussi périodiques en fonction de φ_3 , elles peuvent être développées en série de Fourier identiquement à l'équation 2.96. Par conséquent, dans le cas de l'alimentation en troisième harmonique du courant on a :

$$(P_{pm})_{h3}(J_{s,h3}, f = 400) = P_0(J_{s,h3}) + P_1(J_{s,h3}) \cos[\varphi_3 + \alpha_3(J_{s,h3})] \quad (2.98)$$

Le développement en série de Fourier jusqu'à le premier ordre est justifié par la forme quasiment sinusoïdale de la variation des pertes en fonction du déphasage φ_3 comme montre la figure 2.43. La

fréquence dans ce cas est égale à 400 Hz (3 fois celle pour l'alimentation en troisième harmonique).

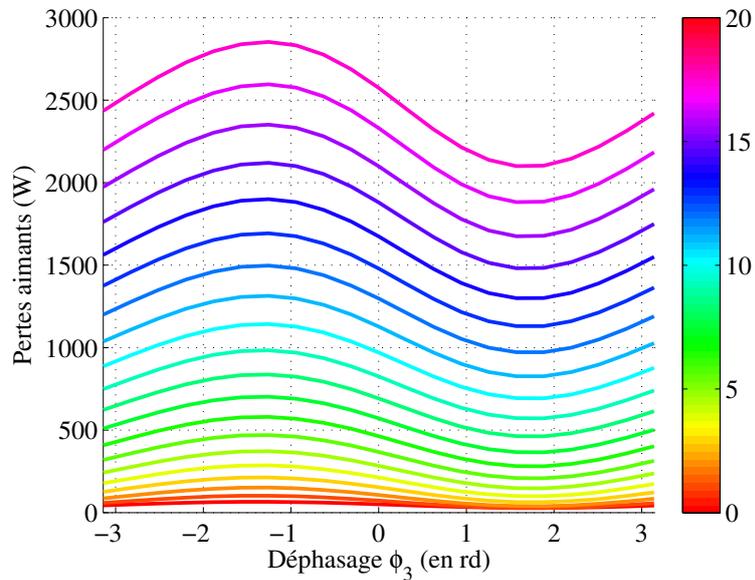


Figure 2.43 – Pertes dans les aimants suite à une alimentation par le troisième harmonique du courant, vitesse 2000 tr/min

De même que la démarche effectuée dans la section précédente, les fonctions $P_0(J_{s,h3})$ et $P_1(J_{s,h3})$ varient paraboliquement et linéairement en fonction de la densité de courant du troisième harmonique $J_{s,h3}$ respectivement, comme illustré dans la figure 2.44. De la même manière que l'équation 2.97, ces fonctions sont exprimées donc par l'équation suivante:

$$\begin{cases} P_0(J_{s,h3}) = (C_0)_{h3} + (C_1)_{h3} J_{s,h3}^2 \\ P_1(J_{s,h3}) = (C_2)_{h3} J_{s,h3} \end{cases} \quad (2.99)$$

Les pertes dues à l'harmonique du rang 3 sont encore 15 fois supérieure à celles dues à l'injection de

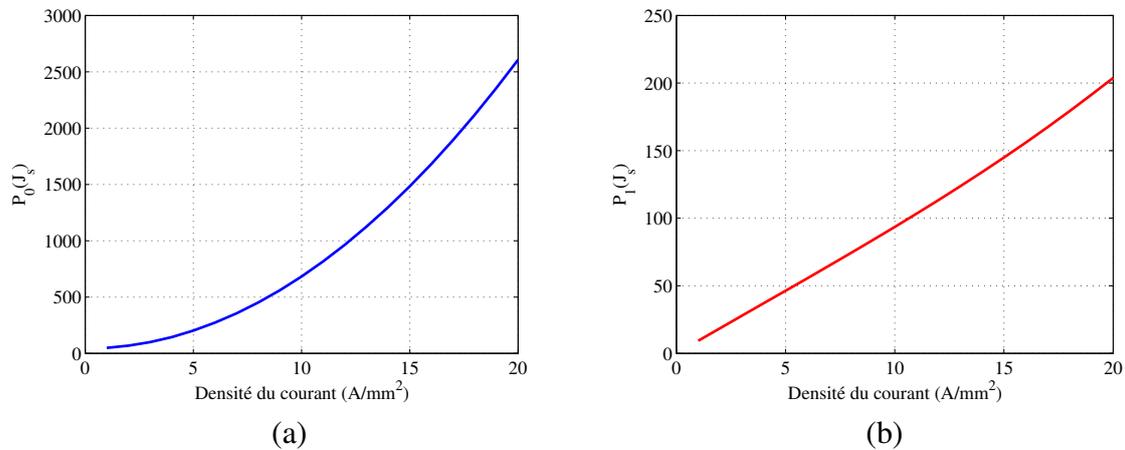


Figure 2.44 – (a) Variation de la fonction $P_0(J_{s,h3})$ en fonction de la densité du courant $J_{s,h3}$ du troisième harmonique. (b) Variation de la variation $P_1(J_{s,h3})$ en fonction de la densité du courant du troisième harmonique $J_{s,h3}$.

l'harmonique 1. Ces calculs prouvent de nouveau l'impact négatif de cet harmonique sur les aimants.

La comparaison entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5 précédemment effectuée montre l'importance d'éviter l'injection de cet harmonique seul dans la machine.

Le tableau 2.7 donne les coefficients $(C_0)_h$, $(C_1)_h$ et $(C_2)_h$ ainsi que l'angle α_h pour chaque stratégie de contrôle. Une régression linéaire permet de calculer les coefficients directeurs des droites obtenues (C_2) et les coefficients du parabole $(C_1)_h$. $(C_0)_h$ est le terme qui représente les pertes à vide dans la machine $(P_{pm}0)$, il est identique pour les deux stratégies d'alimentation. L'angle de déphasage α_h pour laquelle les pertes dans les aimants sont maximales est également identique entre les deux stratégies de contrôle.

Alimentation \ Coefficient	$(C_0)_h$	$(C_1)_h$	$(C_2)_h$	α_h (rd)
$h = 1$	42.61	0.23	1.656	1.25
$h = 3$	42.61	6.417	19.52	1.25

Table 2.7 – Coefficients du modèle de comportement des pertes dans les aimants pour les deux stratégies d'alimentation (vitesse 2000 tr/min).

Une fois que le modèle établi, il suffit maintenant de le comparer avec les calculs éléments finis, pour s'assurer que la précision du modèle est acceptable. Dans la figure 2.45, on montre la comparaison entre le modèle de comportement et le calcul en éléments finis. La comparaison se fait pour 4 densités du courant (5,10,15 et 20A/mm²). Les résultats montrent une bonne concordance entre les résultats. On remarque l'existence d'un écart entre les deux modèles, notamment au niveau de

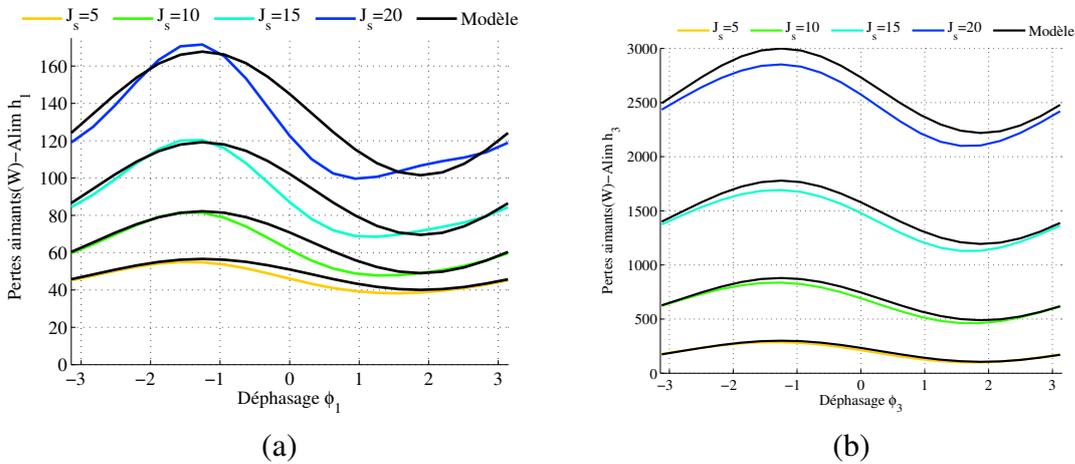


Figure 2.45 – Comparaison entre le loi de comportement et le modèle éléments finis pour une alimentation. (a) Alimentation en premier harmonique. (b) Alimentation en troisième harmonique

l'alimentation par l'harmonique 1 du courant. La précision peut être amélioré en augmentant l'ordre de développement en série de Fourier des fonctions des pertes.

2.4.4.3 Pertes dans les aimants en alimentant les deux machines fictives

Dans le cas d'une alimentation bi-harmonique de la machine, il n'est pas possible pratiquement de déterminer les pertes dans les aimants en fonction de la densité des courants, vu que pour chaque valeur de J_s , il existe une infinité de répartition entre les deux harmoniques 1 et 3. Contrairement au cas de l'alimentation mono-harmonique où les pertes dépendent uniquement de la densité des courants et du déphasage, elles dépendent de quatre variables (courant et déphasage de chaque machine fictive)

dans le cas d'une alimentation bi-harmonique.

La question à laquelle on va répondre dans cette partie est celle de la détermination de la loi de comportement des pertes dans les aimants avec une alimentation bi-harmonique. On examinera s'il y a une relation qui existe entre la loi de comportement lors de cette alimentation bi-harmonique et les deux lois de comportement correspondante à l'alimentation mono-harmonique. La construction d'une cartographie, selon l'approche utilisée précédemment va aboutir à des calculs en éléments finis très volumineux. Si on considère uniquement 10 valeurs pour chaque variable, on a besoin de 10000 simulations en éléments finis pour construire cette cartographie des pertes. Cette approche est donc abandonnée pour ce type d'alimentation.

Le modèle analytique précédemment présenté (voir équation 2.91), prédit que la superposition des pertes provoquées par chaque harmonique du courant séparément est suffisante pour construire la loi de comportement dans le cas d'alimentation bi-harmonique. En effet, ce modèle étant bien utilisé dans l'hypothèse MTPA, il faut aussi tester sa validité dans le cas où un déphasage existe entre la force électromotrice et le courant.

Dans un premier temps, il faut tester la validité de la superposition, en utilisant uniquement des valeurs issues du calcul en éléments finis. On considère alors un ensemble de points aléatoires de coordonnées $[I_1 \ \varphi_1 \ I_3 \ \varphi_3]$ générés dans l'espace de 4 dimensions. Ces points sont simulés par éléments finis et les résultats des pertes sont comparés avec les pertes issues de deux vecteurs $[I_1 \ \varphi_1 \ 0 \ 0]$ et $[0 \ 0 \ I_3 \ \varphi_3]$. Un ensemble de 850 points aléatoires sont considérés dans cette simulation. Ces points sont choisis aléatoirement tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} 1A/mm^2 \leq J_{s,h1} \leq 20A/mm^2 \\ 1A/mm^2 \leq J_{s,h3} \leq 20A/mm^2 \\ \sqrt{J_{s,h1}^2 + J_{s,h3}^2} \leq 20A/mm^2 \\ -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \\ -\pi \leq \varphi_3 \leq \pi \end{array} \right. \quad (2.100)$$

Notons que lorsqu'on effectue la somme entre les pertes dues au vecteur $[I_1 \ \varphi_1 \ 0 \ 0]$ et celles dues au vecteur $[0 \ 0 \ I_3 \ \varphi_3]$, l'effet d'encoche sera considérée deux fois, par suite il faut retrancher cette valeur lors de la comparaison. La figure 2.46 (b) montre la distribution des pertes et la comparaison avec la somme des pertes. Les résultats montre clairement la possibilité de considérer que les pertes totales dues à une alimentation bi-harmonique est la somme des pertes engendrées par chaque harmonique de courant lors de l'alimentation mono-harmonique. La première figure 2.46(a) représente la répartition des courants entre le premier harmonique et la troisième harmonique des points simulés avec leur déphasage correspondant.

Ce résultat est intéressant dans le sens où elle facilite l'analyse des machines à pôles lisses. La théorie de l'indépendance magnétique de deux machines fictives pourrait être poursuivie pour l'évaluation des pertes dans les aimants. Ce résultat vient valider la tendance du modèle analytique utilisé dans la section précédente qui confirme également cette propriété.

Une fois assuré que la superposition des pertes est adéquate pour le calcul des pertes totales pour une alimentation bi-harmonique, il est possible d'établir le modèle de comportement des pertes dans les aimants à partir du modèle de comportement des pertes pour une alimentation mono-harmonique

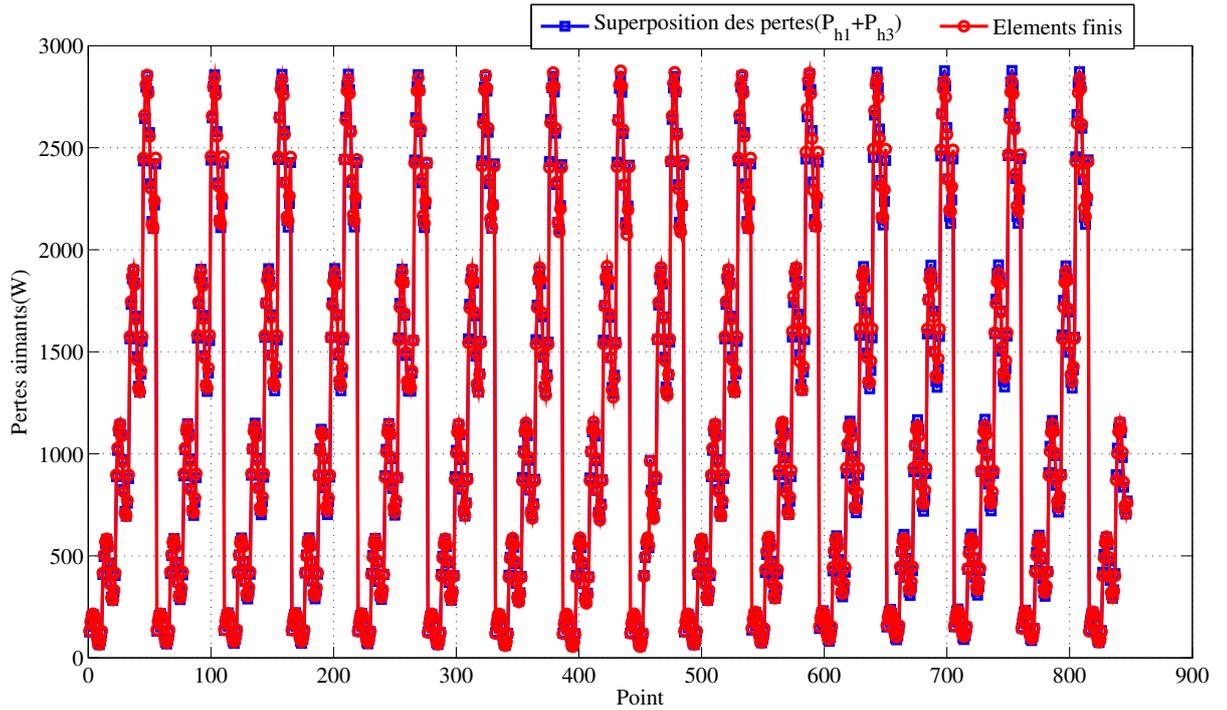


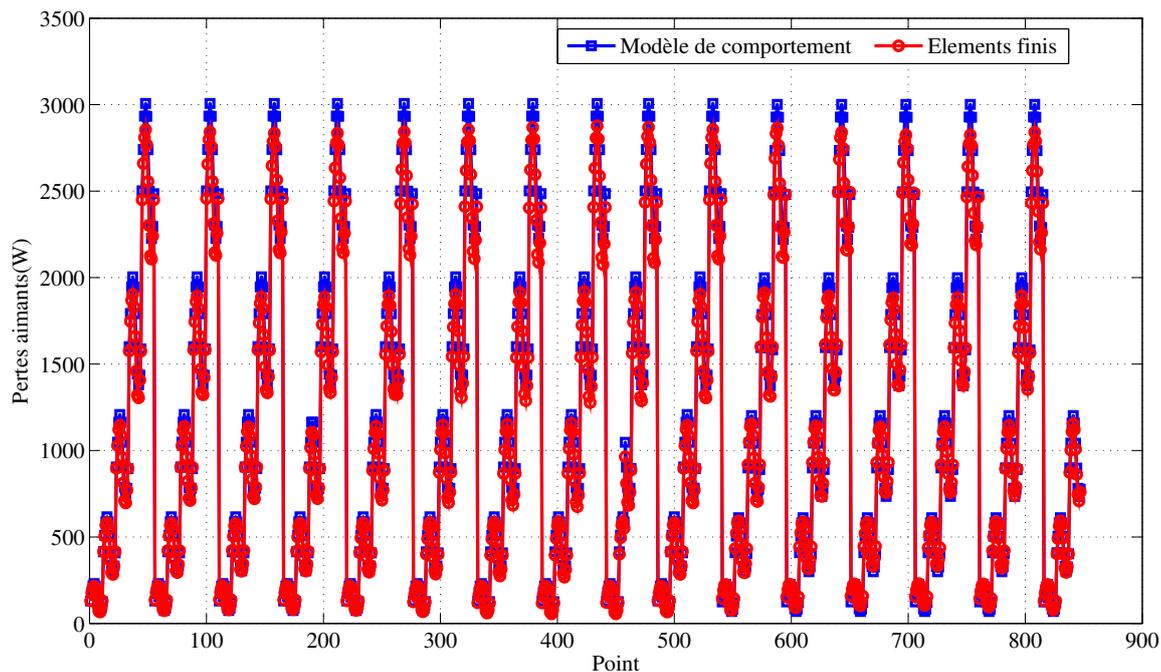
Figure 2.46 – Comparaison entre le modèle de superposition des pertes avec les pertes calculés en éléments finis.

du courant à une vitesse de rotation donnée. Ce modèle s'écrit donc :

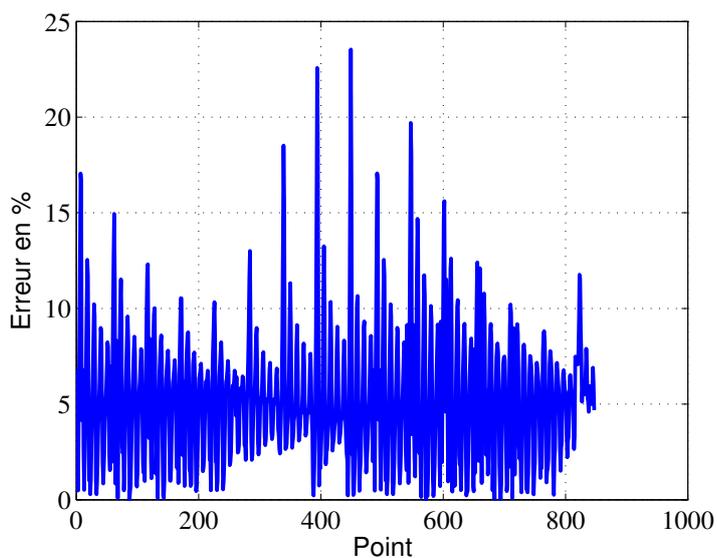
$$(P_{pm})_{h1,3} = (P_{pm})_0 + (C_1)_{h1} J_{s,h1}^2 + (C_1)_{h3} J_{s,h3}^2 + (C_2)_{h1} J_{s,h1} \cos(\varphi_1 + \alpha_1) + (C_2)_{h3} J_{s,h3} \cos(\varphi_3 + \alpha_3) \quad (2.101)$$

Ce modèle est valable quelque soit la fréquence d'alimentation de la machine. La figure 2.47 montre également la comparaison entre ce modèle de comportement dans l'équation 2.101 et les simulations en éléments finis. La valeur moyenne de l'erreur avec ce modèle de comportement ne dépasse pas le 5% en considérant tous les points simulés. Parmi les points de fonctionnement simulés, il existe 15 points où l'erreur dépasse la valeur de 15%. En examinant les valeurs des pertes de ces points, on observe que ces points correspondent à de faibles valeurs de pertes. En effet, les valeurs des pertes sont inférieures à 120 W, la densité du courant de chaque harmonique du courant ne dépasse pas le 4A/mm². On remarque également que la moitié des points présentent une erreur inférieure à 5%.

L'importance de la prise en compte des pertes dans les aimants par un modèle de comportement est la possibilité d'introduire ce modèle lors de la synthèse de commande optimisée de la machine. Classiquement, ce sont uniquement les pertes cuivre qui sont prises en compte lors de cette synthèse. Avec ce modèle de comportement, où les pertes dans les aimants dépendent encore de la densité du courant, il est possible d'élaborer une stratégie de contrôle avec un maximum de couple et minimum de pertes dans les aimants ou de pertes totales. Le degré de liberté supplémentaire dans le contrôle, disponible dans cette machine, permet d'optimiser le contrôle de la machine sous différentes contraintes, notamment les pertes. Ce modèle permet donc d'éviter les vecteurs courants provoquant des échauffements importants au niveau des aimants.



(a)



(b)

Figure 2.47 – (a) Comparaison entre le modèle de comportement et les résultats éléments finis (b) Erreur en % entre le modèle du comportement et le calcul en éléments finis.

2.4.4.4 Variation des pertes dans les aimants en fonction de la vitesse de rotation

Dans le modèle de comportement des pertes établi dans les sections précédentes la vitesse était de 2000 tr/min. Le fonctionnement de la machine à différentes vitesses de rotation nécessite la détermination de ces pertes sur différentes vitesses de rotation. Dans la section 2.4.2.2.2, la variation des pertes dues aux effets d'encoche en fonction de la vitesse de rotation a été déterminée. Dans cette partie, on va procéder aux calculs des pertes dues aux harmoniques à la force magnétomotrice aux différentes vitesses de rotation.

Analytiquement, l'équation 2.85, montre que la variation des pertes est fonction carré de la vitesse relative des harmoniques. Or, cette dernière s'exprime linéairement en fonction de la fréquence d'alimentation (voir équation 2.75), par conséquent les pertes dues à la force magnétomotrice est une fonction carrée de la vitesse de rotation de la machine. Cependant, le modèle analytique prévoit une partie du modèle de comportement: c'est la partie indépendante du déphasage entre la force électromotrice et le courant donnée par $(P_{pm})_0 + (C_1)_{h1}^2 J_{s,h1}^2 + (C_1)_{h3}^2 (J_{s,h3})$, mais la partie dépendante du déphasage est absente. De ce fait, il est judicieux d'examiner ces variations en fonction de la vitesse de rotation par un calcul en éléments finis.

On sait déjà, d'après l'équation 2.65 que la variation des pertes à vide est fonction de $N_r^{1.81}$. Il reste donc à déterminer la variation en fonction de la vitesse de l'autre partie du modèle de comportement. Pour cela, on choisit 3 vecteurs du courant qui correspondent à trois points de fonctionnement de la machine et simulés en éléments finis à des vitesses de 4000, 8000 et 12000 tr/min. Ensuite, on retranche la partie concernant les pertes à vide, pour distinguer la partie des pertes dues uniquement à la force magnétomotrice. La figure 2.48 présente donc la variation des ces pertes, avec la courbe de régression qui régit la variation des ces pertes. Contrairement au modèles analytiques où la variation de toutes les pertes est en fonction du carré de la vitesse, le modèle du comportement issu du modèle éléments finis, vient confirmer que la variation des pertes dues à la force magnétomotrice est fonction de $N_r^{1.62}$.

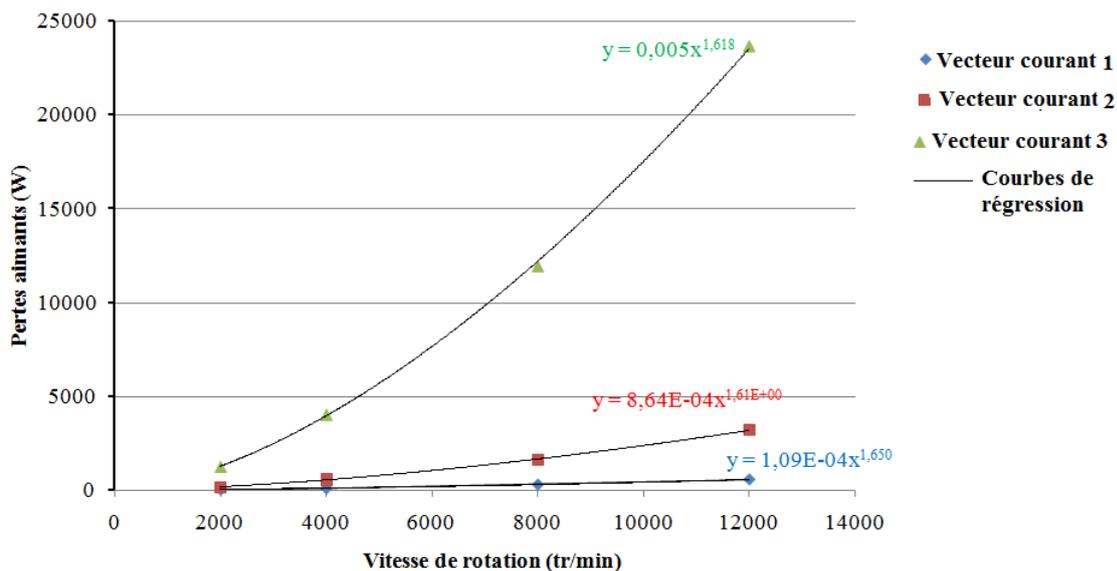


Figure 2.48 – Variation des pertes dans les aimants pour quelques vecteurs courants en fonction de la vitesse de rotation (hors des pertes à vide)

Il est possible, en se basant sur les résultats précédemment exhibés, d'établir un modèle de comportement des pertes dans les aimants quelque soit l'amplitude du courant, leur déphasage par rapport à la force électromotrice et la vitesse de rotation (i.e. la fréquence d'alimentation). Ce modèle est donné par l'équation 2.102, et il apporte des corrections aux modèles analytiques où la variation des pertes est fonction carré de la vitesse et indépendante du déphasage. Cela permet d'éviter les surestimations importantes des pertes à haute vitesse. Ce modèle est encore indispensable quand les pertes dans les aimants interviennent dans la synthèse du contrôle à haute vitesse. Comme C_0 est le terme qui représente les pertes dans les aimants à vide, sa variation en fonction de la vitesse est fonction de $N_r^{1.81}$, comme montrée dans l'équation 2.4.2.2.2, le modèle de comportement global s'écrit de la

forme suivante:

$$(P_{pm})_{h1,3}(J_{s,h1}, J_{s,h3}, \varphi_1, \varphi_3, N_r) = C_0 \frac{N_r^{1.81}}{2000^{1.81}} + \frac{N_r^{1.62}}{2000^{1.62}} \begin{bmatrix} (C_1)_{h1} J_{s,h1}^2 + (C_1)_{h3} J_{s,h3}^2 + \\ (C_2)_{h1} J_{s,h1} \cos(\varphi_1 + \alpha_1) + \\ (C_2)_{h3} J_{s,h3} \cos(\varphi_3 + \alpha_3) \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

2.5 Caractéristiques couple/vitesse de la machine 20/8/5 à aimants déposés

La particularité de la machine 20/8/5 avec les deux machines fictives présentant la même capacité de production du couple, aboutit à une autre fonctionnalité intéressante déduite de la stratégie d'alimentation de la machine. En effet, les deux machines fictives sont capables de produire un couple à partir des deux harmoniques p et $3p$ respectivement. Ce qui fait que la machine se comporte à la fois comme une machine à p ou $3p$ paires des pôles, selon la stratégie d'alimentation [98][99].

Ce changement de la polarité de la machine selon la commande peut être qualifié de "commutation électronique des pôles". Les techniques connues de la commutation électronique de pôles sont déjà utilisées [100][101][5][102][58][103][6], et basés sur différents principes qui utilisent tous des circuits supplémentaires pour assurer la commutation des pôles comme montré dans la section 1.4 ; la particularité de la machine 20/8/5, est que la polarité est imposée par l'onduleur et sa commande. En fonction du rang de l'harmonique de courant, on bascule d'une polarité à l'autre entre les deux polarités de la machine sans circuit de puissance supplémentaire avec même la particularité de travailler sur deux polarités simultanément.

Pour préciser cette fonctionnalité dans la machine, on s'intéresse à la caractérisation de la machine dans le plan (*Couple, vitesse*). Comme le couple total de la machine est la somme des couples produits par les deux machines fictives, cette caractérisation en considérant des commandes optimales permet d'observer la variation de la polarité dans ce plan couple/vitesse. Ainsi, à une vitesse donnée, la machine possède la polarité de la machine fictive permettant de contribuer le plus au couple à pertes données. Dans ce contexte, on cherche tout d'abord l'enveloppe des caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse qui représentent respectivement le couple maximal et la puissance maximale que la machine peut produire. Ensuite, on s'intéresse à la recherche d'une caractéristique particulière qui correspond à une puissance maximale constante à haute vitesse. Les paramètres de la machine sont donnés dans le tableau 2.8

2.5.1 Enveloppe des caractéristiques couple/vitesse de la machine

Cette partie concerne la recherche du couple et puissance maximaux de la machine, ces grandeurs sont limitées par les contraintes thermiques de la machine. Ces contraintes se traduisent classiquement par une contrainte au niveau des pertes cuivre uniquement[99]. Cette approche est donc appliquée pour chercher l'enveloppe des caractéristiques couple/vitesse et puissance vitesse.

2.5.1.1 formulation de problème d'optimisation

La recherche de l'enveloppe requiert la résolution de la fonction objectif suivante:

$$\begin{aligned} \min_z \quad & (-t_{em}) \\ & Z_{inf} \leq z \leq Z_{sup} \\ & f_v(z, y) \leq 0 \\ & f_i(z) \leq 0 \end{aligned} \quad (2.103)$$

Table 2.8 – Paramètre de la machine considérée.

Puissance de base	$P_{em} = 7.7kW$
Plage de puissance constante	$[2250rpm - 4500rpm]$
Couple de base	$T_{em,r} = 34.0Nm$
Tension de bus DC	$V_{dc} = 30V$
Courant de base	$I_b = 290A$
Nombre des apires pôles	$p = 4$
S_{pp}	$s_{pp} = 0.5$
Longueur efficace	$L_m = 0.0923m$
Diamètre extérieure	$D_{ext} = 0.209m$
Diamètre d'alésage du stator	$2R_s = 0.1444m$
Épaisseur de culasse statorique	$t_{ys} = 0.011m$
Entrefer mécanique	$g = 0.001m$
Épaisseur de culasse statorique	$t_{yr} = 0.011m$
Épaisseur des aimants	$h_m = 3g$
Aimantation rémanente	$B_r = 1.17T$
Largeur d'encoche (τ_s , Pas de dent)	$0.5\tau_s$
Ouverture d'encoche	$0.25\tau_s$
Épaisseur du bec d'encoche	$t_{sc} = 0.001m$
Profondeur d'encoche	$d_s = 0.0205m$
Densité linéique du courant	$A_L = 25.6 \times 10^3 A/m$
Densité du courant	$j_s = 5 \times 10^6 A/m^2$

Les fonctions f_v et f_i sont données dans les équations 2.21 et 2.19. L'expression du couple est donnée également par l'expression 2.22.

2.5.1.2 Résolution de problème d'optimisation correspondant à la recherche de l'enveloppe des caractéristiques couple/vitesse

Le but alors de trouver la répartition entre les courants fictifs à basse vitesse permettant de maximiser le couple et à haute vitesse celle respectant la limite de tension disponible admettant 15 V ($V_{dc}/2$) comme valeur crête.

La figure 2.49 donne la valeur du couple maximum couple atteint par la machine sur la plage de vitesse . L'effet de commutation de pôle est observé dans la machine , du fait que la machine secondaire contribue principalement à la production du couple à basse vitesse, par contre à haute vitesse, c'est la machine principale qui contribue significativement à la production du couple. La répartition de courant entre les deux machines fictives est donnée dans la figure 2.49. Cette répartition est exprimée dans le repère de Park [$o \ d_1 \ q_1 \ d_3 \ q_3$]. Cette transformation, détaillée dans la partie 1.2.6.4 est obtenue par l'application de la matrice de rotation dans le repère de Concordia. Il vient :

$$[I_{o,d_1,q_1,d_3,q_3}] = (P[\theta])^{-1} [CN]^{-1} I_{a,b,c,d,e} \quad (2.104)$$

avec $I_{a,b,c,d,e}$ est le courant exprimé dans le repère statorique. La figure 2.51 montre la projection du courbes dans les deux plans [$d_1 \ q_1 \ d_3$] et [$d_1 \ q_1 \ q_3$]. Le couplage est toujours en étoile, la composante homopolaire est nulle.

La machine secondaire contribuant à une chute de tension importante, est fortement defluxée à haute vitesse afin de respecter la tension du bus disponible pour l'alimentation de la machine. Après cette procédure permettant d'obtenir l'enveloppe, un calcul des caractéristiques pour une puissance

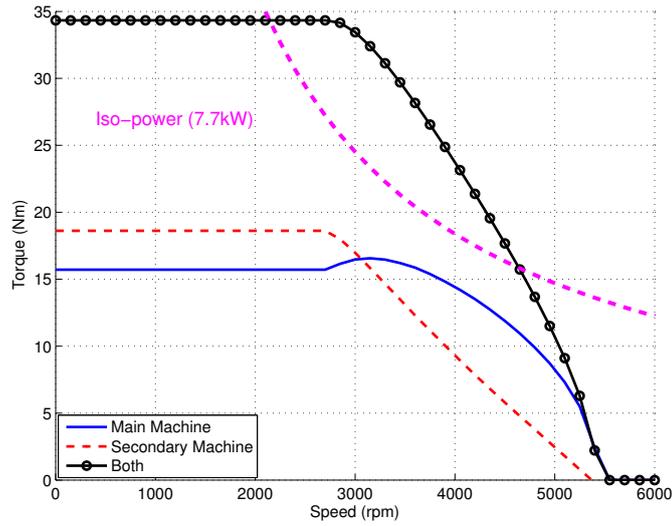


Figure 2.49 – Couple maximum atteint par la machine 20/8/5

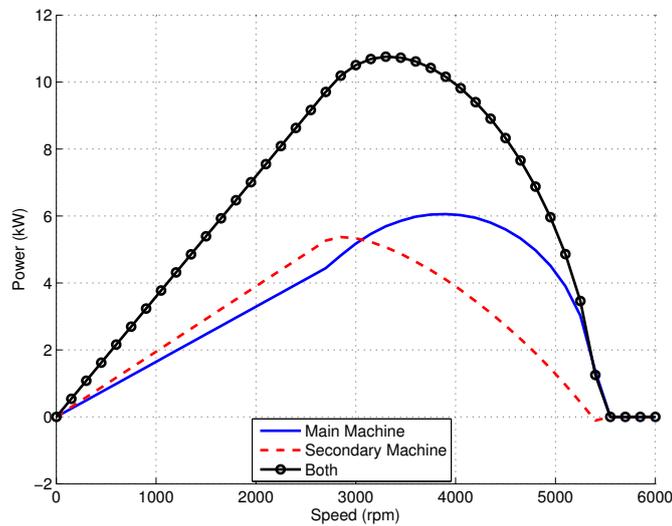


Figure 2.50 – Puissance maximale atteinte par la machine 20/8/5

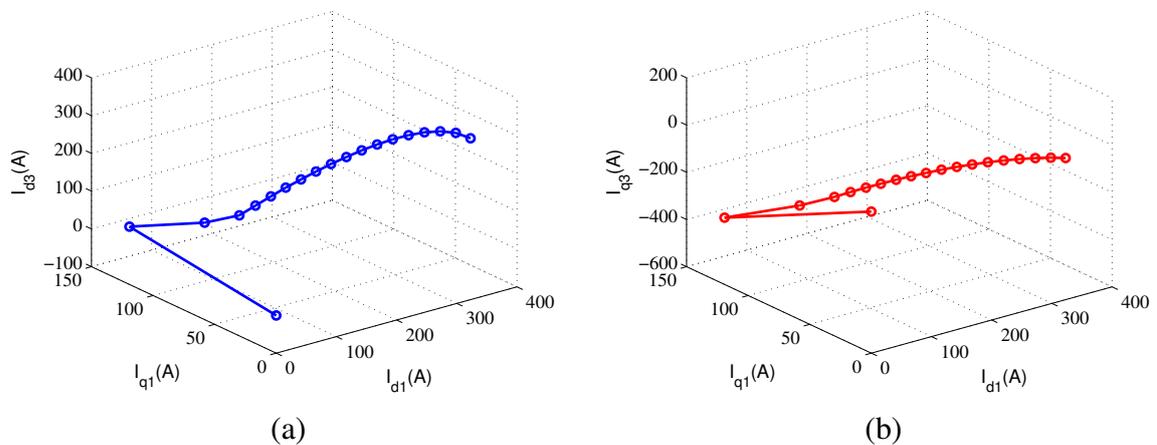


Figure 2.51 – Projection du trajectoire du courant. (a) Dans le plan (d_1, q_1, d_3) . (b) Dans le plan (d_1, q_1, q_3)

constante est ensuite effectué. Cette puissance correspond à une puissance de 7.7kW pour les vitesse supérieures à 2250 tr/min.

2.5.2 Détermination de la caractéristique couple/vitesse pour une puissance constante

La puissance est fixée à 7.7 kW dans la zone de puissance constante entre 2250 tr/min et 4500 tr/min.

2.5.2.1 Résolution de problème d'optimisation correspondant à une puissance constante à haute vitesse

Cette fois-ci il faut modifier la fonction d'optimisation afin de chercher la répartition optimale qui permet de garantir une puissance constante avec un minimum des pertes cuivre (Maximum Torque Per Ampere MTPA). Le caractéristique à basse vitesse est la même que pour la partie précédente, mais à haute vitesse , les caractéristiques sont modifiées dans le but d'obtenir une puissance de 7.7 kW. La fonction d'optimisation s'écrit donc de la forme :

$$\begin{aligned} \min_z \quad & (z_1^2 + z_3^2) \\ & Z_{inf} \leq z \leq Z_{sup} \\ & f_v(z, y) \leq 0 \\ & f_T(z) = 0 \end{aligned} \quad (2.105)$$

Le f_T définit la contrainte en couple ; cette contrainte est donnée par :

$$f_T(z) = T(z) - \frac{P_{em}}{\Omega_r} \quad (2.106)$$

La figure 2.52 montre les caractéristiques couple/vitesse obtenue, où pour une vitesse inférieure à 3200 tr/min, le couple est majoritairement produit par la machine secondaire. Au delà de cette vitesse de rotation, c'est la machine primaire qui contribue plus à la production du couple.

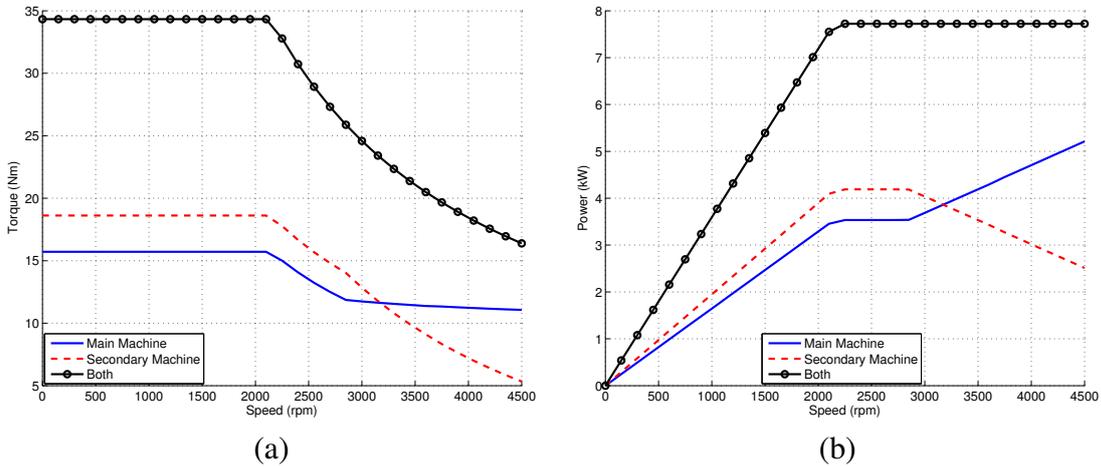


Figure 2.52 – (a) Couple/vitesse pour les machines fictives. (b) Puissance/vitesse

2.5.2.2 Évaluation des pertes dans la machine dans la zone de puissance constante

A cause de la fréquence d'alimentation relativement faible à basse vitesse, les pertes par courants induits résultants de la variation du champ magnétique dans les parties conductrices de la machine sont marginales devant les pertes cuivre. Cependant, dépassant la vitesse de base, la fréquence d'alimentation induit des pertes importantes dans la machine qu'il est préférable de ne pas les négliger, notamment au niveau des aimants. Lors de la recherche classique des caractéristiques couple/vitesse de la machine,

ce sont uniquement les pertes cuivre qui sont prises en compte sur toute la plage de vitesse de la machine, sans prendre les autres pertes dans les aimants et le fer de la machine, en particulier pour $\Omega \geq \Omega_b$.

Il est donc indispensable d'évaluer ces pertes résultantes de la commande optimale de la machine résultante de la minimisation des pertes cuivre afin de juger de leur validité.

La figure 2.53 présente donc les pertes cuivre, fer (détaillé dans la partie 3.3.2 du chapitre 3) et aimants calculées par éléments finis par le logiciel Maxwell 2D. La figure montre que les pertes fer et

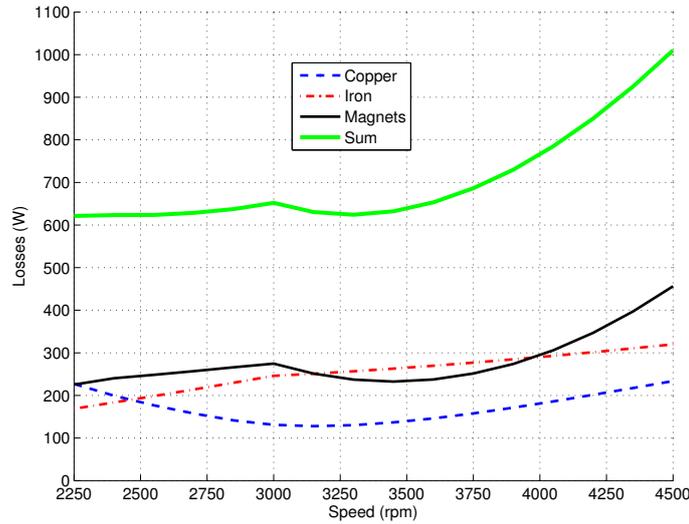


Figure 2.53 – Caractéristique Pertes/Vitesse pour la machine avec la stratégie MTPA.

les pertes dans les aimants sont significatives par rapport aux pertes cuivre. De ce fait, il faut changer la stratégie d'alimentation de la machine de façon à garder le même couple et minimiser les pertes fer et aimants dans la machine.

2.5.3 Nouvelle stratégie de contrôle : Maximum Torque Per Primary Machine

Dans cette partie, le but est d'introduire une nouvelle stratégie d'alimentation afin de conserver le même niveau de couple obtenu dans la partie précédente et en même temps de remédier aux désavantages de la stratégie précédente au niveau des pertes lors de la répartition des polarités p et $3p$ sur la plage de vitesse. Du fait de la topologie de bobinage utilisé, cette machine ne génère pas beaucoup des courants induits avec l'alimentation avec le premier harmonique du courant, la nouvelle stratégie de contrôle à puissance constante, notée MTPPM est calculée de manière à maximiser la contribution de la machine principale dans la production du couple.

2.5.3.1 Formulation de problème d'optimisation correspondante à la nouvelle stratégie d'alimentation

La formulation de problème d'optimisation s'écrit de la forme :

$$\begin{aligned}
 \min_z \quad & -(t_{em})_{h1} \\
 & Z_{inf} \leq z \leq Z_{sup} \\
 & f_v(z, y) \leq 0 \\
 & f_T(z) = 0
 \end{aligned} \tag{2.107}$$

2.5.3.2 Résolution de problème d'optimisation correspondante à la stratégie MTPPM

Les figures 2.54 et 2.55 montre les caractéristiques couple/vitesse et la caractéristique puissance/vitesse de la machine pour la stratégie MTPPM . Avec la nouvelle stratégie de contrôle, le changement de pôle

s'effectue à 2000 tr/min, par conséquent, la plage de vitesse de la machine est divisée moitié-moitié entre les deux polarités p et $3p$. Un autre point remarquable, est que la machine secondaire fonctionne en mode générateur dans le but de faciliter l'augmentation de puissance de la machine principale entre les vitesses 3200 tr/min et 4200 tr/min. Le couple généré par cette machine est un couple de freinage permettant de garder la puissance au niveau de 7.7kW. La machine secondaire génère donc une tension négative opposant à une partie de la tension produite par la machine principale pour garder la tension dans la limite de contrainte définie.

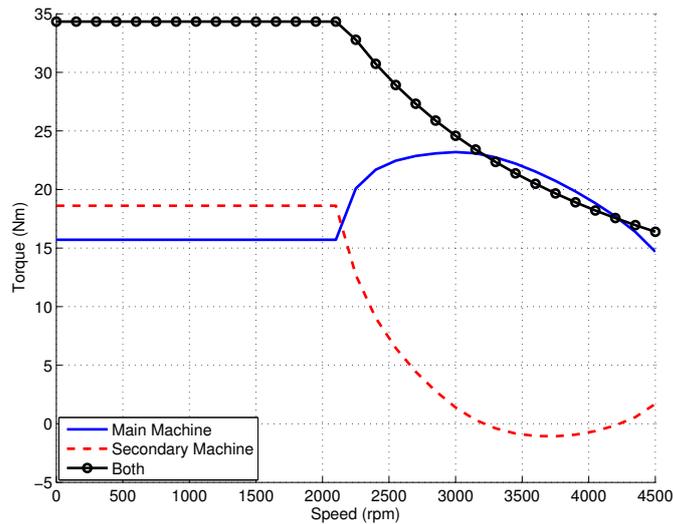


Figure 2.54 – Caractéristique couple/vitesse de la machine 20/8 obtenue avec la stratégie MTPPM

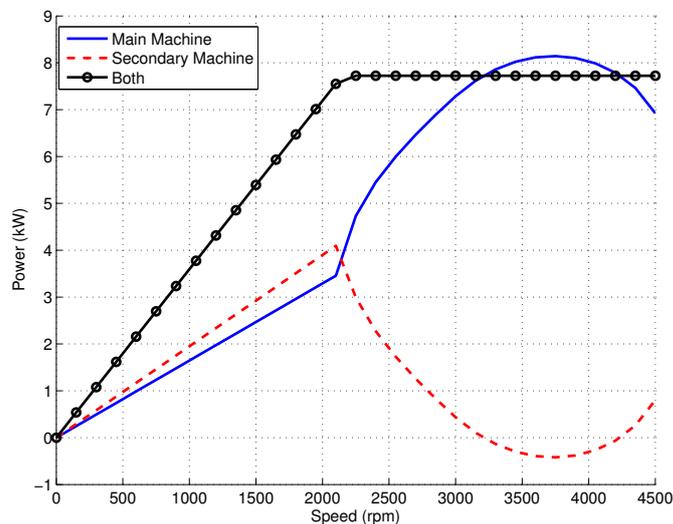


Figure 2.55 – Caractéristique puissance/vitesse de la machine 20/8 obtenue avec la stratégie MTPPM

La répartition du courant dans le repère de Park pour les deux stratégies MTPA et MTPPM est donnée par la figure 2.56. Cette figure illustre le changement de trajectoire dans les deux plans (d_1, q_1, d_3) et (d_1, q_1, q_3) . Cette stratégie de contrôle privilégie le premier harmonique dans la production du couple. L'amplitude du courant de chaque harmonique normalisée par rapport au courant de base est donnée par la figure 2.57. Le remplacement de la stratégie MTPA-CPR par la stratégie MTPPM fait basculer une partie de la densité du courant vers la machine primaire, ce qui aboutit à la réduction des pertes et équitabilité de la répartition des polarités sur la plage de vitesse de la machine.

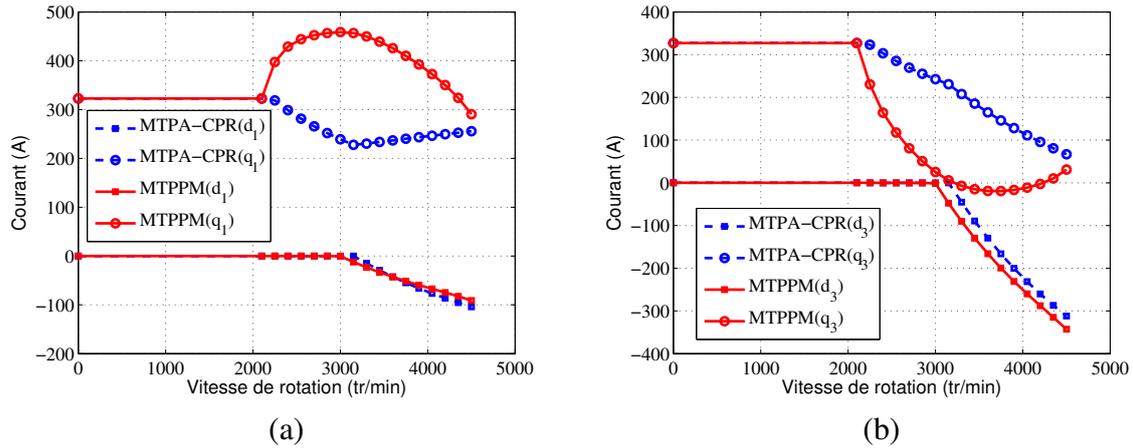


Figure 2.56 – Projection du trajectoire du courant pour les deux stratégies MTPA et MTPPM. (a) Machine principale-Courants I_{d1} et I_{q1} . (b) Machine principale-Courants I_{d3} et I_{q3} .

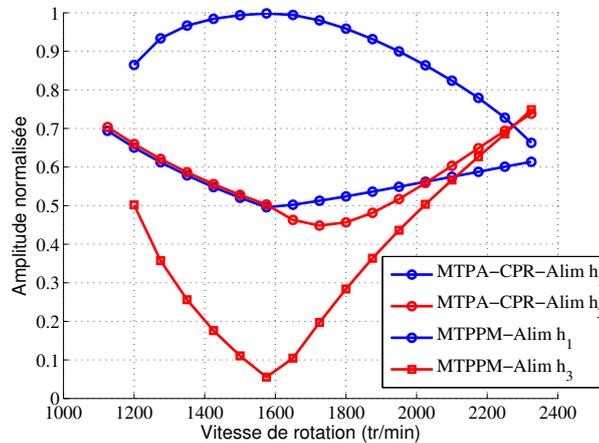


Figure 2.57 – Répartition du courant entre les deux harmoniques du courant pour les deux stratégies de contrôle MTPA-CPR et MTPPM

2.5.3.3 Évaluation des pertes totales dues à la stratégie MTPPM et comparaison au niveau du rendement

Le calcul en éléments finis des pertes pour la machine 20/8/5 est effectué également pour la stratégie MTPPM et les résultats sont donnés dans la figure 2.58. En comparant la figure 2.53, où sont exhibées les pertes relatives au cas de l'alimentation MTPA, on peut observer que cette stratégie d'alimentation possède plus de pertes cuivre qu'avec la commande MTPA. Cependant, ces pertes ne sont pas majeures dans les deux cas, leurs contributions aux pertes totales se réduisent au fur et à mesure que la vitesse augmente, à cause de l'augmentation des pertes aimants et fer liées directement à la fréquence d'alimentation.

Le deuxième point dans cette comparaison, ce sont les pertes totales dans la machine. Comme les pertes dans les aimants sont inférieures à la stratégie MTPA, la stratégie MTPPM permet d'avoir des pertes moins importantes jusqu'à la vitesse de 3200 tr/min. Ce fait se reflète par un rendement plus important pour cette stratégie jusqu'à la vitesse 3200 tr/min d'après la figure 2.59.

En conclusion, la stratégie MTPA n'est pas la bonne solution pour avoir le maximum de rendement et limiter l'échauffement des aimants. La stratégie MTPPM apparaît un peu plus intéressante sur une large partie de la plage de vitesse de la machine (jusqu'à 3200 tr/min), où cette stratégie est

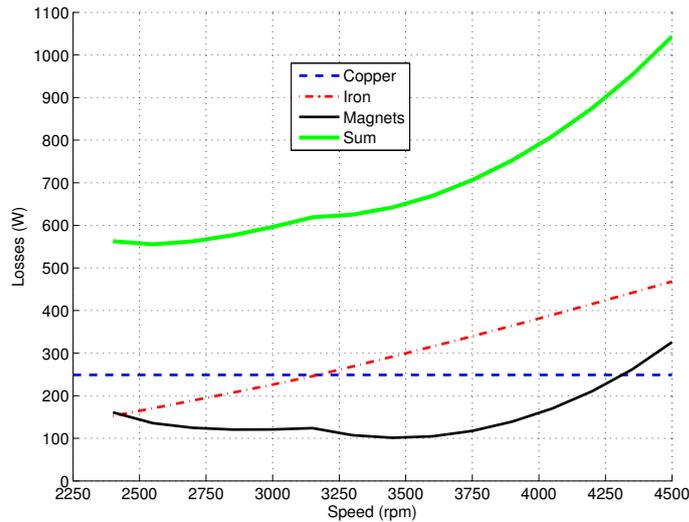


Figure 2.58 – Pertes calculées correspondantes à la stratégie MTPPM.

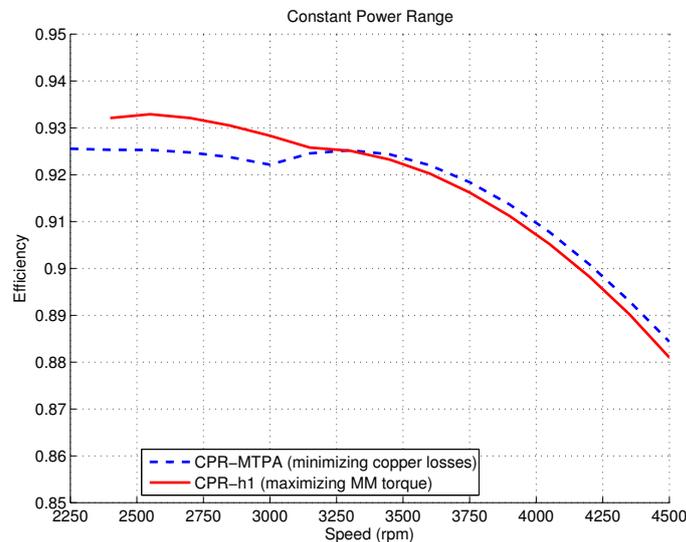


Figure 2.59 – Comparaison au niveau du rendement entre les deux machines stratégies MTPPM et MTPA-CPR.

susceptible d’améliorer le rendement de la machine. Cependant, le problème des pertes persiste à haute vitesse. Par conséquent, une nouvelle stratégie de contrôle “Maximum Torque Per Losses” est nécessaire en introduisant les pertes comme contrainte d’optimisation, afin de prendre en compte la limitation thermique dans les différentes parties de la machine lors de la synthèse de la commande.

2.6 Conclusion

Ce chapitre concerne la conception et la caractérisation d’un entraînement pentaphasé à double polarité à aimants permanents. La caractéristique intrinsèque d’une telle machine est sa capacité à exploiter d’une manière équivalente les deux harmoniques 1 et 3 d’espaces et du temps associés aux deux machines fictives principale et secondaire respectivement, ce qui se traduit par une capacité équivalente pour les deux machines à produire le couple électromagnétique.

Le bobinage 20 encoches/8pôles a été adopté pour la machine double polarité car il a la capacité d’une part à amplifier d’une manière significative l’amplitude de l’harmonique 3 de la force électro-

motrice grâce au facteur de bobinage important et d'autre part, son faible contenu d'harmonique dans la force électromotrice lorsqu'il est alimenté par le premier harmonique .

L'existence significative de l'harmonique 3 dans la force électromotrice permet d'assurer une fonctionnalité "boost" importante à basse vitesse, mais ne permet pas de juger l'aptitude de cette machine à fonctionner à haute vitesse avec un onduleur de tension dimensionné au sens du premier harmonique. Une étude a été menée dans le but de déterminer quels sont les critères qui définissent l'aptitude d'une structure de bobinage à fonctionner à haute vitesse avec cet onduleur. Il est apparu que les deux machines fictives doivent avoir une réaction d'induit suffisamment élevée avec des constantes de temps électriques équivalentes, afin que le maximum de puissance disponible dans l'alimentation de puissance soit délivré à la machine. Sous ces conditions, l'onduleur est capable d'alimenter la machine secondaire, sans dégrader la puissance maximale de la machine à haute vitesse. Le classement des différentes combinaisons encoches/pôles montre que le bobinage 20/8 est parmi les structures qui remplissent les conditions déjà définies exploitant le maximum de puissance disponible dans l'onduleur.

Différentes structures rotoriques à aimants déposés ont été conçues et adaptées au bobinage sélectionné afin d'obtenir $E_1 = E_3$. Plusieurs solutions ont été explorées avec des aimantations radiales et parallèles. Une solution avec un rotor avec des aimantations radiales, remplissant le deux tiers du pas polaire, où chaque pôle est divisé en deux aimants par demi-pôle a été retenue.

Cette machine a été caractérisée et comparée avec une machine pentaphasée avec un bobinage où $S_{pp} = 1$. La nouvelle structure 20/8 présente une forte capacité de la machine fictive secondaire par rapport à la machine de référence 20/4. En plus, les constantes de temps électriques des machines fictives sont de même ordre de grandeur pour la machine 20/8 contrairement à la machine 20/4, ce qui permet à la nouvelle structure d'avoir une bonne exploitation de la tension de bus de l'onduleur à haute vitesse et d'éviter les courants parasites lors de l'alimentation avec un onduleur MLI. Concernant le couple de détente, la machine 20/8 permet d'avoir un couple de détente moins important et une ondulation du couple à basse vitesse plus faible, du fait de l'effet de compensation présents lors de l'alimentation avec les deux harmoniques du courant, car les couples produits par les machines fictives sont en opposition de phase.

Les pertes dans les aimants et en charge sont évaluées pour cette machine, et ensuite comparées avec celles d'une machine triphasée avec $S_{pp} = 0.5$ 12 encoches/8 pôles. Un modèle analytique est établi et comparé avec le calcul en éléments finis afin d'examiner la tendance des pertes avec les différentes stratégies d'alimentation de la machine (h_1, h_3 et $h_{1,3}$). On montre que la machine 20/8 est mieux au niveau des pertes dans les aimants si elle est alimentée avec h_1 ou $h_{1,3}$. L'alimentation avec le troisième harmonique du courant est à éviter du fait que les pertes importantes engendrées avec cette stratégie d'alimentation. Le modèle analytique étant insuffisant pour estimer les pertes surtout, dans le cas de déphasage entre les forces électromotrices et les courants fictifs, un modèle de comportement est établi en se basant sur une cartographie des pertes calculées en éléments finis. Ce modèle permet de déterminer la variation des pertes en fonction de la densité du courant injecté et du déphasage pour chaque machine fictive. On montre enfin que les pertes induites suite à une alimentation bi-harmonique sont égales à la somme des pertes induites par chaque harmonique du courant.

La dernière partie de ce chapitre concerne la recherche des caractéristiques couple/vitesse de la machine, pour une puissance de 7.7 kW à haute vitesse. En appliquant la stratégie MTPA, on observe une commutation électronique des pôles du fait que la machine secondaire, associée à la polarité $3p$, produit la majorité du couple à basse vitesse, tandis que la machine principale, à laquelle est associée la polarité p produit la majorité du couple à haute vitesse. Cependant, pour cette stratégie de contrôle les pertes dans les aimants et fer sont significatives. Une première modification consiste donc à in-

introduire la stratégie MTPPM ou “Maximum Torque Per Primary machine” afin de réduire les pertes. Cette stratégie simple permet d’améliorer le rendement sur une grande partie de la plage de vitesse. Cependant, le problème des pertes persiste au delà de la vitesse 3200 tr/min. La résolution de ce problème mènera à la recherche d’une stratégie MTPL plus complexe, afin de garantir un minimum des pertes sur toute la plage de vitesse.

En conclusion, dans le cadre de l’utilisation d’une machine à aimants déposés en surface, il a été mis en évidence la possibilité d’obtenir une machine dont les forces électromotrices de rang 1 et 3 sont du même ordre. Il a été mis en évidence que dans le cadre d’une machine où l’on recherche une plage de vitesse avec fonctionnement à puissance constante les degrés de liberté induits par la présence de deux machines fictives conduisent à un fonctionnement avec deux polarités différentes. Par rapport à une machine triphasée 12/8 comparable en termes de dimensions et de quantité de matière cuivre et aimants il apparaît une machine présentant moins de pertes aux vitesses élevées.

Néanmoins, la plage de vitesse reste réduite car les aimants déposés en surface induisent une faible réaction magnétique d’induit rendant difficile le défluxage et sont sensibles aux variations de champ magnétique. La solution est de concevoir une structure à aimants enterrés à double polarité, ce qui constitue l’objectif du chapitre suivant.

Chapitre 3

Conception des structures rotoriques à aimants permanents enterrés à double polarité

“Je suis de ceux qui pensent que la science a une grande beauté. [...] Sans la curiosité de l’esprit, que serions nous ?Telle est bien la beauté et la noblesse de la science : désir sans fin de repousser les frontières du savoir, de traquer les secrets de la matière et de la vie sans idée préconçue des conséquences éventuelles”

Marie Curie

Sommaire

3.1	Introduction Générale	119
3.2	Adaptation de la géométrie rotorique pour assurer la fonctionnalité de double polarité	121
3.2.1	Modification de la géométrie de la structure classique du rotor pour obtenir une machine à double polarité	121
3.2.2	Caractérisation de la nouvelle machine 20/8/5 à aimants enterrés	125
3.2.3	Calcul du couple électromagnétique et couplage entre les machines fictives	134
3.3	Modélisation des pertes dans la nouvelle structure à aimants enterrés	139
3.3.1	Pertes dans les aimants dans la nouvelle structure à aimants enterrés	139
3.3.2	Modèle des pertes fer dans la machine	143
3.4	Comportement de la machine en régime saturé	157
3.4.1	Effet de point de fonctionnement sur la matrice d’inductance	157
3.4.2	Effet de la saturation magnétique sur le couple électromagnétique délivré par la machine	159
3.5	Comparaison avec la machine 12/8/3 à aimants enterrés radialement	166
3.5.1	Caractérisation de la machine 12/8	166

3.5.2	Variation des points particuliers des caractéristiques couple/vitesse de deux machines 12/8 et 20/8.	167
3.5.3	Application pour trois densités de courant: Comparaison avec le calcul en utilisant l'approche d'interpolation	168
3.6	Nouvelle stratégie de commande : Le Maximum Torque Per Losses MTPL	170
3.6.1	Répartition des pertes et du rendement pour différents points de fonctionnement selon la stratégie MTPA.	171
3.6.2	Stratégie Maximum Torque Per losses	171
3.6.3	Optimisation en utilisant l'algorithme EGO	173
3.6.4	Conclusion	177
3.7	Dimensionnement d'un prototype	177
3.7.1	Structures statoriques et rotoriques	178
3.7.2	Nombre des conducteurs dans la machine et distribution des conducteurs dans la machine	182
3.8	Conclusion	187

3.1 Introduction Générale

La conception d'une machine à double polarité avec le bobinage 20/8 passe forcément par l'adaptation de la structure rotorique de la machine avec ce bobinage choisi. Dans le chapitre précédent, on a pu concevoir une structure rotorique à aimants déposés en surface satisfaisant le cahier des charges de la fonctionnalité double polarité.

Or, l'analyse effectuée dans le chapitre précédent montre des inconvénients concernant la topologie des aimants à aimants déposés. La première, c'est la plage de vitesse limitée de cette machine et la faible capacité de défluxage suite à une réaction d'induit relativement faible. Même si la machine est capable de fonctionner à des vitesses élevées, la problématique des pertes dans les aimants reste un obstacle majeur, surtout que dans cette machine on injecte également de l'harmonique du rang 3. Par conséquent, il semble intéressant de concevoir une machine à double polarité avec les autres topologies rotoriques à aimants permanents: aimants enterrés tangentiellement, aimants enterrés en V et aimants enterrés radialement.

En général, les machines à aimants enterrés présentent un effet de concentration de flux, et en plus un couple réductant qui provient de la différence entre les inductances L_d et L_q . Ces aspects justifient d'ailleurs une compacité de ces machines par rapport aux machines à aimants déposés.

L'introduction de couple réductant dans la machine présente un impact positif sur la plage de fonctionnement de la machine. En effet, l'enterrement des aimants permet d'augmenter l'effet réductant selon l'axe d notamment, ce qui permet d'assurer un défluxage plus efficace de la machine. En d'autres termes, le courant nécessaire pour défluxer les aimants à haute vitesse est moins important, ce qui réduit les contraintes thermiques sur la machine.

En plus, L'enterrement des aimants permet de protéger les aimants d'être exposés directement au flux statorique, ce qui permet d'assurer une protection supplémentaire de ces aimants par rapport à la machine à aimants déposés en surface. Ces derniers souffrent également du problème de tenue mécanique à haute vitesse.

Même dans la famille des aimants enterrés, il existe une différence importante au niveau des performances selon le mode d'enterrement des aimants dans le rotor. La figure 3.1 présente les trois topologies des machines à aimants enterrés définies : aimants enterrés tangentiels, aimants enterrés radialement et aimants enterrés en V. Le tableau 3.1 présente une brève comparaison entre les trois

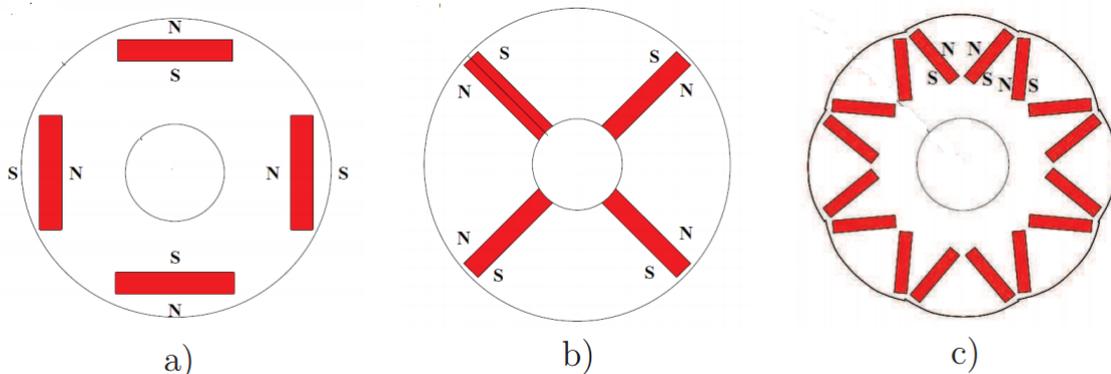


Figure 3.1 – Localisation des aimants permanents.(a) Aimants enterrés tangentiellement. (b) Aimants enterrés radialement.(c) Aimants enterrés en V.[12]

topologies rotoriques avec des aimants enterrés.

	Concentration de flux	Couple réluctant	Plage de fonctionnement	Protection des aimants
Aimants enterrés tangetiellement	☹	☺	☺	☹
Aimants enterrés en V	☺	☺☺	☺☺	☺
Aimants enterrés radialement	☺☺	☹	☺	☺☺

Table 3.1 – Comparaison entre les différentes topologies rotoriques à aimants enterrés.

La machine avec des aimants enterrés radialement présente parmi les topologies proposées, l'effet de concentration de flux le plus élevé. Cet effet de concentration de flux permet d'accroître le flux capté par les bobines. Par conséquent, le courant injecté dans la machine est moins important pour un couple donné que les autres topologies. Cependant, la machine à aimants enterrés radialement possède une faible valeur de L_d , et par suite une plage de fonctionnement relativement limitée par rapport aux autres topologies. Notons que cette conclusion est déduite en supposant que les trois topologies ont la même structure de bobinage. Il est toujours possible d'améliorer la valeur de L_d et ceci en choisissant un bobinage adéquat. L'étude effectuée dans la partie 2.2.4.2 concernant le bobinage 20/8 montre sa capacité à fonctionner pour une large plage de vitesse, en assurant une réaction d'induit élevée pour les deux machines fictives.

Concernant les pertes dans les aimants, c'est avec les aimants enterrés radialement qu'on assure la protection la plus importante, puisque les aimants sont profondément enterrés dans le rotor. Une grosse partie de ces aimants est loin du trajet de l'induction magnétique de l'entrefer dont les harmoniques asynchrones avec le rotor, causent la majorité des pertes.

Enfin, le profil à double polarité, qui consiste à produire le couple tant avec la machine principale qu'avec la machine secondaire, nous incite à privilégier la topologie avec des aimants enterrés radialement, afin de garantir le maximum de protection des aimants et donc assurer une large plage de fonctionnement malgré l'existence significative de l'harmonique du rang 3 dans la commande.

Ce chapitre commence par la modification de la structure rotorique avec des aimants enterrés radialement dans le but d'obtenir le profil double polarité. La force électromotrice et la matrice d'inductance sont évaluées. Ensuite, on va déterminer le modèle du couple électromagnétique et les pertes fer pour cette machine. Une analyse des pertes rotoriques dans la machine est également fournie.

Cette machine est comparée avec son homologue triphasée 12/8 au niveau des caractéristiques couple/vitesse. La stratégie de commande MTPA est appliquée sur cette machine, en tenant en compte de limite de tension disponible. Enfin, une nouvelle stratégie visant la minimisation des pertes totales dans la machine pour les différents points de fonctionnement est également présentée. La dernière partie décrit aussi le dimensionnement d'un prototype de la machine.

3.2 Adaptation de la géométrie rotorique pour assurer la fonctionnalité de double polarité

Par analogie avec la structure rotorique d'une machine à double polarité à aimants déposés, la structure rotorique de la machine à aimants enterrés doit assurer une fonction d'aimantation semblable à celle de la machine à double polarité à aimants déposés à aimantation radiale présentée dans le chapitre II. La solution pour la machine à aimants déposés consiste à introduire des lacunes inter-polaires et séparer chaque pôle en deux aimants distincts. Cette démarche permet la modification de la distribution harmonique du flux rotorique croisant l'entrefer et capté par les bobines d'une phase. La conséquence de cette redistribution est une satisfaction de la fonctionnalité de double polarité en obtenant les deux harmoniques de la force électromotrice du rang 1 et 3 de même amplitude. Le même principe sera donc appliqué pour la machine à aimants enterrés.

Bien que l'enterrement des aimants présente de nombreux avantages, le rotor classique à aimants enterrés radialement ne permet pas d'obtenir une machine à double polarité. La figure 3.3 montre la force électromotrice d'une machine avec le bobinage 20/8 comportant la structure rotorique classique, calculée par éléments finis. La capacité à produire du couple de la machine secondaire est bien inférieure à celle de la machine principale. C'est la distribution de flux entre les deux harmoniques 1 et 3 qui ne permet pas d'assurer le maximum de compacité avec le bobinage 20/8. En effet, le bobinage 20/8 possède relativement un faible facteur de bobinage de l'harmonique 1 (0.588) contre (0.951) pour l'harmonique 3, il faut donc, afin d'améliorer la capacité à modifier la distribution de flux entre les deux harmoniques 1 et 3 d'une façon équivalente à celle des facteurs de bobinage. Dans ce sens, la nouvelle structure permet d'avoir, en plus de la double polarité, un maximum de compacité.

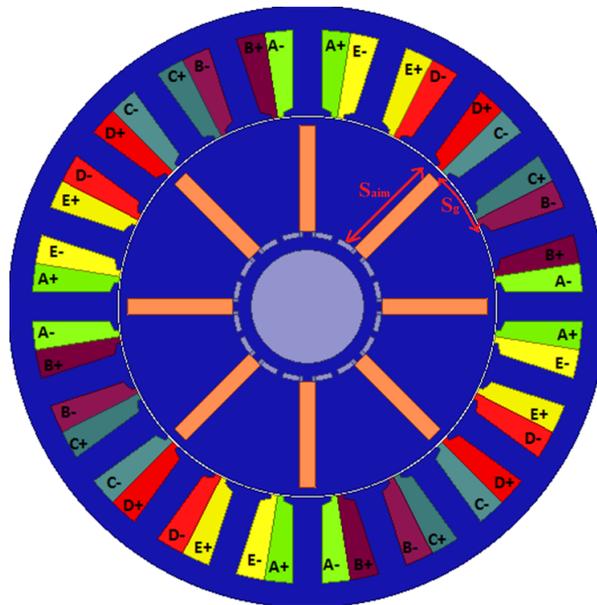


Figure 3.2 – Structure de la machine 20/8 avec des aimants enterrés avec un rotor classique

3.2.1 Modification de la géométrie de la structure classique du rotor pour obtenir une machine à double polarité

Cette partie présente la modification apportée à la géométrie rotorique de la machine présentée à rotor classique dans la figure 3.2. Cette modification permet d'obtenir une machine à double polarité avec

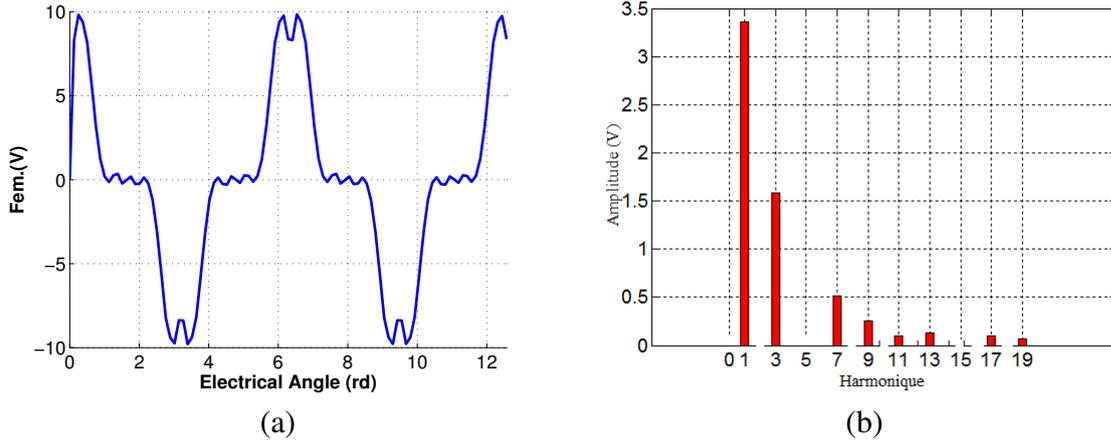


Figure 3.3 – (a) Force électromotrice de la machine 20/8 à la vitesse de 2000 tr/min. (b) Spectre de la force électromotrice

une redistribution adéquate de flux rotorique entre les deux harmoniques 1 et 3, garantissant ainsi un maximum du couple fourni par la machine.

3.2.1.1 Modification de la force magnétomotrice rotorique

Comme dans le cas des machines à aimants déposés, l'introduction des trous inter-polaires dans la fonction d'aimantation permet en effet de modifier la distribution de flux rotorique entre les deux harmoniques 1 et 3. A chaque trou inter-polaire différent, on associe une distribution différente de flux rotorique entre les harmoniques 1 et 3 et par suite, une modification au niveau de la force électromotrice. La largeur optimale du trou dans la fonction d'aimantation est sélectionnée selon un critère défini par le concepteur. Pour la machine 20/8 à aimants déposés étudiée dans le chapitre II, ce critère se définit par l'aptitude de la machine à fournir une force électromotrice ayant la même amplitude des harmoniques 1 et 3, et donc la même capacité à produire le couple à partir de la même densité de courant injecté dans la machine.

Pour démarrer la procédure de recherche de la largeur du trou optimale à introduire dans la fonction d'aimantation classique, on considère la fonction d'aimantation d'un rotor classique à aimants enterrés comme montré dans la figure 3.4. La modification consiste à insérer dans cette fonction d'aimantation, des trous inter-polaires de largeur η comme montré dans la figure 3.5. Cette modification de la fonction d'aimantation entraîne également la variation du champ rotorique dans l'entrefer. La valeur de ce champ dans la nouvelle structure rotorique est égale à $B_{e,tr}$ (figure 3.5), tandis que cette induction est égale à B_e dans le rotor classique (figure 3.4).

La nouvelle fonction d'aimantation envisagée pour la nouvelle structure rotorique de la machine 20/8 présentée dans la figure 3.5 est périodique, par suite, il est possible de la décomposer en série de Fourier selon l'équation suivante :

$$(B_{in})_{2k+1}(\eta) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{4B_{e,tr}(\eta)}{(2k+1)\pi} \left[1 + (-1)^{k+1} \sin\left((2k+1)\eta\frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (3.1)$$

A partir de cette équation, il est possible maintenant d'évaluer l'amplitude des harmoniques 1 et 3 de flux d'une phase dans la machine. La valeur de $B_{e,tr}$ nécessaire pour évaluer le flux, est donnée en fonction de l'aimantation rémanente des aimants par :

$$B_{e,tr}(\eta) = B_r \frac{\frac{S_{aim}}{S_g(1-\eta)}}{1 + \frac{2g}{h_m} \frac{S_{aim}}{S_g(1-\eta)}} \quad (3.2)$$

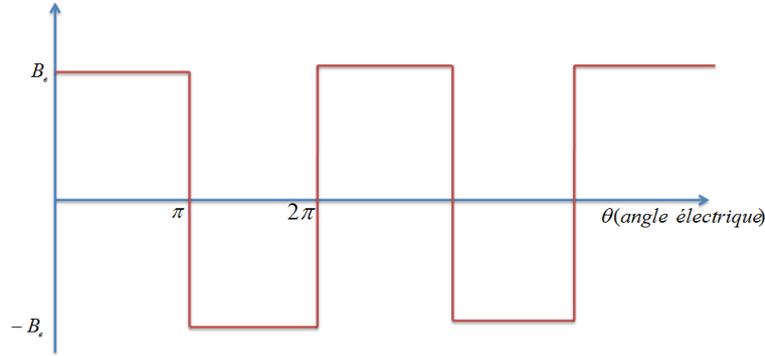


Figure 3.4 – Champ rotorique dans l’entrefer pour une machine 20/8 avec un rotor classique à aimants enterrés

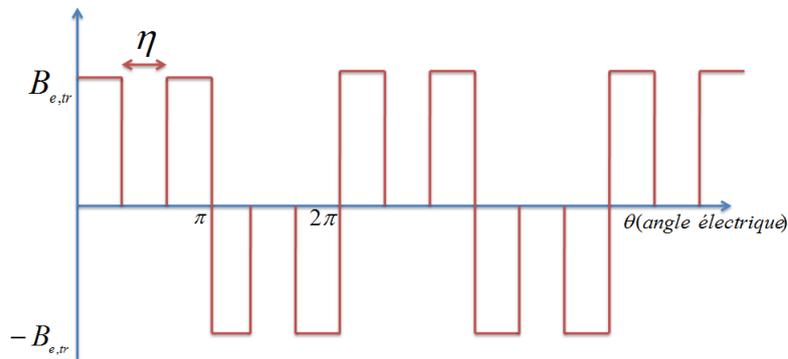


Figure 3.5 – Champ rotorique dans l’entrefer pour une machine 20/8 avec des trous-interpolaires de largeur η .

Avec S_{aim} est la surface de l’aimant, $S_g(1 - \eta)$ est la surface de l’entrefer captant le flux des aimants, cette surface est la modification de la surface S_g dans le rotor classique présenté dans la figure 3.4 . Le flux de l’harmonique 1 (respectivement 3), est égal au produit de l’amplitude de l’harmonique 1 de l’induction (respectivement 3) et du facteur de bobinage de l’harmonique 1 ξ_{ω_1} (respectivement 3 ξ_{ω_3}). Ce fait est illustré par l’équation 3.3

$$\begin{cases} \phi_1 = \frac{G_d(B_{in})_1 \xi_{\omega_1}}{p} = \frac{4G_d \xi_{\omega_1} B_r}{\pi p} \frac{\frac{S_{aim}}{S_g}}{1 + \frac{2g}{h_m} \frac{S_{aim}}{S_g} - \eta} [1 - \sin(\eta \frac{\pi}{2})] \\ \phi_3 = \frac{G_d(B_{in})_3 \xi_{\omega_3}}{3p} = \frac{4G_d \xi_{\omega_3} B_r}{9\pi p} \frac{\frac{S_{aim}}{S_g}}{1 + \frac{2g}{h_m} \frac{S_{aim}}{S_g} - \eta} [1 + \sin(3\eta \frac{\pi}{2})] \end{cases} \quad (3.3)$$

où G_d est une constante qui dépend de la géométrie de la machine et le nombre des spires dans une phase.

Afin de chercher l’ouverture optimale du trou, on considère la stratégie d’alimentation où la machine est capable de fournir le plus de couple pour une densité de courant donnée, ce qui est la stratégie bi-harmonique d’alimentation. De ce fait, on rappelle l’équation 2.26 dans le chapitre II qui donne l’expression du couple maximal développé par la machine pour une alimentation bi-harmonique par un courant de valeur efficace $I_{h1,3}$. La répartition de la densité du courant entre les deux harmoniques

1 et 3 du courant se fait selon le rapport k donné par l'équation 2.25. Il vient:

$$\begin{cases} I_{h1} = k \cdot I_{h1,3} = I_{h1,3} \frac{\frac{\phi_1}{3\phi_3}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\phi_1}{3\phi_3}\right)^2}} \\ I_{h3} = \sqrt{1 - k^2} \cdot I_{h1,3} = I_{h1,3} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\phi_1}{3\phi_3}\right)^2}} \end{cases} \quad (3.4)$$

En remplaçant les équations 3.4 et 3.3 dans l'équation 2.26, le couple maximal délivré par la nouvelle machine 20/8 s'exprime en fonction de l'ouverture du trou η comme suit[14]:

$$C_{em}(\eta) = \frac{5}{\sqrt{2}} \frac{4I_{h1,3}G_dB_r}{\pi} \frac{\frac{S_{aim}}{S_g}}{1 + \frac{2g}{h_m} \frac{S_{aim}}{S_g} - \eta} \sqrt{(\xi_{\omega_1} [1 - \sin(\eta\frac{\pi}{2})])^2 + \frac{1}{9}(\xi_{\omega_3} [1 + \sin(3\eta\frac{\pi}{2})])^2} \quad (3.5)$$

On cherche à trouver l'ouverture du trou qui permet de maximiser le couple électromagnétique et donc avoir une distribution optimale de flux entre les deux harmoniques 1 et 3 permettant un maximum de compacité. Le maximum du couple est déterminé par la valeur $\frac{dC_{em}}{d\eta} = 0$, ce qui correspond à $\eta_{opt} = 0.36$ [14; 36]. Par conséquent, il faut modifier le rotor classique dans la figure 3.2 afin d'assurer d'avoir la fonction d'aimantation optimale d'une façon à avoir un trou inter-polaire de 36% du pas polaire.

3.2.1.2 Nouvelle géométrie rotorique de la machine

Au contraire de la machine à aimants déposés, où l'introduction du trou interpolaire dans la fonction d'aimantation, se fait en retirant 33% de volume total des aimants et en séparant chaque pôle en deux aimants, pour la machine à aimants enterrés, la même démarche est effectuée en enlevant un certain volume du fer rotorique. On introduit donc des trous circulaires en surface du rotor, entre deux aimants consécutifs, avec une largeur de η_{opt} égale 36% du pas polaire. Cette procédure permet de modifier le schéma de flux des aimants, et de renforcer l'effet de concentration de flux, ainsi que booster le flux lié à l'harmonique 3. La figure 3.6 donne la nouvelle structure de la machine à aimants enterrés radialement[14; 36].

Notons que cette ouverture de trou permet d'éviter la saturation magnétique dans le trajet de flux rotorique, une ouverture inférieure à 54% est suffisante pour éviter cet effet[14]. En remplaçant la valeur optimale dans les équations 3.3, on calcule le rapport $\frac{E_1}{E_3}$, il vient :

$$\frac{E_1}{E_3} = \frac{\phi_1}{3\phi_3} = \frac{3\xi_{\omega_1} [1 - \sin(\eta\frac{\pi}{2})]}{\xi_{\omega_3} [1 + \sin(3\eta\frac{\pi}{2})]} = 0.43 \quad (3.6)$$

La valeur obtenue avec le calcul analytique dans 3.6 donne une première idée sur le rapport entre les deux harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice. Le rapport 0.43 est dû au fait que le couple donné est proportionnel à la fois au courant et au facteur de bobinage, c'est l'harmonique ayant le facteur de bobinage le plus important (l'harmonique 3) qui doit être le plus sollicité pour produire le couple, afin de minimiser les pertes cuivre. En examinant le rapport entre les facteurs de bobinage de deux harmoniques 1 et 3 $\frac{\xi_{\omega_1}}{\xi_{\omega_3}} = 0.61$, on peut prédire que la solution optimale consiste à booster d'une façon significative l'amplitude de l'harmonique 3.

La machine avec le nouveau rotor avec les trous interpolaires, permet d'assurer un certain gain de couple par rapport à la machine à rotor classique pour la même densité des courants. En calculant le rapport entre le couple fourni avec la machine avec des trous $C_{em}(\eta_{opt})$ et celui avec la machine de rotor classique $C_{em}(0)$ d'après l'équation 3.5, un gain du couple de l'ordre de 24% est obtenu.

$$\frac{C_{em}(\eta_{opt})}{C_{em}(0)} = 1.24 \quad (3.7)$$

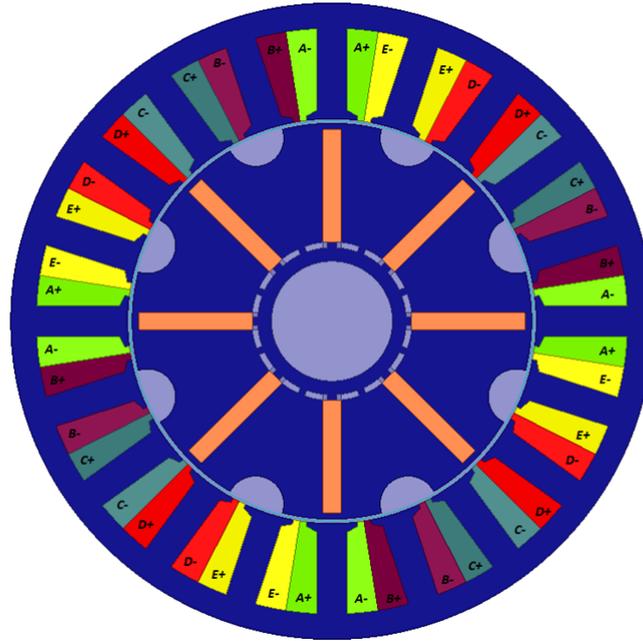


Figure 3.6 – Machine double polarité avec des aimants enterrés.

Les résultats présentés reposent principalement sur des modèles analytiques du calcul de la force électromotrice (équation 3.3) et du couple (équation 3.5), avec des hypothèses simplificatrices qui s'éloignent du vrai comportement de la machine. Les équations utilisées présentent plusieurs défauts:

1. Les trous interpolaire introduisent un effet de saillance dans la machine. Cet effet de saillance engendre un couple de saillance qui n'est pas pris en compte dans l'équation 3.5 qui permet la recherche de l'ouverture optimale du trou. L'effet de saillance est également variable en fonction cette ouverture.
2. Les trous interpolaire influent également la fonction de perméance de la machine. Cependant, durant la démarche de la recherche du trou optimal, cette fonction a été pris en compte par un modèle 1-D¹ comme observé dans la figure 3.5, en considérant qu'en face d'un trou, l'induction magnétique dans l'entrefer s'annule. Or, pour une modélisation plus exacte, il faut adopter un modèle (2-D) de cette fonction de perméance.

D'après de ce qui précède, on peut s'attendre qu'en éléments finis, le calcul de la force électromotrice soit différent de celui calculé analytiquement, de même pour le résultat du couple obtenu en passant d'un rotor classique au rotor bi-harmonique.

Le tableau 3.2 présente les paramètres géométriques principaux de la machine 20/8 à aimants enterrés étudiée dans ce chapitre.

3.2.2 Caractérisation de la nouvelle machine 20/8/5 à aimants enterrés

3.2.2.1 Calcul de la force électromotrice de la machine en éléments finis

A l'aide de logiciel Maxwell 2D, la machine est modélisé en éléments finis, et la force électromotrice est calculée. La figure 3.7 montre la forme d'onde de la force électromotrice et son spectre. Contrairement au calcul analytique dans l'équation 3.6, le rapport entre les deux harmoniques 1 et 3 est égale à 0.64 en examinant la force électromotrice issue du calcul numérique.

¹Modèle 1-D de la fonction de perméance ne dépend que la position θ , mais indépendant du rayon.

Paramètres	Valeur	Paramètres	Valeur
Nombre des encoches	20	Nombre des pôles	8
Diamètre d'alésage du stator	130mm	Entrefer	1 mm
Largeur des aimants	25.56mm	Hauteur des aimants	4mm
Profondeur des encoches	20.52 mm	Épaisseur du culasse	5.8mm
Largeur du trou	12.7mm	Profondeur maximale des trous	6.34mm
Hauteur du pont des aimants	1.45mm	Longueur efficace	92.6 mm

Table 3.2 – Paramètres géométriques de la machine 20/8 à aimants enterrés .

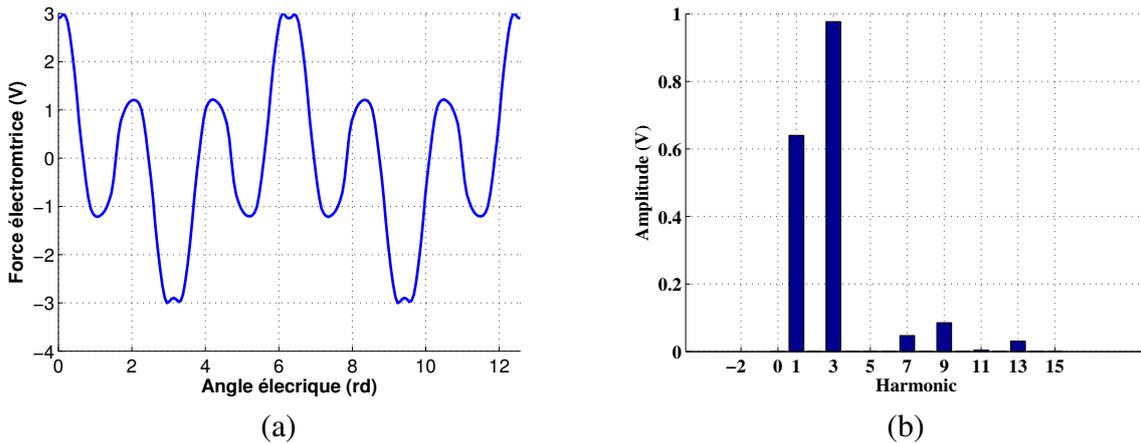


Figure 3.7 – (a) Force électromotrice de la machine 20/8 avec le rotor bi-harmonique à la vitesse de 500 tr/min. (b) Spectre de la force électromotrice

3.2.2.2 Calcul du couple de détente de la machine

La figure 3.8 présente le calcul du couple de détente de la machine étudiée. En observant le spectre du couple de détente, on voit bien que l'harmonique du rang 5 de l'induction magnétique contribue majoritairement dans la production de ce couple. En comparant le couple de détente de cette machine avec celui de la machine à aimants déposés présenté dans la figure 2.21, on observe que les deux machines possèdent quasiment la même valeur crête, mais avec une fréquence deux fois plus grande dans la machine à aimants déposés. La raison c'est bien la décomposition du pôle d'un aimant en deux aimants séparés par une lacune dans le cas d'une machine à aimants déposés, au contraire de la machine à aimants enterrés, où on agit plutôt sur le fer rotorique.

Notons, que l'introduction de ce trou, va engendrer un couple de détente plus important que celui d'une machine à rotor classique. La figure 3.8 montre l'impact de ce trou sur le couple de détente, la machine avec trous dans le rotor possède un couple de détente plus important. Pour comprendre l'origine de cette différence entre les deux structures, il suffit d'examiner l'impact du trou inter-polaire sur l'harmonique 5 de l'induction magnétique rotorique contribuant le plus au couple de détente dans les deux cas avec et sans trous. En utilisant l'équation 3.1, on a :

$$\frac{(B_{in})_5(\eta_{opt})}{(B_{in})_5(0)} = 1.32 \quad (3.8)$$

Ce résultat montre l'impact négatif sur le couple de détente en introduisant les trous interpolaire. Cette modification de la structure rotorique augmente l'harmonique 5 de l'induction magnétique rotorique et par conséquent, un couple de détente plus important est obtenu.

Cependant, dans la réalisation pratique de la machine, il faut réduire le couple de détente de la machine. Pour cela, plusieurs techniques existent pour réduire ce couple. Citons donc [104] :

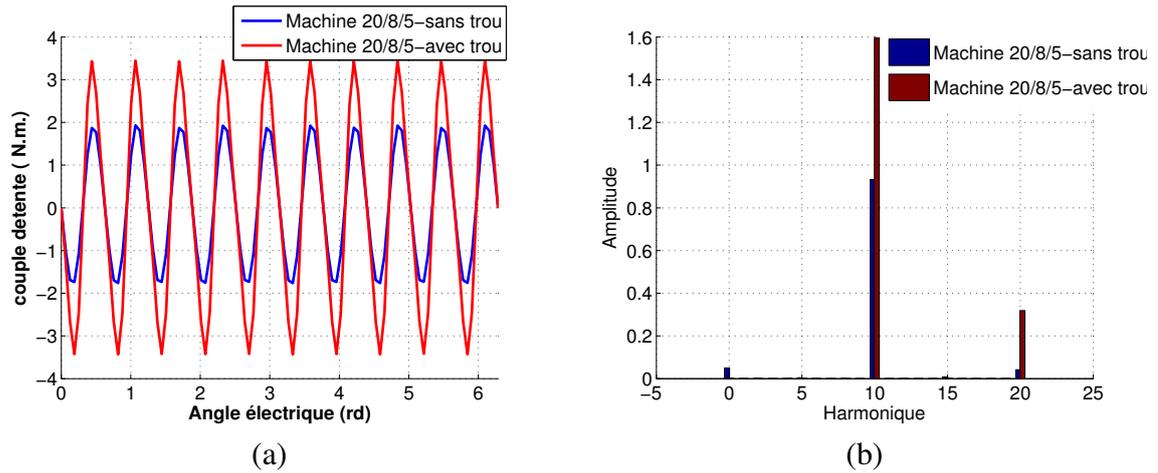


Figure 3.8 – Impact du trou inter-polaire sur le couple de détente.(a) Forme d'onde. (b) Spectre du couple de détente

1. Une inclinaison des tôles statoriques tout ou long de l'axe de la machine. Pour avoir un maximum de réduction de ce couple, la valeur de l'inclinaison doit être égale :

$$\alpha_{skw} = \frac{1}{T_{sp,cog}} \cdot \frac{2\pi}{N_s} \quad (3.9)$$

Avec $T_{sp,cog}$ est un entier qui désigne la période du couple de détente sur un pas d'encoche. Cette méthode garantit le maximum de réduction du couple de détente parmi les méthodes présentées dans cette partie.

2. La deuxième méthode consiste à incliner les aimants dans le rotor au lieu des tôles statoriques. Cette méthode engendre des difficultés de fabrication importante, ce qui implique un coût de production élevé et une difficulté de magnétisation des aimants. Notons que la réduction du couple de détente dans ce cas reste inférieure à celle obtenue à partir de la méthode 1.
3. Un arrangement assymétrique des aimants dans le rotor. Il existe un certain arrangement qui permet de réduire au mieux le couple de détente. Cependant, la minimisation du couple de détente avec cette méthode entraîne en général une augmentation importante de la force radiale. La minimisation du couple reste toujours moins significative qu'avec les deux méthodes 1 et 2. Notons que la disposition assymétrique des aimants devient plus difficile dans le cas de la machine à aimants enterrés.

Un désavantage commun existe entre les méthodes citées, c'est la réduction de flux capté par les bobines et par suite de la force électromotrice. Le couple moyen fourni par la machine est alors diminué. Pour la simplicité de fabrication c'est la méthode 1 qui va être adoptée dans cette machine. La figure 3.8 présente le calcul de couple détente sur un quart de la machine (5 encoches), ce qui signifie que le couple de détente effectue deux périodes chaque pas d'encoche. De ce fait, $T_{sp,cog}$ est égal à 2 et l'inclinaison des tôles statoriques le long de la machine doit être effectuée de $\frac{1}{2} \cdot \frac{2\pi}{20}$. Les conséquences de cette inclinaison sur la force électromotrice sont observées dans la figure 3.9 respectivement: L'inclinaison des tôles statoriques affecte tout particulièrement l'harmonique du rang 3 de la force électromotrice. La réduction de l'harmonique 1 de la force électromotrice étant de 1.6%, celle de l'harmonique 3 est de 14.21%.

3.2.2.3 Calcul de la matrice d'inductance de la machine

Habituellement, l'enterrement des aimants dans le rotor provoque un effet de saillance dans la machine. Le trou inter-polaire introduit dans la nouvelle structure de la machine ajoute encore un effet

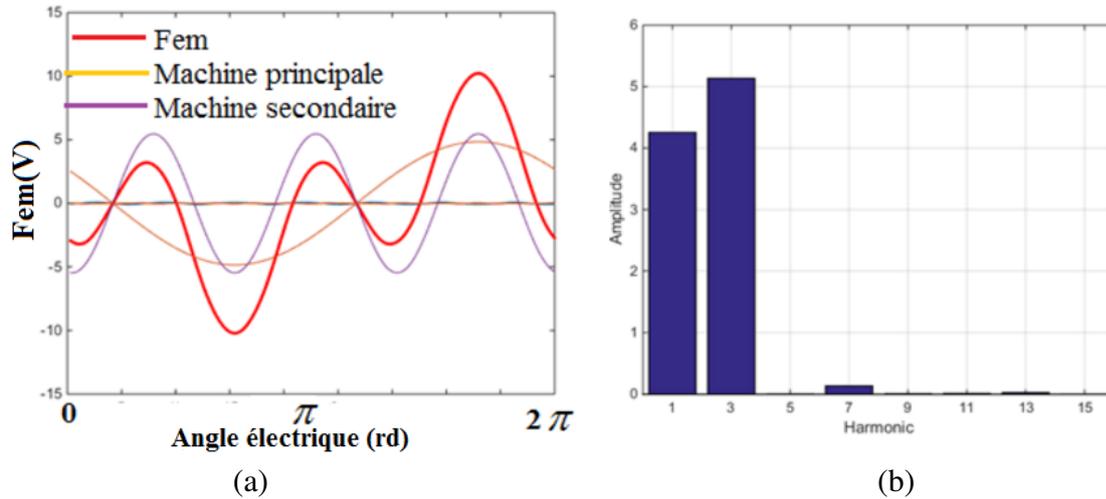


Figure 3.9 – (a) Force électromotrice calculée pour une inclinaison d’un demi-pas d’encoche. (b) Spectre de la force électromotrice

de saillance supplémentaire dans la machine en modifiant le trajet de flux selon l’axe d_1 , étant donné que le centre du trou passe par l’axe d_1 selon la figure 3.10

Cet effet de saillance dans la machine 20/8 à aimants enterrés se traduit par une matrice d’inductance

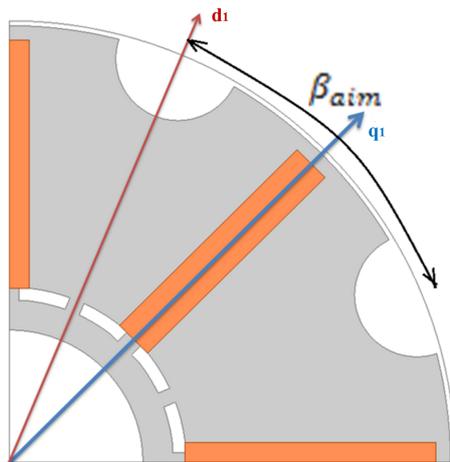


Figure 3.10 – Image du rotor montrant l’axe d_1, q_1 et la grandeur β_{aim}

variable en fonction de la position rotorique. Par conséquent, cette matrice toujours symétrique, n’est plus circulaire et donc, n’est pas diagonalisable par la transformation de Concordia.

Bien entendu, on peut toujours appliquer cette transformation sur la matrice d’inductance. Cependant, l’aspect découplage entre les machines fictives est affecté. Des termes non diagonaux apparaissent dans la matrice d’inductance et un couplage magnétique au niveau de flux existe entre les deux machines fictives.

La base de Concordia reste une base propre pour les vecteurs réguliers comme le flux, force électromotrice et courant, qui restent régulières même si la machine est saillante. Il est donc intéressant de l’utiliser au sens où on peut déterminer le couple lié au fondamental de la force électromotrice et celui lié à l’harmonique 3.

La partie suivante concerne le calcul de la matrice d’inductance de la machine double polarité 20/8. Dans un premier temps, on calcule la matrice d’inductance exprimée dans le repère statorique. Ensuite, cette matrice sera exprimée dans les deux repères de Concordia et de Park. Ce calcul permet de

distinguer les termes provoquant le couplage entre les machines fictives de la matrice d'inductance et la quantification de ce couplage.

3.2.2.3.1 Calcul en éléments finis de la matrice d'inductance de la machine dans le repère statorique

En utilisant le logiciel Maxwell 2D, la matrice d'inductance est calculée par éléments finis et exprimée dans le repère statorique. Cette matrice d'inductance est calculée quasiment à vide (en injectant un courant très faible dans la machine). Cette matrice s'écrit comme exprimée dans 2.40, mais chaque terme de cette matrice dépend de la position rotorique. La figure 3.11 montre les différents éléments de la cette matrice, exprimée dans le repère statorique .

3.2.2.3.2 Matrice d'inductance dans le repère de Concordia

Le but d'appliquer la transformation de Concordia sur la matrice d'inductance c'est, de chercher dans quelle mesure la base de Concordia se comporte comme une base de découplage pour cette machine. En d'autres termes, on examine si les plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) se comportent comme des plans indépendants magnétiquement, et donc la possibilité d'associer à chaque plan une machine fictive.

L'analyse de la matrice d'inductance est nécessaire afin de quantifier le découplage magnétique entre les plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) . L'application de Concordia sur la matrice d'inductance dans le repère statorique, montre que cette matrice est la somme d'une matrice diagonale avec une autre symétrique, dépendant de l'angle θ .

$$M_{ss}(\theta)^C = L_{ss,0}^C + L_{ss}^C(\theta) \quad (3.10)$$

Ce résultat montre que la saillance de la machine, empêche d'avoir deux plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) totalement découplées dans le repère de Concordia, et donc on ne peut associer idéalement à chaque plan une machine fictive indépendante magnétiquement des autres.

La figure 3.12 présente les éléments de la matrice exprimée dans le repère de Concordia, avec leur spectre correspondant.

La figure 3.12(a.1&2) montre que l'inductance homopolaire L_0 est faible: Le terme inductance est 52 fois plus petite que l'inductance propre de l'axe α_1 et 70 fois inférieure à celle de l'axe α_3 ou β_3 . Par ailleurs, les termes $L_{0\alpha_1}, L_{0\beta_1}, L_{0\alpha_3}, L_{0\beta_3}$ sont très faibles, ce qui montre que le couplage entre le plan homopolaire et les autres plans diphasés est négligeable. Le plan homopolaire présente effectivement les propriétés d'une machine fictive, mais cette machine ne sera pas alimentée à cause du couplage étoile entre les phases.

Les figures 3.12(b.1&2) et 3.12(c.1&2) montrent les inductances relatives au plan (α_1, β_1) . La mutuelle entre les deux axes α_1 et β_1 possède une amplitude 17% par rapport à l'inductance propre de chaque axe avec une valeur moyenne quasiment nulle. Ce rapport vaut 3% entre les deux axes α_3 et β_3 , ce qui montre un effet de saillance plus important dans le plan (α_1, β_1) .

Les figures 3.12(d.1&2) montrent les termes de couplage entre les plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) . Ces résultats confirment le fait que les deux plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) ne peuvent pas être considérés parfaitement découplés magnétiquement comme dans le cas d'une machines à pôles lisses. Ce phénomène a un impact important sur la distribution de la famille des harmoniques sur les plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) : Ces plans peuvent contenir tous les harmoniques, contrairement au cas de la machine à pôles lisses, où chaque plan, associé à une machine fictive, peut contenir uniquement une famille des harmoniques bien déterminée selon la décomposition multi-machine. Cette décomposition harmonique reste néanmoins

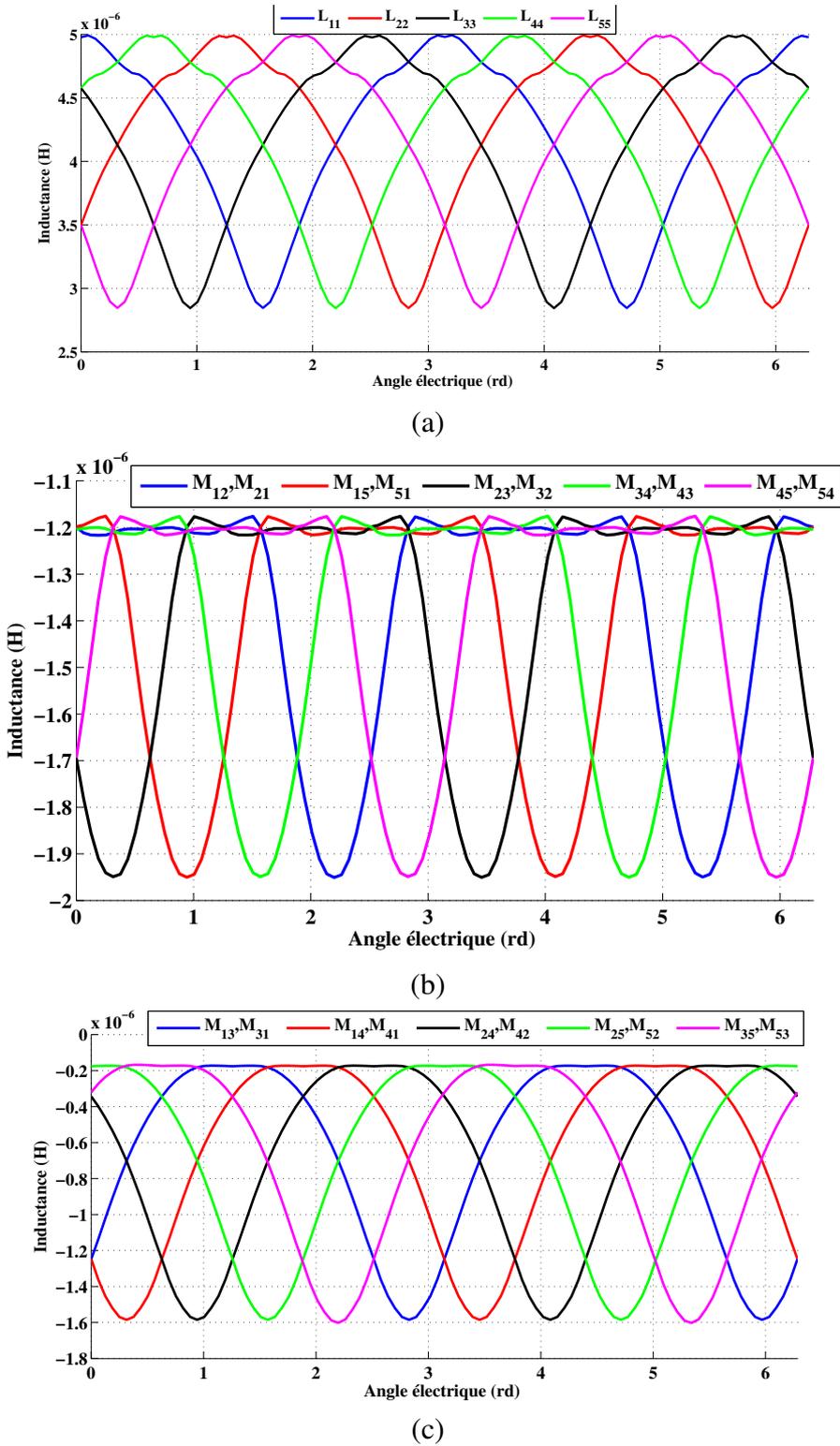


Figure 3.11 – Calcul numérique de la matrice d’inductance de la machine 20/8(a) Forme d’onde de l’inductance propre de chaque phase. (b) Inductance mutuelle entre la phase n et la phase $n \pm 1$. (c) Inductance mutuelle entre la phase n et la phase $n \pm 2$

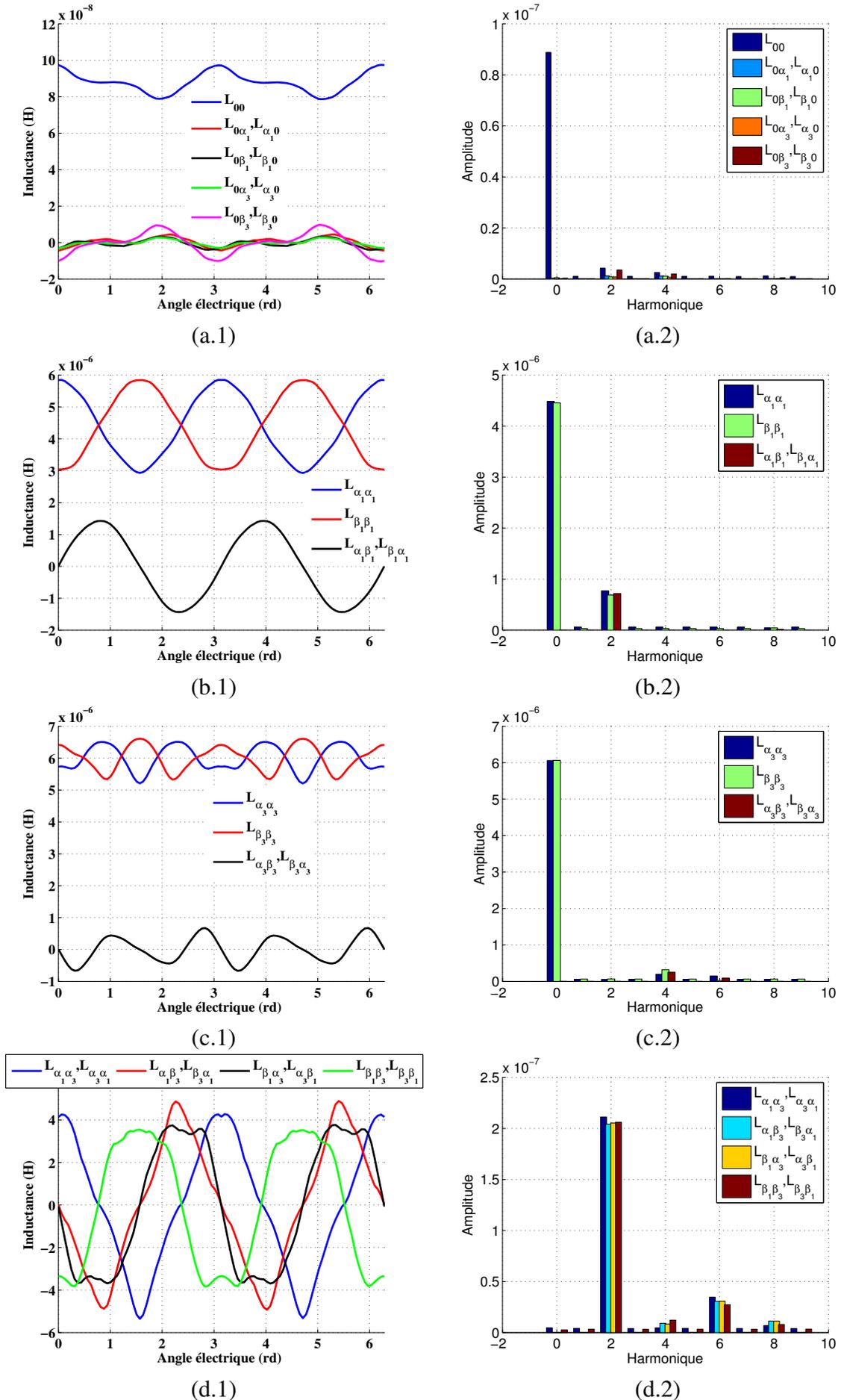


Figure 3.12 – Matrice d'inductance de la machine 20/8 exprimée dans le repère de Concordia (a) Inductance associée à la machine homopolaire (b) Matrice d'inductance associée au plan (α_1, β_1) . (c) Matrice d'inductance associée (α_3, β_3) (d) Matrice d'inductance représentant le couplage entre les deux plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) .

conservée pour les vecteurs réguliers de type force électromotrice, flux, courant et tension, puisque l'effet de saillance n'affecte pas la régularité. Cependant, le couple total développé par la machine ne peut pas être calculé par une somme des couples développés par chaque plan. Par conséquent, ces plans ne peuvent pas être associés à des machines fictives.

Désormais dans ce chapitre, si on utilise le terme "machine primaire", c'est pour désigner le plan (α_1, β_1) et le terme "machine secondaire" est utilisé pour désigner le plan (α_3, β_3) . Les nouvelles machines fictives ne sont pas découplées magnétiquement, et la distribution des harmoniques correspondante n'est pas conforme à la décomposition multi-machine.

3.2.2.3.3 Matrice d'inductance exprimée dans le repère de Park

La transformation de Park pourra être appliquée sur la matrice d'inductance calculée dans le repère de Concordia. La figure 3.13 montre la forme d'onde de chaque élément de la matrice dans le repère de Park avec leur spectre.

Le tableau 3.3 montre la valeur moyenne de chaque terme de la matrice d'inductance exprimée dans le repère de Park. Les valeurs sont normalisées par rapport à L_{d1} . On encadre les termes non négligeables ($> 1.10^{-3}$) de cette matrice. Cette étape permet d'estimer pour une densité de courant donnée, le couple de couplage et le couple de saillance dans la machine. En plus, on va pouvoir négliger certains termes dans cette matrice, et donc faciliter la synthèse de la commande.

Le deuxième tableau 3.4 ne présente que les termes significatifs de la matrice d'inductance. Les

	0	d_1	q_1	d_3	q_3
0	0.0294	$8.2 \cdot 10^{-6}$	$-2.3 \cdot 10^{-5}$	$4.2 \cdot 10^{-5}$	$-1.8 \cdot 10^{-6}$
d_1	$8.2 \cdot 10^{-6}$	1	$7.36 \cdot 10^{-4}$	-0.14	$4.5 \cdot 10^{-4}$
q_1	$-2.3 \cdot 10^{-5}$	$7.36 \cdot 10^{-4}$	1.95	$3.38 \cdot 10^{-4}$	0.13
d_3	$4.2 \cdot 10^{-5}$	-0.14	$4.5 \cdot 10^{-4}$	1.94	$-2.24 \cdot 10^{-5}$
q_3	$-1.8 \cdot 10^{-6}$	$3.38 \cdot 10^{-4}$	0.13	$-2.24 \cdot 10^{-5}$	2.0646

Table 3.3 – Valeur moyenne de la matrice d'inductance normalisée par rapport à L_{d1} .

autres termes négligeables sont remis à zéro.

	0	d_1	q_1	d_3	q_3
0	0.0294	0	0	0	0
d_1	0	1	0	-0.14	0
q_1	0	0	1.95	0	0.13
d_3	0	-0.14	0	1.94	0
q_3	0	0	0.13	0	2.0646

Table 3.4 – Valeur moyenne de la matrice d'inductance normalisée par rapport à L_{d1} . Les termes négligeables sont remis à zéro.

La différence $L_{d1} - L_{q1}$ prouve l'existence d'un effet réductant important dans la machine principale, la différence $L_{d3} - L_{q3}$ montre que cet effet est négligeable pour la machine secondaire. Cet effet provient du fait que le trou introduit entre les pôles modifie le schéma de flux selon l'axe d_1 . C'est pourquoi l'axe d_1 a une valeur d'inductance bien inférieure aux autres inductances propres des axes q_1 , d_3 et q_3 . Les faibles valeurs de $M_{d1,q1}$ et $M_{d3,q3}$ indiquent que les deux phases constituant chaque machine fictive sont quasiment découplées. Cependant, les valeurs non négligeables de $L_{d3,d1}$ et $L_{q1,q3}$

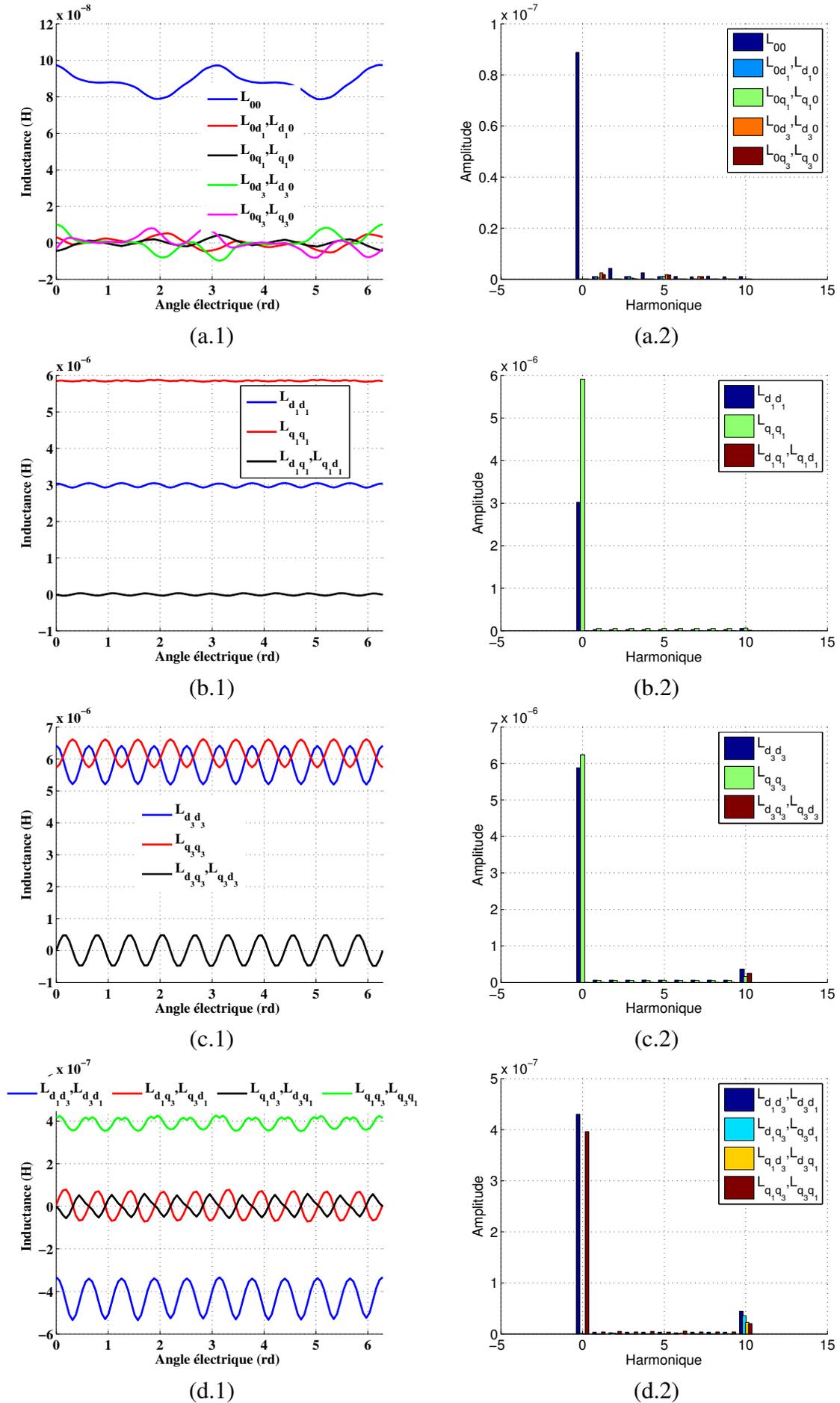


Figure 3.13 – Matrice d'inductance de la machine 20/8 exprimée dans le repère de Concordia (a) Inductance associée à la machine homopolaire (b) Matrice d'inductance de la machine primaire (α_1, β_1). (c) Matrice d'inductance de la machine secondaire (α_3, β_3). (d) Matrice d'inductance représentant le couplage entre les machines fictives.

montrent que les deux plans associés aux machines fictives ne sont pas magnétiquement découplés. La figure 3.14² illustre donc les bobines découplées et celles qui sont couplées magnétiquement :

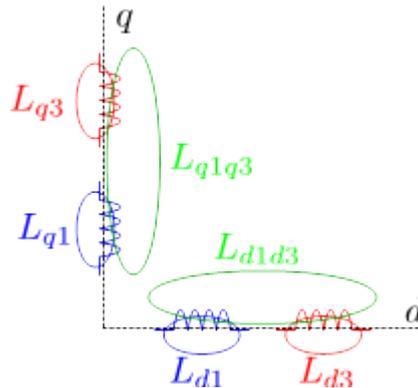


Figure 3.14 – Représentation des bobines des machines fictives. Axes découplés (d_1 et q_1), (d_3 et q_3). Axes couplés (d_1 et d_3), (q_1 et q_3).

3.2.3 Calcul du couple électromagnétique et couplage entre les machines fictives

La machine 20/8 à aimants déposés, étant une machine à pôles lisses, le calcul du couple électromagnétique de la machine montre que seulement les harmoniques du rang multiple de $10p$ contribuent à la production de l'ondulation du couple comme illustré dans la section 2.3.2.4.2.

Le calcul de la matrice d'inductance présentée dans la section précédente pour la machine 20/8 à aimants enterrés, montre que la saillance ne permet pas de considérer que les deux machines fictives comme découplées, et en plus la famille des harmoniques associée à chaque machine fictive n'est plus la même que pour la machine à pôles lisses.

Un calcul du couple électromagnétique est effectué pour chaque stratégie d'alimentation de la machine: mono-harmonique (premier ou troisième harmonique du courant), et bi-harmonique . La densité du courant est fixée à $5A/mm^2$ pour chaque stratégie. Pour la stratégie d'alimentation bi-harmonique, l'amplitude de chaque harmonique du courant est calculée selon la stratégie MTPA, la répartition se faisant selon le rapport k (équation 2.25). Le déphasage entre le courant et la force électromotrice est nul.

La figure 3.15 montre les résultats du calcul de couple électromagnétique par éléments finis de la machine selon les trois stratégies de contrôle. En observant le spectre du couple électromagnétique, ce sont principalement les harmoniques 10 et 20 qui contribuent à l'ondulation de couple, comme le cas des machines à aimants déposés. Il n'existe pas une interaction entre l'harmonique 1 du courant avec l'harmonique 3 de la force électromotrice (ou courant de l'harmonique 3 avec le f.é.m du rang 1), du fait que le couple est le résultat de l'interaction du vecteur flux avec le vecteur courant, qui sont tous les deux réguliers. Cette régularité permet d'affirmer que Concordia est une base propre pour ces grandeurs. De ce fait, il existe une orthogonalité entre les deux harmoniques 1 et 3. Enfin, comme la machine à aimants déposés, l'alimentation bi-harmonique de la machine permet d'avoir un couple plus important que le cas de l'alimentation mono-harmonique[34].

²Les bobines (d_1 et d_3) et (q_1 et q_3) ne sont pas dans le même plan, cette représentation est illustrative

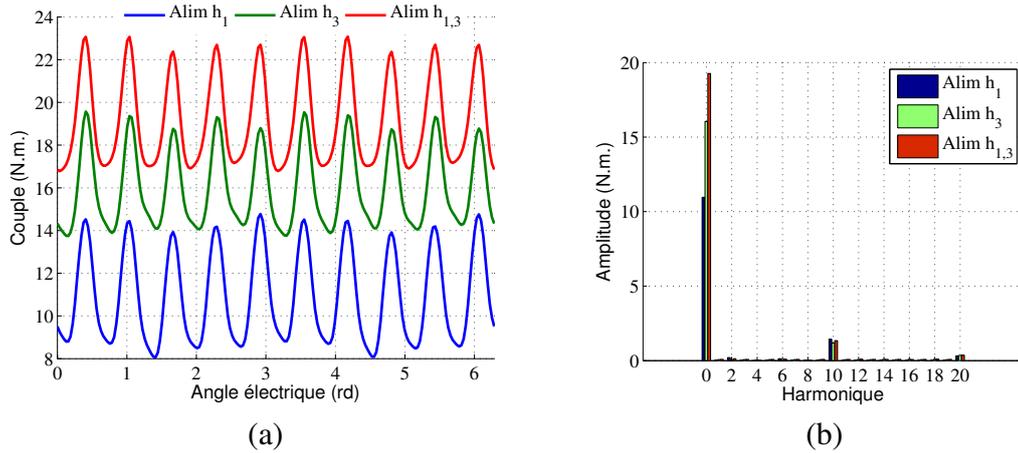


Figure 3.15 – Couple électromagnétique par éléments finis calculé pour chaque stratégie d'alimentation. (a) Forme d'onde. (b) Spectre du couple

3.2.3.1 Modèle du couple électromagnétique dans la machine

Dans cette partie, on cherche à modéliser analytiquement la valeur moyenne du couple électromagnétique délivré par la machine. Bien que ce couple soit calculé par un simple produit scalaire entre le vecteur flux des aimants et le vecteur courant pour une machines à pôles lisses, ce n'est pas forcément le cas dans cette machine, où on peut observer un effet de saillance avec un couplage entre les plans fictifs. Une fois ce couple est modélisé, on cherche donc à estimer ses différents composantes .

3.2.3.1.1 Expression du couple électromagnétique

L'expression générale du couple électromagnétique moyen fourni, pour n'importe quelle machine pentaphasée dont le bobinage est couplé en étoile est donnée par 3.11. Cette expression est obtenue en généralisant l'expression du couple obtenue pur une machine triphasée [105] qui est associée à une seule machine fictive de polarité p . On ajoute un terme désignant le couple produit par la machine secondaire en remplaçant p par 3.

$$(C_{em})_{avr,5} = \underbrace{p(\Phi_{d1}i_{q1} - \Phi_{q1}i_{d1})}_{\text{Machine principale}} + \underbrace{3p(\Phi_{d3}i_{q3} - \Phi_{q3}i_{d3})}_{\text{Machine secondaire}} \quad (3.11)$$

Bien que la projection des harmoniques dans les espaces fictifs ne puisse pas être considérée comme celle décrite dans la décomposition multi-machine, on suppose que le terme multiplié par p représente le couple moyen fourni par la machine principale, ou plus précisément pour cette machine à pôles saillants, l'alimentation avec le premier harmonique du courant. Le terme multiplié par $3p$ est le couple fourni par la machine secondaire, ou avec l'alimentation avec le troisième harmonique du courant, vu que dans cette machine, la notion de la machine principale et secondaire n'existe plus formellement.

L'expression 3.11 n'est pas suffisante pour estimer les ondulations du couple électromagnétique. C'est la dérivée de co-énergie magnétique dans l'entrefer qui est nécessaire pour estimer ces ondulations. Comme le but de cette partie est de modéliser la valeur moyenne du couple afin de trouver les vecteurs courants optimaux maximisant le couple, une fois que ces courants déterminées, les ondulations seront calculées par éléments finis.

Exprimons le couple électromagnétique en fonction des termes de la matrice d'inductance. On ne considère que la valeur moyenne de ces termes, et ceci afin de faciliter la quantification des différents termes de couple électromagnétique. En négligeant l'effet de saturation, la matrice d'inductance reste indépendante du vecteur courant injecté dans la machine. Sous ces hypothèses de linéarité, l'équation de flux dans le repère $(0, d_1, q_1, d_3, q_3)$.

$$\begin{pmatrix} \Phi_{d_1} \\ \Phi_{q_1} \\ \Phi_{d_3} \\ \Phi_{q_3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{d_1}(\theta) & L_{d_1,q_1}(\theta) & L_{d_1,d_3}(\theta) & L_{d_1,q_3}(\theta) \\ L_{q_1,d_1}(\theta) & L_{q_1}(\theta) & L_{q_1,d_3}(\theta) & L_{q_1,q_3}(\theta) \\ L_{d_3,d_1}(\theta) & L_{d_3,q_1}(\theta) & L_{d_3}(\theta) & L_{d_3,q_3}(\theta) \\ L_{q_3,d_1}(\theta) & L_{q_3,q_1}(\theta) & L_{q_3,d_3}(\theta) & L_{q_3}(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d_1} \\ i_{q_1} \\ i_{d_3} \\ i_{q_3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Phi_{aim,d_1}(\theta) \\ \Phi_{aim,q_1}(\theta) \\ \Phi_{aim,d_3}(\theta) \\ \Phi_{aim,q_3}(\theta) \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

En remplaçant l'équation de flux 3.12 dans l'équation 3.13, on obtient les termes de la matrice et de flux des aimants sont en fonction de θ :

$$\begin{aligned} (C_{em})_5 &= \underbrace{p\Phi_{aim,d_1}i_{q_1} - 3p\Phi_{aim,d_3}i_{q_3}}_{\text{Couple interaction aimant/courant}} \\ &\quad - \underbrace{p\Phi_{aim,q_1}i_{d_1} + 3p\Phi_{aim,q_3}i_{d_3}}_{\text{Couple pulsatoire de valeur moyenne nulle}} \\ &\quad + \underbrace{p(L_{d_1} - L_{q_1})i_{d_1}i_{q_1} - 3p(L_{q_3} - L_{d_3})i_{d_3}i_{q_3}}_{\text{Couple de saillance}} \\ &\quad + \underbrace{p(i_{q_1}^2 - i_{d_1}^2)L_{d_1q_1} - 3p(i_{q_3}^2 - i_{d_3}^2)L_{d_3q_3}}_{\text{Couple du couplage entre les axes de chaque machine fictive}} \\ &\quad + \underbrace{p(-L_{q_1d_3} + 3L_{d_1q_3})i_{d_1}i_{d_3} + p(-L_{q_1q_3} + 3L_{d_1d_3})i_{d_1}i_{q_3}}_{\text{Couple de couplage Primaire/Secondaire}} \\ &\quad + \underbrace{p(L_{d_1q_3} + 3L_{q_1q_3})i_{q_1}i_{d_3} + p(L_{d_1q_3} - 3L_{q_1d_3})i_{q_1}i_{q_3}}_{\text{Couple de Couplage Secondaire/Primaire}} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Avec $(\Phi_{aim,d_1}, \Phi_{aim,q_1}, \Phi_{aim,d_3}, \Phi_{aim,q_3})$ est le vecteur flux des aimants.

3.2.3.1.2 Estimation de la valeur moyenne de chaque terme du couple électromagnétique

En se basant sur l'expression 3.11, on peut estimer les différents termes du couple électromagnétique dans la machine, en fonction de la densité de courant injectée. Afin de déterminer la contribution de chaque terme, on cherche pour chaque densité de courant, le vecteur courant optimal visant la maximisation du couple moyen. Le problème d'optimisation pour cette machine s'écrit donc de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \min_{[I_1, \varphi_1, I_3, \varphi_3]} & \quad (-C_{em})_5 \\ \text{subject to} & \quad \sqrt{J_{s,h1}^2 + J_{s,h3}^2} \leq J_{max} \\ & \quad -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \\ & \quad -\pi \leq \varphi_3 \leq \pi \end{aligned} \quad (3.14)$$

Ce problème est résolu à basse vitesse, par conséquent, il n'est pas nécessaire d'introduire une contrainte au niveau de la tension. La valeur de J_{max} varie entre une densité de $1A/mm^2$ allant jusqu'à $20A/mm^2$.

La figure 3.16 présente la répartition du courant entre le premier harmonique et le troisième harmonique. Cette répartition est comparée avec la répartition obtenue en ne considérant que la force électromotrice dans le calcul du couple, c.-à-d. en supposant que le couple fourni par la machine est uniquement résultant de l'interaction entre le courant et le flux des aimants, cette répartition pourra

être calculée en se basant sur le rapport k dans l'équation 2.25.

On remarque aussi, que lorsque la densité de courant augmente, la contribution de la machine princi-

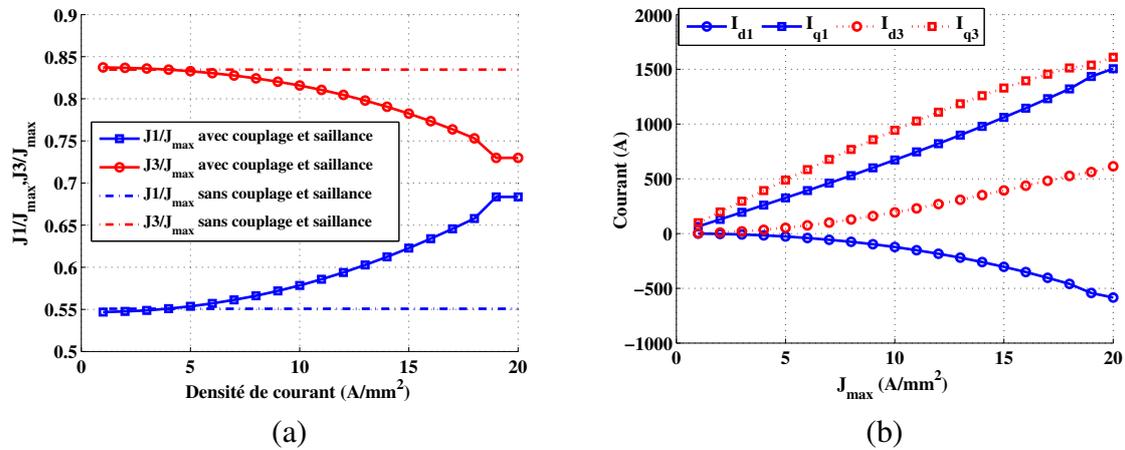


Figure 3.16 – (a) Variation de la répartition du courant maximisant le couple en fonction de la densité de courant. (b) Vecteurs courants optimaux

pale augmente. Ce fait est dû, d'une façon principale, à l'effet de saillance important dans la machine principale, qui a tendance à augmenter significativement en fonction de la densité de courant comme illustré dans la figure 3.17(b).

A partir de vecteur courant évalué pour chaque densité de courant, on peut tracer la variation de chaque composante du couple à basse vitesse, développé dans l'équation 3.13. La figure 3.17 montre les résultats de ce calcul.

A partir de ce calcul, on peut déterminer dans l'intervalle de la densité de courant défini, une estimation moyenne de chaque terme. Le tableau 3.5 présente les résultats pour le calcul linéaire effectué (matrice d'inductance indépendante du courant) :

Sous les hypothèses de linéarité (ou calcul linéaire), les résultats montrent l'existence d'un faible cou-

Nature du couple	Intéraction courant/aimant	Saillance de la machine primaire	Saillance de la machine secondaire	Saillance totale	Couplage
Pourcentage de contribution	$\geq 86\%$	$\leq 12\%$	$\leq 4\%$	$\leq 16\%$	$\simeq -2\%$

Table 3.5 – Contribution de chaque terme du couple dans la production du couple total de la machine pour un calcul linéaire.

ple de couplage entre les deux machines. Notons que ce couplage n'intervient pas uniquement dans la détermination de la valeur moyenne du couple, mais aussi dans la détermination de l'ondulation du couple. Ce couple est négatif, donc il a une tendance à freiner la machine, mais son effet reste trop limité du fait de sa faible contribution. Ainsi, ces résultats confirment le fait que la saillance se projette uniquement sur la machine principale, du fait que le couple de saillance dans la machine secondaire est très petit ($<4\%$), la majorité du couple de saillance étant produit par la machine principale.

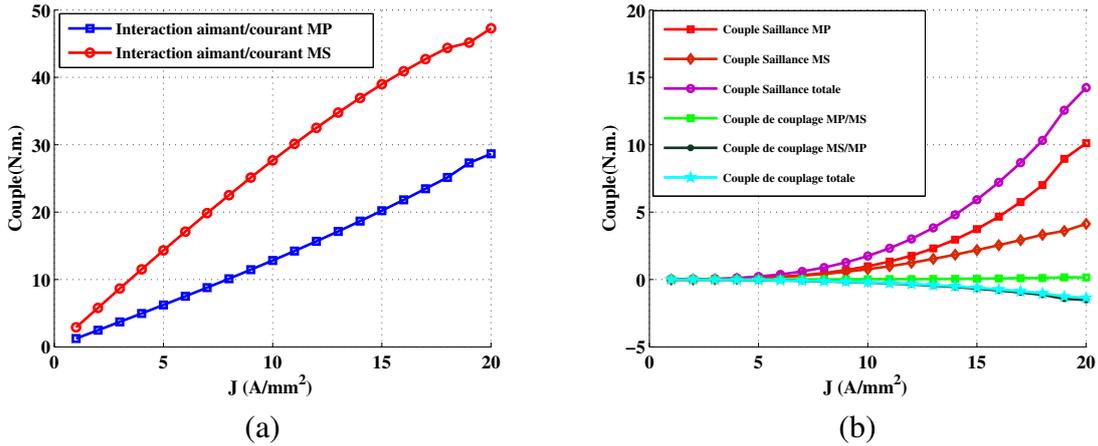


Figure 3.17 – (a) Couple dû à l’interaction entre le flux des aimants et le courant. (b) Termes relatifs au saillance et au couplage entre les machines fictives

3.2.3.2 Validation par éléments finis du modèle du calcul de la valeur moyenne du couple électromagnétique

Dans cette partie, le but est de valider par éléments finis, le modèle analytique du couple électromagnétique donné par l’équation 3.11. Pour cela, on considère plusieurs densités de courants pour les trois stratégies de commande ($h_1, h_3, h_{1,3}$). L’hypothèse considérée dans cette partie, c’est que le déphasage entre le courant et la force électromotrice est nul quelque soit la stratégie d’alimentation, et pour la stratégie bi-harmonique d’alimentation, la répartition du courant selon le rapport k calculé analytiquement dans l’équation 2.25.

On commence par injecter les courants dans la machine modélisée en éléments finis. Pour chaque courant, on récupère le vecteur flux dans la base statorique et la valeur moyenne du couple. Ensuite, le vecteur flux dans le repère de Park ($\Phi_{d1} \ \Phi_{q1} \ \Phi_{d3} \ \Phi_{q3}$) nécessaire pour évaluer le couple, est calculé à partir du vecteur flux des phases dans la base statorique, et ensuite il sera introduit dans l’équation 3.11. Les résultats seront comparés avec le couple moyen issu directement du calcul en éléments finis. La comparaison montre que ce modèle est très bon pour estimer la valeur moyenne du couple électromagnétique.

Enfin, cette machine offre une flexibilité de commande plus importante que la machine double polarité à aimants déposés, du fait que le couple de saillance supplémentaire existant dans la machine primaire, permet de répartir de nombreuses façons, le couple entre les deux machines fictives selon les contraintes définies. Cette possibilité est explorée dans la section 3.5 de ce chapitre.

Notons que dans cette partie, on a cherché à valider le modèle du couple électromagnétique pour les trois stratégies de contrôle et pour plusieurs courants. Bien que le couple calculé dans cette partie est obtenu avec l’hypothèse de déphasage nul entre la force électromotrice et le courant, il ne correspond pas forcément au couple maximal que la machine est capable de fournir à chaque densité des courants, du fait l’effet de saillance, surtout pour la machine primaire, ce qui peut modifier le déphasage pour lequel le maximum du couple est atteint. Cet aspect est détaillé dans la partie 3.4.2.

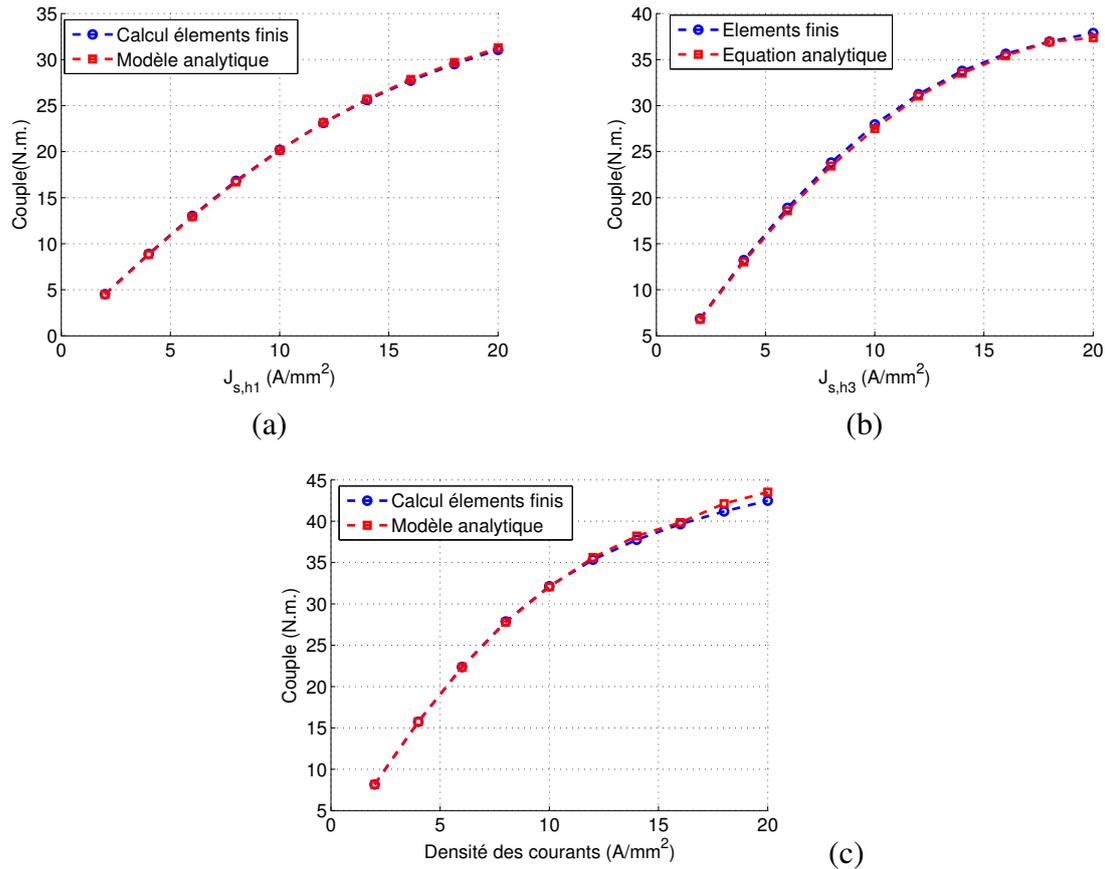


Figure 3.18 – Validation par éléments finis du modèle du couple électromagnétique. (a) Alimentation par premier harmonique. (b) Alimentation par le troisième harmonique. (c) Alimentation bi-harmonique de la machine.

3.3 Modélisation des pertes dans la nouvelle structure à aimants enterrés

Outre la compacité et l'effet de la concentration de flux dans la machine, l'enterrement possède d'autres avantages au niveau de la protection des aimants de l'effet nocif de la variation du champ magnétique résultant principalement de l'effet des encoches et des harmoniques de la force magnétomotrice dont le mouvement est asynchrone avec celui du rotor. L'étude menée dans la partie 2.1 de ce rapport concernant l'étude des pertes dans les aimants pour la machine à aimants déposés est reprise pour évaluer les pertes dans les aimants pour cette machine à aimants enterrés. L'évaluation de ces pertes se fait principalement par éléments finis.

De l'autre côté, les parties ferromagnétiques fer dans de la machine sont soumises à la variation temporelle du champ magnétique provoquant donc les pertes fer. L'objectif de cette partie est de modéliser les différentes pertes dans cette machine.

3.3.1 Pertes dans les aimants dans la nouvelle structure à aimants enterrés

Dans cette partie, on va évaluer les pertes dans les aimants pour la nouvelle machine à double polarité. On rappelle dans cette partie les principales sources des pertes dans les aimants considérées: les pertes par effet des encoches, et les pertes dues aux harmoniques asynchrones (avec le rotor) de la force

magnétomotrice.

3.3.1.1 Pertes à vide dans la machine à aimants enterrés

Comme pour la machine à aimants déposés, les pertes dans les aimants sont évaluées par éléments finis en utilisant le logiciel Maxwell 2D. La figure 3.19 montre la variation des pertes dans les aimants à vide en fonction de la vitesse de rotation.

Les résultats montrent l'effet positif de l'enterrement des aimants sur les pertes à vide dans les aimants

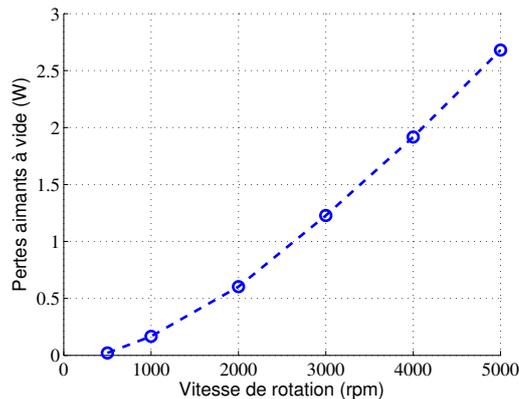


Figure 3.19 – Variation des pertes dans les aimants à vide en fonction de la vitesse de rotation

par courant induit: Pour la même géométrie du stator et des encoches, la machine à aimants enterrés présente 75 fois moins des pertes que la machine à aimants déposés(voir figure 2.33).

3.3.1.2 pertes dues aux harmoniques de la force magnétomotrice

Comme on a déjà montré dans le chapitre II, la détermination de la force magnétomotrice est un facteur important pour évaluer les pertes dans les aimants. Or, ces pertes ne dépendent pas uniquement des harmoniques de la force magnétomotrice mais aussi de la structure rotorique de la machine. Dans le cas de la machine à aimants déposés, les aimants sont exposés directement au flux des harmoniques de la force magnétomotrice, provoquant par conséquent des pertes importantes dans les aimants.

Dans le cas de machine à aimants enterrés, il y a une possibilité que le flux des harmoniques de la force magnétomotrice traverse les chemin à faible réluctance magnétique au lieu de traverser les aimants comme montre la figure 3.20. De ce fait, les machines à aimants enterrés présentent de faibles valeurs de pertes dans les aimants et une protection supplémentaire de la démagnétisation par rapport à la machine à aimants déposés, ce qui montre leur capacité à fonctionner à des fréquences plus élevées, et par suite elles sont moins exposées à des contraintes thermiques.

3.3.1.2.1 Pertes dans les aimants pour une machine à aimants enterrés radialement

Pour évaluer les pertes dans les aimants pour cette topologie rotorique[106; 107; 108], il faudra rappeler le contenu harmonique de la force magnétomotrice de la machine 20/8 suite à une alimentation bi-harmonique de la machine. Comme on a déjà évoqué dans la partie 2.4.3.1, ce bobinage ne génère pas d'harmoniques de rang fractionnaire, qui constituent une source principale des pertes dans les aimants, étant donné que l'enterrement des aimants dans le rotor n'est pas suffisant pour pouvoir éviter totalement les pertes dans les aimants.

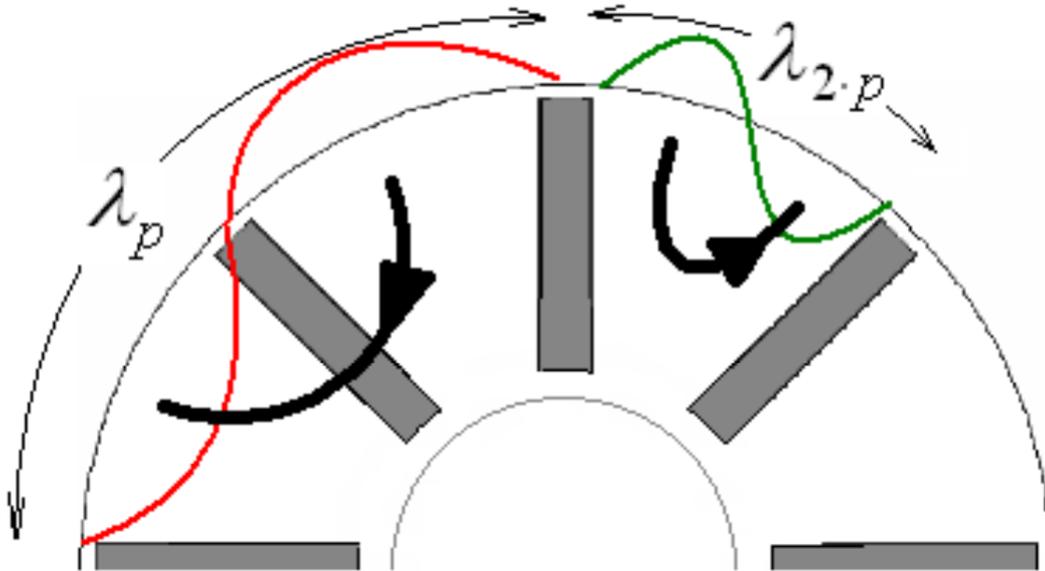


Figure 3.20 – Schéma des harmoniques de la force magnétomotrice pour une machine à aimants enterrés

Dans le but d'évaluer les pertes dans les aimants, dues aux harmoniques de la force magnétomotrice, il faut examiner la variation de cette dernière entre deux pôles consécutifs, séparés par un angle mécanique $\theta_1 = \pi\beta_{aim}$, où β_{aim} est le rapport entre la largeur d'arc, joignant les extrémités proches de l'entrefer de deux aimants consécutifs, et le pas polaire, comme montré dans la figure 3.10. En considérant un harmonique v de la force magnétomotrice, si cet harmonique effectue n tours électriques complets entre deux pôles, la différence de la force magnétomotrice est nulle, ce qui implique des valeurs nulles des pertes par courant induit pour cet harmonique. Ceci revient à dire que l'harmonique v a croisé le fer entre les aimants sans passer par les aimants. De ce fait, une condition nécessaire et suffisante à satisfaire par chaque harmonique v de la force magnétomotrice pour minimiser les pertes dans les aimants, s'écrit par :

$$\frac{\beta_{aim}v}{2p} \in \mathbb{N} \quad (3.15)$$

L'équation 3.15 permet de définir pour chaque harmonique une largeur des pôles garantissant la minimisation des pertes dues à cet harmonique. Dans la machine étudiée dans ce chapitre la valeur de β_{aim} est égale à 1.

D'après l'équation 3.15, on distingue deux cas[106]:

1. Le rapport $\frac{v}{p}$ est pair, alors le rapport $\frac{\beta_{aim}v}{2p}$ est toujours entier, de ce fait, les aimants ne subissent pas des courants induits à cause de l'harmonique v . Les harmoniques 16 et 8- qui constituent la source principale des pertes dans le cas de la machine à aimants déposés- qui existent dans le cas d'une alimentation au premier et troisième harmonique du courant respectivement, ne provoquent pas des pertes dans les aimants dans le cas de la machine à aimants enterrés radialement. D'où de pertes très réduites par rapport à la machine à aimants déposés vont être observées dans ce cas.
2. Le rapport $\frac{v}{2p}$ est impair, dans ce cas le rapport $\frac{\beta_{aim}v}{2p}$ n'est pas entier. De ce fait, ces harmoniques contribuent à la production des pertes dans les aimants. Les principaux harmoniques

contribuant aux pertes dans ce cas sont le 36 dans le cas de l'alimentation de la machine primaire et le 28 dans le cas de la machine secondaire. En examinant les figures 2.35 relatives au calcul de la force magnétomotrice, ces harmoniques étant de faible amplitude, les pertes prévues sont faibles, en comparaison avec la machine à aimants déposés.

Par conséquent, les aimants sont à l'abri des harmoniques de FMM ayant $\frac{\beta_{aim} \nu}{2p}$ entier de la force magnétomotrice, contribuant en général à la majorité des pertes dans le cas de la machine à aimants déposés. Pour ce qui est des pertes dues aux harmoniques dont le $\frac{\beta_{aim} \nu}{2p}$ est non entier, ils sont d'ordre élevé et avec des faibles amplitudes, les pertes dues à ces harmoniques sont faibles.

3.3.1.2.2 Validité de la superposition des pertes dans le cas de la machine à aimants déposés

Comme dans le cas de la machine à aimants déposés, le découplage des machines fictives, se reflète par un découplage des pertes produites par chaque harmonique du courant alimentant chaque machine fictive. Les pertes totales par courant induit sont la somme des pertes par chaque harmonique du courant en plus des pertes à vide dues aux effets des encoches.

Dans le cas de cette machine avec aimants enterrés, le découplage entre les machines fictives n'existe plus, de ce fait, le résultat prévoit que la somme des pertes produites par courant induit suite à une alimentation bi-harmonique n'est pas égale a priori à la somme des pertes produites par chaque harmonique du courant. La figure 3.21 présente les pertes produites par un courant de densité $J_{s,h1}=5$ et $20A/mm^2$ puis $J_{s,h3}=5$ et $20A/mm^2$ à la vitesse 2000 tr/min, et enfin en injectant les deux courants ensemble dans la machine. Ces densités de courant induisent un niveau élevé des pertes dans les aimants, ce qui rend la comparaison plus significative. Les résultats montrent qu'effectivement la superposition des pertes n'est plus valable pour ce type des machines suite au couplage existant entre les deux machines fictives.

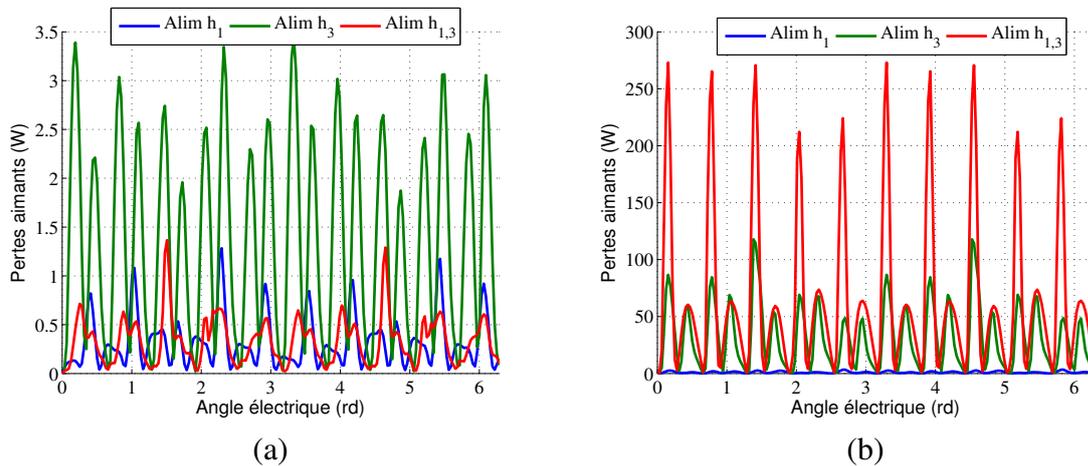


Figure 3.21 – Variation des pertes dans les aimants calculées par éléments finis pour les trois stratégies d'alimentation.(a) Densité de courant $5A/mm^2$. (b) Densité de courant $20A/mm^2$.

À $5A/mm^2$, la valeur moyenne des pertes dues au premier harmonique est égale à 0.32 W, celles avec le troisième harmonique est de 1.34 W et pour l'alimentation bi-harmonique, cette valeur est égale 0.33 W. La valeur de $P_{h1} + P_{h3} - P_0 = 1.06W \neq P_{h1,3} = 0.33W$ à la vitesse 2000 tr/min. Du même pour la densité $20A/mm^2$ où $P_{h1} + P_{h3} - P_0 = 31.92W \neq P_{h1,3} = 65.42W$. De ce fait, l'effet de couplage entre les machines fictives, se traduit par un couplage également au niveau des pertes dans les aimants, contrairement au cas de la machine à aimants déposés. Dans ce cas, on ne peut pas dire que les pertes

dans les aimants suite à une alimentation bi-harmonique sont égales à la somme des pertes provoquées par chaque harmonique du courant.

Par conclusion, le couplage existant entre les machines fictives et la distribution des familles des harmoniques, rend la superposition des pertes de chaque alimentation de courant insuffisant pour estimer les pertes dans le cas d'une alimentation bi-harmonique. On a bien montré également, que les pertes dans les aimants sont faibles dans le cas de cette machine. Pour réduire significativement le problème des pertes, on procédera à une segmentation des aimants. Désormais, ces pertes ne seront pas prises en compte lors de l'élaboration de la commande dans la machine.

3.3.2 Modèle des pertes fer dans la machine

Lors de la conception de la machine, il est intéressant de pouvoir évaluer le rendement de cette machine en tenant compte de sa structure au stator et au rotor et en plus de sa stratégie d'alimentation. Or, la détermination de ce rendement, nécessite évidemment la connaissance des différentes sources des pertes dans la machine, en plus de la puissance au sortie. Jusqu'à maintenant, on a défini les pertes cuivre de la machine ainsi que les pertes dans les aimants d'une part, et le modèle du couple électromagnétique qui définit la puissance de sortie d'autre part.

L'évaluation complète des pertes dans la machine, suite à une certaine stratégie d'alimentation, requiert la détermination des pertes fer, qui constituent une des sources significatives des pertes dans la machine. Ces pertes ont lieu en général dans les tôles ferromagnétiques statoriques et rotoriques, et elles surviennent lors de l'exposition de ces tôles à un champ magnétique variable en fonction du temps.

La prise en compte de ces pertes est importante dans la phase de conception dans la mesure où si les tôles surchauffent suite à une alimentation de la machine, la perméabilité magnétique des tôles est affectée, ce qui peut conduire à une dégradation de performance et la réduction de la compacité. En plus, l'erreur de modélisation augmente, vu que la plupart des modèles utilisent une hypothèse de perméabilité infinie des tôles.

Par conséquent, dans cette section on cherche à modéliser les pertes fer dans la machine, résultantes de n'importe quelle stratégie d'alimentation de la machine. La complexité de détermination des pertes fer dans la machine toute entière provient de plusieurs facteurs:

1. Le premier c'est que, quelque soit la stratégie d'alimentation, l'induction magnétique dans les différentes parties de la machine n'est pas sinusoïdale à cause de l'existence des harmoniques de la force magnétomotrice provenant du bobinage utilisé et de la couche d'aimants. Ce fait nous empêche d'utiliser les modèles simples et classiques des pertes fer utilisées dans le cas d'une induction sinusoïdale, comme le modèle de Steinmetz; l'introduction de tels modèles va conduire certainement à des erreurs d'estimation des pertes très importantes, notamment le cas de l'alimentation bi-harmonique de la machine, où les deux harmoniques 1 et 3 existent principalement dans l'induction magnétique.
2. L'induction magnétique diffère selon l'endroit dans la machine. Dans le cas de la machine à aimants enterrés, l'induction magnétique sous les trous est presque nulle, étant donné que les lignes de champ ne passent pas par cet endroit. Par contre le bas des encoches est en général saturé. Ce dernier présente aussi une différence avec les autres parties de dent.
3. Le troisième facteur c'est l'effet de la rotation qui peut exister dans la machine. Même si certains points admettent des inductions magnétiques avec des amplitudes constantes, il se peut que les

deux composantes B_x et B_y de l'induction sur ce point décrivent un cercle de rayon constant, ce qui engendre des pertes supplémentaires difficiles à détecter.

Le but dans cette partie, est de rechercher un modèle adéquat pour estimer les pertes fer dans la machine. Ce modèle sera utilisé ultérieurement pour estimer les pertes fer dans la machine quelque soit la stratégie d'alimentation de la machine. En premier lieu, on va présenter les différents types de pertes contribuant aux pertes fer dans la machine. Ensuite, on va présenter les hypothèses simplificatrices relatives à l'utilisation de ce modèle. Enfin, ce modèle sera validé par calcul en éléments finis, pour juger de sa précision.

3.3.2.1 Principales contributions aux pertes fer

Un matériau ferromagnétique, soumis un champ magnétique variable dans le temps, est le siège des certaines pertes qui sont appelées pertes fer. Bertotti, décompose les pertes en trois composantes principales [109; 110] :

1. Les pertes par courant induits P_{cf} : le flux magnétique généré par les bobines de la machine est canalisé par les tôles. Sa circulation et sa variation en fonction du temps induisent une tension locale. Comme la conductivité des tôles est non nulle, des courants, circulant autour des lignes de champ sont induits. Ainsi, pour réduire ces pertes et empêcher le courant de circuler dans le circuit magnétique entier, on procède au feuilletage de circuit magnétique. Il existe des tôles avec d'épaisseur de 0.35 mm, ce qui permet de réduire significativement ces pertes.
2. Les pertes par Hystérésis P_h [111]: ces pertes proviennent essentiellement de mouvement des parois de Bloch, qui séparent les domaines magnétiques voisins au sein du matériau qui possèdent des moments magnétiques avec des orientations différentes. Ce phénomène se reflète par une courbe cycle hystérésis comme montre la figure 3.22, propre à chaque matériau magnétique. Ce cycle montre également que le matériau emmagasine une certaine énergie lors de la phase de magnétisation, mais ne restitue pas la même énergie lors de la phase de la démagnétisation. La différence entre l'énergie emmagasinée et restituée présente donc les pertes par Hystérésis. Il faut noter que le phénomène des pertes par hystérésis est fortement non-linéaire. Le cycle présenté dans la figure précédente peut avoir encore des cycles mineurs.
3. Les pertes excédentaires P_{exc} : en régime dynamique, les parois de Bloch peuvent changer de longueur. Le mouvement de ces parois et la variation de longueur provoquent des courants induits au voisinage de ces parois.

Le modèle de Bertotti considère que la densité volumique des pertes fer totales est égale à la somme de ces composantes

$$P_{fer} = P_h + P_{cf} + P_{exc} \quad (3.16)$$

Pour chaque composante des pertes, on va présenter le loi de comportement permettant d'estimer au mieux les pertes fer totales dans la machine.

3.3.2.1.1 Pertes par courant induit dans les tôles

Comme on a déjà évoqué, l'alimentation de la machine se fait par deux harmoniques du courant. De ce fait, l'approche qui détermine les pertes fer en se basant uniquement sur la valeur crête du champ n'est plus valable, parce que cette approche suppose que l'induction magnétique est sinusoïdale. On définit donc un modèle qui permet d'introduire la dynamique de l'induction magnétique, et en plus d'estimer les pertes instantanées. Il vient [112; 113]:

$$P_{cf} = \frac{1}{2\pi} K_{cf} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (3.17)$$

Avec $B(t)$ est l'induction temporelle considérée pour un point donné. L'importance de ce modèle tient dans l'introduction de la dérivée de l'induction, ce qui permet de voir l'effet de l'injection de l'harmonique du rang 3 sur les pertes fer.

3.3.2.1.2 Pertes excédentaire induit dans les tôles

D'une façon similaire aux pertes par courants induits, on définit également les pertes excédentaires par [112; 113] :

$$P_{cf} = \frac{1}{8.763} K_{exc} \left| \frac{dB}{dt} \right|^{1.5} \quad (3.18)$$

3.3.2.1.3 Pertes par hystérésis

Pour déterminer ces pertes, il faut tout d'abord préciser la méthode de détermination de cycle d'hystérésis. Quelque soit le matériau soumis à une excitation par une induction magnétique B , le champ magnétique H se divise en deux composantes: une réversible, ne contribuant pas aux pertes hystérésis, et l'autre irréversible, et qui contribue principalement à ces pertes. Il vient :

$$H = H_{rev} + H_{irrev} \quad (3.19)$$

Les pertes par hystérésis sont égales à la surface limitée par le contour fermé (B,H) représentant le cycle hystérésis du matériau . On a [112; 113] :

$$\begin{aligned} P_h &= H(t) \frac{dB}{dt} dt \\ &= H_{irr}(t) \frac{dB}{dt} dt \end{aligned} \quad (3.20)$$

Ainsi, la figure 3.22 représente le cycle d'hystérésis. Ce cycle peut être décomposé en somme de deux fonctions, l'une représentant la composante réversible, l'autre, celle qui est une ellipse dans le plan (B,H) , et qui a pour surface égale à la surface initiale du cycle. L'ellipse, qui représente donc

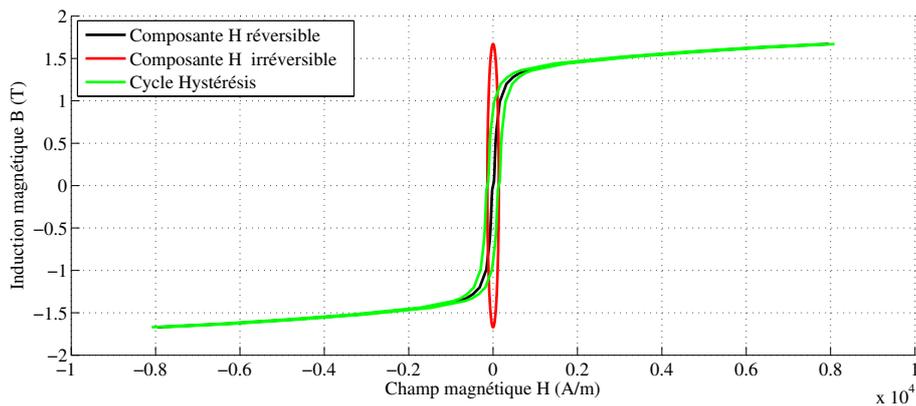


Figure 3.22 – Décomposition du cycle hystérésis du matériau

la composante irréversible du champ magnétique H , peut être exprimée en équation paramétrique en fonction de l'angle électrique θ comme suit :

$$\begin{cases} B = B_{st} \sin(\theta) \\ H_{irr} = H_{st} \cos(\theta) \end{cases} \quad (3.21)$$

Avec B_{st} est l'amplitude maximale de l'induction magnétique. Cette valeur est directement obtenue de l'historique de l'induction magnétique à laquelle le matériau a été soumise. Enfin , pour déterminer

la surface de l'ellipse, il reste à déterminer H_{st} .

La surface de l'ellipse représente les pertes par hystérésis, il vient donc :

$$P_h = H_{st} B_{st} \pi f \quad (3.22)$$

où f est la fréquence de l'induction magnétique. La détermination de H_{st} exige que les pertes hystérésis données par l'équation 3.22 soient égales aux pertes dans le domaine fréquentiel calculée pour une induction sinusoïdale d'amplitude B_{st} , données par la formule de Steinmetz .Par conséquent, il vient :

$$P_h = K_h f B_{st}^2 \quad (3.23)$$

$$H_{st} = \frac{1}{\pi} K_h B_{st} \quad (3.24)$$

et donc :

$$H_{irr} = \frac{1}{\pi} K_h B_{st} \cos(\theta) \quad (3.25)$$

En remplaçant l'équation 3.25 dans l'équation 3.20, on obtient la variation instantanée des pertes par hystérésis dans le fer :

$$P_h = \frac{1}{\pi} K_h B_{st} \cos(\theta) \left| \frac{dB}{dt} \right| \quad (3.26)$$

Par conséquent, la valeur ponctuelle instantanée des pertes fer, dépendant à la fois de l'induction magnétique et de sa dynamique est donnée par :

$$\begin{aligned} P_{fer} = f(B, \frac{dB}{dt}) &= \frac{1}{\pi} K_h |B_{st} \cos(\theta)| \frac{dB}{dt} \\ &+ \frac{1}{2\pi^2} K_{cf} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \\ &+ \frac{1}{8.763} K_{exc} \left| \frac{dB}{dt} \right|^{1.5} \end{aligned} \quad (3.27)$$

3.3.2.2 Validation par éléments finis du modèle

Le modèle des pertes fer précédemment établi permet d'estimer les pertes fer instantanées en chaque point de la machine. Dans cette partie, le but est de valider le modèle donné par éléments finis. On commence par valider le modèle ponctuellement, c.-à-d. sur un point donné dans la machine. Ensuite, on va utiliser ce modèle pour estimer les pertes fer dans la machine entière. Tout d'abord, il faut caractériser les tôles ferromagnétiques de la machine, afin de trouver les coefficients K_h, K_{cf} et K_{exc} nécessaires pour l'estimation de ces pertes.

3.3.2.2.1 Caractérisation du matériau ferromagnétique utilisé dans la machine: Calcul de K_h, K_{cf} et K_{exc}

La détermination des coefficients K_h, K_{cf} et K_{exc} nécessitent des données expérimentales donnant la valeur de la densité des pertes fer dans le matériau, suite à sa soumission à une excitation magnétique sinusoïdale de fréquence f et d'amplitude B_{max} . On note donc cette densité $P_{i,j}$ qui correspond à une excitation par un champ magnétique sinusoïdale d'amplitude $B_{mi,j}$ et de fréquence f_i . A partir de ces essais on construit donc une famille des courbes donnant la variation de la densité des pertes en fonction de l'amplitude $B_{mi,j}$. La figure 3.23 donne cette ensemble des courbes. Les essais sont effectués pour des fréquences : 50, 100, 200, 400, 1000, 2500 Hz. Notons que les tôles utilisées sont du type M270-50A.

Ensuite, on vise la détermination des coefficients K_h, K_{cf} et K_{exc} pour les courbes données dans la figure 3.23. On procède donc à la méthode de moindre carrée afin de déterminer ces coefficients comme

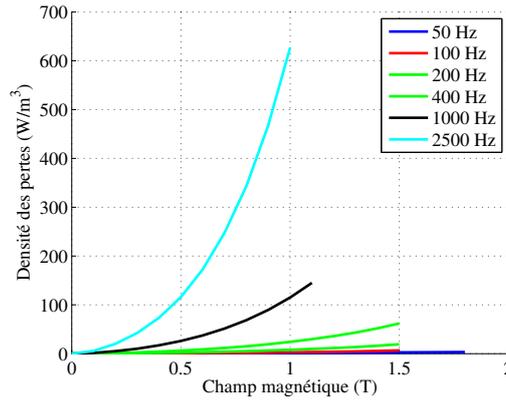


Figure 3.23 – Variation de la densité des pertes en fonction de la fréquence et de l’amplitude de l’induction magnétique. Les données suivantes sont fournies par le constructeur [13].

montré dans l’équation 3.28, en minimisant la différence entre la densité des pertes expérimentales et le modèle de Steinmetz classique utilisée dans le cas d’une excitation sinusoïdale :

$$\min [Err(K_h, K_{cf}, K_{exc})] = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{n_i} \left[P_{i,j} - \left(K_h f_i B_{m_{i,j}}^2 + K_{cf} f_i^2 B_{m_{i,j}}^2 + K_{exc} f_i^{1.5} B_{m_{i,j}}^{1.5} \right) \right]^2. \quad (3.28)$$

Avec m est le nombre des fréquences, n_i est le nombre des points d’essais effectués pour la fréquence f_i .

L’inconvénient majeur de cette approche réside dans le fait que les valeurs des coefficients dépendent certainement du nombre des fréquences et des champs magnétiques qui seront prises en compte lors de l’application de l’équation 3.28. Le tableau 3.6 montre comment ces coefficients varient en fonction des fréquences prises en compte pour le calcul de ces coefficients.

Fréquences (Hz)	K_h (W/m ³)	K_{cf} (W/m ³)	K_{exc} (W/m ³)
50,100,200,400,1000,2500	255.3	0.62	0
100,200,400,1000	221.66	0.67	0
100,200,400	135.14	0.93	0
200,400	137.4	0.93	0
400,1000	252.5	0.64	0

Table 3.6 – Variation des coefficients K_h, K_{cf} et K_{exc} en fonction des fréquences d’essais.

Si on ne considère que les basses fréquences lors de l’estimation, les résultats donnant les pertes fer seront plus précis pour les points de fonctionnement de la machine à basse vitesse et vice versa. Pour cela, le calcul basé sur les basses et les hautes fréquences comme la première ligne du tableau 3.6, constitue un compromis pour évaluer les pertes fer sur toute la plage de fonctionnement de la machine. Par conséquent, pour la suite, on suppose $K_h = 255.3 \text{ W/m}^3$, $K_{cf} = 0.62 \text{ W/m}^3$ et $K_{exc} = 0 \text{ W/m}^3$.

3.3.2.2.2 Validation ponctuelle de modèle des pertes fer

Dans cette partie 3.3.2.2, on vise la validation du modèle analytique par la méthode éléments finis sur un point donné de la machine. On considère un point au centre d’une dent du stator. La machine sera alimentée par le premier, troisième harmonique ou les deux ensembles. Ces courants seront injectés dans la machine modélisée en éléments finis. A la sortie, on récupère, pour ce point, la forme d’onde

de la dérivée de l'induction magnétique et la densité des pertes fer. Ensuite, la dérivée de l'induction extraite du calcul éléments finis sera introduite dans l'équation 3.27, et le résultat est comparé avec la densité des pertes extraites directement du calcul éléments finis. La densité de courant dans chaque

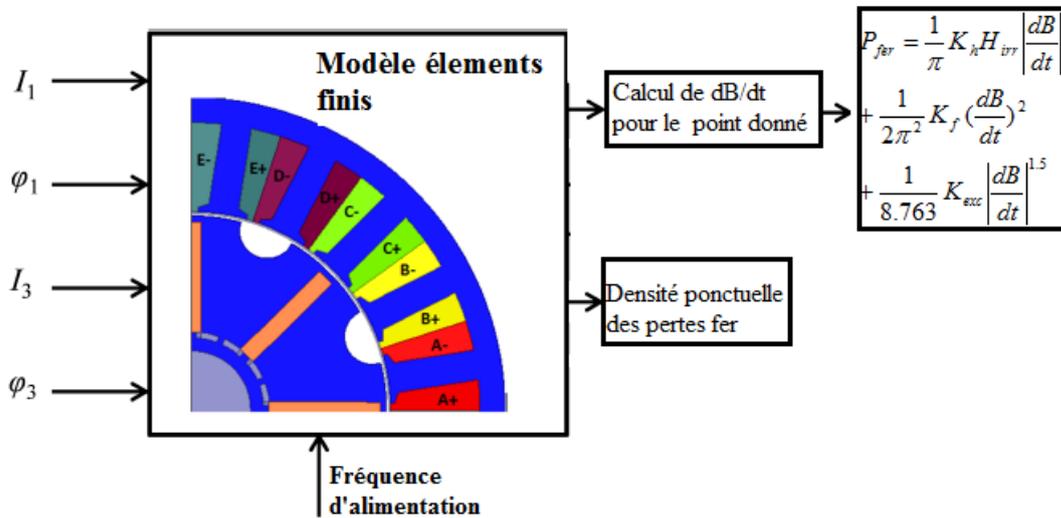


Figure 3.24 – Procédure de comparaison entre le modèle analytique donné dans l'équation 3.27 et le modèle en éléments finis.

cas est de $10A/mm^2$ et la répartition des courants dans le cas de l'alimentation se fait toujours selon le rapport k donné par l'équation 2.25, la vitesse de rotation est de 1000 tr/min, ce qui est équivalent à une fréquence d'alimentation de 133.3Hz pour le premier harmonique du courant.

La figure 3.25 montre la comparaison entre le modèle et le calcul éléments finis pour chaque stratégie d'alimentation. Ces résultats prouvent que ce modèle permet d'estimer la densité des pertes fer ponctuelles.

Ce modèle est testé également pour une autre densité de courant, égale à $20A/mm^2$. Les résultats sont présentés également dans la figure 3.26. Étant donné que la fréquence d'alimentation est la même, on conserve les mêmes valeurs K_h , K_{cf} et K_{exc}

Dans les deux cas présentés dans les figures 3.25 et 3.26, la simulation s'est faite sur une période électrique.

3.3.2.2.3 Procédure de calcul des pertes fer totales dans la machine

Dans la partie précédente, on a validé le modèle de la densité des pertes fer au niveau ponctuel. Dans cette partie, on vise le calcul de la valeur absolue des pertes fer dans la machine en se basant sur le modèle déjà élaboré. Le principe dans ce cas est de calculer, en chaque point ou en chaque petite zone de la machine l'induction magnétique. Ensuite, on applique le modèle donné par l'équation 3.28 pour déterminer la densité locale des pertes fer. Les pertes fer globales seront déterminées par une intégration sur le volume de la machine. Cette démarche de calcul n'est pas facile à faire analytiquement puisqu'on sait que l'induction magnétique diffère d'un point à l'autre dans la machine. De ce fait, la détermination analytique des valeurs des pertes semble très difficile, ce qui nous incite à trouver des hypothèses permettant de simplifier la complexité de problème.

3.3.2.2.3.1 Calcul des pertes avec les hypothèses simplificatrices

Le principe est de diviser la machine en trois régions: Le rotor, les dents et la culasse.

$$P_{t_{fer}} = P_{t_{dent}} + P_{t_{culasse}} + P_{t_{rotor}} \quad (3.29)$$

Les pertes fer totales sont les sommes des pertes dans chaque région. Exploitant le fait que les bobines sont enroulées autour des dents, donc le flux dans les dents est égal à celui de flux dans les bobines. Pour calculer l'induction dans une dent, il suffit juste de diviser le flux capté par la bobine entourant ce dent par la surface de dent.

$$B_{dent}(t) = \frac{\Phi_{dent}(t)}{S_{dent}} \quad (3.30)$$

On suppose en plus que l'induction magnétique est uniforme dans chaque dent. Ensuite, les pertes dans les dents sont déterminées par :

$$P_{t_{dent}}(t) = \sum_{n_t=1}^{N_t} (P_{fer})_{n_t} V_{n_t} \quad (3.31)$$

Avec N_t le nombre total des dents dans la machine, et $(P_{fer})_{n_t}$ est la densité des pertes fer dans le dent numéro n_t et V_{n_t} est le volume de dent numéro n_t .

La culasse quant à elle est divisée aussi en N_y parties, avec $N_y = N_t$. Dans chaque partie numéro i de la culasse, notée C_i on suppose que l'induction magnétique est uniforme. Cette induction magnétique

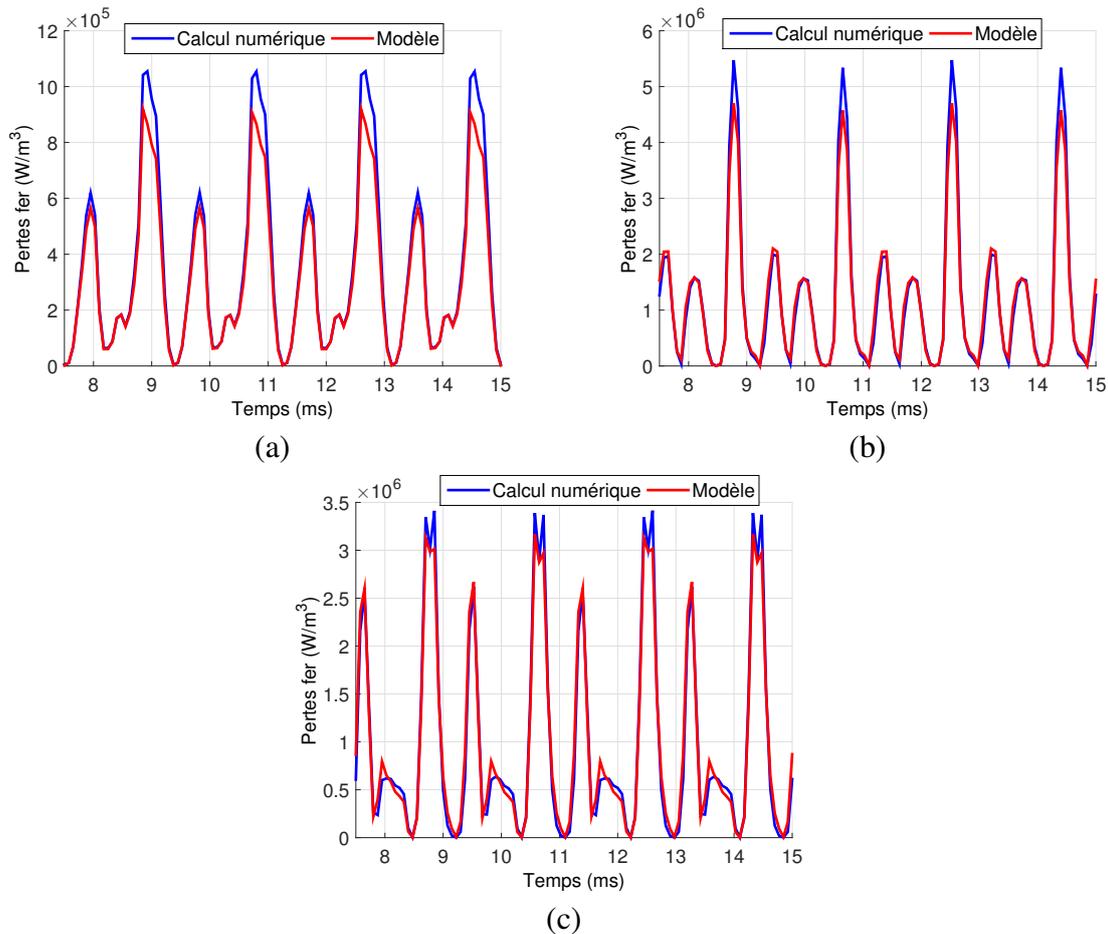


Figure 3.25 – Comparaison entre la densité des pertes fer dans l'équation 3.27 (modèle analytique) et le calcul éléments finis de cette densité ($J = 10A/mm^2$, $N=1000$ tr/min). (a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique

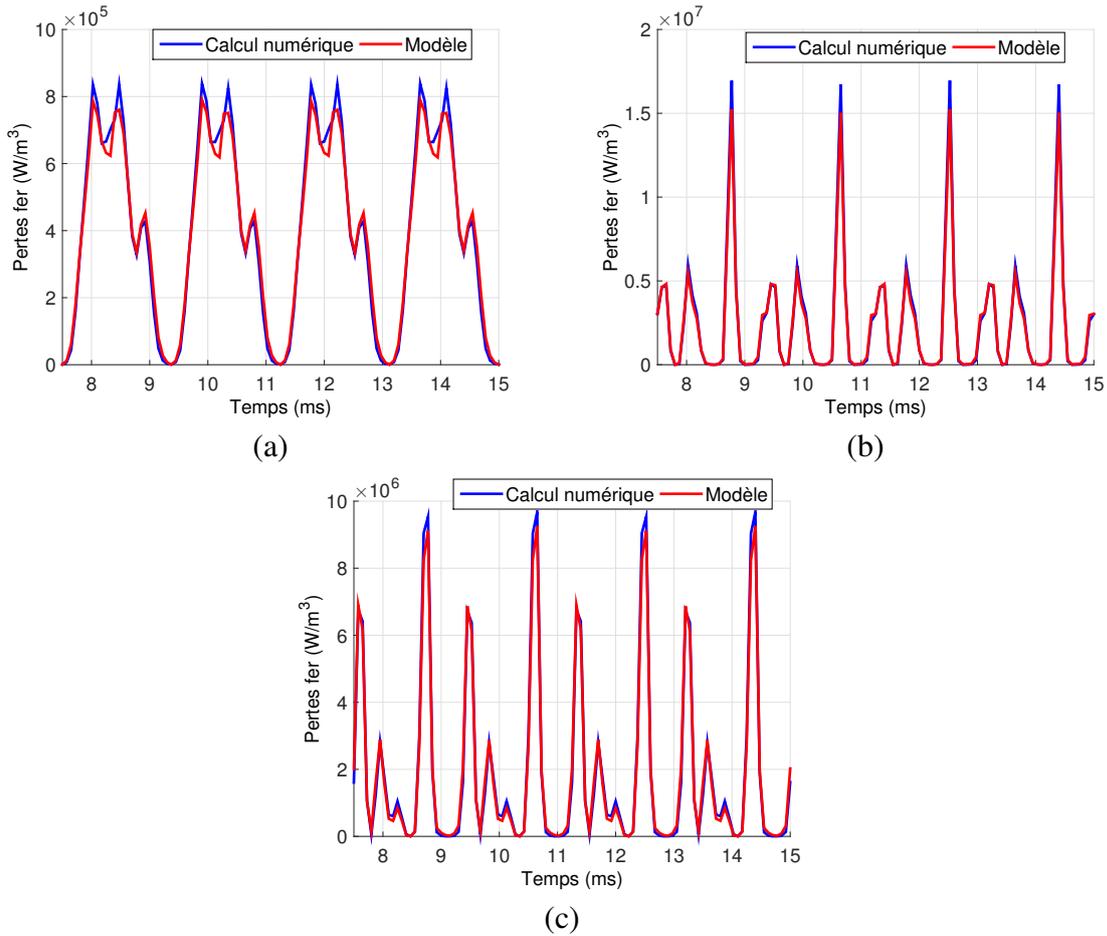


Figure 3.26 – Comparaison entre la densité des pertes fer dans l'équation 3.27 (modèle analytique) et le calcul éléments finis de cette densité ($J = 20A/mm^2$, $N=1000$ tr/min). (a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique

est égale à la valeur du potentiel vecteur A_i multipliée par la longueur de la machine. Ce potentiel A_i de la culasse C_i est calculé sur un point au milieu du haut de l'encoche comme montré dans la figure 3.27.

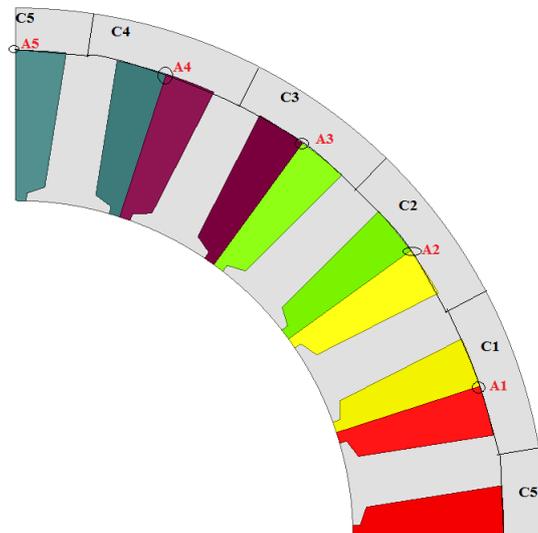


Figure 3.27 – Division de la culasse en plusieurs parties chacune avec une induction magnétique.

$$B_{culasse,i} = \frac{A_i \cdot L_m}{S_{cls}} \quad (3.32)$$

Avec L_m est la longueur de la machine et S_{cls} est la surface de culasse donnée par $e_{cls} \cdot L_m$ où e_{cls} est l'épaisseur de culasse. Le même principe est donc appliqué pour calculer les pertes fer dans la culasse.

$$P_{t_{culasse}}(t) = \sum_{n_y=1}^{N_y} (P_{fer})_{n_y} V_{n_y} \quad (3.33)$$

Contrairement aux machines avec un bobinage réparti diamétral, où le flux dans la culasse est approximativement égal en régime établi à la moitié de flux sortant de la dent, ce n'est pas le cas pour le bobinage à pas fractionnaire concentré autour des dents. De ce fait, le calcul de potentiel vecteur A_i semble très difficile. Sa détermination exige soit une simulation par éléments finis, soit de modéliser la machine par un réseau de perméance. Alors, les pertes fer sont déterminées ensuite par :

$$(P_{fer})_{totale} = P_{t_{culasse}} + P_{t_{dent}} \quad (3.34)$$

Concernant le rotor, les pertes fer rotoriques sont évaluées par éléments finis. Ces pertes sont calculées pour plusieurs points de fonctionnement de la machine. Une propriété importante est déduite, c'est que la contribution de ces pertes dans les pertes fer globales de la machine est négligeable. La raison de ces faibles pertes est qu'une grosse partie du rotor est soumise à un champ magnétique constant imposé par les aimants. Les pertes fer existantes dans le rotor se concentrent uniquement sur la couche proche de l'entrefer, où la variation du champ magnétique est plus importante, en plus de l'existence de la partie rotorique sous le trou, où le champ magnétique est presque nul, à cause de l'effet réductant imposé par les trous.

La figure 3.28 montre donc le carte représentant le champ magnétique suite à une alimentation bi-harmonique dans le rotor et la répartition des pertes fer, chaque harmonique possède une densité de $20A/mm^2$ (densité totale de $20\sqrt{2}A/mm^2$). La figure 3.29 montre le pourcentage de contribution des pertes rotoriques pour un ensemble des vecteurs courants à la vitesse 2000tr/min. Par conséquent, la majorité des pertes fer se concentrent dans le stator, le calcul de ces dernières est suffisant pour avoir une idée globale des pertes fer dans la machine. Par conséquent, Le modèle des pertes fer sera utilisé pour estimer les pertes fer dans le stator.

Par conclusion, il suffit pour cette machine d'estimer les pertes fer statoriques afin d'avoir une idée sur les pertes fer totales dans la machine. Il reste donc à savoir dans quelle mesure, le calcul des pertes statoriques, en utilisant les hypothèses simplificatrices selon l'équation 3.34, est adéquat.

3.3.2.2.3.2 Validation par éléments finis des pertes statoriques

Afin de valider par éléments finis les pertes fer statoriques calculées en utilisant les hypothèses simplificatrices, on compare ces pertes fer statoriques calculées par l'équation 3.34 et conformément à la procédure décrite dans la section précédente, avec les résultats des pertes fer statoriques issues directement du calcul éléments finis. Les deux calculs, se font pour les trois stratégies d'alimentation et pour plusieurs densités de courant de $2A/mm^2$ allant jusqu'à $20A/mm^2$ pour la vitesse 2000 tr/min. La figure 3.30 montre donc les résultats de cette comparaison. On arrive donc avec ce modèle analytique à estimer correctement les pertes statoriques. Le même calcul est effectué pour une vitesse de 4000 tr/min. Il apparaît que le modèle analytique reste valable encore à cette vitesse.

Comme étant un modèle paramétré, un test de sensibilité du modèle des pertes fer est effectué aux paramètres $K_h, K_{cf} \text{ et } K_{exc}$. La même démarche est effectuée pour comparer entre le modèle des pertes fer statoriques et le modèle, cette fois-ci en utilisant un différent jeu des paramètres K_h, K_{cf} et K_{exc} , obtenu en supprimant la courbe représentant la densité des pertes pour la fréquence 1000Hz de la procédure de calcul des paramètres détaillée dans la partie 3.3.2.2.1. Les résultats sont montrés

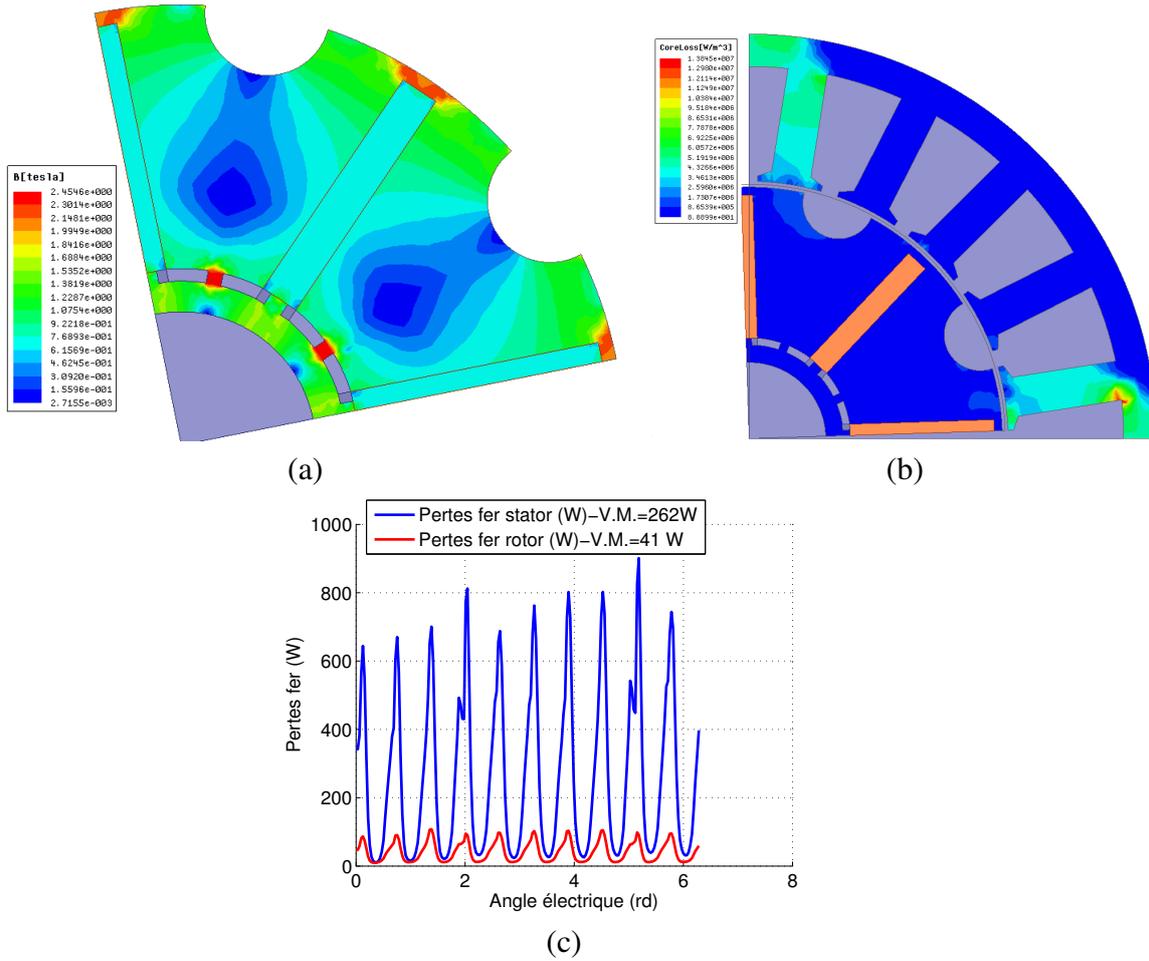


Figure 3.28 – (a) Champ magnétique dans le rotor suite à une alimentation bi-harmonique . (b) Répartition de la densité des pertes fer rotoriques. (c) Calcul en éléments finis de la forme d'onde des pertes statoriques et rotoriques calculée en éléments finis.(V.M. désigne la valeur moyenne)

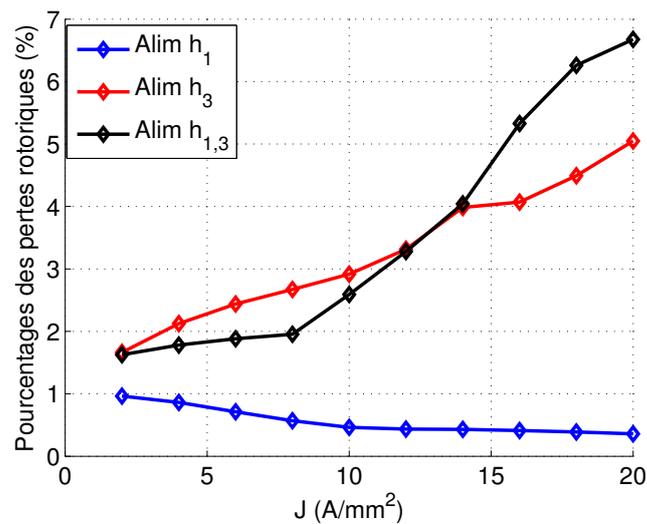


Figure 3.29 – Calcul en éléments finis du pourcentage de contribution des pertes fer rotoriques dans les pertes fer totales.

dans la figure 3.32, la vitesse de rotation est de 2000 tr/min. Les résultats montrent que ce modèle reste applicable pour estimer les pertes.

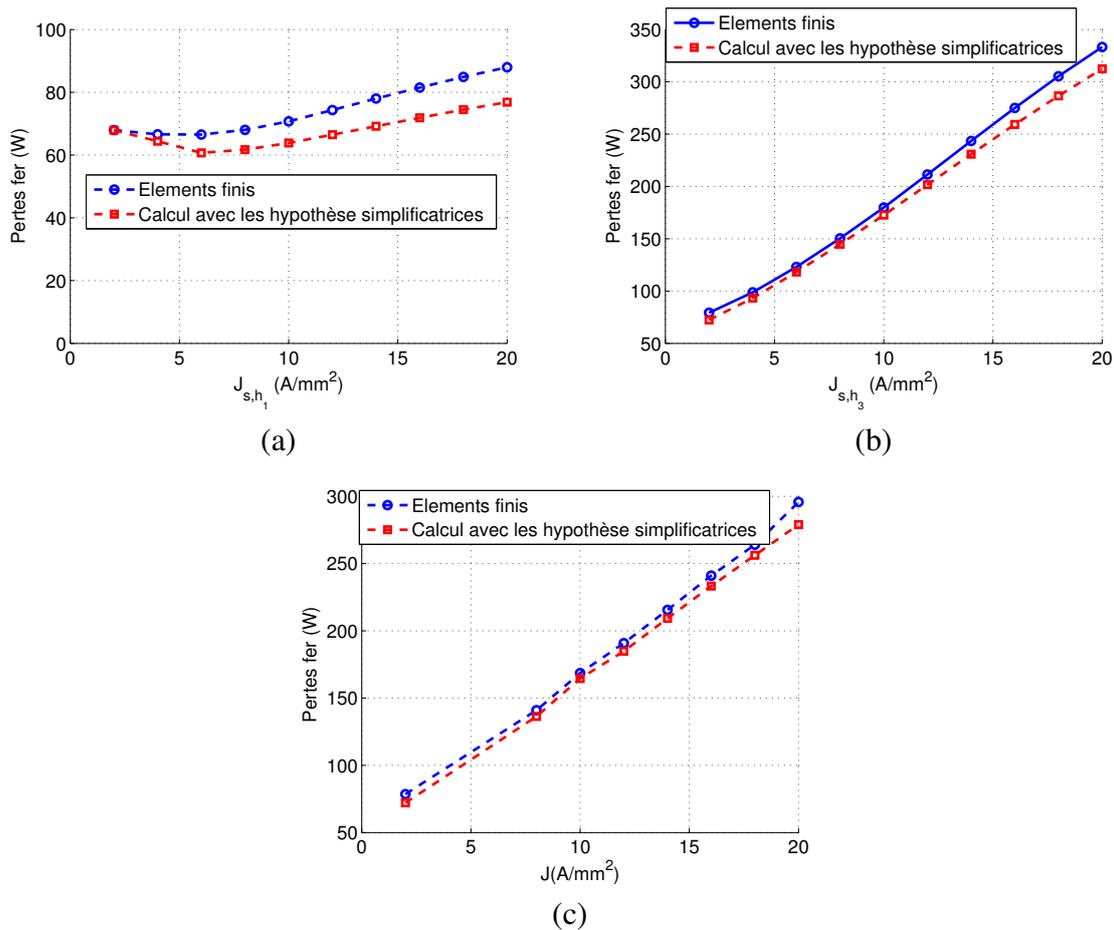


Figure 3.30 – Comparaison entre le calcul avec les hypothèses simplificatrices et le calcul éléments finis pour le calcul des pertes fer statoriques (vitesse 2000tr/min). (a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique $h_{1,3}$

Une conclusion globale qu'on peut déduire de l'analyse des pertes dans cette partie est de confirmer que, même avec une alimentation bi-harmonique, la majorité des pertes proviennent du stator, avec essentiellement des pertes fer statoriques et les pertes cuivre. Cela révèle à la fois l'avantage de bobinage et de la structure rotorique utilisée et leur rôle dans la protection des parties conductrices du rotor, à savoir les aimants et le fer.

3.3.2.2.4 Bilan des pertes dans la machine

En prenant tous les calculs faits dans la section précédente pour les pertes fer et les pertes dans les aimants, on peut déduire un bilan des pertes dans la machine constitué de la somme des trois pertes : fer, cuivre et les pertes dans les aimants. Dans cette partie on va présenter la part des pertes rotoriques dans les pertes totales de la machine pour chaque stratégie d'alimentation.

Pour établir le bilan des pertes, il faut introduire en plus les pertes cuivre pour chaque stratégie d'alimentation. La figure 3.33 montre donc la contribution de chaque type des pertes, calculée en éléments finis.

On remarque qu'on arrive à estimer les pertes totales au stator qui constituent plus de 90% des pertes totales dans la machine. Leur détermination permet donc d'estimer avec une bonne précision, le rendement de la machine quelque soit le point de fonctionnement. Par conséquent, et comme on ne s'intéresse pas au calcul de la température du rotor, on ne considère, par la suite, que les pertes au stator.

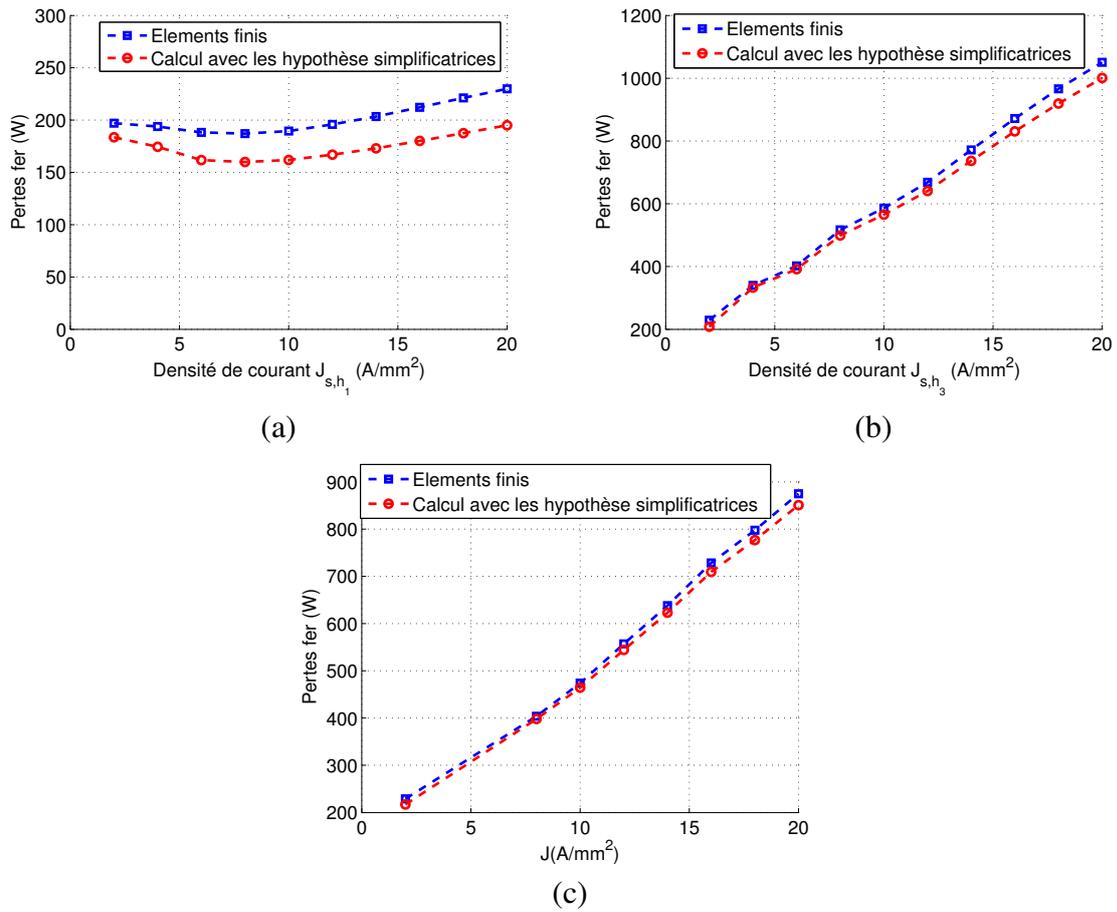


Figure 3.31 – Comparaison entre le calcul avec les hypothèses simplificatrices et le calcul éléments finis pour le calcul des pertes fer statoriques (vitesse 4000tr/min). (a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique $h_{1,3}$

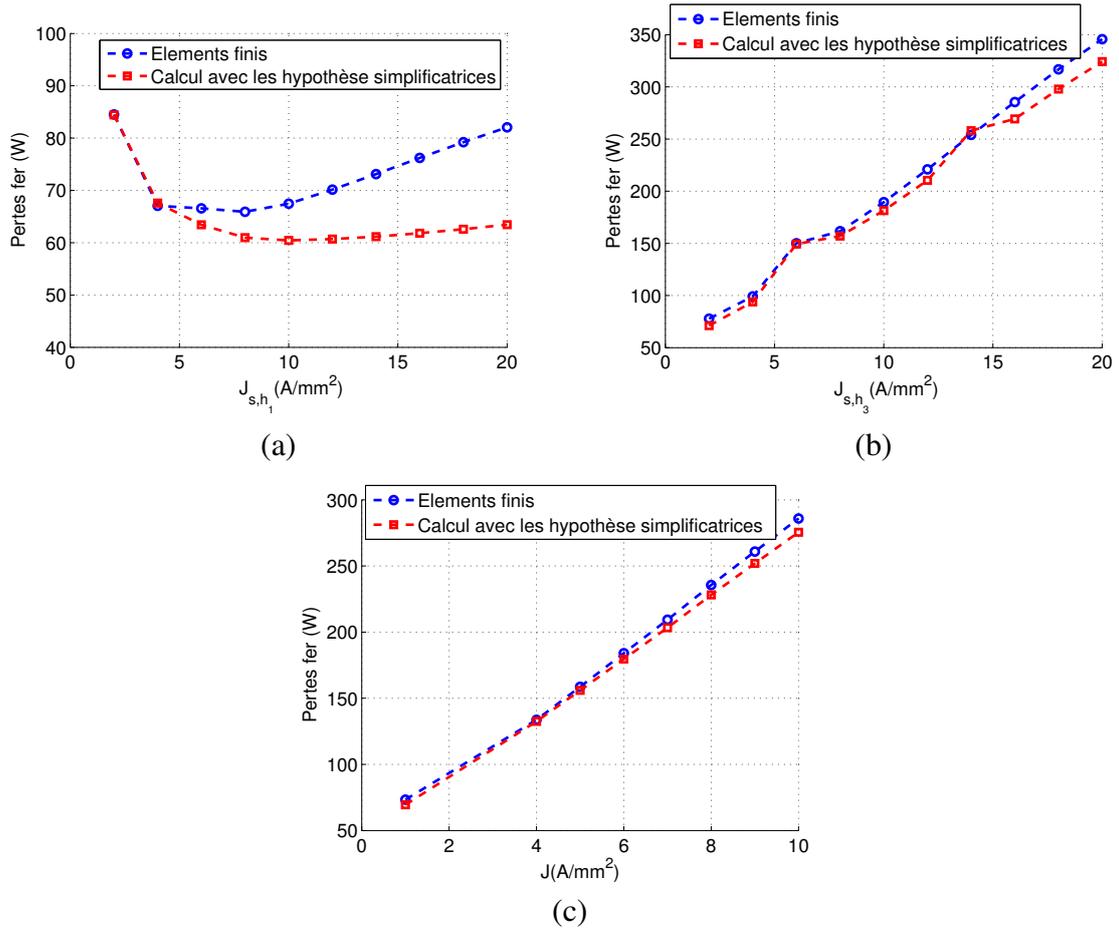


Figure 3.32 – Comparaison entre le modèle et le calcul éléments finis pour le calcul des pertes fer pour un autre jeu des paramètres (vitesse de 2000 tr/min). (a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique

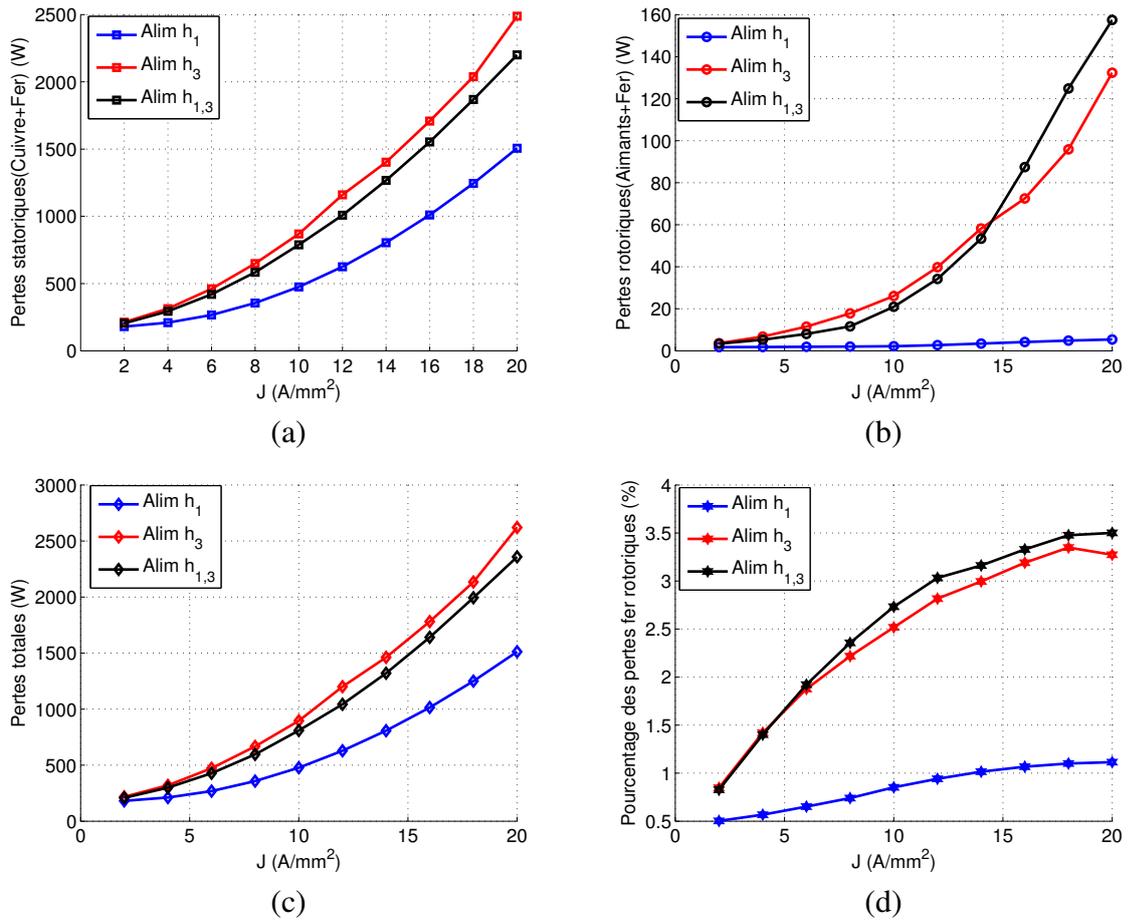


Figure 3.33 – Bilan des pertes calculé en éléments finis pour chaque stratégie de contrôle (a) Pertes statoriques (W). (b) Pertes rotoriques. (c) Pertes totales dans la machine.(d) Pourcentage des pertes rotoriques dans les pertes totales.

3.4 Comportement de la machine en régime saturé

En régime linéaire de fonctionnement de la machine, la matrice d'inductance de la machine est indépendante du vecteur courant injecté dans la machine. Cette hypothèse suppose que la perméabilité magnétique est constante quel que soit le point de fonctionnement de la machine. Or, cette hypothèse est valable uniquement pour certaines densités de courant selon la caractéristique (B,H) du matériau. A partir d'une certaine densité de courant, le matériau magnétique commence à saturer. La saturation entraîne une modification au niveau des grandeurs électriques caractérisant la machine, notamment la matrice d'inductance, et la force électromotrice. Ces grandeurs ne sont plus constantes, et dépendent donc du vecteur courant injecté dans la machine[114; 115; 116; 117; 118].

La variation de ces grandeurs affectent principalement le couple électromagnétique, et par suite la puissance de sortie de la machine. En effet, dans ce régime de fonctionnement, même si la densité de courant augmente, le flux des bobines n'augmente pas de la même façon. Quand la densité de courant augmente beaucoup, le flux a tendance à rester constant et par suite le couple électromagnétique tend vers une limite constante.

Le but dans cette section est d'étudier l'impact de la saturation magnétique sur les grandeurs déjà mentionnées. L'étude concerne la détermination de la variation de la matrice d'inductance en fonction du vecteur courant. Ensuite, on va examiner cet effet sur le couple électromagnétique.

3.4.1 Effet de point de fonctionnement sur la matrice d'inductance

Quand l'effet de la saturation magnétique intervient dans la machine, le premier paramètre à être affecté est la matrice d'inductance de la machine. En effet, la saturation affecte certains endroits dans la machine, et donc le schéma des lignes de champ est modifié. La modification de schéma des lignes de champ se traduit donc par une modification de la fonction de perméance dans la machine dont dépend la matrice d'inductance.

La machine secondaire possède une polarité trois fois plus grande que la machine primaire, ce fait permet de prédire que la machine secondaire est plus sensible à l'effet de la saturation. De ce fait, un autre point de complexité s'ajoute à la machine c'est de savoir comment varient les termes de la matrice d'inductance selon le point de fonctionnement de la machine et notamment en régime saturé. Globalement, la matrice d'inductance dépend donc du vecteur courant injecté dans la machine.

Les termes de la matrice d'inductance ne sont plus les mêmes que celles dans le régime linéaire. Pour estimer la performance réelle de la machine, le calcul linéaire, avec la matrice d'inductance calculée à vide (figure 3.11) semble insuffisante, notamment pour des densités de courant très importantes. Les figures 3.34 et 3.35 présentent les différents termes de la matrice d'inductance calculées en éléments finis, pour différentes densités des courants de $5A/mm^2$, $10A/mm^2$ et $20A/mm^2$ et pour chaque stratégie d'alimentation, mono/bi-harmonique. On peut observer une différence au niveau de la matrice d'inductance entre les figures 3.34 et 3.35 d'une part et 3.11 d'autre part. La déformation des différents termes de la matrice d'inductance devient de plus en plus importante lorsque la densité de courant injecté devient plus importante.

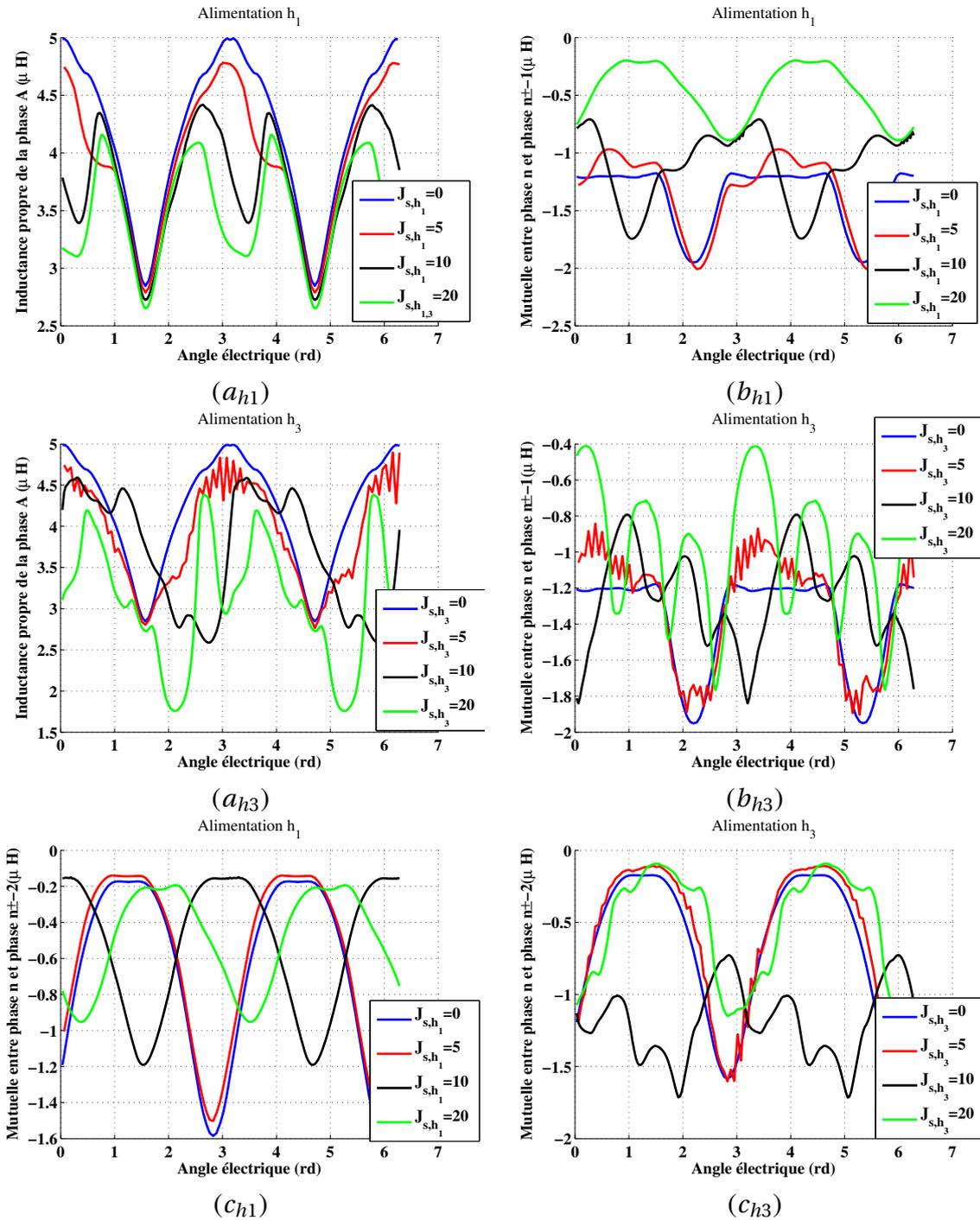


Figure 3.34 – Calcul en éléments finis de la variation des termes de la matrice d'inductance en fonction de la densité de courant pour les stratégies d'alimentation mono-harmonique h_1 et h_3 . (a) Inductance propre. (b) Mutuelle entre les phases n et $n - 1$. (c) Mutuelle entre les phases n et $n - 2$.

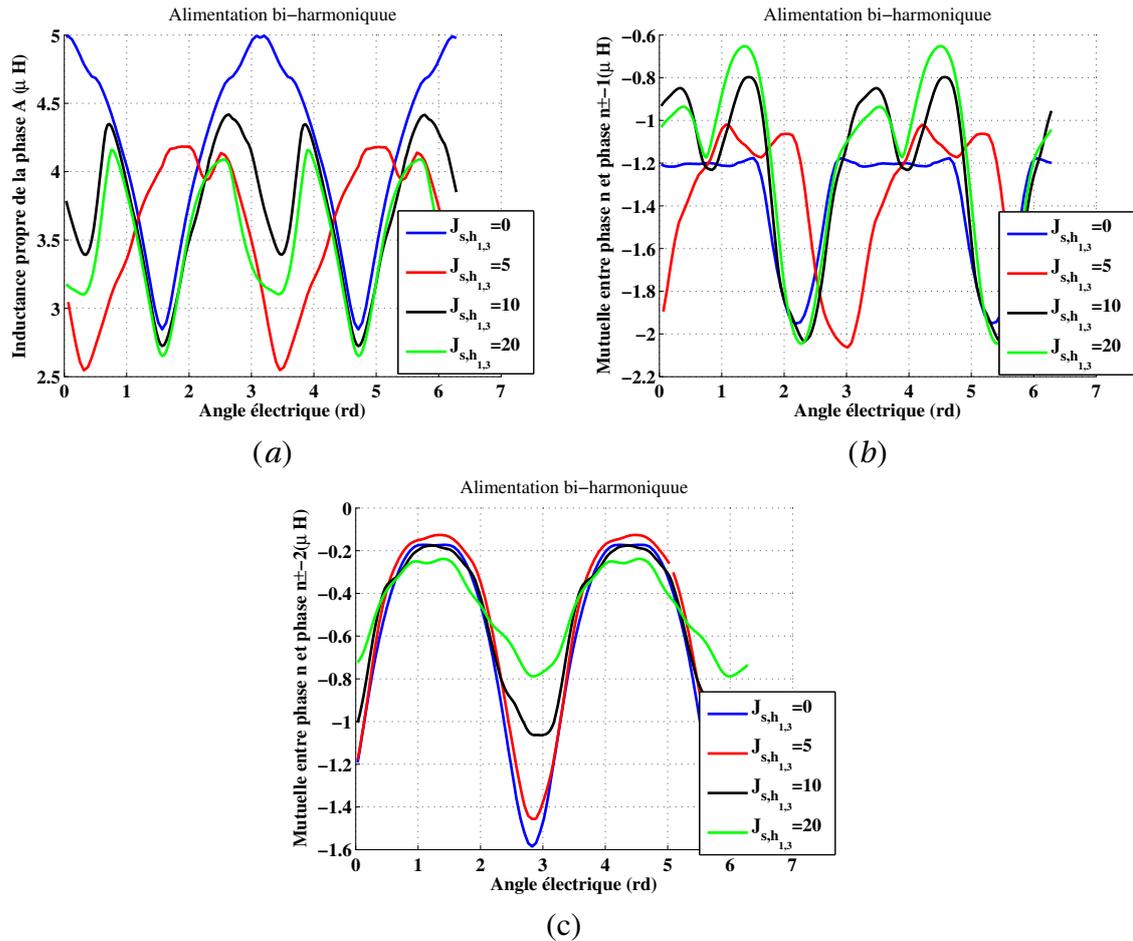


Figure 3.35 – Calcul en éléments finis de la variation des termes de la matrice d'inductance en fonction de la densité de courant pour la stratégie d'alimentation bi-harmonique h_1 et h_3 . (a) Inductance propre. (b) Mutuelle entre les phases n et $n - 1$. (c) Mutuelle entre les phases n et $n - 2$.

3.4.2 Effet de la saturation magnétique sur le couple électromagnétique délivré par la machine

Jusqu'à présent deux approches sont déjà présentées pour calculer le couple électromagnétique de la machine.

1. La première c'est le calcul linéaire, avec la matrice d'inductance calculée à vide et supposée valable quelque soit le vecteur courant. Cette approche est insuffisante, voire aberrante pour des densités de courant assez élevées qui sont capables de saturer fortement la machine. Le calcul du couple relatif à cette approche est donnée dans la figure 3.17 montrant que le couple augmente linéairement en fonction du courant. Ce calcul linéaire est rapide mais il n'est pas précis.
2. La deuxième c'est le calcul en éléments finis. Les résultats de calcul de couple (sous l'hypothèse de f.é.m. et courant en phase) sont montrés dans la figure 3.18. On remarque que, qu'à partir d'une certaine densité de courant, l'augmentation du couple électromagnétique n'est plus linéaire. Ce qui montre que la machine commence à saturer à partir d'une certaine densité de courant. L'avantage de cette approche est qu'elle est précise mais très lente avec un temps de calcul important.

Dans notre cas, la performance dépend du vecteur courant de 4 variables dans le cas d'une alimentation bi-harmonique, ce qui nécessite une approche précise et rapide à la fois, pour pouvoir rechercher

la commande optimale. La détermination d'un modèle des pertes fer (équation 3.27) et les hypothèses simplificatrices relatives à leur calcul (partie 3.3.2.3.1), et d'un modèle du couple électromagnétique (3.12), s'inscrit dans le contexte de réduire le recours aux éléments finis, et réduire le temps de calcul nécessaire pour estimer ces grandeurs.

Dans cette partie, on va présenter une nouvelle approche précise et rapide, permettant de réduire le temps de recherche de commandes optimales. Cette approche permet de réduire le temps de calcul en comparaison avec des approches utilisant le couplage entre un algorithme d'optimisation et les éléments finis, qui est en général très coûteux au niveau de temps de calcul.

3.4.2.1 Construction de la cartographique de flux

La détermination de couple, tension et pertes fer dans la machine reposent sur l'estimation de flux dans les bobines (ou dents) et dans la culasse.

Le point difficile dans cette procédure, est que la matrice d'inductance dépend bien du vecteur courant injecté dans la machine. De ce fait, la détermination analytique de ce dernier en fonction du vecteur courant semble très difficile, puisque la variation des termes de la matrice est fortement non-linéaire.

Pour ces raisons, on va recourir à une autre démarche permettant d'économiser le temps de calcul tout en conservant la précision achevée par le calcul en éléments finis.

Pour cela, on choisit d'effectuer la simulation sur un ensemble des vecteurs courants $[o, i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}]$. En injectant ce vecteur dans la machine à la sortie, on récupère donc le vecteur flux dans les bobines $[\Phi_0 \ \Phi_{d1} \ \Phi_{q1} \ \Phi_{d3} \ \Phi_{q3}]$ (qui est également le flux dans les dents) et le vecteur flux dans la culasse $[(\Phi_0)_c \ (\Phi_{d1})_c \ (\Phi_{q1})_c \ (\Phi_{d3})_c \ (\Phi_{q3})_c]$ dans chaque partie de culasse, qui est déterminée par le potentiel vecteur A comme présenté dans la figure 3.27. La récupération des résultats de ces derniers est indispensable afin de pouvoir déterminer les pertes fer selon l'approche présentée dans la section 3.3.2.

Dans le cas d'une alimentation mono-harmonique, l'ensemble des vecteurs courants sont choisis tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq J_{s,h1} \leq 20A/mm^2 \\ \quad -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \\ 0 \leq J_{s,h3} \leq 20A/mm^2 \\ \quad -\pi \leq \varphi_3 \leq \pi \end{array} \right. \quad (3.35)$$

Dans le cas de l'alimentation bi-harmonique, l'ensemble des points est choisi tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq J_{s,h_{1,3}} \leq 20A/mm^2 \\ \quad -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \\ \quad -\pi \leq \varphi_3 \leq \pi \end{array} \right. \quad (3.36)$$

D'après les équations 3.35 et 3.36, on peut définir un intervalle de variation pour chaque composante du vecteur courant $[o \ i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d3} \ i_{q3}]$. Divisons ce vecteur par la surface de conducteur pour obtenir un vecteur des densités des courants dans le repère de Park, notée par $[o \ J_{d1} \ J_{q1} \ J_{d3} \ J_{q3}]$.

Il vient :

$$\left\{ \begin{array}{l} -20 \leq J_{d1} \leq 20 \\ \quad 0 \leq J_{q1} \leq 20 \\ -20 \leq J_{d3} \leq 20 \\ \quad 0 \leq J_{q3} \leq 20 \end{array} \right. \quad (3.37)$$

On choisit donc 11 variations de J_{d1} et de J_{d3} et 6 pour J_{d3} et J_{q3} , ce qui implique un ensemble de $11 \times 11 \times 6 \times 6 = 4356$ points de simulation. Pour chaque point on récupère donc le vecteur flux dans le repère de Park $[\Phi_0 \ \Phi_{d1} \ \Phi_{q1} \ \Phi_{d3} \ \Phi_{q3}]$ et le potentiel vecteur A pour chaque culasse qui permet de calculer le vecteur flux dans la culasse exprimée dans le repère de Park $[(\Phi_0)_c \ (\Phi_{d1})_c \ (\Phi_{q1})_c \ (\Phi_{d3})_c \ (\Phi_{q3})_c]$.

Chaque terme du vecteur flux bobines (ou dent) et culasse s'exprime comme une somme de série de Fourier dans le repère de Park. Les composantes de vecteur flux des bobines sont exprimées dans l'équation 3.38. La composante homopolaire de flux dans les bobines est nulle suite au connexion étoile de bobinage.

$$\begin{aligned}
 \Phi_{d1}(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[\kappa_{d1}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + \zeta_{d1}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 \Phi_{q1}(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[\kappa_{q1}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + \zeta_{q1}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 \Phi_{d3}(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[\kappa_{d3}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + \zeta_{d3}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 \Phi_{q3}(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[\kappa_{q3}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + \zeta_{q3}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right]
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

Concernant le flux dans la culasse, il s'exprime par l'équation 3.39. Au contraire des flux dans les dents, l'ensemble des points simulés montrent que les flux correspondants dans les culasses ne sont pas réguliers. De ce fait, une composante homopolaire doit être pris en compte pour un calcul plus précis.

$$\begin{aligned}
 (\Phi_0)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[(\kappa_0^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(5vp\theta_m) + (\zeta_0^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(5vp\theta_m) \right] \\
 (\Phi_{d1})_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[(\kappa_{d1}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + (\zeta_{d1}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 (\Phi_{q1})_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[(\kappa_{q1}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + (\zeta_{q1}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 (\Phi_{d3})_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[(\kappa_{d3}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + (\zeta_{d3}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 (\Phi_{q3})_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[(\kappa_{q3}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + (\zeta_{q3}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right]
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

A partir des points simulés, on peut estimer pour chaque harmonique $10v$, l'ensemble de fonctions κ^v et ζ^v pour le flux dans les bobines et l'ensemble des fonctions $(\kappa^v)_c$ et $(\zeta^v)_c$ pour le flux dans la culasse, en fonction du vecteur courant injecté dans la machine. On choisit également de se limiter pour chaque composante à l'ordre 2 ($v = 0, 1, 2$), sauf pour la composante $(\Phi_0)_c$ où on doit prendre en compte l'ordre 3 pour plus de précision. Par conséquent, on construit au total 56 fonctions dans \mathbb{R}^4 qui varient en fonction du vecteur courant $(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3})$. L'ensemble de ces fonctions fournit une idée complète sur la variation de flux en fonction du vecteur courant.

Par conséquent, pour chercher les flux dans les bobines (ou dents) et dans la culasse pour n'importe quel vecteur courant $(i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d3} \ i_{q3})$ dans le repère de Park, il suffit juste de faire une interpolation sur l'ensemble des fonctions κ^v et ζ^v présentées dans les équations 3.38 et 3.39. Cette démarche d'interpolation sera introduite donc dans l'algorithme de l'optimisation qui vise la recherche des courants optimaux pour une fonction objectif définissant la stratégie d'alimentation de la machine, au lieu de coupler directement l'algorithme au modèle éléments finis.

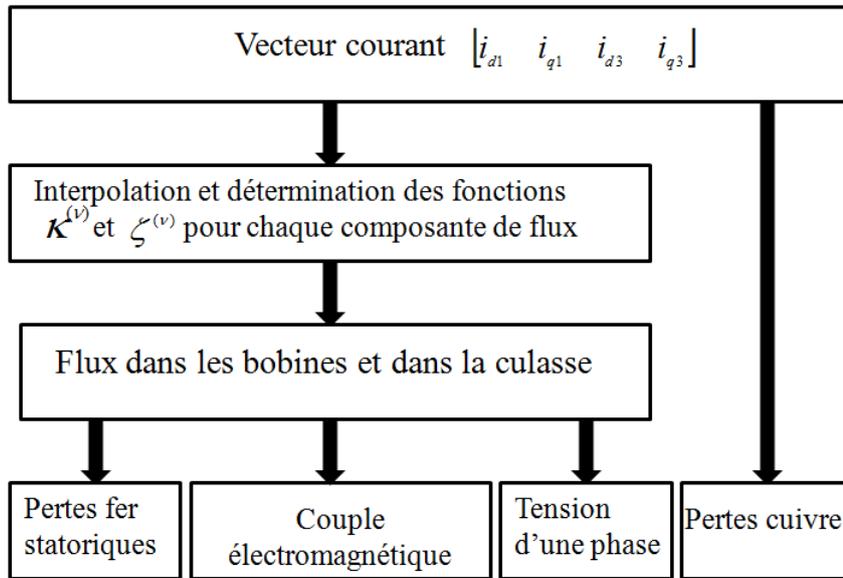


Figure 3.36 – Démarche d’estimation des différentes grandeurs pour un vecteur du courant

On dispose alors, en plus du calcul linéaire (approche analytique) et calcul éléments finis, d’un troisième moyen pour estimer les grandeurs de la machine, qui combine la rapidité de la méthode linéaire et la précision du modèle éléments finis. Cette approche se base sur l’interpolation des fonctions κ et ζ . Ces fonctions constituent des données éléments finis facilement exploitables afin déterminer les commandes optimales relatives à un problème d’optimisation.

En général, et pour un point de fonctionnement donné, le temps nécessaire pour déterminer l’état magnétique de la machine par éléments finis sur une période électrique est de 25 à 30 minutes. Avec la nouvelle approche proposée (interpolation des fonctions κ et ζ), le temps de calcul pour déterminer une approximation de l’état magnétique de la machine, est estimé de 2 à 3 minutes.

3.4.2.2 Effet de la saturation sur le couple délivré par la machine primaire

Pour déterminer l’effet de la saturation sur le couple délivré par la machine primaire, on peut utiliser l’approche de calcul en éléments finis, ou celle avec l’interpolation sur l’ensemble des fonctions κ et ζ . Ces deux approches sont comparées ensuite avec l’approche utilisant le calcul linéaire. Notons que dans ce cas la machine secondaire n’est pas alimentée ($J_{s,h3} = 0$)

1. Concernant l’approche en éléments finis, on peut déterminer le couple maximal en effectuant en ensemble des simulations, où dans chaque simulation, on fixe la densité de courant $J_{s,h1}$ à une certaine valeur et on fait varier φ_1 entre $-\pi$ et π . Pour chaque densité de courant, on détecte le couple maximal et la valeur de déphasage φ_1 correspondant.
2. Concernant l’approche par interpolation, pour chaque point $(J_{s,h1}, \varphi_1)$, il suffit d’utiliser l’ensemble des fonctions κ et ζ pour déterminer le flux dans le repère de Park, ensuite le flux et le courant seront introduits dans l’équation 3.11 afin de déterminer le couple.
3. Enfin, concernant l’approche linéaire, il suffit, pour chaque point $(J_{s,h1}, \varphi_1)$ de calculer le flux à partir de l’équation 3.12 ensuite, le couple sera calculé à partir de l’équation 3.11.

La figure 3.37 présente la variation du couple maximal pour chaque approche de calcul en fonction de la densité de courant. Le déphasage φ_1 est aussi comparé pour les trois approches de calcul.

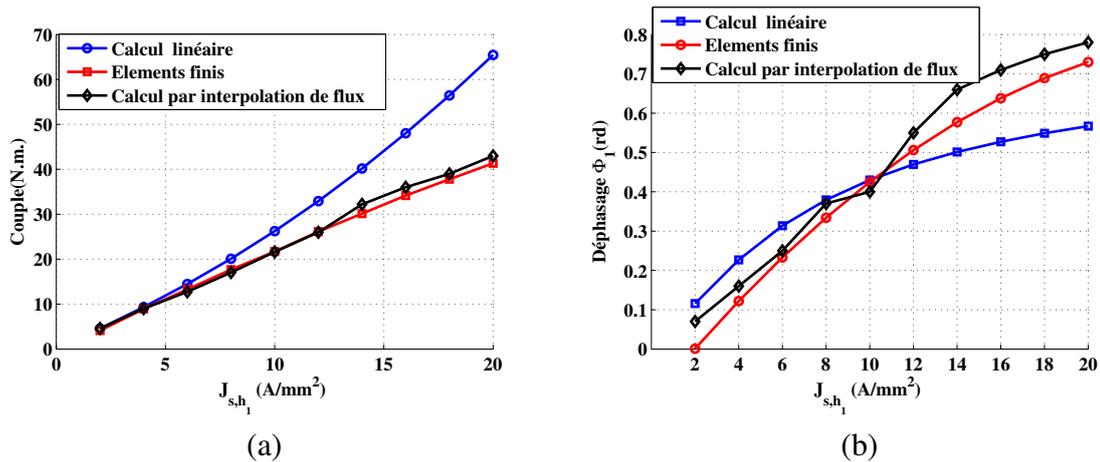


Figure 3.37 – Comparaison entre le calcul linéaire, par interpolation et éléments finis du couple fourni par la machine (a) Effet de la saturation dans le cas d’une alimentation de la machine avec le premier harmonique du courant. (b) Comparaison des courants optimaux entre le modèle d’inductance fixe et le modèle numérique

3.4.2.3 Effet de la saturation sur le couple délivré par la machine secondaire

La même démarche effectuée pour la machine primaire est aussi effectuée pour la machine secondaire, en fixant $J_s, h1 = 0$ et en variant l’ensemble $(J_s, h3, \phi_3)$. Les résultats de calcul sont présentés dans les figures 3.38.

Malgré la force électromotrice de l’harmonique du rang 3 plus importante que celle de l’harmonique 1, la saturation change le comportement de la machine secondaire à haute densité de courant. En effet, le couple délivré par cette machine devient moins important que celui délivré par la machine primaire. L’autre raison de cet aspect c’est l’existence de l’effet de saillance plus important lors de l’alimentation avec le premier harmonique du courant. Ce couple a une tendance à s’améliorer quand la densité de courant augmente, tandis que la machine secondaire continue à produire du couple uniquement à partir de flux dans les aimants.

Ce fait peut être justifié en examinant deux densités de courant : une à 5 A/mm² et l’autre à 18 A/mm². Pour le premier cas le rapport entre le couple produit par la machine primaire et la ma-

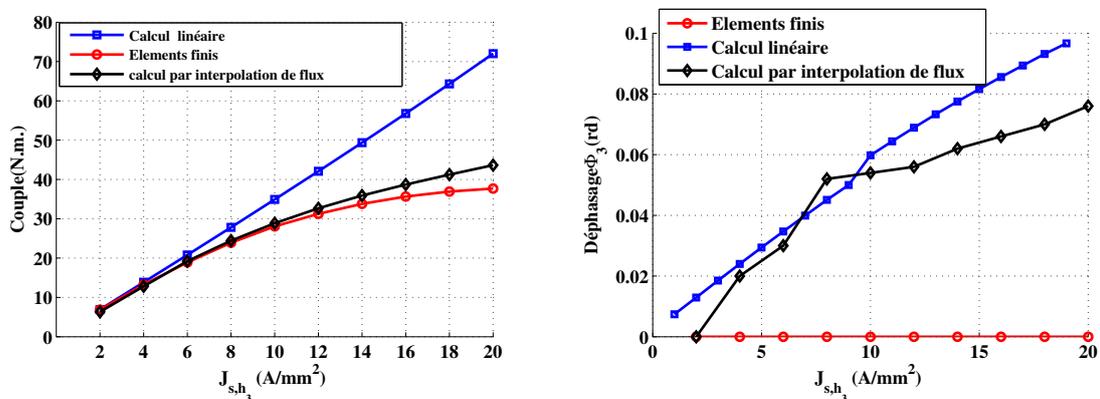


Figure 3.38 – Calcul par les trois approches : linéaire, interpolation de flux et éléments finis : (a) Effet de point de fonctionnement dans le cas d’une alimentation de la machine avec le troisième harmonique du courant. (b) Effet de point de fonctionnement sur le déphasage.

chine secondaire est égale à 0.67 , qui est très proche du valeur 0.64 qui présente le rapport entre le harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice. Cependant, pour une densité de courant 18A/mm^2 , les couples produits par chaque machine sont identiques. Cela prouve que la machine primaire est renforcée par le couple réluctant , tandis que la machine secondaire est affecté par un effet de saturation important.

3.4.2.4 Effet de la saturation sur le couple délivré dans le cas d'une alimentation bi-harmonique

Dans le cas de l'alimentation bi-harmonique de la machine, la variation du couple dépend des quatre variables ($i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}$) qui représentent les composantes du vecteur courant et aussi de la variation des termes de la matrice d'inductance qui dépendent du point de fonctionnement de la machine. Pour cela, il n'est plus possible de calculer en éléments finis, le vecteur courant permettant de maximiser le couple. A ce stade, on peut savoir l'importance de modèle d'interpolation.

Les courants optimaux permettant de maximiser le couple de la machine pour l'alimentation bi-harmonique, sont injectés dans le modèle éléments finis de la machine. La recherche du vecteur optimal du courant se fait par la résolution du problème d'optimisation définie dans 3.14.

Concernant l'approche linéaire, la variation du couple en fonction de densité de courant est déjà calculé dans la figure 3.17(section 3.2.3.1.2). Il suffit de la confronter aux résultats de calcul par interpolation et calcul par éléments finis, comme présenté dans la figure 3.39.

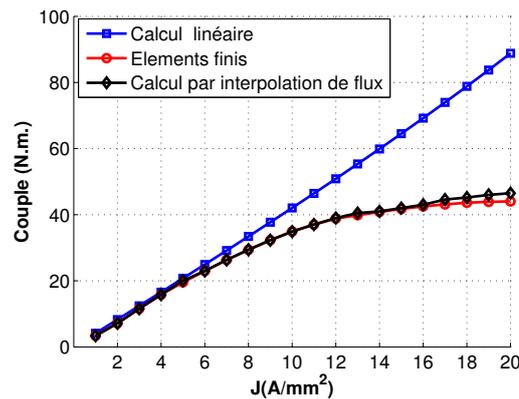


Figure 3.39 – Effet de la saturation dans le cas d'une alimentation bi-harmonique: Calcul par les trois approches : linéaire, interpolation de flux et éléments finis

Si on adopte le calcul linéaire pour calculer le couple électromagnétique maximal pour chaque densité de courant, la solution est unique. La figure 3.16 montre que la répartition du courant entre les deux harmoniques 1 et 3 permettant de maximiser le couple est unique pour chaque densité de courant. En plus, le couple atteint le 90 N.m. avec ce calcul à 20A/mm^2 . En réalité, ce couple n'est jamais atteint avec cette machine, à cause de l'effet de saturation, qu'on commence à voir à partir de 10 A/mm^2 d'après la figure 3.39

. En adoptant le calcul non-linéaire- c.-à-d. en utilisant l'approche de recherche de flux par interpolation ou le calcul en éléments finis-, la matrice d'inductance n'est plus constante et elle dépend fortement du vecteur courant injecté comme montré dans la figure 3.34. De ce fait, pour chaque densité de courant, il existe plusieurs solutions permettant de maximiser le couple électromagnétique. Par conséquent , la solution de MTPA n'est pas unique, même pour les densités de courant assez bas, comme le 5A/mm^2 . Dans le régime saturé, le problème devient plus complexe: pour le couple 44 N.m. à 20A/mm^2 , il existe des nombreuses répartition entre les deux harmoniques 1 et 3 aboutissant à la même valeur du couple électromagnétique; la sensibilité devient plus élevée.

Le tableau 3.7 présente les résultats des vecteurs courants qui donnent tous un couple électromagnétique de 19.1 N.m, avec une densité de courant de 5A/m^2 . Ce couple est le maximum absolu que la

J_{s,h_1}	φ_1	J_{s,h_3}	φ_3	Courant Crête (A)	Ondulation de couple
2.51	0.0446	4.33	-0.0192	510.25	6.28
2.55	0.0575	4.31	-0.015	511.38	6.28
2.64	0.088	4.25	-0.005	513.66	6.26
2.72	0.116	4.2	0.0072	515.33	6.24
2.8	0.142	4.14	0.0183	516.56	6.22
2.88	0.165	4.09	0.03	517.93	6.19
2.95	0.185	4.04	0.043	518.97	6.17
3.02	0.20	3.99	0.0564	519.78	6.14
3.08	0.2162	3.94	0.0708	520.37	6.12
3.15	0.227	3.89	0.085	520.81	6.09

Table 3.7 – Les différents courants aboutissant au même couple électromagnétique de 19.1 N.m. dans la machine.

J_{s,h_1}	φ_1	J_{s,h_3}	φ_3	Courant Crête (A)	Ondulation de couple
4.51	0.34	8.94	0.21	1000	5.58
4.79	0.33	8.79	0.21	1009	5.61
5.04	0.31	8.65	0.21	1017	5.7
5.29	0.29	8.5	0.2	1027	5.83
5.54	0.28	8.34	0.19	1034	5.94
5.77	0.27	8.18	0.18	1051	6.04

Table 3.8 – Les différents courants aboutissant au couple électromagnétique de 32.9 N.m. dans la machine pour une densité de courant de 10 A/mm².

machine peut atteindre à 5A/mm². Cependant, il faut fixer un critère de choix entre les points maximisant le couple électromagnétique. Les paramètres permettant de distinguer le meilleur point sont donc les ondulations du couple, la valeur crête de courant. Cependant, on a intérêt à choisir les points où la moindre contribution de l'harmonique 3, puisque ce dernier engendre des pertes importantes dans la machine.

Le même fait est observé pour une densité de courant de 10A/mm². Le tableau 3.8 présente donc l'ensemble des points aboutissant à un couple électromagnétique de 32.9 N.m. On remarque également l'augmentation du déphasage de l'harmonique 1 quand la contribution de l'harmonique 3 diminue, Ce qui permet de redistribuer la contribution de deux harmoniques 1 et 3. Quand la contribution de l'harmonique 3 se réduit, l'harmonique 1 tend à augmenter le couple saillance par l'augmentation de déphasage afin de compenser la réduction du couple fourni par l'harmonique 3.

On observe clairement que si on choisit le vecteur courant minimisant la valeur crête du courant, on maximise l'ondulation de couple et vice versa. Le choix du vecteur courant devra être un compromis entre les différents combinaisons possibles. Notons que le choix de vecteur courant optimal parmi les points figurant dans le tableau 3.7 possède un impact sur la vitesse de base de la machine. En général, plus la contribution de l'harmonique 3 est plus grande, plus la vitesse de base de la machine est petite et plus les pertes sont importantes.

Par conséquent, La multitude des degrés de liberté dans la machine et en plus de la structure rotorique ouvre la possibilité de commander la machine sous différentes contraintes. Cette machine offre plus de possibilité de redistribution de la densité de courant entre les composantes de vecteur

courant $[i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d3} \ i_{q3}]$ dans le but d'avoir un certain couple électromagnétique. Cependant, le vecteur courant qui présente l'optimal de l'ensemble doit être choisi selon d'autres contraintes de commande.

3.5 Comparaison avec la machine 12/8/3 à aimants enterrés radialement

Dans le cas de la machine à aimants déposés, la comparaison entre la machine double-polarité et une machine triphasée avec $S_{pp} = 0.5$ montre l'avantage de la machine double polarité au niveau des pertes dans les aimants. Cet avantage est bien lié au choix de la bonne stratégie d'alimentation de la machine. Ce sont notamment les alimentations avec le premier harmonique ou l'alimentation bi-harmonique qui sont intéressantes pour la machine à aimants déposés.

Dans cette partie, on vise la comparaison de cette machine avec une machine triphasée avec $S_{pp} = 0.5$ avec des aimants enterrés radialement. La comparaison se fait au niveau de la caractéristique couple/vitesse, pour déterminer, pour la même géométrie statorique et rotorique, quelle machine possède plus d'aptitude à produire du couple à basse vitesse et quelle machine possède une plage de vitesse plus étendue.

3.5.1 Caractérisation de la machine 12/8

La machine 12/8 étudiée dans cette partie, possède les mêmes dimensions statoriques et rotoriques que la machine 20/8, sauf pour la largeur d'encoche, puisque le circonférence statorique est divisé entre 12 dents et 12 encoches pour la machine 12/8. Le rotor est identique entre les deux machines (rotor sans trous pour la machine 12/8/3). La comparaison se fait également pour deux machines avec le même volume de cuivre. On considère que la machine 20/8 possède 0.5 comme coefficient de remplissage noté $(K_r)_{20/8}$. Le volume de cuivre identique entre les deux machines permet d'écrire:

$$\begin{aligned} 12(S_{cu})_{12/8} &= 20(S_{cu})_{20/8} \\ 12(K_r)_{12/8}(S_{enc})_{12/8} &= 20(K_r)_{20/8}(S_{enc})_{20/8} \\ (K_r)_{12/8} &= \frac{20}{12} \frac{(S_{enc})_{20/8}}{(S_{enc})_{12/8}} (K_r)_{20/8} \end{aligned} \quad (3.40)$$

En considérant que $S_{enc} = W_{enc} x e_{enc}$ avec W_{enc} est largeur d'encoche et e_{enc} est la profondeur d'encoche, et étant donné que les deux machines possèdent la même profondeur d'encoche, l'équation 3.40 s'écrit donc:

$$(K_r)_{12/8} = (K_r)_{20/8} \quad (3.41)$$

Les deux machines possèdent donc le même coefficient de remplissage. Puisque les deux machines possèdent le même volume de cuivre, leur alimentation avec la même densité de courant aboutit à des valeurs des pertes cuivre identiques. La structure de la machine 12/8/3, sa matrice d'inductance, son couple de détente et sa force électromotrice sont données dans l'annexe A.7.1.

L'effet de saturation est survenu également dans la machine. De ce fait, une construction d'une cartographie analogue à celle construite dans la machine 20/8/5 est nécessaire afin d'évaluer la variation les caractéristiques couple/vitesse pour des densités de courants élevées. Cette cartographie est bien détaillée dans l'annexe A.7.1.3. A la différence de la machine 20/8/5, la variation des fonctions κ et ζ sont plus simples à estimer du fait qu'ils dépendent uniquement de deux variables (i_{d1}, i_{q1}).

3.5.2 Variation des points particuliers des caractéristiques couple/vitesse de deux machines 12/8 et 20/8.

Pour pouvoir effectuer une comparaison entre les deux machines 12/8 et 20/8, il faut tout d'abord établir les caractéristiques couple/vitesse des deux machines. Ces caractéristiques sont déterminées par les trois points particuliers définis dans la partie 2.2.3.2.2 : le point de base, le point de la puissance maximale et sa vitesse, et la vitesse maximale où le couple devient nul pour les deux machines.

Dans cette partie, le but est de comparer ces deux machines, en fonction de la densité de courant et d'examiner comment évoluent les points caractéristiques. La densité maximale du courant, J_{max} varie entre 1 et 20 A/mm². Les deux machines sont alimentées par le même onduleur avec une tension de bus de 48 V (24 V est la limite de la valeur crête de la tension d'une phase).

La procédure de recherche de chaque point particulier pour chaque machine est détaillée dans l'annexe A.7.3. Cette procédure se base sur le calcul linéaire, qui suppose que la matrice d'inductance ne dépend pas du courant et elle est égale à la matrice calculée à vide. Le calcul linéaire aboutit donc aux résultats suivants:

1. **La vitesse de base:** la figure 3.40 présente les résultats concernant la comparaison entre les points de base de deux machines 20/8/5 et 12/8/3 en fonction de la densité de courant. La machine 20/8 fournit moins du couple à basse vitesse, avec une vitesse de base quasiment de même ordre pour les deux machines.

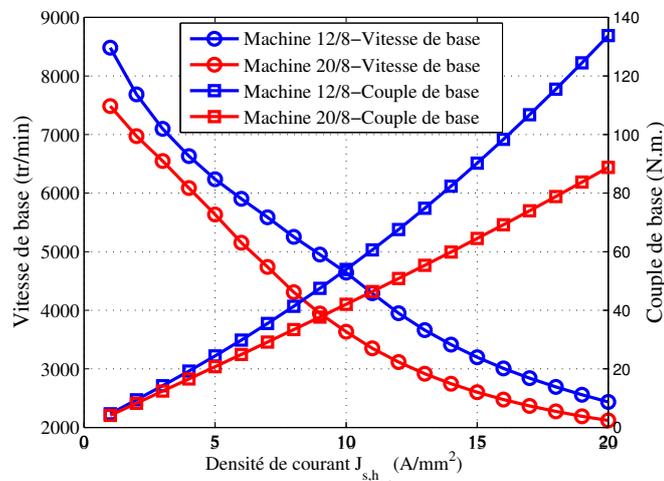


Figure 3.40 – Comparaison entre les points de base de la machine 12/8 et la machine 20/8 en fonction de la densité de courants

2. **La puissance maximale et sa vitesse correspondante:** La figure 3.41 montre que la puissance maximale développée par la machine 20/8 est plus importante que celle dans la machine 12/8 à partir de la densité de 5 A/mm².
3. **La vitesse maximale:** La vitesse maximale qui décide de l'étendue de la plage de vitesse de chaque machine tend à être infinie pour la machine 20/8, surtout en dépassant une densité de 5 A/mm². Cependant, la machine 12/8 présente une limitation, la vitesse maximale ne peut pas excéder le 22000 tr/min selon la figure 3.42 quelque soit la densité de courant injectée dans la machine.

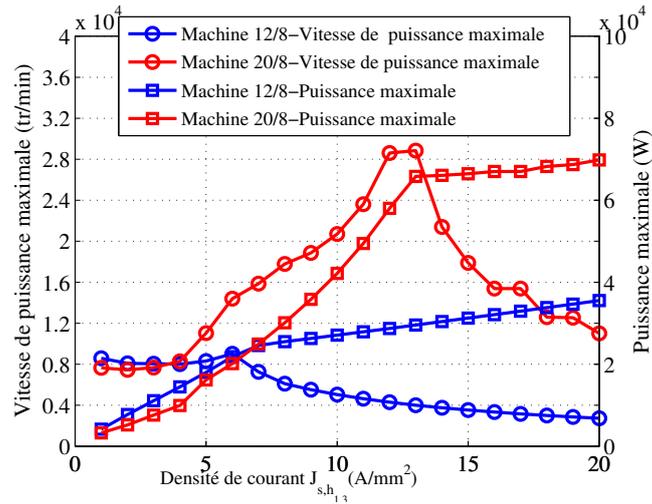


Figure 3.41 – Comparaison entre la vitesse maximale de la machine 12/8 et la machine 20/8 en fonction de la densité de courants.(Vitesse de puissance maximale: C’est la vitesse à laquelle on atteint la puissance maximale de la machine.)

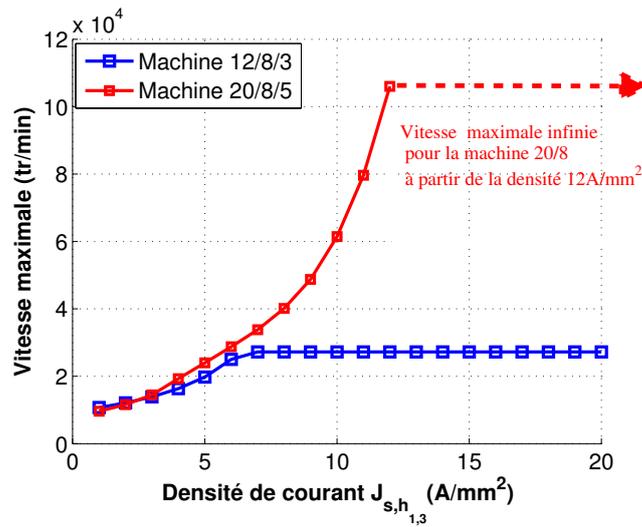


Figure 3.42 – Comparaison entre la vitesse maximale de la machine 12/8 et la machine 20/8 en fonction de la densité de courants

3.5.3 Application pour trois densités de courant: Comparaison avec le calcul en utilisant l’approche d’interpolation

En se basant sur la procédure d’interpolation détaillée dans le paragraphe 3.4.2.1, on va déterminer les caractéristiques couple/vitesse de deux machines 20/8/5 et 12/8/3 pour les densités de courant $5A/mm^2$, $10A/mm^2$ et $20A/mm^2$. Le but dans cette partie est de valider, à partir du modèle d’interpolation, les tendances des courbes obtenues dans la section précédente et de déduire des conclusions générales concernant la performance de deux machines 20/8/5 et 12/8/3. Sur le problème d’optimisation qui vise la maximisation de couple, on ajoute une contrainte au niveau de la tension d’une phase ($V_a \leq 24$ V). Les résultats détaillés de calcul sont présentés dans l’annexe A.7.

3.5.3.1 Conclusions relatives à la comparaison entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5

La comparaison entre les deux machines 20/8/5 et 12/8/3 par le calcul linéaire et le calcul par interpolation aboutit aux conclusions suivantes:

1. **Conclusion relative au couple à basse vitesse.:** Dans tous les cas étudiés dans cette partie, que cela soit calcul linéaire ou calcul de flux par interpolation des fonctions κ et ζ , la machine 12/8/3 présente un couple plus important à basse vitesse. Si on suppose que le couple produit uniquement par la machine est le couple dû à l'interaction aimant/courant, on a :

$$\frac{(C_{em})_5}{C_{em3}} = \frac{5}{3} \frac{\sqrt{(E_1)_{20/8}^2 + (E_3)_{20/8}^2}}{(E_1)_{12/8}} \quad (3.42)$$

Le rapport cité dans l'équation 3.42 pourra être calculé en se référant aux figures A.20 et 3.7 donnant la force électromotrice de chacune de deux machines. Ce rapport est égal à 0.67, correspondant au cas où on suppose que le couple est uniquement produit par l'interaction courant /aimant. En examinant les cas étudiés, le tableau 3.9 présente dans chaque cas le rapport entre le couple délivré par la machine 20/8 et la machine 12/8.

La différence de couple provient principalement aussi de la différence de la géométrie rotorique entre les deux machines. Dans la machine 20/8 et afin de maximiser le couple fourni par la machine à basse vitesse, le flux rotorique est redistribué entre les deux harmoniques 1 et 3, et la partie de ce flux associé à l'harmonique 1 est multiplié par un facteur de bobinage de 0.588, ce qui engendre une faible force électromotrice associée à cet harmonique, ce qui réduit la contribution de ce dernier dans la production de couple totale de la machine. De l'autre côté, dans la machine 12/8/3, il n'y a pas de redistribution de flux, et donc la partie de flux rotorique contribuant à la production de couple est multiplié par le facteur de bobinage de l'harmonique 1 qui est de 0.866.

Calcul	Densité de courant		
	5	10	20
Calcul linéaire	0.84	0.77	0.62
Approche par interpolation	0.89	0.8	0.83

Table 3.9 – Rapport entre le couple fourni par la machine 20/8 et la machine 12/8 à basse vitesse, d'après les figures A.22, A.26, A.30, A.34,A.38 et A.42.

2. **Conclusion relative au couple à haute vitesse:**(Figures A.22, A.26, A.30, A.34,A.38 et A.42) Bien que la comparaison montre que la machine 20/8 présente moins de couple à basse vitesse, ceci n'implique pas une bonne performance à haute vitesse. La machine 20/8 présente une étendue de plage de vitesse plus importante que la machine 12/8.
3. **Conclusion relative à la puissance de sortie:**(Figures A.22, A.26, A.30, A.34,A.38 et A.42) Puisque la machine 20/8 offre la possibilité de fonctionner avec une plage de vitesse plus large, elle donne également la possibilité de fonctionner, avec une puissance constante dans une large plage de vitesse. L'enveloppe de puissance de la machine 20/8 est plus étendue que celui de la machine 12/8 dans tous les cas étudiés. Ce résultat est une déduction évidente du fait que la machine 20/8 possède une plage de vitesse plus importante que la machine 12/8.
4. **Conclusion relative à la distribution du couple entre les deux machines fictives pour la machine 20/8:**(Figures A.25, A.29, A.33 et A.37) Dans tous les cas étudiés, l'effet de commutation

électronique des pôles apparaît pour la machine 20/8: à basse vitesse la machine secondaire fournit la majorité de couple, donc la machine se comporte comme celle avec $3p$ paires des pôles. Or, en dépassant la vitesse de base, on procède au défluxage de la machine secondaire, tandis que le couple fourni par la machine primaire devient majoritaire pour la machine, là où la machine se comporte comme celle avec p paires des pôles. En atteignant une certaine vitesse, la machine secondaire ne fournit plus de couple et elle est totalement défluxée. A ce stade, la force électromotrice et le courant secondaire sont en quadrature de phase et la machine primaire continue à fournir du couple jusqu'à la vitesse maximale dans la limite de la tension de bus disponible. (figures A.25(b), A.29 (b), A.33(b), A.37 (b), A.41(b)). Ce phénomène est bien justifié dans la mesure où l'injection de l'harmonique 3 introduit une chute de tension plus importante que celle de l'harmonique 1. Lorsque la vitesse augmente, on procède à une défluxage de cette machine, afin de respecter la limite de tension disponible.

5. **Conclusion relative à la répartition des courants entre les deux harmoniques 1 et 3 dans la machine 20/8:** (Figures A.25, A.29, A.33 et A.37) A fur et à mesure de l'augmentation de la vitesse, le rapport entre la densité du courant de l'harmonique 1 injecté dans la machine et la densité totale $\frac{J_{s,h_1}}{\sqrt{J_{s,h_1}^2 + J_{s,h_3}^2}}$ augmente, tandis que le rapport $\frac{J_{s,h_3}}{\sqrt{J_{s,h_1}^2 + J_{s,h_3}^2}}$ tend à diminuer en fonction de la vitesse. Ce résultat est une déduction de l'effet de commutation électroniques des pôles dans la machine.

3.6 Nouvelle stratégie de commande : Le Maximum Torque Per Losses MTPL

Comme on l'a déjà évoqué dans ce chapitre, ce sont les pertes fer et les pertes cuivre qui constituent la majorité des pertes dans cette machine. Cela veut dire que les connaissances de ces dernières permettent d'estimer parfaitement le rendement de la machine.

Si la majorité des travaux visant la recherche de la commande optimale de la machine, s'appuie sur la minimisation des pertes cuivre pour rechercher les vecteurs courants optimaux maximisant le couple en même temps, l'inconvénient majeur de cette approche est la non prise en compte des contraintes thermiques dans les autres parties conductrices dans la machine, notamment les parties ferromagnétiques et les aimants. Si un vecteur courant optimal peut maximiser le couple à courant efficace donné fourni par l'onduleur à la machine, il n'y a rien de garanti au niveau de l'échauffement provoqué dans les parties conductrices de la machine.

Les contraintes thermiques deviennent plus importantes dans la machine 20/8/5 à double polarité, notamment lors de l'injection significative de l'harmonique du rang 3, d'une part puisque la fréquence est trois fois plus élevée mais aussi d'autre part car le spectre de la force magnétomotrice induit plus d'harmoniques générant des pertes avec cet harmonique. Considérer ces pertes pour une commande visant l'optimalité énergétique est nécessaire lorsque la vitesse augmente. On cherchera donc à élaborer une commande appelée MTPL pour Maximum Torque Per Losses qui permet à couple donné de minimiser les pertes totales ou inversement.

Le but dans cette partie est de tirer profit des degrés de liberté supplémentaires disponibles dans le cas d'une machine à 5-phases par rapport à la machine triphasée, afin de maximiser le couple avec le minimum des pertes possibles. L'existence de ces degrés de liberté supplémentaire permet de trouver différentes stratégies sous différentes contraintes liées à la limite de tension de bus disponible et les contraintes au niveau des pertes dans le but de limiter l'augmentation de la température dans la machine et d'optimiser le rendement.

Dans la partie précédente qui concerne la comparaison entre les deux machines à $s_{pp} = 0.5$, la stratégie de contrôle MTPA est utilisée pour trouver les caractéristiques couple/vitesse dans la machine, ce qui signifie que ce sont uniquement les pertes cuivre qui sont considérées lors de l'optimisation du contrôle. Il est donc nécessaire d'évaluer les autres pertes dues aux vecteurs courants optimaux. Une fois que ces pertes sont évaluées, on peut imposer de nouvelles contraintes au niveau des pertes permettant de limiter ces dernières dans les différentes parties conductrices dans la machine.

3.6.1 Répartition des pertes et du rendement pour différents points de fonctionnement selon la stratégie MTPA.

Les vecteurs courants optimaux sont déterminés pour chaque point de fonctionnement dans le plan (couple, vitesse) en utilisant l'approche par interpolation des fonctions κ et ζ . Normalement, pour pouvoir évaluer les pertes dans la machine, il faudra réinjecter ces courants optimaux dans le modèle éléments finis de la machine. Or, la cartographie de flux construite pour la machine et le modèle des pertes fer statoriques avec les hypothèses simplificatrices élaboré précédemment permet d'estimer la majorité des pertes dans la machine. Les figures 3.43 présentent donc les résultats de calcul des pertes (cuivre + fer statorique) pour les différents points de fonctionnement de la machine 20/8. On présente également dans cette figure les pertes totales et le rendement de la machine.

3.6.2 Stratégie Maximum Torque Per losses

Des nombreux travaux récents se concentrent sur la stratégie dite MTPL, notamment pour les machines triphasées, citons notamment [119; 120; 121; 122; 123]. Les auteurs cherchent à optimiser la commande de la machine, en introduisant dans l'algorithme d'optimisation une loi de comportement des pertes fer en fonction des courants i_d et i_q . Le but étant d'améliorer le rendement de la machine, tout en conservant la même puissance d'entrée, et ceci en modifiant la trajectoire du courant dans le repère (d, q) , ce qui permet de modifier les pertes cuivre et les pertes fer de façon à augmenter le rendement de la machine. En effet, si la nouvelle trajectoire du courant entraîne une augmentation des pertes cuivre, la diminution des pertes fer est plus forte, ce qui se traduit par un rendement plus important.

Une autre méthodologie proposée dans [124] consiste à déterminer pour chaque valeur du couple électromagnétique et chaque vitesse de rotation, le vecteur courant qui permet de minimiser les pertes. Les auteurs proposent donc une modification de la trajectoire du courant dans le repère (i_d, i_q) . Cette modification entraîne une diminution jusqu'à 7% des pertes totales dans la machine. Cela se reflète par une amélioration globale du rendement dans la machine. L'approche est semblable à celle dans [122], vu que la trajectoire proposée entraîne, pour chaque vitesse de rotation, une augmentation des pertes cuivre et une diminution plus importante des pertes fer. Le principe se résume par l'injection de davantage de courant démagnétisant i_d , ce qui permet de démagnétiser davantage la machine et donc réduire significativement la contribution des pertes par hystérésis dans la machine, vu que ces dernières dépendent du niveau de l'induction magnétique dans les tôles.

Le problème dans les travaux cités est que la stratégie MTPL proposée n'est applicable qu'au voisinage du point de base dans la machine. En effet, à basse vitesse, les pertes fer dues initialement à la fréquence d'alimentation sont faibles en général en comparaison avec les pertes cuivre. De ce fait, le problème MTPL revient à un problème MTPA à basse vitesse. Par conséquent, l'avantage de cette méthode n'est pas visible à basse vitesse. Par ailleurs, à haute vitesse, et pour un fonctionnement à puissance constante, c'est la contrainte en tension qui intervient également dans le problème

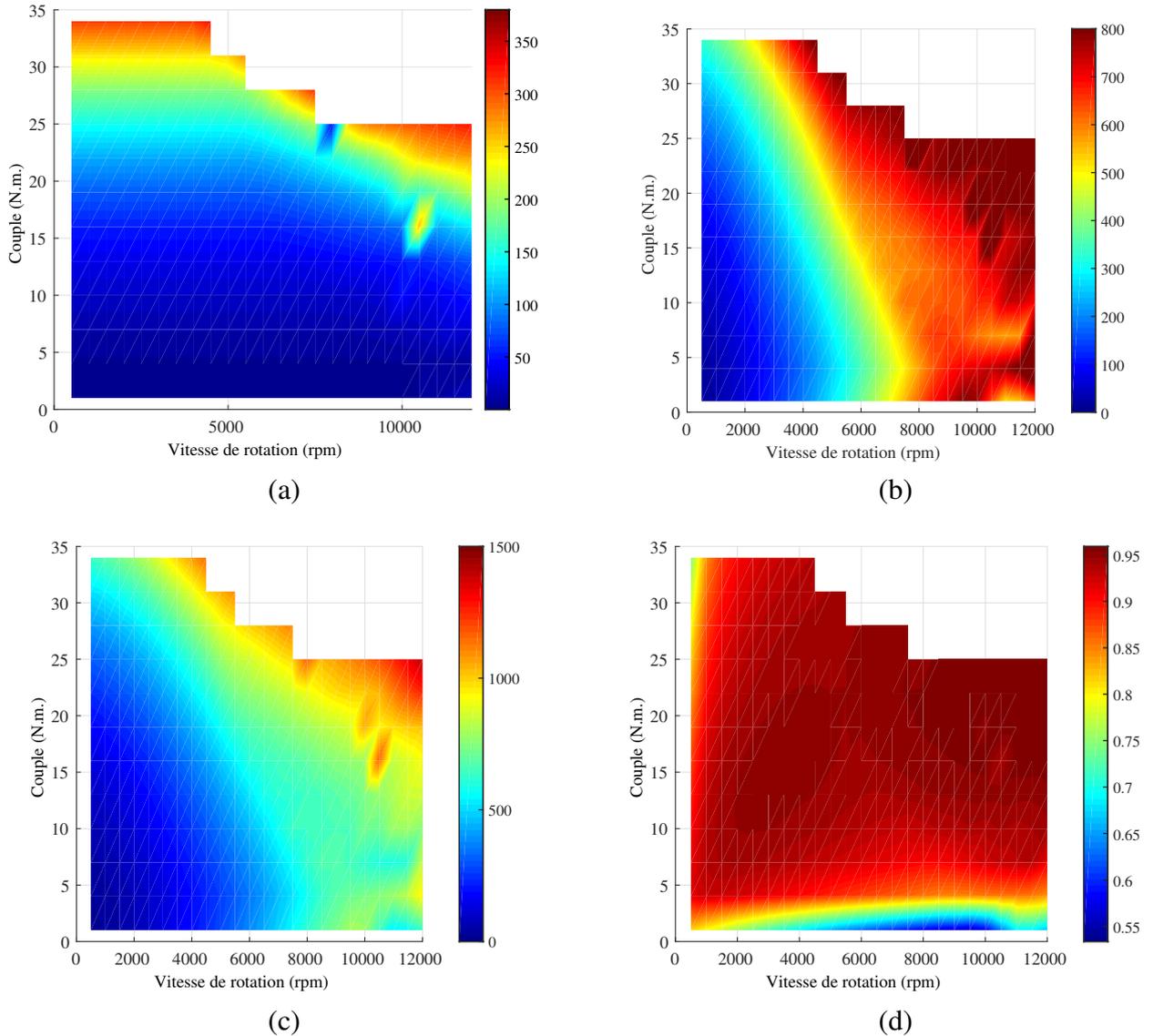


Figure 3.43 – Calcul à l’aide de modèle d’interpolation les différentes cartes des pertes pour la stratégie MTPA . (a) Pertes cuivre. (b) Pertes fer. (c) Pertes totales dans la machine. (d) Rendement

d’optimisation. A ce stade d’optimisation, cette contrainte devient prépondérante et décide d’une façon significative de la trajectoire optimale du vecteur courant. Comme à basse vitesse, l’effet de cet algorithme n’est pas visible à haute vitesse.

Un autre facteur qui intervient dans la limitation de validité de l’algorithme MTPL sur la plage de vitesse de la machine, est le nombre de degrés de liberté disponibles pour la synthèse de la commande. La plupart des travaux effectués dans ce domaine vise les machines triphasées couplées en étoile où on ne dispose que de deux variables (i_d, i_q) qui gouvernent la performance globale de la machine. Or, dans le cas de la machine 20/8 à double polarité (aimants déposés ou enterrés) on dispose de 4 variables d’optimisation, avec des contributions équivalentes dans le problème, ce qui offre plus de possibilités pour la commande de la machine, en jouant sur la distribution du courant entre les quatre variables associées aux deux machines fictives. Par conséquent, la flexibilité de contrôle donne la possibilité d’étendre l’application de l’algorithme MTPL sur toute la plage de vitesse, notamment à haute vitesse, où les pertes fer deviennent prépondérantes, et leur prise en compte dans la commande devient indispensable. En d’autres termes, avec la machine 20/8, on espère avoir des réductions des pertes totales dans la machine, non pas uniquement au voisinage de point de base de la machine, mais

sur toute la plage de vitesse de la machine et ceci en appliquant le MTPL.

Dans cette partie, on va donc appliquer la nouvelle stratégie de contrôle, en introduisant les pertes fer dans l'algorithme de recherche de la solution optimale pour maximiser le couple à des pertes niveaux de pertes données. Cette nouvelle stratégie est comparée ensuite avec la stratégie MTPA afin de pouvoir quantifier la réduction des pertes sur les différents points de fonctionnement de la machine.

3.6.2.1 Formulation du problème MTPL

Pour chaque point du plan couple/vitesse notée $((C_{em})_i, \Omega_i)$, le problème à résoudre correspondant à l'algorithme MTPL est donné par:

$$\begin{aligned} \min_{I_1, \varphi_1, I_3, \varphi_3} \quad & (P_{cu} + P_{fer}) \\ \text{sous contraintes} \quad & \max(V_a(\Omega_i)) \leq 24V \\ & (C_{em})_5 = (C_{em})_i \end{aligned} \quad (3.43)$$

Le problème consiste à résoudre le problème et trouver, pour chaque valeur du couple, les vecteurs courants minimisant les pertes totales dans la machine.

Une fois, les courants optimaux déduits, une comparaison sera faite avec le cas où la commande MTPA est effectuée.

3.6.2.2 Application de la stratégie MTPL dans la machine

Les figures 3.44 présentent les résultats de calcul des pertes pour la stratégie MTPL. L'utilisation de l'algorithme MTPL entraîne donc une diminution importante au niveau des pertes, sur certains points, on peut observer des réductions qui dépassent le 30% comme montré dans la figure 3.45: En examinant le carte des pertes cuivre dans les deux figures 3.44 (a) et 3.43 (a), on peut observer que les pertes cuivre augmentent en appliquant la commande MTPL. Cependant, la comparaison au niveau des pertes fer, montre que ce dernier diminue d'une façon significative que l'augmentation des pertes cuivre. La raison est le défluxage de la machine secondaire, à l'origine des pertes fer importantes. Dans le plupart des cas, on injecte davantage de i_{d3} afin de défluxer la machine secondaire. La figure 3.46 présente la variation des différentes composantes du vecteur courant pour les différents points de fonctionnement. Ces variations sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta I_{d1} &= (I_{d1})_{MTPL} - (I_{d1})_{MTPA} \\ \Delta I_{q1} &= (I_{q1})_{MTPL} - (I_{q1})_{MTPA} \\ \Delta I_{d3} &= (I_{d3})_{MTPL} - (I_{d3})_{MTPA} \\ \Delta I_{q3} &= (I_{q3})_{MTPL} - (I_{q3})_{MTPA} \end{aligned} \quad (3.44)$$

On remarque que, dans la zone où la réduction des pertes fer est importante, la valeur de I_{d3} injectée dans la stratégie MTPL est supérieure à celle injectée dans le cas de MTPA. Cette réduction de I_{d3} est accompagné d'une augmentation de courant I_{q1} afin de compenser la diminution de couple résultant de défluxage de la machine secondaire. Par conséquent, la production d'un certain couple sous la stratégie MTPL coûte plus au niveau des pertes cuivre que la stratégie MTPA, mais le MTPL reste plus avantageux au niveau des pertes fer.

3.6.3 Optimisation en utilisant l'algorithme EGO

Après la démonstration de la capacité de la stratégie MTPL à optimiser la commande sur une large plage de vitesse de la machine et en profitant des degrés de liberté supplémentaires dans la machine nous affinons les objectifs sous une autre forme de la stratégie MTPL qui impose certains niveaux de

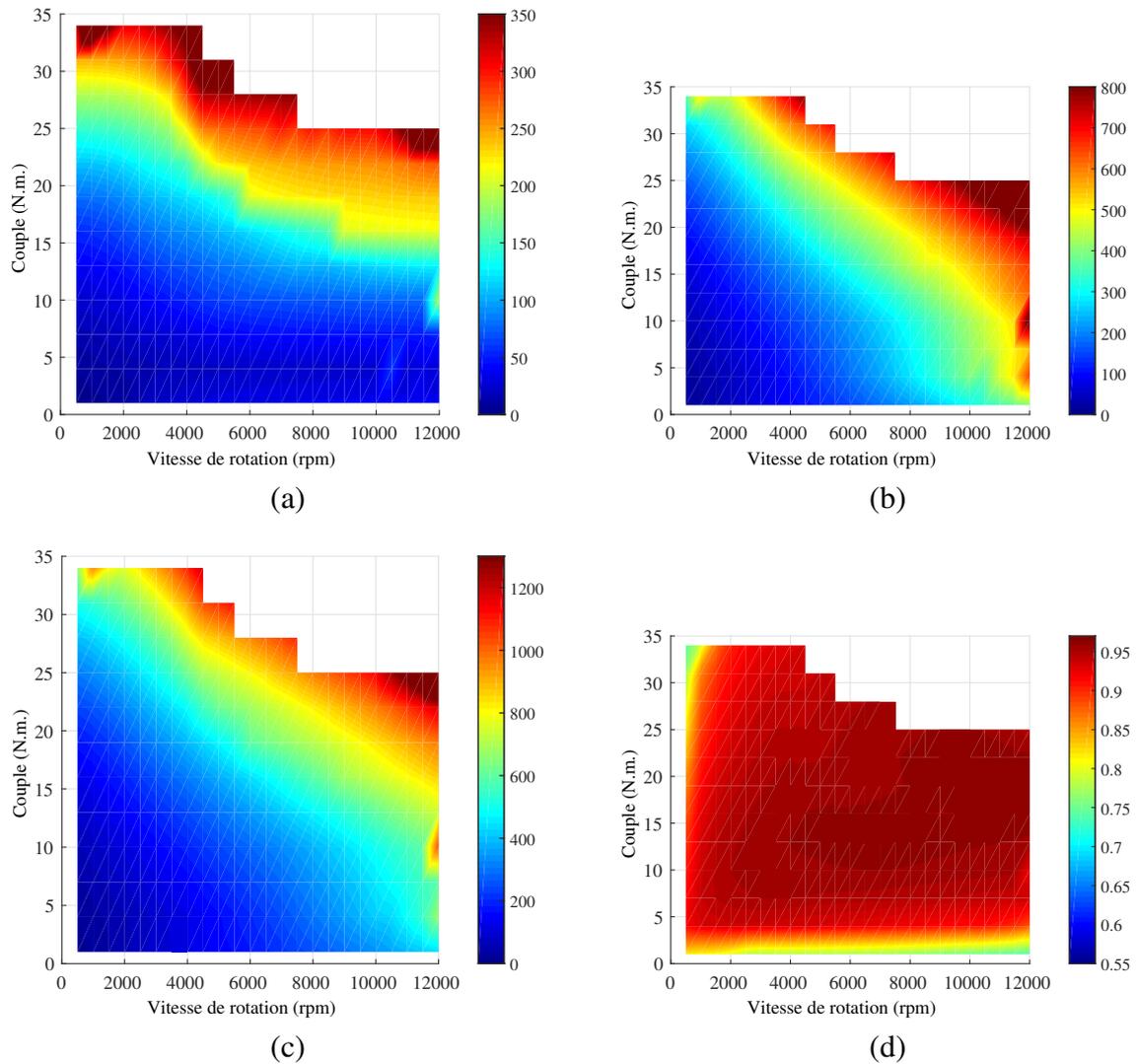


Figure 3.44 – Calcul par l’intermédiaire de modèle d’interpolation les différentes cartes des pertes pour la stratégie MTPL . (a) Pertes cuivre. (b) Pertes fer. (c) Pertes totales dans la machine. (d) Rendement

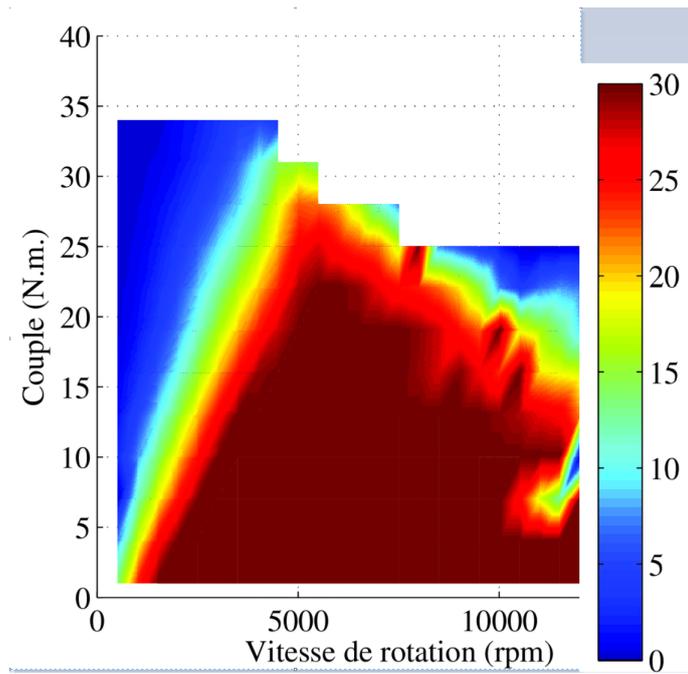


Figure 3.45 – Pourcentage de réduction des pertes suite à l’introduction de l’algorithme MTPL

perdes.

La différence avec l’approche effectuée dans la partie précédente est, qu’au lieu de seulement minimiser les pertes totales sans contraintes de répartition des pertes, on s’impose cette fois-ci des contraintes supplémentaires sur les niveaux de pertes autorisées selon leur localisation. En d’autres termes, pour le stator et le rotor, on va introduire dans le problème d’optimisation des contraintes représentant les pertes admissibles dans ces parties de la machine.

On va introduire un autre algorithme pour la recherche des solutions optimales. En effet, c’est l’algorithme EGO est utilisé, en se basant sur une optimisation sur base de Kriging. Cette méthode déjà utilisée avec succès dans le cadre de [125] pour une machine pentaphasée a été mis en œuvre dans ce travail de thèse dans le cadre d’une collaboration avec Jinlin Gong³. Cette méthode décrite dans [126] est rappelée dans l’annexe A.6 .

Cette méthode permet d’utiliser un modèle d’éléments finis au sein d’un algorithme d’optimisation . L’algorithme EGO recherche les solutions optimales se basant sur un ensemble des points de référence calculés en éléments finis. A partir de ces points de référence, un modèle continu est obtenu par interpolation, modèle qui est utilisé pour la recherche de l’optimum. Un point à noter particulier est que la famille des points de référence, n’est pas définie complètement au début du déroulement de la recherche de l’optimum. Elle s’élabore au fur et à mesure du déroulement de l’algorithme permettant ainsi un raffinement du maillage des points de référence dans la zone où se situe l’optimum.

Deux variantes de stratégies de type MTPL seront présentées dans cette partie :

1. L’une, MTPL(I), focalisée sur un couple minimum à fournir avec des contraintes distinctes maximales de pertes stator et rotor.
2. L’autre, MTPL (II), cherchant à assurer un minimum de puissance de sortie mécanique en minimisant les pertes totales.

³Associate professor, Shandong University, China

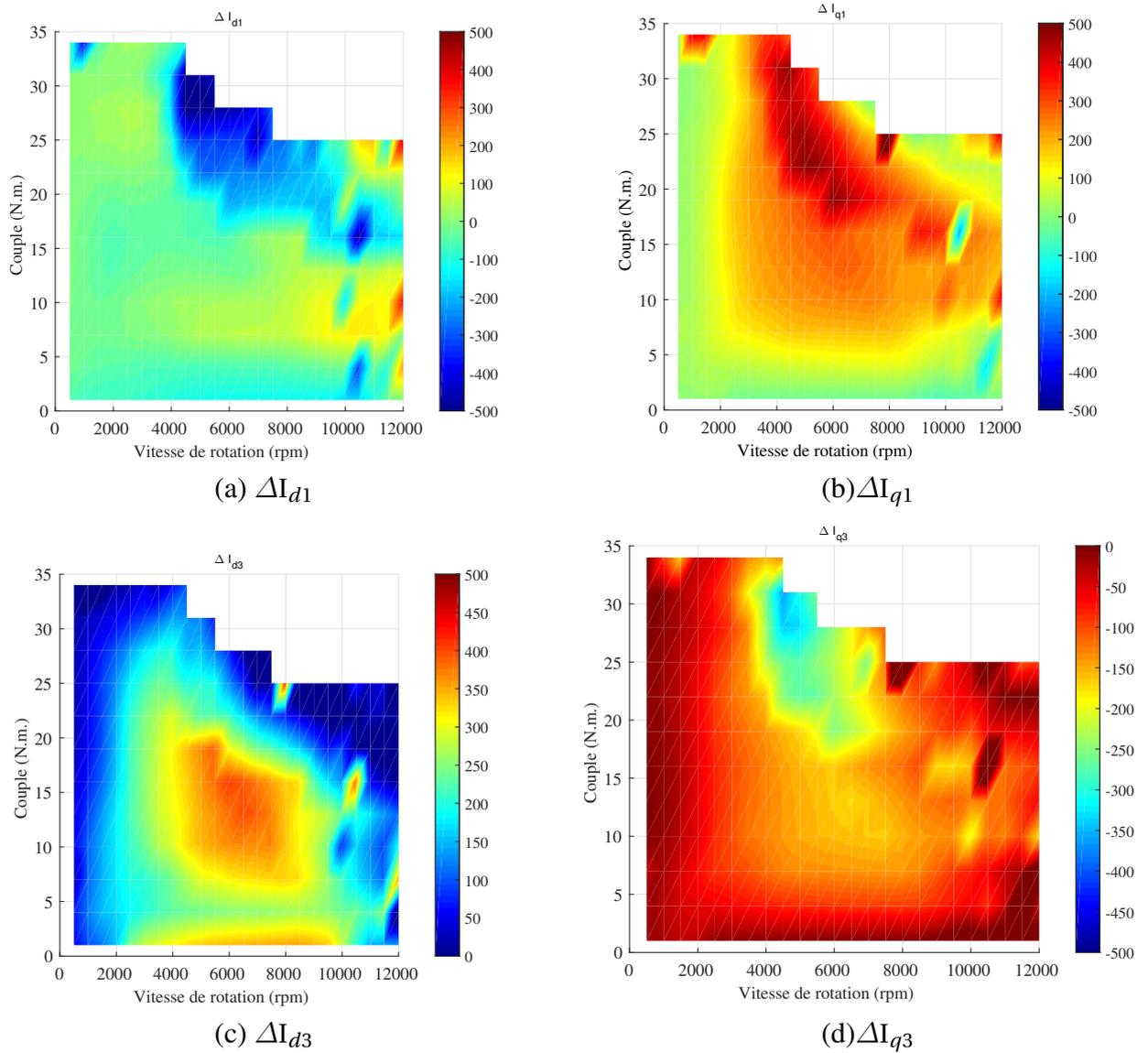


Figure 3.46 – Variation de chaque composante du vecteur courant. (a) ΔI_{d1} . (b) ΔI_{q1} . (c) ΔI_{d3} . (d) ΔI_{q3}

Dans les deux problèmes existent la même contrainte en tension et en densité de courant. La formulation de chaque problème d'optimisation est décrite et détaillée dans l'annexe A.6. La résolution de chaque problème d'optimisation est également détaillée dans A.6.

Le problème avec l'algorithme EGO c'est le temps de calcul important, qui peut s'étendre jusqu'à une semaine pour un point, tout dépendant du point de fonctionnement cherché. La différence avec l'approche par interpolation utilisée, c'est que le temps de calcul important est utilisé pour construire les cartographies des différentes composantes de flux, mais qui est facilement exploitable après pour chercher les points optimaux pour un problème d'optimisation donné. En moyenne, chaque point exige 10 à 20 minutes de calcul pour déterminer le vecteur optimal avec l'approche d'interpolation.

3.6.4 Conclusion

Du fait du nombre élevés de degrés de liberté dans la machine, et des phénomènes magnétiques non linéaires, on a pu utiliser deux techniques d'optimisation de la machine, une basée sur la méthode EGO et l'autre en interpolant sur les fonctions κ et ζ . On a montré donc la potentialité de la machine à être alimentée selon différentes stratégies. Ces degrés de liberté montrent la possibilité d'appliquer des commandes de type MTPPL pas uniquement au voisinage de point de base, mais également sur toute la plage de fonctionnement de la machine.

En utilisant la minimisation globale des pertes sur tous les points de fonctionnement, on a pu améliorer le rendement sur la majorité des points de fonctionnement de la machine. En appliquant également l'algorithme EGO, on a pu également minimiser les pertes pour une puissance de 10 kW.

L'algorithme EGO a été appliqué également dans le but de trouver les vecteurs courants permettant de limiter les pertes dans les parties conductrices. L'enveloppe des caractéristiques couple/vitesse correspondant à la densité de 10A/mm² a été modifiée afin de garantir une limitation locale des pertes tout en améliorant le rendement dans la machine. Cependant, on peut utiliser toujours la stratégie MTPA dans les phases transitoires de fonctionnement, tant que les limites de température ne sont pas encore atteintes.

Les résultats avec l'algorithme EGO et l'approche par interpolation valident l'intérêt de fabriquer un prototype de la machine, dans le but d'implanter pratiquement la commande optimale de la machine décrite dans cette section. Avec ce prototype il sera possible d'une part de vérifier les performances calculées au cours du processus d'optimisation durant le régime permanent et d'autre part d'implanter les lois de contrôle vectorielles adaptées aux opérations transitoires. En effet, la simulation du fonctionnement de l'entraînement électrique complet, machine-onduleur-lois de commande, n'est pas, avec les moyens de calculs disponibles, possible avec des durées de simulation acceptables.

3.7 Dimensionnement d'un prototype

Après la comparaison entre la structure de la machine à aimants déposés et la machine à aimants enterrés radialement, on a déduit plusieurs avantages de cette dernière, notamment relativement à des pertes dans les aimants moins importantes, ce qui permet de faire fonctionner la machine avec des fréquences plus élevées, la machine à aimants déposés se trouvant destinée pour le fonctionnement relativement basse fréquence. Par ailleurs, très classiquement, la machine 20/8 avec les aimants enterrés radialement présente aussi une compacité plus importante, et plus de degré de liberté pour le contrôle. Grâce à des modèles éléments finis, la procédure de dimensionnement est finalisée par optimisation. Par conséquent une fabrication de prototype a été initiée et un prototype devant être disponible au dernier trimestre 2016.

La fabrication du prototype a dû prendre en compte les contraintes des bancs d'essais disponibles

en laboratoire avec une vitesse maximale de 6000 tr/min alors que celle considérée dans le cadre d'une machine destinée aux applications de traction était de 14000 tr/min. Il était donc nécessaire de réaliser en quelque sorte une homothétie en vitesse mais tout en laissant inchangées les phénomènes électromagnétiques, notamment ceux à l'origine des pertes. Il s'agissait donc de conserver les mêmes plages de fréquences en réduisant la vitesse maximale. Très classiquement cette adaptation a été réalisée en changeant le nombre de paires de pôles du prototype. La combinaison 40/16 est adoptée pour le prototype de la machine.

3.7.1 Structures statoriques et rotoriques

En se basant sur les dimensions de la machine un modèle 2D en éléments finis est construit pour la machine. La figure 3.47 donne la structure du prototype éléments finis pour laquelle certaines modifications sont apportées par rapport au prototype précédemment dans le mémoire :

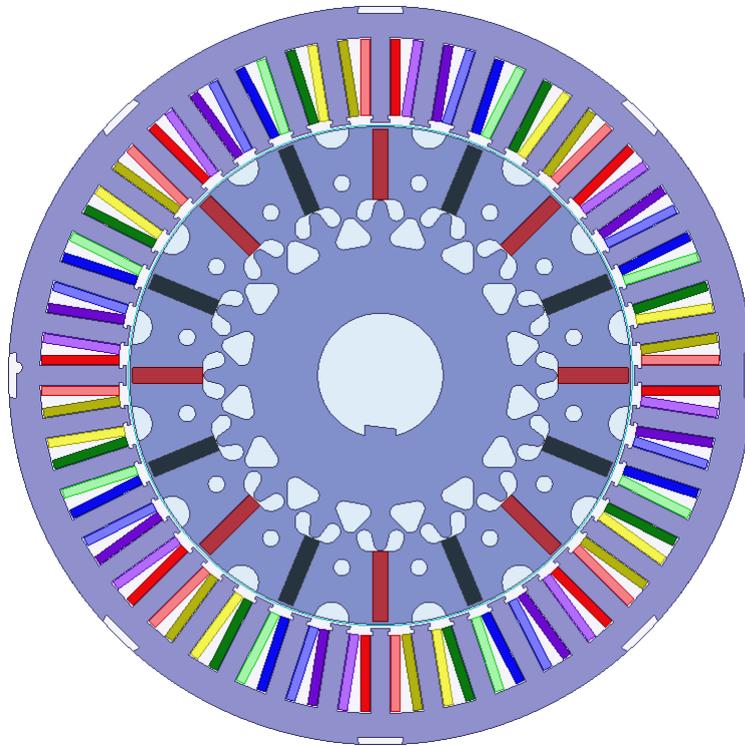


Figure 3.47 – Modélisation en éléments finis de prototype de la machine

1. Les tôles ferromagnétiques sont inclinées par un demi pas d'encoche pour garantir un maximum de réduction de couple de détente comme déjà décrit dans la partie 3.2.2.2, ce qui est équivalent à un angle de $\frac{\pi}{40}$. La figure 3.48 présente donc la construction des tôles statoriques. Comme déjà évoqué, cette procédure présente un impact sur la force électromotrice, surtout l'harmonique du rang 3. Les paramètres principaux pour la fabrication du stator sont donnés par le tableau 3.10. En tenant compte de la valeur du couple moyen de la machine 20/8 pour une densité de $10A/mm^2$ (35 N.m.), la machine 40 encoches/16 encoches doit fournir deux fois plus de couple avec un diamètre d'alésage du stator $\sqrt{2}$ plus grand que celui de la machine 20 encoches/8 pôles. Par contre, entre les deux machines, on conservera la même profondeur des encoches.

Les caractéristiques des tôles ferromagnétiques sont données dans le tableau 3.11 :



(a)



(b)

Figure 3.48 – (a) Structure des toles ferromagnétiques pour le prototype de la machine. (b) Le carter

Paramètres	Valeur
Nombre des encoches	40
Nombre des pôles	16
Diamètre d'alésage du stator	130 mm
Largeur d'une encoche au niveau de l'entrefer	5.11 mm
Largeur d'un dent au niveau de l'entrefer	5.1 mm
profondeur de l'encoche	22 mm
Hauteur retour culasse	7 mm
Profondeur des entailles	2 mm

Table 3.10 – Dimensions des tôles statoriques dans la machine.

Toles	Fe-Si
Type	M270-35A
Epaisseur tôles	0.35 mm
isolation double face	S24
pertes spécifiques	2.7 W/kg (50Hz, 1.5T)
Longueur	115 mm

Table 3.11 – Specification des tôles ferromagnétiques.

2. La deuxième modification apportée se situe au niveau du rotor. Afin de réduire les fuites magnétiques au niveau du pied des aimants tout en restant compatible avec les contraintes de fabrication qui nous étaient imposées : les tôles rotoriques ont été découpées pour faire apparaître des surfaces à très faible perméabilité magnétique de type triangle au niveau des pieds des aimants. La figure 3.49 présente la figure du rotor de la machine. Le rapport $\sqrt{2}$ intervient également pour les dimensions rotoriques. En effet, la machine 40/16 présente un diamètre $\sqrt{2}$ fois plus grand que la machine 20/8, mais la largeur des aimants est divisée par cette même valeur dans la machine 40/16. Les dimensions du rotor sont données par le tableau 3.12.

Paramètres	Valeur
Diamètre alésage rotor	70 mm
Diamètre intérieure du rotor	32 mm
Diamètre des trous d'assemblage (4 trous)	10 mm
Rayon du centre du trou	50.35 mm
Epaisseur aimant	4 mm
Profondeur aimant	23 mm
longueur aimant	17.95 mm
Epaisseur du pont des aimants	0.7 mm
Type des aimants	NdFeB N40UH
Entrefer	1mm

Table 3.12 – Paramètres caractérisant le rotor dans la machine.

Les aimants dans cette machine sont segmentés en trois aimants dans le sens de longueur afin de réduire les pertes par courants induits.



(a)



(b)

Figure 3.49 – (a)Rotor de la machine durant la phase de la fabrication. (b)Rotor avec l'arbre

3.7.2 Nombre des conducteurs dans la machine et distribution des conducteurs dans la machine

Dans le prototype envisagé, il ne reste qu'à choisir le nombre des conducteurs par phase et leur distribution dans les encoches .

3.7.2.1 Choix du nombre des conducteurs basé sur la minimisation de l'effet de peau

La machine 40/16 est à double polarité, possède trois stratégies d'alimentation dont deux exigent l'injection de l'harmonique 3 , qui admet à vitesse donnée une fréquence trois fois supérieure à celle pour une alimentation avec l'harmonique 1 . De ce fait, l'existence de l'harmonique 3 signifie que le courant peut contenir des fréquences élevées, donc le risque de l'apparition de phénomène d'effet de peau devient important. L'effet de peau se traduit par la tendance du courant à circuler uniquement sur la "surface"de conducteur, provoquant ainsi l'augmentation de la résistance des conducteurs et par suite des pertes cuivre supplémentaires. Par conséquent, cet aspect devra être prise en compte lors du choix du nombre des conducteurs de prototype.

On a intérêt à minimiser l'effet de peau dans les conducteurs. Cette contrainte de fabrication nous impose donc une contrainte sur la diamètre des conducteurs à utiliser dans la machine. Grossièrement, pour qu' un conducteur de diamètre D_{cd} soit à l'abri de l'effet de peau, il faut que son diamètre soit au moins deux fois plus faible que la profondeur de peau δ . Ainsi , il vient :

$$D_{cd} \leq 2\delta$$

$$D_{cd} \leq 2 \frac{1}{\sqrt{\pi \sigma \mu_0 f}} \quad (3.45)$$

Le choix du diamètre dépend bien évidemment de la fréquence maximale à laquelle on va alimenter la machine. Si on envisage de faire tourner la machine jusqu'à 10000 tr/min, selon les outils de commande à notre disposition, il suffit que le diamètre utilisée dans la machine soit inférieure à 2.1 mm, en considérant le troisième harmonique dans la commande.

Par ailleurs, une autre contrainte pour la réalisation de la machine se situe au niveau du procédé de bobinage. Lorsque les diamètres de fil impliquent que la maniabilité du fil devient une contrainte il peut être avantageux d'utiliser "deux fils en main"pour chaque conducteur plutôt qu'un seul.

En examinant les standards concernant les dimensions des conducteurs, le choix s'oriente vers une diamètre de 1.157 mm, avec une épaisseur de l'isolant de fil de 0.065mm. En se basant sur cette distribution, la répartition des conducteurs dans les encoches est représentée par la figure 3.50. Par prise en compte des surfaces d'isolant et des contraintes géométriques en utilisant un fil circulaire, on estime à 56% le coefficient de remplissage des encoches. Le nombre des conducteurs par bobine est 16 (32 en comptant deux fil en main) .

Une simulation par éléments finis a été effectuée pour des fréquences allant de 0 à 9 kHz afin d'estimer l'importance de l'effet de peau pour cette distribution des conducteurs. Les résultats montrent que la valeur de la résistance du conducteur augmente légèrement entre les deux fréquences extrêmes. Ces résultats montrent qu'avec cette distribution des conducteurs on arrive à alimenter la machine à haute fréquence sans avoir des phénomènes liés aux effets de peau. Par conclusion, l'augmentation de la résistance ne dépasse pas le 1% à la fréquence de 9kHz.

$$\frac{R_s(f = 9000\text{Hz})}{R_s(f = 0)} = 1.01 \quad (3.46)$$

Une autre contrainte provenant des conducteurs de la machine, est la tension crête disponible. Comme le nombre des conducteurs par phase est 128 (32*4bobines), une connexion en série des bobines pour

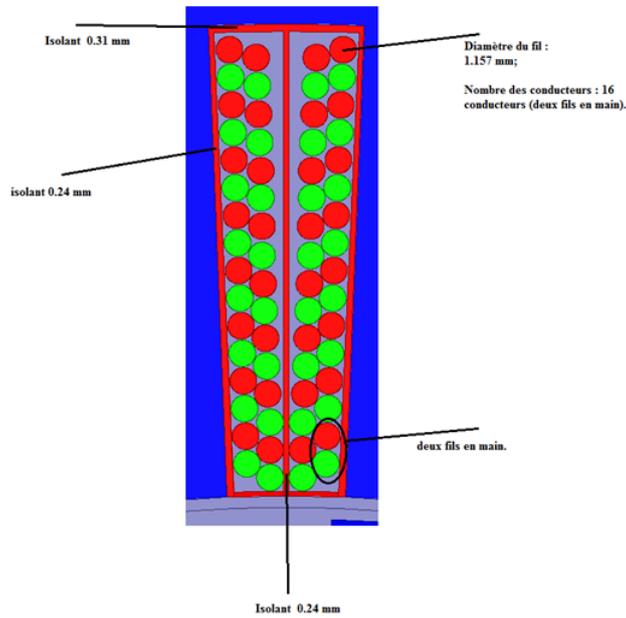


Figure 3.50 – Distribution des conducteurs dans une encoche

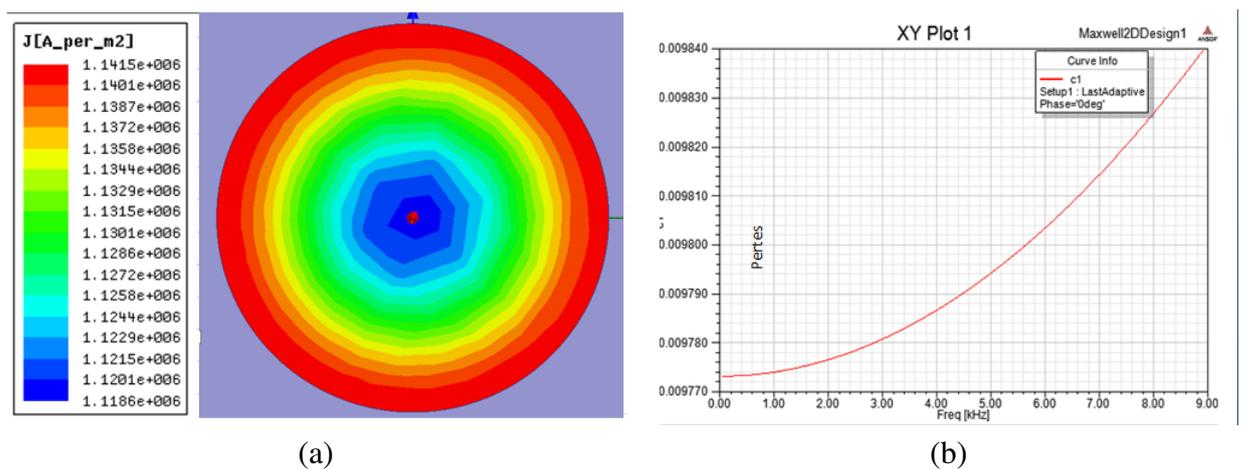


Figure 3.51 – Effet de peau dans le conducteur à 9kHz. (b) Variation de la résistance du conducteur en fonction de la fréquence d'alimentation.

chaque phase engendre une chute de tension importante et en plus la source de tension disponible n'est pas suffisante pour alimenter la machine. De ce fait, on choisit une connexion particulière de bobinage consistant à mettre en parallèle 4 bobines de chaque phase (chaque phase possède 8 bobines). L'ensemble des 4 bobines peut être soit en série ou en parallèle avec l'autre ensemble de 4 bobines. La figure suivante montre donc le schéma de la connexion de bobinage pour chaque phase. La figure 3.52 présente la connexion de bobinage pour chaque demi-machine. Les sorties de la bobine E_i, S_i de la phase i sont connectées soit en série ou en parallèle avec les sorties E'_i, S'_i .

3.7.2.2 Effet de proximité des conducteurs

La disposition des conducteurs l'un à côté de l'autre donne naissance à un autre effet nocif, c'est l'effet de proximité. En effet, lors de l'alimentation de la machine, les conducteurs produisent un champ magnétique; une partie de ce champ magnétique est enlacée par les autres conducteurs des encoches. Cet effet fait que les autres conducteurs sont soumis à un champ magnétique variable, et donc des pertes par courants induits sont observées [127].

Selon la disposition des conducteurs dans l'encoche, l'importance de l'effet de proximité varie entre les conducteurs en haut de l'encoche et ceux en bas de l'encoche, ces derniers sont soumis au champ magnétique provenant des conducteurs en haut, d'où un effet de proximité plus important est observé pour ces conducteurs. La figure 3.53 présente une simulation en éléments finis de l'effet de proximité pour une fréquence allant de 0 jusqu'à 9kHz. On observe encore dans la figure 3.54, l'augmentation de la résistance de la machine en fonction de la fréquence d'alimentation. L'effet de proximité touche particulièrement donc les conducteurs en bas des encoches. D'après la figure 3.54(b), la variation de la résistance moyenne est donnée par :

$$\frac{R_s(f)}{R_s(f=0)} = 1.35 \times 10^{-7} f^2 + 1 \quad (3.47)$$

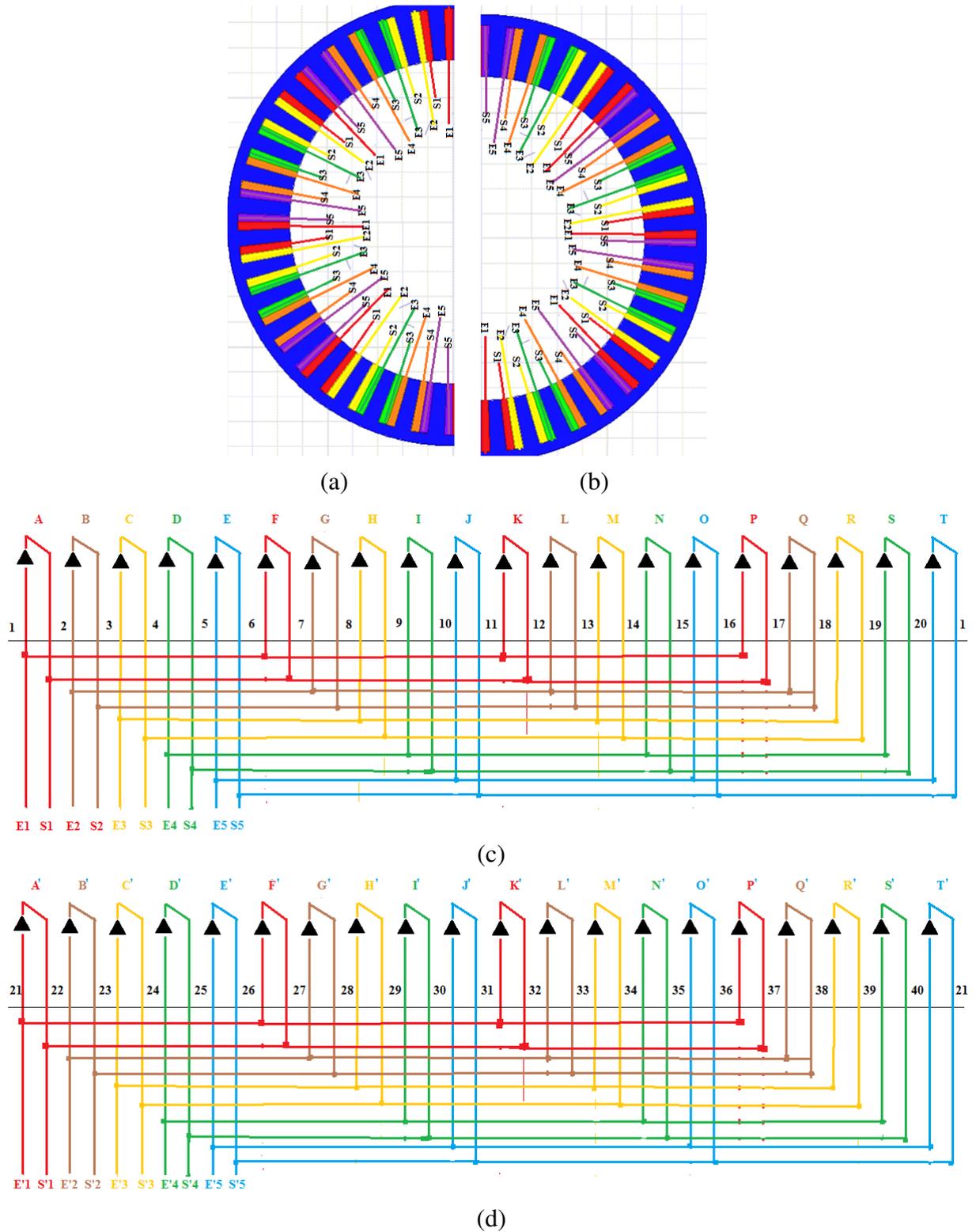


Figure 3.52 – (a) Bobinage partie gauche de la machine. (b) Bobinage partie droite de la machine. (c). Connexion de bobinage-partie gauche. (d) Connexion de bobinage-partie droite

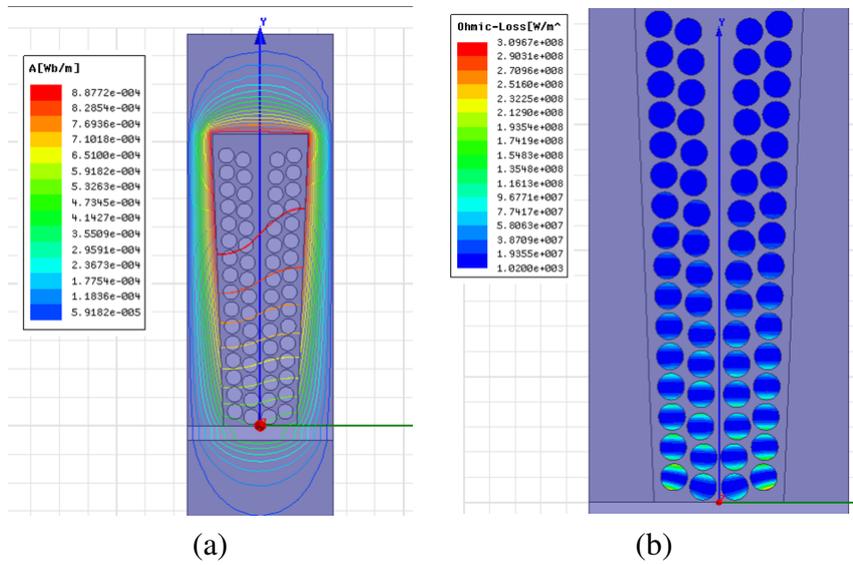


Figure 3.53 – (a) Flux croisant les conducteurs dans une encoche. (b) Répartition de la densité des pertes suite à l'effet de proximité

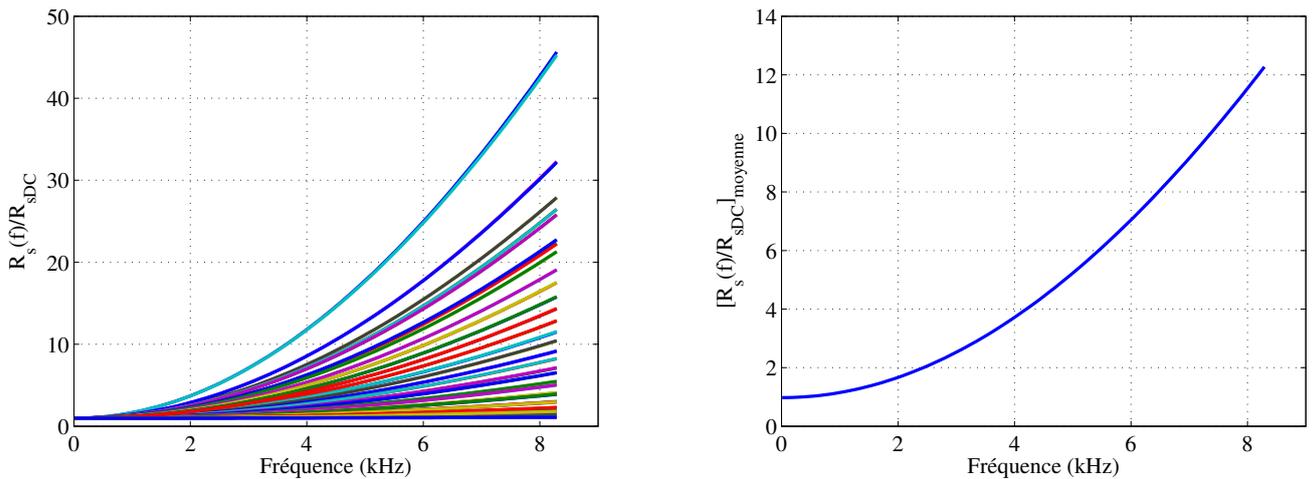


Figure 3.54 – (a) Augmentation de la résistance des conducteurs en fonction de la fréquence. (b) Augmentation moyenne de la résistance

3.8 Conclusion

Dans cette partie, une machine à double polarité à aimants enterrés a été conçue. Le nouveau rotor adapté à aimants enterrés est obtenu en modifiant le rotor classique de la machine: un trou interpolaire de largeur 36% du pas polaire est introduit à la surface du rotor en enlevant du fer rotorique. Cette modification entraîne une modification dans la force électromotrice et par suite la capacité de chaque machine fictive à fournir le couple. En raisonnant uniquement sur la force électromotrice, l'alimentation avec le troisième harmonique permet d'avoir plus de couple que l'alimentation de la machine primaire. Cependant, l'effet réactif important dans la machine primaire permet de renforcer cette machine: à haute densité de courant la machine primaire est capable de fournir un couple aussi important que celui fourni par la machine secondaire. Lorsque la saturation aura lieu dans la machine, la machine primaire dépasse la machine secondaire.

La nouvelle machine à double polarité à aimants enterrés radialement assure une protection de l'échauffement des aimants. On a montré que ce sont les harmoniques de rangs élevés qui contribuent à la production des courants induits dans les aimants. Ces harmoniques présentent en général de faibles amplitudes, d'où un bas niveau des pertes prévu dans cette machine. Pratiquement, le problème des pertes dans les aimants peut être résolu définitivement en segmentant les aimants.

Concernant les pertes fer, un modèle dynamique a été présenté dans le but d'estimer la densité volumique des pertes. Ce modèle ne dépend pas uniquement de l'amplitude de l'induction magnétique mais également de la dynamique de l'induction. Avec ce modèle, on arrive à estimer les pertes fer statoriques. Ces pertes constituent, avec les pertes cuivre la majorité des pertes dans la machine. Par conséquent, le rendement peut être estimé.

Ensuite, c'est le comportement de la machine en régime saturé qui a été étudié. En général, dans les machines à aimants enterrés avec un matériau non-linéaire (caractéristique (B,H) est non-linéaire), la matrice d'inductance dépend du vecteur courant. Pour des hautes densités de courant, la modification des termes de la matrice d'inductance est significative en fonction du courant injecté. Ces résultats aboutissent à une complexité de commande : un certain couple électromagnétique peut être obtenu par plusieurs vecteurs courants correspondant à la même densité de courant. Il faut donc, afin de choisir le vecteur du courant optimal, faire intervenir d'autres critères dans l'optimisation, notamment: les pertes, l'ondulation du couple et la valeur de courant crête.

La machine 20/8/5 à double polarité a été comparée avec la machine 12/8/3 possédant les mêmes dimensions statoriques et rotoriques. Cette comparaison concerne les points particuliers de la caractéristique couple/vitesse de chaque machine. Pour la même valeur des pertes cuivre, la machine 20/8/5 est capable à partir d'une certaine densité de courant de fournir une puissance bien supérieure à celle fournie par la machine 12/8/3. La machine 20/8/5 présente donc la capacité de fonctionner avec une puissance constante sur une large plage de vitesse. La machine 20/8/5 possède une plage de vitesse infinie, tandis que la 12/8/3 possède une plage de vitesse finie.

La stratégie de contrôle, Maximum Torque Per Ampere, permet de trouver le vecteur courant qui permet de maximiser le couple de la machine en minimisant les pertes cuivre. Cependant, cette stratégie semble insuffisante dans le cas de la machine 20/8/5, puisque les autres pertes dans la machine ne sont pas prises en compte. Étant donné la possibilité d'injection de l'harmonique 3 dans la machine, il est donc indispensable de prendre en compte les pertes lors de la synthèse de la commande. Profitant des nombreux degrés de liberté dans cette machine qui donne la possibilité de contrôler la machine sous différentes contraintes, il est possible de définir une nouvelle famille de stratégies appelée Max-

imum Torque Per Losses. Une amélioration du rendement est observée entre les deux algorithmes MTPA et MTPL. La multitude des degrés de liberté a permis de modifier la trajectoire du courant, tout en respectant les contraintes des tension et du couple, et trouver le nouveau vecteur qui permet de minimiser les pertes. L'algorithme EGO a été également appliqué dans le but de trouver les courants optimaux limitant les pertes dans le stator et le rotor. La stratégie MTPL a permis d'améliorer le rendement dans la machine.

Conclusions et perspectives

L'objectif de ce travail a été de rechercher et concevoir une structure statorique/rotorique de machine à 5-phases à double polarité, c'est-à-dire avec amplitude comparable pour les harmoniques de rang 1 et 3 de force électromotrice. Il a été ainsi possible d'obtenir un effet « boîte de vitesse électromagnétique » : sans changer la vitesse de rotation on change la fréquence de fonctionnement en se basant sur des critères d'optimalité. Une première originalité forte dans la conception de la machine concernait cette aptitude à produire, à courant donné, autant de couple avec l'harmonique 3 qu'avec l'harmonique 1, contrairement aux structures classiques des machines polyphasées, où la contribution de l'harmonique 3 ne dépasse pas le 33% dans le couple. Pour atteindre cet objectif, une étude a été menée dans le chapitre 1 afin de choisir le bobinage le plus adéquat pour la machine à double polarité. Les critères de sélection de bobinage sont les facteurs de bobinage de l'harmonique 3, le taux de distorsion de couple et les pertes par courants induits. La classification des différentes combinaisons encoches/pôles selon les critères définis a mené au choix d'un bobinage à pas fractionnaire concentré autour des dents avec 20 encoches/8 pôles. Ce bobinage particulier possède un bon facteur de bobinage 0.951 pour l'harmonique 3 mais seulement de 0.588 pour l'harmonique 1. C'est en effet l'harmonique de rang 3 qui a été privilégié pour les fonctionnements à basses vitesses (fréquences) puisque les pertes aux fréquences élevées étaient attendues comme élevées pour cet harmonique du fait notamment de son sous-harmonique de force magnétomotrice. A l'inverse l'harmonique 1, avec son $S_{pp} = 0.5$, avait les aptitudes pour les fonctionnements hautes fréquences pour lesquelles par ailleurs le couple requis est plus faible. Même avec un coefficient de bobinage très moyen de 0.588 le cahier des charges devait pouvoir être respecté. Au niveau rotorique, le choix s'est porté dans un premier temps sur des topologies à aimants permanents plus simples à étudier puis dans un deuxième temps sur des structures à aimants enterrés plus propices à l'obtention de larges plages de vitesse à puissance constante. Un ensemble des solutions pour le rotor bi-harmonique de la machine double polarité a ainsi été proposé.

Dans le chapitre 2, un rotor bi-harmonique est proposé avec des aimants déposés en surface où chaque pôle est divisé en deux aimants séparés. Par rapport à une machine 5-phases avec un bobinage à pas diamétral, la machine double polarité possède une machine secondaire ayant d'une part, la capacité à produire le même couple que la machine primaire avec quasiment la même densité de courant, et d'autre part, un effet de compensation des ondulations de couple lors de l'alimentation bi-harmonique de cette machine. En comparant cette machine avec la machine triphasée dont le $S_{pp} = 0.5$ (12 encoches/8 pôles/3 phases), on a montré la capacité de la machine 20/8 à assurer le même fonctionnement que la machine 12/8/3 avec des pertes moins importantes au niveau des aimants, surtout lorsque la machine est alimentée par le premier harmonique du courant ou les deux harmoniques 1 et 3. L'harmonique 3, étant à la source des pertes par courants induits importantes dans la machine, il faut éviter de l'injecter tout seul dans la machine. Le calcul des pertes dans les aimants ont été fait par un modèle analytique, calculs confirmés par éléments finis.

En ce qui concerne la stratégie de contrôle, l'application de la stratégie Maximum Torque Per Ampere, visant la minimisation des pertes cuivre uniquement, est apparue comme non-optimale. En effet, l'injection de l'harmonique 3 engendre des pertes par courants induits importantes dans la ma-

chine. Cela nous a amené à une nouvelle stratégie de contrôle plus efficace, qui maximise le couple provenant de l'harmonique 1 afin de réduire les pertes par courant induits. Par ailleurs, la possibilité de produire le couple fait que la machine assure la fonctionnalité de la commutation électronique des pôles, sans recours aux techniques classiques présentées dans le chapitre 1. Le changement de polarité se fait uniquement par la commande, une alimentation par l'harmonique 1 correspond à une polarité p , par l'harmonique 3 une polarité $3p$. Les deux polarités peuvent également être excitées simultanément dans la machine. La polarité $3p$ intervient seule en général à basse vitesse, afin d'assurer la fonctionnalité "boost", à haute vitesse c'est la polarité p qui intervient puisque la limite de tension est atteinte.

Comme les machines à aimants déposés présentent des pertes significatives dans les aimants, surtout à haute vitesse, on s'est tourné, afin de pouvoir fonctionner avec le profil double polarité à haute vitesse, vers une machine à aimants enterrés radialement. On a montré que les harmoniques dont le rang $\frac{v}{2p}$ est pair, ne génèrent pas de perte dans cette machine, contrairement aux harmoniques dont le $\frac{v}{2p}$ est impair, mais en général ces derniers possèdent de faibles amplitudes. Cette nouvelle machine possède, en plus de cette caractéristique concernant les pertes, un couple de saillance important, particulièrement lors de l'alimentation avec le premier harmonique du courant. De ce fait, les propriétés associées à la décomposition multi-machine ne sont pas valables dans cette machine.

Les pertes fer dans cette machine sont encore plus significatives que les pertes aimants. Un modèle a été présenté dans le chapitre 3 permettant la prise en compte de ces pertes. Ensuite, ces pertes ont été introduites dans la démarche d'optimisation afin de chercher les solutions optimales visant la minimisation des pertes globales dans la machine. Pour cela, et du fait des degrés de liberté disponibles dans la machine qui offre une flexibilité dans la commande, une nouvelle stratégie Maximum Torque Per Losses permet de minimiser pour un point de fonctionnement donné les pertes globales. Une réduction jusqu'à 50% est observée au niveau des pertes, ce qui se reflète par une amélioration de rendement importante. Le principe étant de défluxer l'harmonique 3 dans la machine en introduisant plus de courant défluxant i_{d3} . Cette procédure, bien qu'elle augmente les pertes cuivre, permet de réduire significativement les pertes fer, impliquant une réduction globale des pertes dans la machine. Les résultats obtenus confirment l'intérêt de la fabrication d'un prototype 40encodes/16pôles.

Concernant les perspectives de ce travail, il est possible de penser à une structure à double polarité avec un rotor à cage. Dans ce cas, le but est de concevoir une structure avec X barres rotoriques permettant d'assurer la fonctionnalité double polarité. Ensuite, on peut évaluer les caractéristiques couple/vitesse de cette machine et étudier les pertes, notamment dans le rotor.

Concernant la machine à aimants déposés présentée dans le chapitre 2, on pourra profiter de la loi de comportement des pertes dans les aimants, pour trouver la commande optimale maximisant le couple et minimisant les pertes aimants dans la machine. On peut également appliquer le Maximum Torque Per Losses dans cette machine, en minimisant les pertes globales dans cette machine. Le modèle analytique de la détermination des pertes dans les aimants pourra être amélioré, en introduisant le déphasage entre le courant et la force électromotrice.

Par ailleurs, afin de réduire le temps nécessaire pour déterminer l'état magnétique de la machine pour un point de fonctionnement dans le plan (d_1, q_1, d_3, q_3) , une méthodologie a été proposée, consistant à construire une cartographie de flux à partir d'un nombre donné des points de fonctionnement. Il sera intéressant d'effectuer une étude de maillage du plan (d_1, q_1, d_3, q_3) visant à déterminer le nombre optimal des points de fonctionnement à simuler pour construire la cartographie de flux.

Une optimisation pourra être apportée également à la structure machine à aimants enterrés, principalement au niveau d'ouverture du trou. Cette ouverture décide du taux des harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice. Elle pourra être optimisée, en fonction de plusieurs objectifs, autre que la maximisation du couple présentée dans ce travail: exploitation maximale de la puissance de l'onduleur à haute vitesse, réduction de l'effet de saturation dans la machine. Il sera également intéressant de développer un modèle analytique permettant d'estimer les pertes dans les aimants, afin d'estimer la température dans le rotor. Ainsi, il faut coupler le modèle éléments finis de la machine avec un logiciel thermique permettant d'évaluer précisément les limites thermiques, permettant de fixer les contraintes au niveau des pertes permises dans la machine.

La fonctionnalité double polarité pourra être aussi assurée par une machine 7-phases, comme la combinaison $21/8/7$, avec son facteur de bobinage important pour l'harmonique 3 (0.91) et de 0.56 pour l'harmonique 1. Comme dans le cas de la topologie $20/8/5$, il faut adapter la structure rotorique de la machine afin de générer des amplitudes 1 et 3 de la force électromotrice avec la même ordre de grandeur. Il apparaît que cette combinaison ne génère pas de pertes importantes par courants induits, ce qui permet de la considérer comme la version 7-phases de la machine $20/8$.

Bibliographie

- [1] A. M. El-Refai, “Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges,” *Industrial electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 1, pp. 107–121, 2010. [vivi](#), [vivi](#), [21](#), [22](#), [23](#)
- [2] T. A. Burrell, S. L. Campbell, C. Coomer, C. W. Ayers, A. A. Wereszczak, J. P. Cunningham, L. D. Marfino, L. E. Seiber, and H.-T. Lin, “Evaluation of the 2010 toyota prius hybrid synergy drive system,” Oak Ridge National Laboratory (ORNL); Power Electronics and Electric Machinery Research Facility, Tech. Rep., 2011. [vivi](#), [30](#)
- [3] “<http://www.bosch-presse.de>; <http://www.zf.com/media>; <http://www.autoblog.com>.” [vivi](#), [30](#)
- [4] G. Dajaku, S. Spas, X. Dajaku, and D. Gerling, “Comparison of two fscw pm machines for integrated traction motor/generator,” in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, 2015, pp. 187–194. [vivi](#), [30](#)
- [5] S. Sadeghi, L. Guo, H. A. Toliyat, and L. Parsa, “Wide operational speed range of five-phase permanent magnet machines by using different stator winding configurations,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 6, pp. 2621–2631, 2012. [vivi](#), [vivi](#), [vivi](#), [xiii](#), [33](#), [34](#), [107](#)
- [6] M. Osama and T. A. Lipo, “A new inverter control scheme for induction motor drives requiring wide speed range,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 4, pp. 938–944, 1996. [vivi](#), [vivi](#), [vivi](#), [34](#), [35](#), [36](#), [107](#)
- [7] G. Dajaku, F. Bachheibl, A. Patzak, and D. Gerling, “Intelligent stator cage winding for automotive traction electric machines.” [vivi](#), [vivi](#), [37](#), [38](#), [39](#)
- [8] J. M. Miller, V. Stefanovic, V. Ostovic, and J. Kelly, “Design considerations for an automotive integrated starter-generator with pole-phase modulation,” in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, vol. 4. IEEE, 2001, pp. 2366–2373. [vivi](#), [vivi](#), [40](#)
- [9] F. Magnussen, P. Thelin, and C. Sadarangani, “Performance evaluation of permanent magnet synchronous machines with concentrated and distributed windings including the effect of field-weakening,” in *Power Electronics, Machines and Drives, 2004.(PEMD 2004). Second International Conference on (Conf. Publ. No. 498)*, vol. 2. IET, 2004, pp. 679–685. [vivi](#), [vivi](#), [vivi](#), [xiii](#), [22](#), [50](#), [51](#)
- [10] A. P. Sandulescu, F. Meinguet, X. Kestelyn, E. Semail, and A. Bruyere, “Flux-weakening operation of open-end winding drive integrating a cost-effective high-power charger,” *Electrical Systems in Transportation, IET*, vol. 3, no. 1, pp. 10–21, 2013. [vii](#), [51](#), [52](#)

- [11] P. Sandulescu, F. Meinguet, X. Kestelyn, E. Semail, and A. Bruyere, "Control strategies for open-end winding drives operating in the flux-weakening region," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 9, pp. 4829–4842, 2014. viivii, 51, 52
- [12] H. Dogan, "Méthodologie de conception des machines synchrones à aimants permanents. application au véhicule électrique avec chargeur rapide embarqué," Ph.D. dissertation, Université de Grenoble, 2013. viiiiviii, 30, 119
- [13] Caractéristiques b-h des toles m270-50a. [Online]. Available: <https://cogent-power.com/cms-data/downloads/M270-50A.pdf> ixix, 147
- [14] B. Aslan, "Conception de machines polyphasées à aimants et bobinage concentré à pas fractionnaire avec large plage de vitesse," Ph.D. dissertation, Arts et Métiers ParisTech, 2013. xiiixiii, xiiixiii, xiiixiii, 9, 27, 28, 29, 61, 64, 81, 124
- [15] B. Aslan, E. Semail, and J. Legranger, "General analytical model of magnet average eddy-current volume losses for comparison of multiphase pm machines with concentrated winding," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 72–83, 2014. xiiixiii, 29, 80, 81, 91
- [16] Pétrole épuisé avant les renouvelables. [Online]. Available: <http://www.lefigaro.fr/flash-eco/2010/11/15/97002-20101115FILWWW00763-petrole-epuise-avant-les-renouvelables.php> 1
- [17] AFP. (2014) Consommation mondiale du pétrole. [Online]. Available: <http://www.planetoscope.com/petrole/209-consommation-mondiale-de-petrole.html> 1
- [18] S. Carballes, "Les véhicules particuliers en france," 2008. 1
- [19] (2009) Règlementation européenne sur les émissions de co2 des véhicules particuliers. [Online]. Available: https://www.rac-f.org/IMG/pdf/RAC_-_Reglement_emissions_de_CO2_vehicules_particuliersVF-2.pdf 1
- [20] J. Noble. Les moteurs turbo hybrides pourront-ils dépasser les 1000 chevaux ? [Online]. Available: <http://fr.motorsport.com/f1/news/les-moteurs-turbo-hybrides-pourront-ils-depasser-les-1000-chevaux-670096/> 2
- [21] A. Patzak, F. Bachheibl, A. Baumgardt, G. Dajaku, O. Moros, and D. Gerling, "Iscad-electric high performance drive for individual mobility at extra-low voltages," *SAE International Journal of Alternative Powertrains*, vol. 5, no. 2016-01-1179, pp. 148–156, 2016. 4
- [22] I. 6469, "Electrically propelled road vehicles-safety specifications," 09 2009. 4
- [23] Mazman, "Enhanced lead acid batteries for 12v start and stop and 48 v micro hybrid applications," *Conference on Advanced battery Power-Automotive and energy supply solutions*, April 2015. 4
- [24] VDA, "electric and electronic components in motor vehicles 48v on-board power supply, requirements and tests, recommandation 320," January 2015. 4
- [25] M. Kuypers, "Application of 48 volt for mild hybrid vehicles and high power loads," SAE Technical Paper, Tech. Rep., 2014. 4
- [26] A. Patzak and D. Gerling, "Design of a multi-phase inverter for low voltage high power electric vehicles," in *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2014 IEEE International*. IEEE, 2014, pp. 1–7. 4, 37

- [27] J. Fletcher, "Performance of three-and five-phase pm-based wind generators under rectifier diode failures," in *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2011, pp. 3640–3645. 4
- [28] F. Scuiller, J.-F. Charpentier, E. Semail, and S. Clénet, "Comparison of two 5-phase permanent magnet machine winding configurations. application on naval propulsion specifications," in *Conf. Rec. IEEE IEMDC*, 2007, pp. 34–39. 4
- [29] [Online]. Available: <http://www.torqueedo.com/en> 4
- [30] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *Industrial electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008. 9
- [31] L. Parsa, "On advantages of multi-phase machines," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*. IEEE, 2005, pp. 6–pp. 9
- [32] S.-M.-H. Mosavi, S.-S.-S.-G. Sefid, S.-M. Mirbagheri, and S.-E.-S.-G. Sefid, "Reduction of torque ripple and increase of torque capacity of bldc motor," in *PEDES 2011-2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, December, pp. 1–5. 9
- [33] K. Wang, Z. Zhu, and G. Ombach, "Torque enhancement of surface-mounted permanent magnet machine using third-order harmonic," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 3, pp. 104–113, 2014. 9, 10, 65, 76, 203
- [34] H. Zahr, F. Scuiller, and E. Semail, "Maximum torque per ampere strategy for a five-phase bi-harmonic machine," in *Speedam Conference, 2016 IEEE*. IEEE, June 2014, pp. 1–6. 9, 64, 134
- [35] H. Zahr, E. Semail, and F. Scuiller, "Five-phase version of 12slots/8poles three-phase synchronous machine for marine-propulsion," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2014 IEEE*. IEEE, 2014, pp. 1–6. 9, 59, 61, 64, 90
- [36] B. Aslan and E. Semail, "New 5-phase concentrated winding machine with bi-harmonic rotor for automotive application," in *Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on*. IEEE, 2014, pp. 2114–2119. 9, 29, 59, 64, 124
- [37] R. O. Lyra and T. A. Lipo, "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 5, pp. 1351–1360, 2002. 9
- [38] A. Abdelkhalik, M. Masoud, and W. Barry, "Eleven-phase induction machine: steady-state analysis and performance evaluation with harmonic injection," *Electric Power Applications, IET*, vol. 4, no. 8, pp. 670–685, 2010. 9
- [39] J. Wang, R. Qu, and L. Zhou, "Dual-rotor multiphase permanent magnet machine with harmonic injection to enhance torque density," *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 3, pp. 5 202 204–5 202 204, 2012. 9
- [40] F. 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*. IEEE, 2015, pp. 000 811–000 816. 9, 79

- [41] J. Gong, A. Berbecea, F. Gillon, and P. Brochet, "Optimal design of a double-sided linear induction motor using an efficient global optimization," in *International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, LDIA2011, Eindhoven, Netherlands*, 2011. [9](#)
- [42] E. Semail, "Entraînements électriques polyphasés: vers une approche système," Ph.D. dissertation, UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE, 2009. [9](#)
- [43] F. Locment, "Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7phases à aimants permanents et flux axial: commande vectorielle en modes normal et dégradés," Ph.D. dissertation, Lille 1, 2006. [9](#)
- [44] L. Parsa, N. Kim, and H. A. Toliyat, "Field weakening operation of high torque density five-phase permanent magnet motor drives," in *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*. IEEE, 2005, pp. 1507–1512. [10](#)
- [45] X. M. M. Kestelyn, "Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés," Ph.D. dissertation, 2003. [10](#), [12](#), [14](#), [68](#)
- [46] F. Locment, E. Semail, and X. Kestelyn, "Optimum use of dc bus by fitting the back-electromotive force of a 7-phase permanent magnet synchronous machine," in *Proc. European Power Electronics and Applications Conf. EPE. Dresden, Germany*, 2005. [10](#)
- [47] F. Scuiller, E. Semail, J.-F. Charpentier, and P. Letellier, "Multi-criteria-based design approach of multi-phase permanent magnet low-speed synchronous machines," *Electric Power Applications, IET*, vol. 3, no. 2, pp. 102–110, 2009. [11](#), [59](#), [60](#)
- [48] F. Scuiller, "Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multimachine." Ph.D. dissertation, Arts et Métiers ParisTech, 2006. [12](#), [14](#), [19](#), [23](#)
- [49] F. Magnussen and C. Sadarangani, "Windings factor and copper losses of permanent magnet machines with concentrated windings," in *Proc. IEEE-IEMDC, Madison, WI*, pp. 333–339, June 2003. [22](#)
- [50] F. Magnussen and H. Lendenmann, "Parasitic effects in pm machines with concentrated windings," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 5, pp. 1223–1232, 2007. [22](#)
- [51] L. Chong, R. Dutta, and M. Rahman, "A comparative study of rotor losses in an ipm with single and double layer concentrated windings," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*. IEEE, 2010, pp. 942–946. [23](#)
- [52] D. Ishak, Z. Zhu, and D. Howe, "Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 9, pp. 2462–2469, 2005. [23](#), [80](#), [94](#)
- [53] A. Cassat, C. Espanet, R. Coleman, L. Burdet, E. Leleu, D. Torregrossa, J. M' Boua, and A. Miraoui, "A practical solution to mitigate vibrations in industrial pm motors having concentric windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1526–1538, 2012. [23](#)
- [54] F. Scuiller, E. Semail, and J.-F. Charpentier, "General modeling of the windings for multi-phase ac machines," *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 50, no. 03, p. 31102, 2010. [23](#), [26](#), [59](#)

- [55] H. Dogan, F. Wurtz, A. Foggia, and L. Garbuio, "Performance analysis of windings configuration on fractional-slots pmsm performance," in *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*. IEEE, 2013, pp. 1–7. [30](#)
- [56] A. Masmoudi and Z.-Q. Zhu, "Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems," *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 30, no. 1, pp. 9–31, 2011. [30](#)
- [57] N. K. NGUYEN, E. Semail, F. Meinguet, P. Sandulescu, X. Kestelyn, and B. Aslan, "Different virtual stator winding configurations of open-end winding five-phase pm machines for wide speed range without flux weakening operation." EPE Conference, 2013. [33](#)
- [58] A. Gautam and J. O. Ojo, "Variable speed multiphase induction machine using pole phase modulation principle," in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2012, pp. 3659–3665. [34](#), [107](#)
- [59] G. Dajaku and D. Gerling, "Low costs and high efficiency asynchronous machine with stator cage winding," in *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2014 IEEE International*. IEEE, 2014, pp. 1–6. [37](#)
- [60] F. Scuiller, H. Zahr, and E. Semail, "Maximum reachable torque, power and speed for five-phase spm machine with low armature reaction," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, pp. 959 – 969, September. [45](#), [61](#)
- [61] F. Scuiller and E. 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*. IEEE, 2014, pp. 1–6. [45](#)
- [62] R. Schiferl and T. A. Lipo, "Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*. IEEE, 1988, pp. 23–31. [46](#), [47](#), [48](#)
- [63] B. Multon, J. Lucidarme, and L. Prévond, "Analyse des possibilités de fonctionnement en régime des désexcitation des moteurs à aimants permanents," *Journal de physique III*, vol. 5, no. 5, pp. 623–640, 1995. [46](#), [47](#), [48](#)
- [64] W. L. Soong and T. Miller, "Field-weakening performance of brushless synchronous ac motor drives," in *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, vol. 141, no. 6. IET, 1994, pp. 331–340. [47](#), [48](#)
- [65] H. BEN AHMED, N. Bernard, G. Feld, and B. Multon, "Machines synchrones: Fonctionnement en régime autopiloté," *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, vol. 6, no. D3524, 2010. [47](#)
- [66] M. Barcaro, N. Bianchi, and F. Magnussen, "Design considerations to maximize performance of an ipm motor for a wide flux-weakening region," in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*. IEEE, 2010, pp. 1–7. [47](#)
- [67] A. M. El-Refaie, T. M. Jahns, and D. W. Novotny, "Analysis of surface permanent magnet machines with fractional-slot concentrated windings," *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 34–43, 2006. [51](#), [71](#)

- [68] F. Meinguet, E. Semail, and J. Gyselinck, "Enhanced control of a pmsm supplied by a four-leg voltage source inverter using the homopolar torque," in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*. IEEE, 2008, pp. 1–6. [52](#)
- [69] X. Kestelyn and E. Semail, *Alimentation polyphasée par onduleur detension*. aux éditions Hermes, Traité EGEM, Série Génie Electrique, septembre 2009. [58](#)
- [70] H. Zahr, E. SEMAIL, and F. SCUILLER, "Paramètres clés pour la conception d'une machine pentaphasée à aimants à double polarité," in *Symposium de génie électrique (SGE)*, juillet 2014. [59](#), [61](#), [64](#)
- [71] S. Sadeghi, A. Mohammadpour, and L. Parsa, "Design optimization of a high performance five-phase slotless pmsm," in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014 International Symposium on*. IEEE, 2014, pp. 6–11. [61](#)
- [72] K. Wang, Z. Zhu, and G. Ombach, "Torque enhancement of surface-mounted permanent magnet machine using third-order harmonic," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 3, pp. 104–113, 2014. [61](#)
- [73] P. Zhao and G. Yang, "Torque density improvement of five-phase pmsm drive for electric vehicles applications," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 401–407, 2011. [61](#)
- [74] B. Aslan and E. Semail, "New 5-phase concentrated winding machine with bi-harmonic rotor for automotive application," in *Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on*. IEEE, 2014, pp. 2114–2119. [61](#)
- [75] J.-F. CHARPENTIER, E. SEMAIL, and S. CLENET, "Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants basés sur l'approche multimachine." [62](#), [63](#), [68](#), [89](#), [204](#)
- [76] A. Foggia, *Methodes de Calcul des Inductances de fruites*. Ed. Techniques Ingénieur, 1999. [68](#)
- [77] Z. Zhu and D. Howe, "Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 4, pp. 407–412, 2000. [71](#)
- [78] A. B. Proca, A. Keyhani, A. El-Antably, W. Lu, and M. Dai, "Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 18, no. 3, pp. 386–391, 2003. [71](#)
- [79] Z. Zhu and D. Howe, "Analytical prediction of the cogging torque in radial-field permanent magnet brushless motors," *IEEE transactions on magnetics*, vol. 28, no. 2, pp. 1371–1374, 1992. [71](#)
- [80] D. Howe and Z. Zhu, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors," *Part III: Effect of Stator Slotting, IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 1, 1993. [71](#), [72](#)
- [81] R. Lateb, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, "Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 3, pp. 442–445, 2006. [74](#)
- [82] X. Kestelyn and E. Semail, "A vectorial approach for generation of optimal current references for multiphase permanent-magnet synchronous machines in real time," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5057–5065, 2011. [80](#)

- [83] F. Scuiller, "Magnet shape optimization to reduce pulsating torque for a five-phase permanent-magnet low-speed machine," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 4, pp. 1–9, 2014. [80](#)
- [84] Z. Fang, Z. Zhu, L. Wu, and Z. Xia, "Simple and accurate analytical estimation of slotting effect on magnet loss in fractional-slot surface-mounted pm machines," in *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*. IEEE, 2012, pp. 464–470. [80](#), [84](#)
- [85] N. Bianchi and E. Fornasiero, "Impact of mmf space harmonic on rotor losses in fractional-slot permanent-magnet machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 2, pp. 323–328, 2009. [80](#), [91](#)
- [86] F. Dubas, C. Espanet, and A. Miraoui, "Field diffusion equation in high-speed surface mounted permanent magnet motors, parasitic eddy-current losses," in *ELECTROMOTION, 2005*, pp. 01–06. [80](#)
- [87] R. Benlamine, F. Dubas, S.-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, "3-d numerical hybrid method for pm eddy-current losses calculation: Application to axial-flux pmsms," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 7, pp. 1–10, 2015. [80](#)
- [88] W.-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J.-C. Vannier, "Optimization of magnet segmentation for reduction of eddy-current losses in permanent magnet synchronous machine," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 381–387, 2010. [80](#)
- [89] A. M. El-Refaie, M. R. Shah, R. Qu, and J. M. Kern, "Effect of number of phases on losses in conducting sleeves of surface pm machine rotors equipped with fractional-slot concentrated windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 5, pp. 1522–1532, 2008. [80](#)
- [90] N. Bianchi, S. Bolognani, and E. Fomasiero, "A general approach to determine the rotor losses in three-phase fractional-slot pm machines," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, vol. 1. IEEE, 2007, pp. 634–641. [80](#)
- [91] J. Pyrhonen, H. Jussila, Y. Alexandrova, P. Rafajdus, and J. Nerg, "Harmonic loss calculation in rotor surface permanent magnets—new analytic approach," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 8, pp. 2358–2366, 2012. [80](#)
- [92] L. Wu, Z. Zhu, D. Staton, M. Popescu, and D. Hawkins, "Analytical model for predicting magnet loss of surface-mounted permanent magnet machines accounting for slotting effect and load," *IEEE transactions on magnetics*, vol. 48, no. 1, pp. 107–117, 2012. [80](#), [98](#), [99](#)
- [93] R. Lateb, "Modelisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps: Application à la propulsion marine par pod," *Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, França*, pp. 40–41, 2006. [81](#)
- [94] Z. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors. i. open-circuit field," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 124–135, 1993. [83](#)
- [95] Z. Zhu and D. Howe, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors. ii. armature-reaction field," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 136–142, 1993. [88](#)

- [96] E. Fornasiero, N. Bianchi, and S. Bolognani, "Slot harmonic impact on rotor losses in fractional-slot permanent-magnet machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2557–2564, 2012. [92](#)
- [97] N. Bianchi, S. Bolognani, and E. Fornasiero, "An overview of rotor losses determination in three-phase fractional-slot pm machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2338–2345, 2010. [93](#)
- [98] H. Zahr, F. Scuiller, and E. Semail, "Five-phase spm machine with electronic pole changing effect for marine propulsion," in *2016 IEEE International Conference on Electrical systems, aircraft, Railway, ship propulsion, Ship propulsion and road vehicles and the international transportation electrification conference*. IEEE, 2016. [107](#)
- [99] L. Lu, B. Aslan, L. Kobylanski, P. Sandulescu, F. Meinguet, X. Kestelyn, and E. Semail, "Computation of optimal current references for flux-weakening of multi-phase synchronous machines," in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2012, pp. 3610–3615. [107](#)
- [100] K. Atallah, J. Wang, S. D. Calverley, and S. Duggan, "Design and operation of a magnetic continuously variable transmission," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 4, pp. 1288–1295, 2012. [107](#)
- [101] S. Ho, S. Niu, and W. Fu, "Design and analysis of a novel axial-flux electric machine," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 10, pp. 4368–4371, 2011. [107](#)
- [102] T. Kume and M. Swamy, "A quick transition electronic winding changeover technique for extended speed ranges," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 5. IEEE, 2004, pp. 3384–3389. [107](#)
- [103] J. R. F. Barnier, "Modélisation des entraînements à grande plage de vitesse en vue de leur conception," 2008. [107](#)
- [104] I. TRIFU, "Research on reducing cogging torque in permanent magnet synchronous generators." [126](#)
- [105] N. Bianchi, M. Barcaro, and S. Bolognani, *Electromagnetic and Thermal Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machines*. INTECH Open Access Publisher, 2012. [135](#)
- [106] J. Blum, J. Merwerth, and H. Herzog, "Magnet eddy-current losses in interior permanent magnet machines with concentrated windings-analysis and reduction of the major source," in *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 7th IET International Conference on*. IET, 2014, pp. 1–6. [140](#), [141](#)
- [107] A. Bettayeb, X. Jannot, and J.-C. Vannier, "Analytical calculation of rotor magnet eddy-current losses for high speed ipmsm," in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*. IEEE, 2010, pp. 1–6. [140](#)
- [108] A. R. Tariq, C. E. Nino-Baron, and E. G. Strangas, "Iron and magnet losses and torque calculation of interior permanent magnet synchronous machines using magnetic equivalent circuit," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 12, pp. 4073–4080, 2010. [140](#)
- [109] G. Bertotti, A. Boglietti, M. Chiampi, D. Chiarabaglio, F. Fiorillo, and M. Lazzari, "An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, no. 6, pp. 5007–5009, 1991. [144](#)

- [110] M. Frăţilă, “Contribution à la prise en compte des pertes fer dans la modélisation des machines électriques par éléments finis,” Ph.D. dissertation, Lille 1, 2012. [144](#)
- [111] D. Jiles and D. Atherton, “Theory of ferromagnetic hysteresis,” *Journal of magnetism and magnetic materials*, vol. 61, no. 1-2, pp. 48–60, 1986. [144](#)
- [112] D. Lin, P. Zhou, W. Fu, Z. Badics, and Z. Cendes, “A dynamic core loss model for soft ferromagnetic and power ferrite materials in transient finite element analysis,” *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 2, pp. 1318–1321, 2004. [144](#), [145](#)
- [113] J. Li, T. Abdallah, and C. R. Sullivan, “Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms,” in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, vol. 4. IEEE, 2001, pp. 2203–2210. [144](#), [145](#)
- [114] A. Soualmi, F. Dubas, D. Dépernet, A. Randria, and C. Espanet, “Inductances estimation in the dq axis for an interior permanent-magnet synchronous machines with distributed windings,” in *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*. IEEE, 2012, pp. 308–314. [157](#)
- [115] X. T. Jiang, B. Wang, W. K. Li, and H. W. Zhu, “Inductance parameter simulation analysis and measurement of permanent magnet synchronous motors,” in *Advanced Materials Research*, vol. 651. Trans Tech Publ, 2013, pp. 931–936. [157](#)
- [116] N. Bianchi and S. Bolognani, “Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis,” in *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, vol. 1. IEEE, 1998, pp. 27–34. [157](#)
- [117] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, and G. Clerc, “Inductance calculations in permanent-magnet motors under fault conditions,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 10, pp. 2605–2616, 2012. [157](#)
- [118] E. Levi, “Saturation modelling in dq axis models of salient pole synchronous machines,” *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 14, no. 1, pp. 44–50, 1999. [157](#)
- [119] T. Barisa, D. Sumina, and M. Kutija, “Comparison of maximum torque per ampere and loss minimization control for the interior permanent magnet synchronous generator,” in *Electrical Drives and Power Electronics (EDPE), 2015 International Conference on*. IEEE, 2015, pp. 497–502. [171](#)
- [120] E. Rashad, T. Radwan, and M. Rahman, “A maximum torque per ampere vector control strategy for synchronous reluctance motors considering saturation and iron losses,” in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, vol. 4. IEEE, 2004, pp. 2411–2417. [171](#)
- [121] A. Rabiei, T. Thiringer, M. Alatalo, and E. Grunditz, “Improved maximum torque per ampere algorithm accounting for core saturation, cross coupling effect and temperature for a pmsm intended for vehicular applications.” [171](#)
- [122] R. Rathnayake, R. Dutta, J. Fletcher, and D. Xiao, “Modified efficiency optimization control for fractional slot concentrated wound interior permanent magnet synchronous generators,” in *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*. IEEE, 2015, pp. 002 986–002 991. [171](#)

- [123] M. Saur, B. Lehner, F. Hentschel, D. Gerling, and R. D. Lorenz, “Db-dtfc as loss minimizing control for synchronous reluctance drives,” in *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*. IEEE, 2015, pp. 001 412–001 417. [171](#)
- [124] A. Ruf, A. Thul, S. Steentjes, and K. Hameyer, “Loss minimizing control strategy for electrical machines considering iron loss distribution,” in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, 2015, pp. 974–980. [171](#)
- [125] G. Jilin, B. ASLAN, F. GILLON, and E. SEMAIL, “High speed functionality optimization of five-phase pm machine using 3rd harmonic current,” *International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, pp. 1–10, 2014. [175](#)
- [126] J. Gong, “Modélisation et conception optimale d’un moteur linéaire à induction pour système de traction ferroviaire,” Ph.D. dissertation, Ecole Centrale de Lille, 2011. [175](#)
- [127] A. Młot, M. Korkosz, P. Grodzki, and M. Łukaniszyn, “Analysis of the proximity and skin effects on copper loss in a stator core,” *Archives of Electrical Engineering*, vol. 63, no. 2, pp. 211–225, 2014. [184](#)
- [128] A. Berbecea, S. Kreuawan, F. Gillon, and P. Brochet, “A parallel multiobjective efficient global optimization: The finite element method in optimal design and model development,” *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 8, pp. 2868–2871, 2010. [215](#)
- [129] M. Schonlau, W. J. Welch, and D. R. Jones, “Global versus local search in constrained optimization of computer models,” *Lecture Notes-Monograph Series*, pp. 11–25, 1998. [216](#)

Annexe A

Annexes

A.1 Calcul des coefficients $(f_{ar,k}^c)_{2h+1}$ et $(f_{at,k}^s)_{2h+1}$

Les expressions des coefficients $(f_{ar,k}^c)_{2h+1}$ $(f_{at,k}^s)_{2h+1}$ sont données pour un aimant numéro k constituant un demi-pôle, de largeur $l_{a,k}$ et dont le centre est $c_{a,k}$. On distingue donc deux cas : aimantation radiale et aimantation parallèle.

1. Cas radial:

$$\begin{cases} (f_{ar,k}^c)_{2h+1} = \frac{8M_k}{\pi(2h+1)} \sin\left(p(2h+1)\frac{l_{a,k}}{2}\right) \cos(p(2h+1)c_{a,k}) \\ (f_{at,k}^s)_{2h+1} = 0 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

2. Cas parallèle:

- $p=1$

$$\begin{cases} (f_{ar,k}^c)_{2h+1} = \frac{2pM_k}{\pi} \sin(l_{a,k}) \cos(c_{a,k} - \alpha_{a,k}) + \frac{2pM_k}{\pi} l_{a,k} \cos(c_{a,k} + \alpha_{a,k}) \\ (f_{ar,k}^s)_{2h+1} = \frac{2pM_k}{\pi(2h+1)} \sin(l_{a,k}) \cos(c_{a,k} - \alpha_{a,k}) - \frac{2pM_k}{\pi(2h+1)} l_{a,k} \cos(c_{a,k} - \alpha_{a,k}) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

- $p>1$

$$\begin{cases} (f_{ar,k}^c)_{2h+1} = \frac{4pM_k}{\pi((2h+1)p+1)} \sin\left(\frac{l_{a,k}}{2}\right) \cos((2h+1)pc_{a,k} - \alpha_{a,k}) + \\ \frac{4pM_k}{\pi((2h+1)p+1)} \sin\left(\frac{l_{a,k}}{2}\right) \cos((2h+1)pc_{a,k} + \alpha_{a,k}) \\ (f_{ar,k}^s)_{2h+1} = \frac{4pM_k}{\pi((2h+1)p+1)} \sin\left(\frac{l_{a,k}}{2}\right) \cos((2h+1)pc_{a,k} - \alpha_{a,k}) \\ - \frac{4pM_k}{\pi((2h+1)p-1)} \sin\left(\frac{l_{a,k}}{2}\right) \cos((2h+1)pc_{a,k} + \alpha_{a,k}) \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

A.2 Calcul des coefficients $(F_r)_h$ et $(F_t)_h$

On désigne par $K_{r,s}$ le rapport entre le rayon rotorique et le rayon statorique. $K_{m,s}$ est le rapport entre le rayon correspondant à la hauteur d'aimants R_m et le rayon statorique R_{als} . Quelque soit $p>1$ et $h \geq 1$

$$\begin{cases} (F_r)_h = \frac{R_{als}}{1-(hp)^2} \frac{1}{1-K_{r,s}^{2hp}} \left[K_{r,s}^{hp+1} + \frac{hp-1}{2} K_{m,s}^{hp+1} - \frac{hp+1}{2} K_{m,s}^{-hp+1} K_{r,s}^{2hp} \right] \\ (F_t)_h = \frac{R_{als}}{1-(hp)^2} \frac{1}{1-K_{r,s}^{2hp}} \left[hp K_{r,s}^{hp+1} + \frac{1-hp}{2} K_{m,s}^{hp+1} - \frac{hp+1}{2} K_{m,s}^{-hp+1} K_{r,s}^{2hp} \right] \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

A.3 Structure rotorique à double polarité avec des aimants non identiques constituant le demi-pôle

A.3.1 Force électromotrice idéale et fonction d'aimantation idéale

La géométrie et la disposition des aimants définies dans la section précédente, peut engendrer une fonction d'aimantation contenant des harmoniques de rang supérieur notamment le 7 et le 9 qui sont à l'origine des couples pulsatoires dans la machine principale et secondaire respectivement. La solution idéale est de trouver la couche d'aimant, qui après son interaction avec les filtres spatiaux, aboutit à une force électromotrice ne contenant que les deux harmoniques 1 et 3 et d'amplitudes égales. Une modification de la couche d'aimants est proposée dans [33] consiste à remplacer les aimants rectangulaires par des aimants trapézoïdaux. Cette couche d'aimant donne la possibilité de réduire les harmoniques 7,9,11 et 13 dans la force électromotrice en utilisant un bobinage diamétral.

Dans cette partie, le but est de chercher d'autres couches d'aimants s'approchant le plus de la couche d'aimants idéale qui est capable de générer uniquement les deux harmoniques 1 et 3 dans le champ rotorique, avec des amplitudes comparables, assurant une force électromotrice où $E_3 = E_1$. Par suite, on peut définir la force électromotrice idéale normalisée comme suit :

$$e_{perf}(\theta_r) = \cos(\theta_r) + \cos(3\theta_r) \quad (\text{A.5})$$

La forme d'onde correspondante est donnée par la figure A.1.

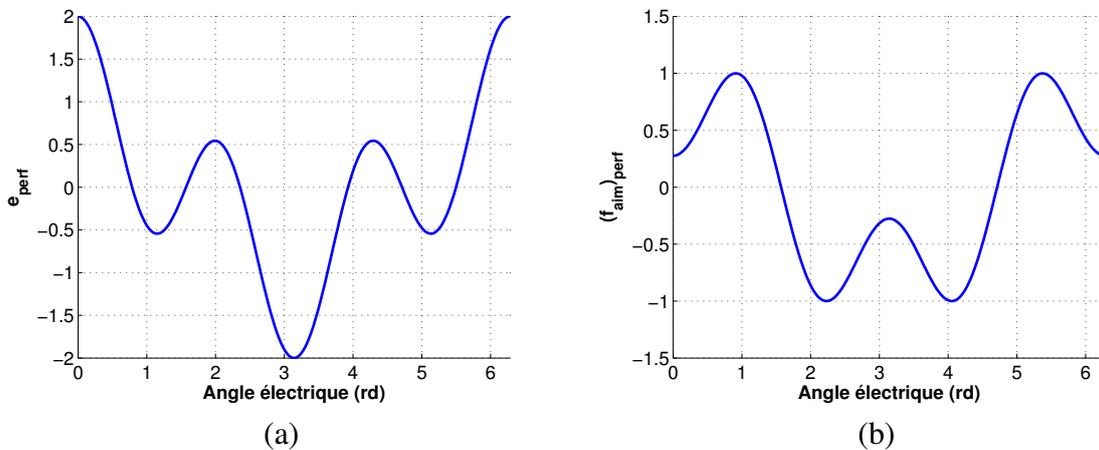


Figure A.1 – (a) Forme d'onde de la force électromotrice idéale.(b) Forme d'onde de la fonction d'aimantation idéale

Étant liés par des gains spatiaux, le contenu harmonique de la fonction d'aimantation idéale est déduite à partir celui de la force électromotrice idéale par une simple opération de division pour chaque harmonique. Il faudra donc évaluer le gain $(G_t^c)_h$ pour les deux harmoniques 1 et 3 dans cette machine. L'évaluation de ce paramètre pour les deux harmoniques 1 et 3 montre que $(G_t^c)_1 = 0.0057$ et $(G_t^c)_3 = -0.0086$. La fonction d'aimantation idéale normalisée s'écrit de la forme :

$$(f_{aim})_{perf}(\theta_r) = 0.819 \cos(\theta_r) - 0.542 \cos(3\theta_r) \quad (\text{A.6})$$

La forme d'onde de la fonction d'aimantation est donnée dans la figure A.1(b).

A.3.2 Méthode de modulation de largeur d'aimant

Dans cette partie, l'objectif est de calculer la couche des aimants rapprochant au mieux de la fonction idéale d'aimantation. En effet, avec cette approche les aimants ne sont plus de même dimension. Cette approche est en analogie avec le principe de modulation de largeur d'impulsion utilisé dans l'onduleur de tension[75]. Après la comparaison entre le signal modulant et la fonction d'aimantation idéale, un signal de comparaison est déduit. Les différentes largeurs de ce signal définissent la largeur des aimants formant le demi-pôle. Le niveau 1 dans le signal de comparaison correspond à un aimant, et le 0 correspond à un trou. Notons que cette méthode est effectuée sur un intervalle l'intervalle $[0; \frac{\pi}{2}]$ uniquement, comme la fonction d'aimantation est paire et antisymétrique.

Deux cas sont étudiés dans cette partie selon la fréquence de la porteuse f_{prt} introduite lors de la modulation: pour $f_{prt} = 6$ et $f_{prt} = 8$

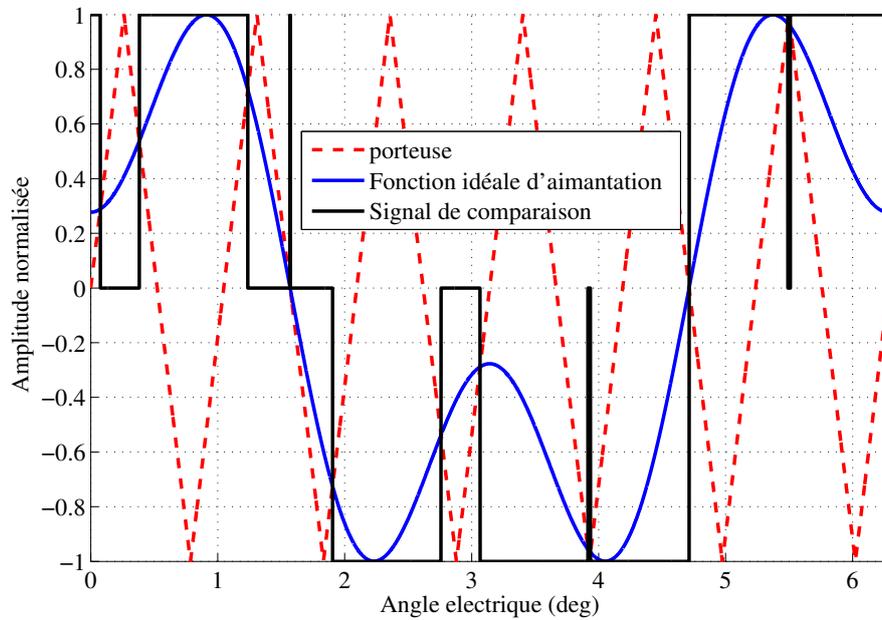
- **Premier cas** $f_{prt} = 6$. Dans ce cas la fréquence de la porteuse est égale 6 fois la fréquence de la fonction idéale d'aimantation. La figure A.2 présente le principe de cette méthode. La force électromotrice résultante est présentée dans la figure A.3.

La figure A.3 montre que la force électromotrice résultante de cette méthode possède deux harmoniques 1 et 3 quasiment de même amplitude, l'harmonique de rang 1 est légèrement supérieur à l'harmonique 3. Le problème réside dans ce cas dans le contenu harmonique non négligeable dans ce cas, du fait de la discontinuité de la fonction d'aimantation. Ces harmoniques restent limités en amplitude ($\leq 20\%$ de l'amplitude des harmoniques fondamentaux). En plus, des aimants très fins sont observés suite à cette méthode, ces aimants sont d'ordre de 0.05° . La faisabilité technique de cette solution semble impossible. La solution est de négliger les aimants fins, l'impact sur la forme électromotrice suite à cette suppression est encore marginale.

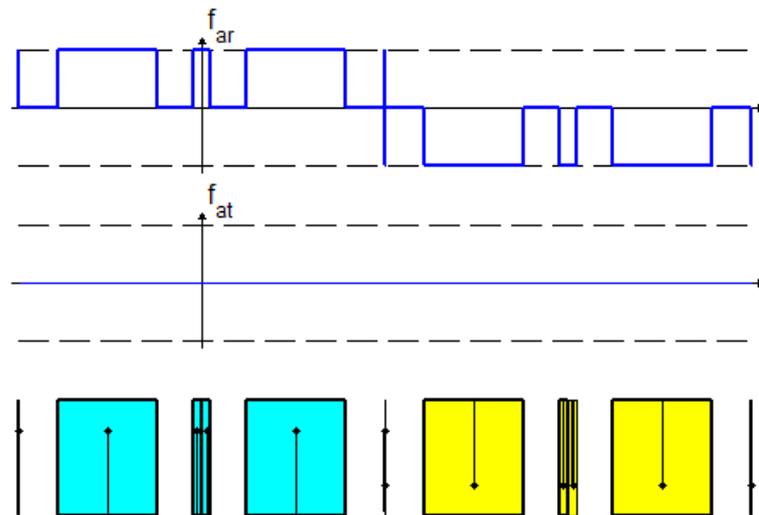
- **Deuxième cas** $f_{prt} = 8$. Dans ce cas la fréquence de la porteuse est égale 8 fois la fréquence de la fonction idéale d'aimantation. Les résultats sont détaillés dans les figures A.5 et A.4

Contrairement au cas où $f_{prt} = 6$, c'est l'amplitude de l'harmonique 3 qui est légèrement supérieure à l'harmonique 1. Le contenu harmonique est aussi important que dans le premier cas, notamment pour l'harmonique 7, avec son amplitude de 28% de celle de l'harmonique 3. Comme le premier cas étudié, des limitations de faisabilité apparaissent dans ce cas, manifestant par des lacunes de 0.3° entre les aimants et les aimants de 6° également. Cette couche d'aimant possède également un volume d'aimant plus important en comparaison avec le premier cas, ce qui engendre des amplitudes plus importantes des harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice, et par suite une compacité importante.

Certes, on peut toujours effectuer la modulation avec des fréquences plus importantes, ce qui augmente la performance de cette méthode. Cependant, il faut toujours étudier la faisabilité des solutions résultantes. L'augmentation de la fréquence de modulation va conduire certainement au plus des aimants et des lacunes fines dans la couche d'aimants optimale.



(a)



(b)

Figure A.2 – (a) Principe de la modulation de largeur d'aimant pour $f_{prt} = 6$. (b) Couche d'aimant résultante et la fonction d'aimantation correspondante

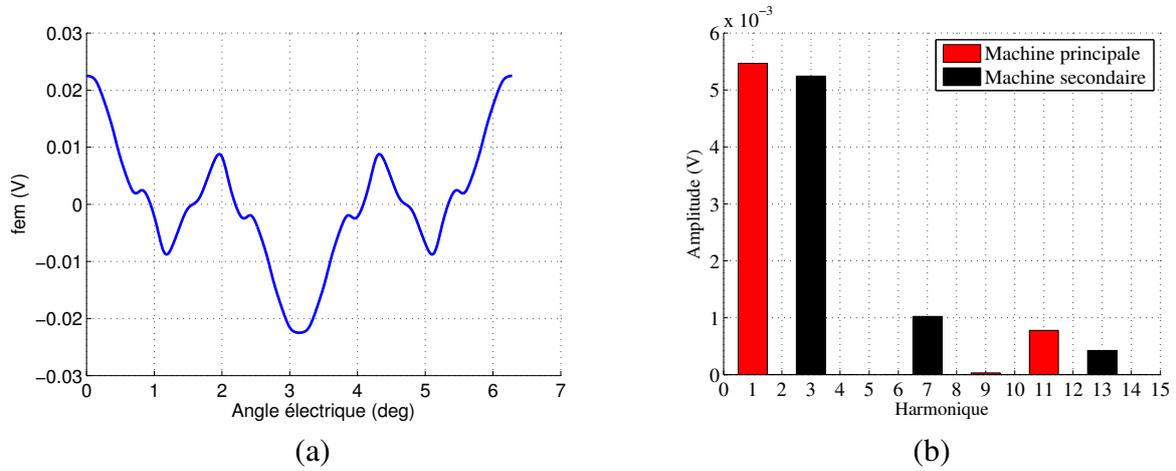


Figure A.3 – (a) Forme de la force électromotrice $f_{prt} = 6$. (b) Spectre de la force électromotrice résultante

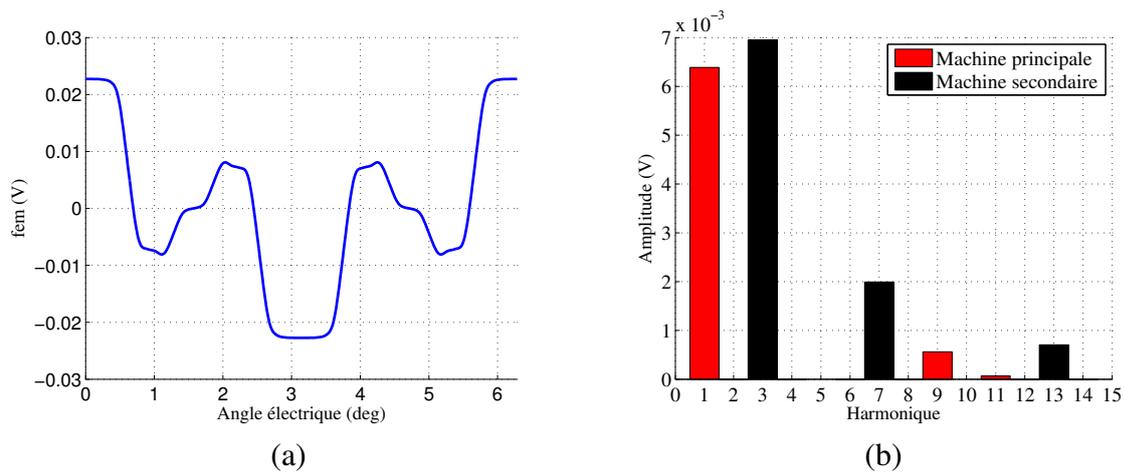


Figure A.4 – (a) Forme de la force électromotrice $f_{prt} = 8$. (b) Spectre de la force électromotrice résultante

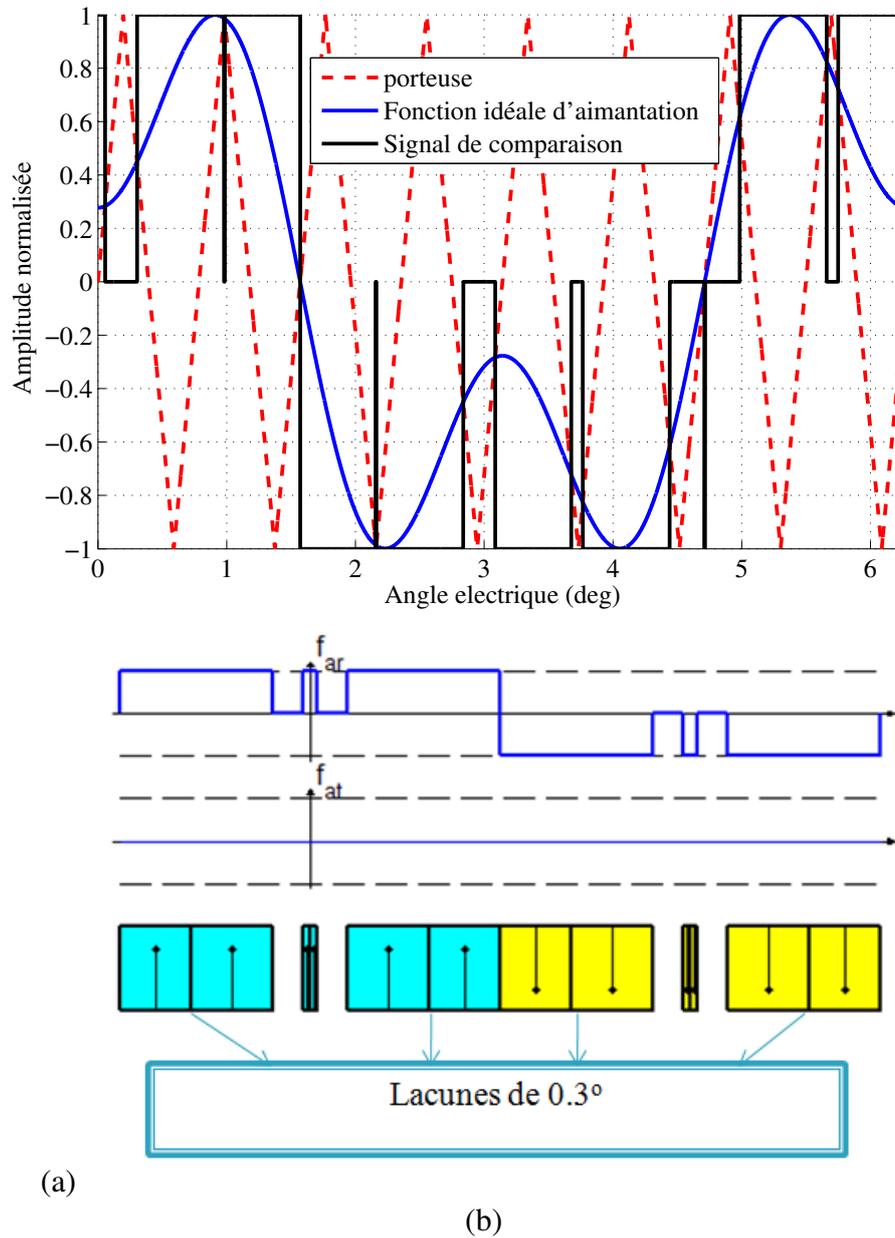


Figure A.5 – (a) Principe de la modulation de largeur d'aimant pour $f_{prt} = 6$. (b) Couche d'aimant résultante et la fonction d'aimantation correspondante

A.4 Rotor double polarité avec des aimantations parallèles

Dans cette partie, on cherche à répondre à l'objectif d'égalité des harmoniques 1 et 3 en utilisant une couche d'aimants avec des aimantations parallèles. De ce fait, les composantes tangentielles et radiales de la fonction d'aimantation sont non nulles. Comme dans le cas de l'aimantation radiale, il est toujours possible de définir une fonction d'aimantation idéale. Cependant, il existe un degré de liberté dans la distribution de l'aimantation sur les deux composantes. Par conséquent, la fonction idéale d'aimantation n'est pas unique, et le recours à la méthode de modulation de la fonction idéale n'est plus possible. Ce fait nous pousse à modifier les objectifs sur la couche d'aimants, vers des objectifs directement sur le contenu spectral de la force électromotrice résultante de la couche d'aimants.

Dans cette partie, on va définir tout d'abord la fonction objective d'optimisation, et ensuite, la variation de la solution en fonction de la variation des contraintes.

A.4.1 Définition de la fonction objective de l'optimisation

Pour la machine envisagée, il s'agit d'obtenir une force électromotrice de rang 1 égale à celle de l'harmonique de rang 3. On s'intéresse en plus, à des machines fictives uniquement sinusoïdales, ce qui revient à minimiser l'amplitude des harmoniques de chaque machine fictive par rapport au fondamental associé à cette machine. Les harmoniques de rang pair ne sont pas pris en compte, vu qu'ils sont filtrés par le bobinage. On suppose dans ce problème que le demi-pôle est plein, c.-à-d., qu'il n'y a pas de lacunes entre les aimants. De ce fait, les seules variables d'optimisation sont la largeur $l_{a,k}$ et l'orientation du vecteur $\alpha_{a,k}$ d'aimantation de chaque aimant. La fonction objectif correspondante à ce problème d'optimisation est:

$$\min_{X_a} \sqrt{\left(\frac{\hat{E}_7}{\hat{E}_3}\right)^2 + \left(\frac{\hat{E}_9}{\hat{E}_1}\right)^2 + \left(\frac{(\hat{E})_{11}}{\hat{E}_1}\right)^2 + \left(\frac{\hat{E}_{13}}{\hat{E}_3}\right)^2} \quad (\text{A.7})$$

sous contraintes $\hat{E}_1 \geq (\hat{E}_1)_{min}$

Un niveau minimum pour l'amplitude E_1 est précisé dans l'ordre d'éviter les solutions avec des faibles aptitudes à la production du couple. La variable d'optimisation X_a contient les paramètres correspondants aux aimants constituant le demi-pôle, à savoir la largeur de l'aimant $l_{a,k}$ et l'orientation de son vecteur aimantation $\alpha_{a,k}$. Les contraintes liées à ce vecteur sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq l_{a,k} \leq \frac{\pi}{2p} \quad \forall k \in [1; N_a] \\ -\frac{\pi}{2} \leq \alpha_{a,k} \leq \frac{\pi}{2} \quad \forall k \in [1; N_a] \\ \sum_{k=1}^{N_a} l_{a,k} = \frac{\pi}{2p} \end{array} \right. \quad (\text{A.8})$$

A.4.1.1 Contraintes d'égalité stricte entre les deux harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice

Dans cette partie, on cherche des solutions avec une couche d'aimants, minimisant le contenu harmonique de la force électromotrice et permet d'avoir une égalité stricte entre les harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice. Sur le problème d'optimisation défini dans A.7, une contrainte doit être ajoutée:

$$\hat{E}_3 = \hat{E}_1 \quad (\text{A.9})$$

De plus, le niveau minimum $(\hat{E}_1)_{min}$ de l'amplitude de deux harmoniques est fixée à 6.10^{-3} qui représente l'amplitude de l'harmonique minimale obtenue avec une couche d'aimants radiale (voir figure 2.14). La résolution de ce problème aboutit donc à deux solutions intéressantes, la première

avec deux aimants par demi-pôle et l'autre avec trois aimants par demi-pôle . Les figures A.6 et A.8 illustre les solutions du problème :

Le tableau suivant donne les paramètres du dimensionnement des aimants constituant le demi-pôle

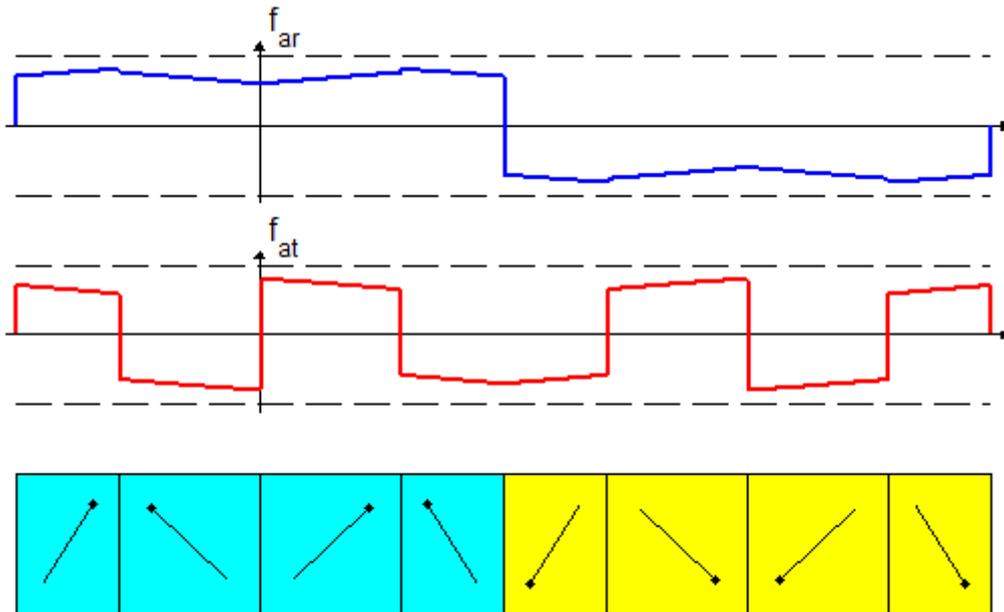


Figure A.6 – Couche d'aimants correspondante pour deux aimants par demi-pôle pour une contrainte d'égalité stricte

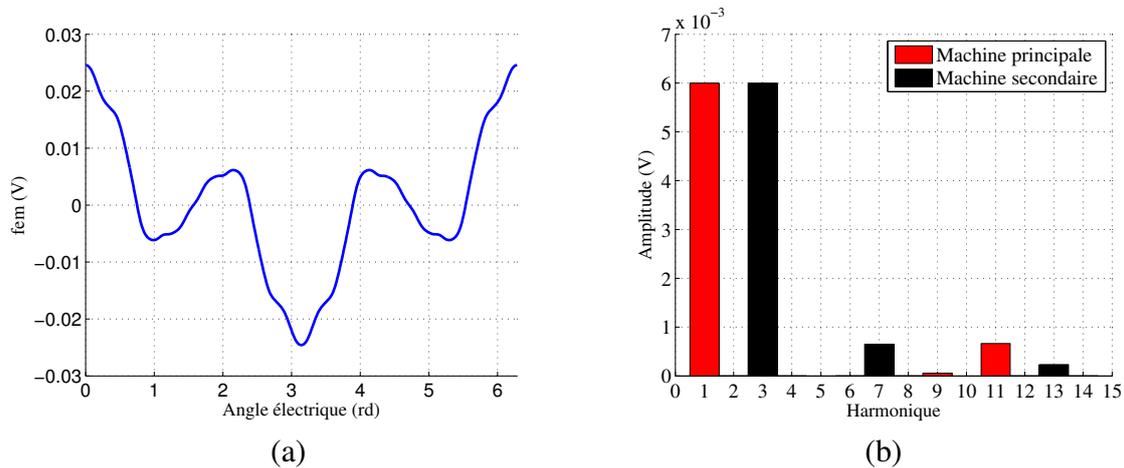


Figure A.7 – Forme d'onde (a) et spectre (b) de la force électromotrice résultante pour une contrainte d'égalité stricte

pour chaque solution.

La solution obtenue avec trois aimants par demi pôle, minimise le contenu harmonique, ce dernier représente 3.6% par rapport à l'amplitude des fondamentaux des machines fictives. Même si cette solution garantit le minimum des harmoniques, l'amplitude des harmoniques 1 et 3 est égale à celle obtenue avec les aimants de même taille radiales dans la section 2.3.1.3.1. Cette dernière possède 33% moins de volume des aimants que les couches d'aimants présentées dans cette section. Par conséquent,

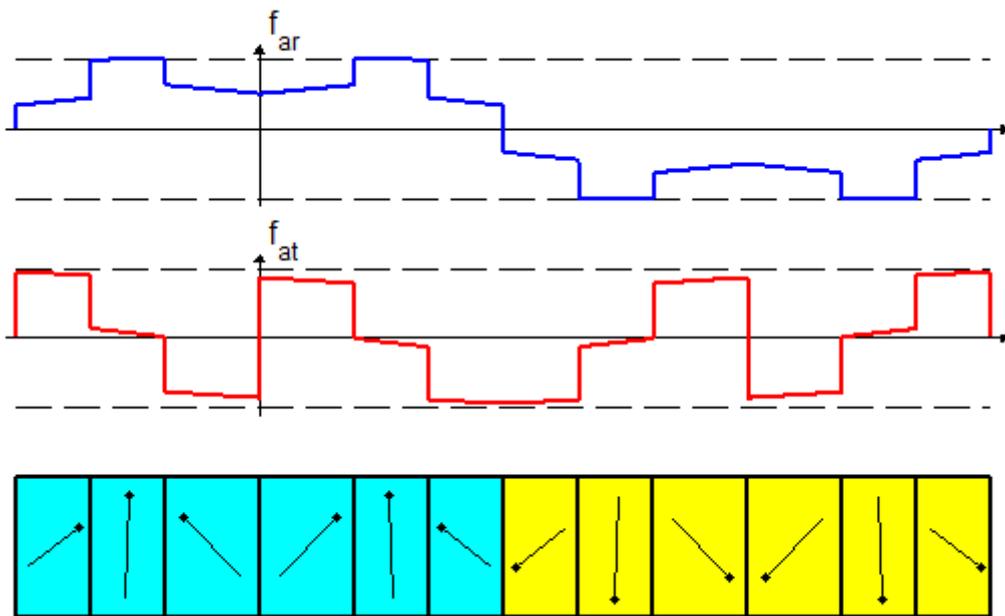


Figure A.8 – Couche d'aimants correspondante pour trois aimants par demi-pôle pour une contrainte d'égalité stricte

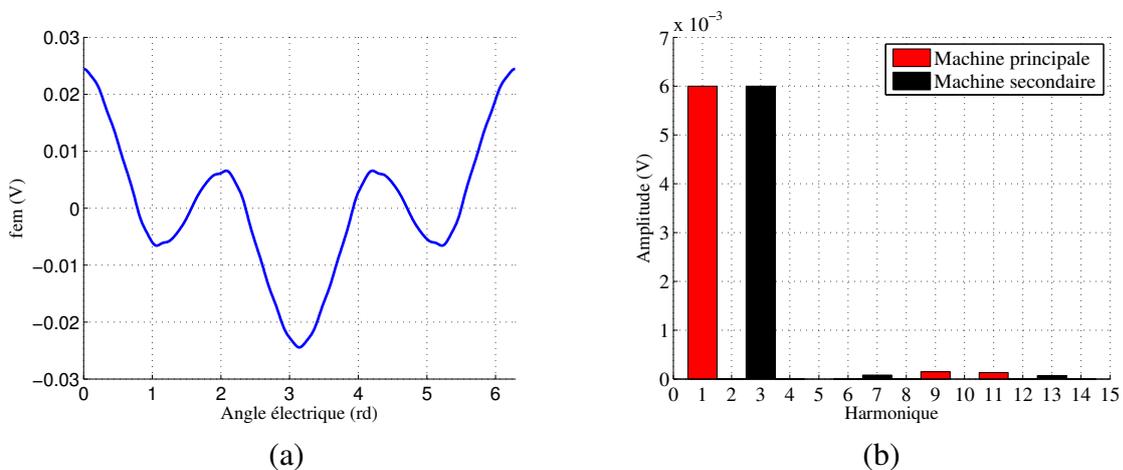


Figure A.9 – Forme d'onde (a) et spectre (b) de la force électromotrice résultante pour une contrainte d'égalité stricte

Solution	Valeur de la fonction objective	N° aimant	Largeur	Orientation
Solution I	0.16	1	12.94°	46.8°
		2	9.55°	-40.21°
Solution II	0.037	1	8.71°	55.33°
		2	6.88°	-4.16°
		3	6.90°	-66.95°

Table A.1 – Tableau représentant les paramètres des aimants pour une égalité stricte entre les deux harmoniques

Solution	Valeur de la fonction objective	N° aimant	Largeur	Orientation
Solution I	0.22	1	11.54°	38.84°
		2	10.95°	-14.44°
Solution II	0.13	1	1.67°	7.35°
		2	7.73°	47.3°
		3	6.83°	3.41°
		4	6.25°	-33.72°

Table A.2 – Tableau représentant les paramètres des aimants pour une inégalité entre les deux harmoniques 1 et 3

il faut modifier les contraintes du problème d'optimisation afin de recherche d'autres solutions plus compactes avec toujours un minimum de harmoniques.

A.4.1.2 Contraintes d'inégalité entre les harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice

Dans cette section, on adoucit la contrainte d'égalité stricte entre les deux harmoniques 1 et 3, une marge de $\pm 10\%$ de différence entre les amplitudes de ces harmoniques sera acceptée. Par conséquent, une nouvelle contrainte vient s'ajouter au problème A.7 et remplaçant la contrainte d'égalité stricte entre les deux harmoniques:

$$0.9\hat{E}_3 \leq \hat{E}_1 \leq 1.1\hat{E}_3 \quad (\text{A.10})$$

En plus, le niveau minimum $(\hat{E}_1)_{min}$ est fixée cette fois-ci à $7 \cdot 10^{-3}$, pour éviter d'obtenir les mêmes solutions que dans la section précédente. La résolution du nouveau problème d'optimisation montre l'existence de deux solutions intéressantes : une qui compte deux aimants pour un demi-pôle (figure A.10) et l'autre quatre aimants par demi-pôle (figure A.12). Il est bien clair, que imposer plus d'amplitude aux harmoniques 1 et 3 va engendrer plus d'harmoniques de rang supérieur. Les valeurs des fonctions objectives sont respectivement 0.22 et 0.13. La deuxième solution dans cette partie, peut être intéressant avec un contenu harmonique représentant 13%. Cependant, la présence d'un aimant de largeur 1.67° constitue une limite technique de faisabilité pour cette solution.

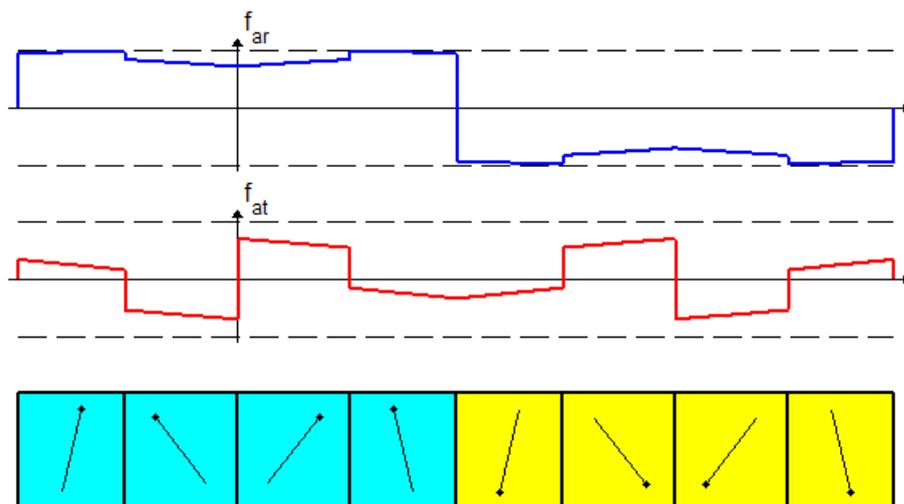


Figure A.10 – Couche d'aimants correspondante pour deux aimants par demi-pôle

Enfin, la solution développée (section A.3) avec des aimants radiaux avec deux aimants par demi-pôle et de même taille semble la solution compromis parmi les solutions explorées.

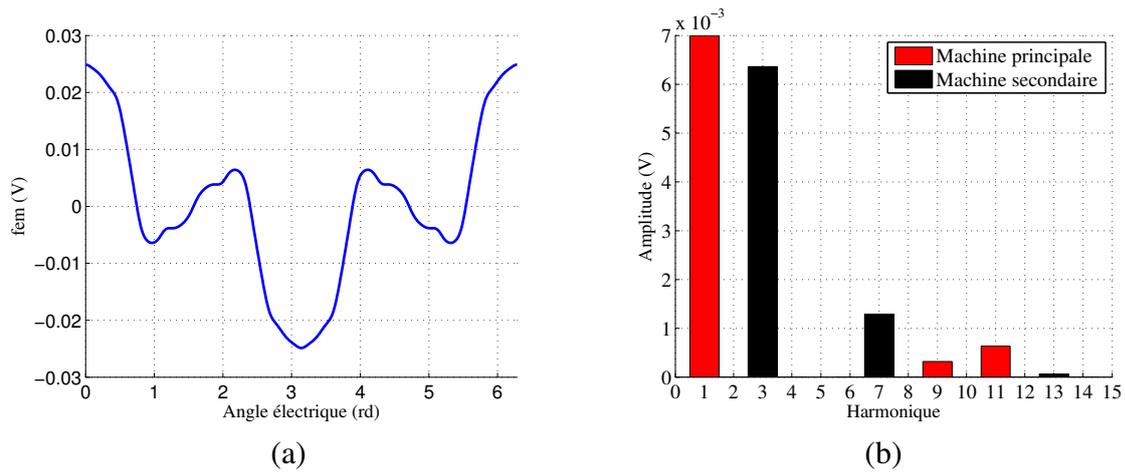


Figure A.11 – (a) Forme d'onde de la force électromotrice . (b) Spectre de la force électromotrice résultante

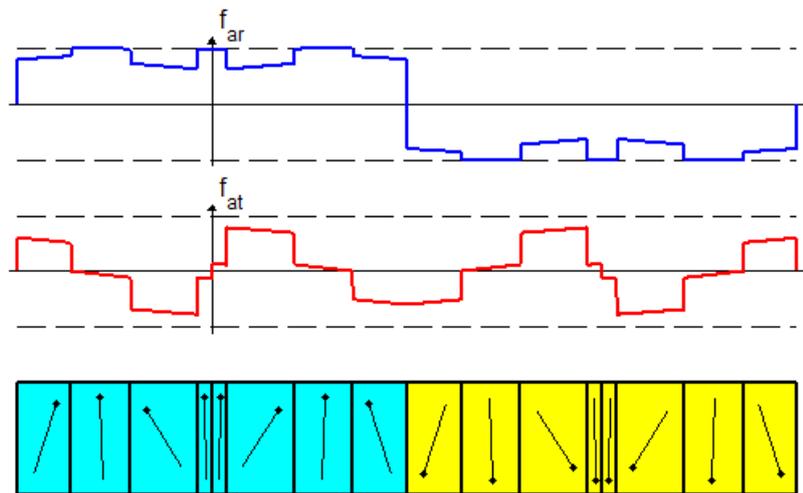


Figure A.12 – Couche d'aimants correspondante pour quatre aimants par demi-pôle

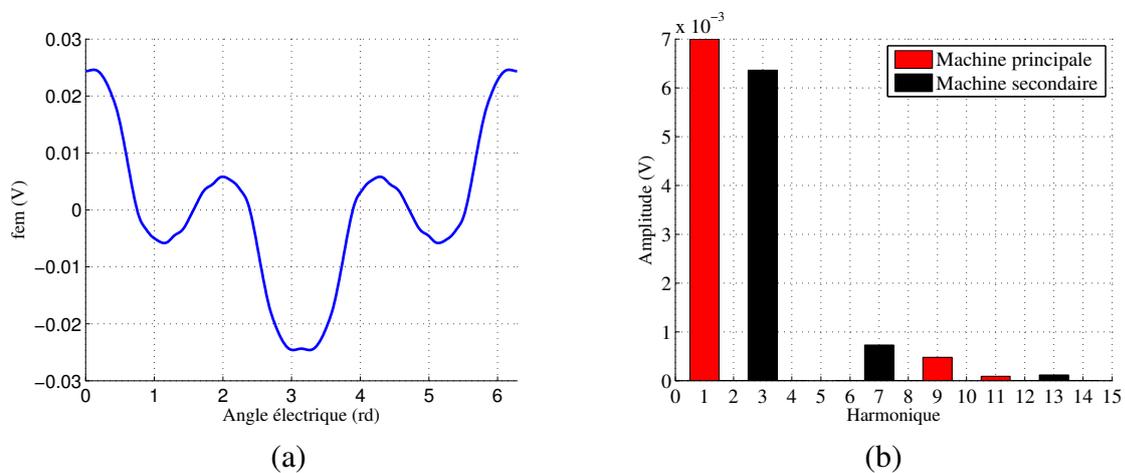


Figure A.13 – (a) Forme d'onde de la force électromotrice. (b) Spectre de la force électromotrice résultante

A.5 Calcul de l'induction magnétique pour différentes valeurs de r_{ag}

Les composantes radiales et tangentielles de l'induction magnétique varie en fonction du rayon et de l'angle .

1. $R_m < r_{ag} < R_s$:

• Si $\nu p = 1$

$$\begin{cases} B_r(r_{ag}, \alpha_{ag}) = \frac{\mu_0 M_1}{2\mu_r} \left[\frac{\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2 + \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2\right]} \right] \left[1 + \left(\frac{R_s}{r_{ag}}\right)^2\right] \cos(\alpha_{ag}) \\ B_\theta(r_{ag}, \alpha_{ag}) = \frac{-\mu_0 M_1}{2\mu_r r_{ag}} \left[\frac{\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2 + \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2\right]} \right] \left[1 + \left(\frac{R_s}{r_{ag}}\right)^2\right] \sin(\alpha_{ag}) \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

• Si $\nu p \neq 1$

$$\begin{cases} B_r(r_{ag}, \alpha_{ag}) = \sum_{\nu=2h+1}^{\infty} \frac{\mu_0 M_k}{2\mu_r} \frac{\nu p}{(\nu p)^2 - 1} \left[\frac{(\nu p - 1) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{\nu p + 1} - (\nu p + 1) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2\nu p}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^{2\nu p}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^{2\nu p} - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^{2\nu p}\right]} \right] \cdot \\ \left[\left(\frac{r_{ag}}{R_{als}}\right)^{\nu p - 1} \left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^{\nu p + 1} + \left(\frac{R_m}{r_{ag}}\right)^{\nu p + 1} \right] \cos(\nu p \alpha_{ag}) \\ B_{\alpha_{ag}}(r_{ag}, \alpha_{ag}) = \sum_{\nu=2h+1}^{\infty} \frac{-\mu_0 M_k}{2\mu_r} \frac{\nu p}{(\nu p)^2 - 1} \left[\frac{(\nu p - 1) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{\nu p + 1} - (\nu p + 1) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2\nu p}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^{2\nu p}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^{2\nu p} - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^{2\nu p}\right]} \right] \cdot \\ \left[\left(\frac{r_{ag}}{R_{als}}\right)^{\nu p - 1} \left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^{\nu p + 1} - \left(\frac{R_m}{r_{ag}}\right)^{\nu p + 1} \right] \sin(\nu p \alpha_{ag}) \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

2. $R_r < r_{ag} < R_m$

• Si $\nu p = 1$

$$\begin{cases} B_r(r_{ag}, \alpha_{ag}) = \frac{\mu_0 M_1}{2} \left[\frac{\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^{-1} + \ln\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right) \left[\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2 - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2 \right]}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^2\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]} \right] \cdot \\ \left[1 + \left(\frac{R_r}{r_{ag}}\right)^2 \right] \cos(\alpha_{ag}) + \frac{\mu_0 M_1}{2} \left[1 - \ln\left(\frac{r_{ag}}{R_m}\right) + \left(\frac{R_r}{r_{ag}}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_r}\right) \right] \cos(\alpha_{ag}) \\ B_\theta(r_{ag}, \alpha_{ag}) = \frac{-\mu_0 M_1}{2} \left[\frac{\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^{-1} + \ln\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right) \left[\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2 - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2 \right]}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^2\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]} \right] \cdot \\ \left[1 - \left(\frac{R_r}{r_{ag}}\right)^2 \right] \sin(\alpha_{ag}) + \frac{-\mu_0 M_1}{2} \left[-\ln\left(\frac{r_{ag}}{R_m}\right) - \left(\frac{R_r}{r_{ag}}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_r}\right) \right] \sin(\alpha_{ag}) \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

- Si $\nu p \neq 1$

$$\left. \begin{aligned}
 & B_r(r_{ag}, \alpha_{ag}) = \sum_{\nu=2h+1}^{\infty} \mu_0 M_{\nu} \frac{\nu p}{(\nu p)^2 - 1} \\
 & \left[\frac{(np - \frac{1}{\mu_r}) \left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^{2\nu p} + (1 + \frac{1}{\mu_r}) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{\nu p+1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2\nu p} - \left(\nu p + \frac{1}{\mu_r}\right) - \left(1 - \frac{1}{\mu_r}\right) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{\nu p+1}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^{2\nu p}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2\nu p} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2\nu p}\right]} \right] \cdot \\
 & \left[\left(\frac{r_{ag}}{R_m}\right)^{\nu p-1} + \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{\nu p-1} \left(\frac{R_r}{r_{ag}}\right)^{\nu p+1} \right] \cos(\nu p \alpha_{ag}) + \\
 & \sum_{\nu=2h+1}^{\infty} \mu_0 M_{\nu} \frac{\nu p}{(\nu p)^2 - 1} \left[\frac{R_r}{r_{ag}}\right]^{\nu p+1} \cos(\nu p \alpha_{ag}) + \\
 & \sum_{\nu=2h+1}^{\infty} \mu_0 M_{\nu} \frac{(\nu p)^2}{(\nu p)^2 - 1} \cos(\nu p \alpha_{ag}) \\
 & B_{\theta}(r_{ag}, \alpha_{ag}) = \sum_{\nu=2h+1}^{\infty} -\mu_0 M_{\nu} \frac{\nu p}{(\nu p)^2 - 1} \\
 & \left[\frac{(np - \frac{1}{\mu_r}) \left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^{2\nu p} + (1 + \frac{1}{\mu_r}) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{\nu p+1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2\nu p} - \left(\nu p + \frac{1}{\mu_r}\right) - \left(1 - \frac{1}{\mu_r}\right) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{\nu p+1}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^{2\nu p}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2\nu p} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2\nu p}\right]} \right] \cdot \\
 & \left[\left(\frac{r_{ag}}{R_m}\right)^{\nu p-1} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{\nu p-1} \left(\frac{R_r}{r_{ag}}\right)^{\nu p+1} \right] \sin(\nu p \alpha_{ag}) + \\
 & \sum_{\nu=2h+1}^{\infty} \mu_0 M_{\nu} \frac{\nu p}{(\nu p)^2 - 1} \left[\frac{R_r}{r_{ag}}\right]^{\nu p+1} \sin(\nu p \alpha_{ag}) - \\
 & \sum_{\nu=2h+1}^{\infty} \mu_0 M_{\nu} \frac{(\nu p)^2}{(\nu p)^2 - 1} \sin(\nu p \alpha_{ag})
 \end{aligned} \right. \quad (A.14)$$

3. $r_{ag} = R_{als}$

- Si $\nu p \neq 1$

$$\left\{ \begin{aligned}
 & B_r(\alpha_{ag}) = \sum_{\nu=2h+1}^{\infty} 2 \frac{\mu_0 M_{\nu}}{\mu_r} \frac{\nu p}{(\nu p)^2 - 1} \left(\frac{R_{als}}{R_m}\right)^{\nu p-1} \left[\frac{(\nu p - 1) R_m^{2\nu p} + 2 R_r^{\nu p+1} R_m^{\nu p-1} - (\nu p + 1) R_r^{2\nu p}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} (R_{als}^{2\nu p} - R_m^{2\nu p}) - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} [R_m^{2\nu p} - R_s^{2\nu p} \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2\nu p}]} \right] \cos(\nu p \alpha_{ag}) \\
 & B_{\theta}(R_{als}) = 0
 \end{aligned} \right. \quad (A.15)$$

- Si $\nu p = 1$

$$\left\{ \begin{aligned}
 & B_r(\alpha_{ag}) = \frac{\mu_0 M_1}{\mu_r} \left[\frac{\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2 + \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_r}\right)^2}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_{als}}\right)^2\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_{als}}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]} \right] \cos(\alpha_{ag}) \\
 & B_{\theta}(R_{als}) = 0
 \end{aligned} \right. \quad (A.16)$$

A.6 Optimisation en utilisant l'algorithme EGO

A.6.1 définition de l'algorithme EGO

L'optimisation globale efficace (Efficient global Optimization (EGO)) est un algorithme d'optimisation à base de substitution qui utilise des modèles kriging comme substituts pour le modèle, afin de guider la recherche de la solution optimale. A chaque itération de l'algorithme, l'amélioration de la solution est recherchée à travers une boucle d'optimisation interne, sur la base des modèles de substitution. Cette optimisation consiste à maximiser le critère Infill (IC) dont l'expression est basée sur le modèle de kriging prédiction \hat{y} et une estimation de l'erreur de prédiction $\hat{\sigma}$.

L'IC considéré équilibre naturellement l'exploration de l'espace de conception, améliorant ainsi la qualité du modèle de substitution kriging et l'exploitation des régions prometteuses de l'espace de conception dans la recherche de l'amélioration de solutions. De cette manière, le nombre de modèle fin (FEM) appelé est considérablement réduite, obtenant ainsi les solutions de compromis optimaux avec un coût de calcul abordable. Le rôle du modèle de substitution au sein de l'algorithme est de guider la recherche pour améliorer la solution.

La méthode de kriging a été développée par D. Krige et a été introduite dans le domaine de l'informatique et de l'ingénierie par. Dans le modèle de kriging, une fonction inconnue y être exprimée comme en A.17:

$$y = B(x) + Z(x) \quad (\text{A.17})$$

Dans laquelle $B(x)$ est une régression ou un modèle polynomial, donnant la tendance globale de la fonction modélisée y et $Z(x)$, qui est un modèle de processus stochastique, donne les déviations locales de la tendance globale. La fonction de corrélation gaussienne est choisie afin de contrôler la régularité du modèle.

L'erreur quadratique moyenne (MSE) est la valeur attendue de la différence entre la réponse vraie et celle estimée. En minimisant le MSE attendu, l'expression du modèle de kriging est:

$$\hat{y}(x) = f\hat{B} + r^T R^{-1}(y - f\hat{B}) \quad (\text{A.18})$$

où f est un vecteur unitaire de longueur égale au nombre de points échantillonnés, \hat{B} est l'estimateur pour le modèle de régression, r un vecteur de corrélation entre un nouvel emplacement x être estimée et l'emplacement des points d'échantillonnage, y est le vrai vecteur de réponse des points échantillonnés.

L'organigramme de calcul de l'algorithme EGO peut être trouvée dans [128], et il est décrit en 8 étapes de la manière suivante:

1. Initialisation du plan d'échantillonnage: Sélectionnez les points initiaux du plan d'échantillonnage en utilisant la stratégie Hypercube Latin (généralement un bon choix pour ce genre de modèle de substitution).
2. Évaluation fine du modèle: Évaluer les dessins du plan d'échantillonnage avec le modèle.
3. Construction de modèle de Kriging: Construire les modèles de kriging pour chaque fonctions objectifs et contraintes.
4. Amélioration recherche de points: Trouver le point d'amélioration en utilisant le Infill Critère (IC), exprimé dans l'équation A.19.

$$\begin{aligned} & \max [E[I(x)] \prod P_{exp}(x)] \\ & \text{Sous contraintes } g_{inexp}(x) \leq 0 \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Où $E[I(x)]$ est l'amélioration attendue (EI) qui est la probabilité que la réponse estimée est inférieure à la fonction objective minimale actuelle; $P_{exp}(x)$ est la fonction de distribution cumulative; $g_{inexp}(x)$ est la contrainte peu coûteuse en termes de temps d'évaluation.

5. Évaluation du modèle 'Infill point': Évaluer le point déterminé au précédent itération en utilisant le modèle fin (FEM) de remplissage.
6. Meilleure valeur objective: Si le remplissage objectif est inférieur à la meilleure violation objective et la contrainte est dans la tolérance acceptable, définir ce point comme le nouveau meilleur point.

7. Plus de données échantillonnées: Ajouter le point de remplissage pour l'ensemble de données échantillonnées.
8. Arrêter la vérification de critère: Si le nombre d'itération maximum est atteint, l'algorithme se termine. Sinon, revenir à l'étape (3) et la répétition.

Le critère amélioration attendue (EI) a été d'abord utilisé par Schonlau [129]. Le critère (EI) quantifie le montant de l'amélioration que devrait être atteint par échantillonnage à un certain point. La formulation mathématique du critère de l'EI est donné en A.20.

$$EI = E[I(x)] = \begin{cases} (f_{min} - \hat{y})\omega \left(\frac{f_{min} - \hat{y}}{\hat{s}} \right) + \hat{s}\chi \left(\frac{f_{min} - \hat{y}}{\hat{s}} \right), & \text{si } \hat{s} \geq 1 \\ 0, & \text{si} \end{cases} \quad (A.20)$$

où ω et χ représentent la fonction de densité de probabilité normale, respectivement la fonction de distribution cumulative normale. Dans l'expression de l'EI, nous pouvons distinguer les deux termes correspondant à l'exploitation des modèles de substitution (premier terme), et l'exploration de l'espace de conception (deuxième terme). Lorsque la valeur de l'erreur \hat{s} prédite est zéro (à savoir le point déjà échantillonné), l'EI devient nul, ce qui signifie que pour ce point, il n'y a pas d'attente d'amélioration. Si l'erreur prédite \hat{s} est différente de zéro, mais faible, et la valeur prédite de la fonction y est très faible, en comparaison à la valeur de courant la plus connue de la fonction f_{min} , le premier terme de l'expression (6) devient prédominant. Cependant, la recherche est effectuée localement, exploitant la bonne précision de la prédiction des modèles de substitution. Dans le cas contraire, si l'erreur s prédit est important, le deuxième terme de A.20 prend le contrôle, qui cherche à explorer les domaines de l'espace de conception avec une grande imprécision du modèle de substitution. Ainsi, l'algorithme de l'optimisation est appliquée non pas directement au modèle de substitution, mais bien à l'EI, ce qui permet d'avoir deux mécanismes complémentaires (exploitation / exploration) permettant une convergence plus robuste. L'utilisation du modèle de substitution permet de réduire fortement le nombre d'évaluation du modèle fin (ici FEM pour calculer les pertes).

A.6.1.1 Formulation de la première stratégie d'optimisation: MTPL(I)

La stratégie MTPL(I) impose donc des limites sur les pertes statoriques et rotoriques selon les contraintes thermiques dans la machine. La formulation de problème d'optimisation est donnée par A.21

$$\begin{aligned} \min_z \quad & -(C_{em})_5 \\ \text{sous contraintes} \quad & f_i(z) \leq 0 \\ & f_v(z) \leq 0 \\ & Pertes_{stator} \leq 800W \\ & Pertes_{rotor} \leq 100W \end{aligned} \quad (A.21)$$

A.6.1.2 Formulation de la deuxième stratégie d'optimisation: MTPL(II)

La formulation de problème dans la stratégie MTPL (II) est différente de celle pour la stratégie MTPL(I). Dans cette stratégie, on vise plutôt la minimisation des pertes totales dans la machine, cette fois ci en imposant un minimum de puissance de sortie dans la machine. On s'intéresse de ce fait à la zone où classiquement on défluxe la machine en recherchant à garantir une puissance mécanique en sortie idéalement constante. L'équation A.22 présente donc la formulation mathématique du problème MTPL (II).

$$\begin{aligned}
& \min_z && P_{ertes_{stator}} + P_{ertes_{rotor}} = P_{cu} + P_{fer} + P_{aim} \\
& \text{sous contraintes} && f_i(z) \leq 0 \\
& && f_v(z) \leq 0 \\
& && P_{uissance} \geq 10kW
\end{aligned} \tag{A.22}$$

Dans les deux cas d'optimisation, la limite de tension est déduite d'une tension de bus de 48 V. Pour garantir un niveau minimum de couple fourni, une contrainte de 10kW de puissance est ajoutée sur le problème. Le problème se résume en la recherche des courants optimaux permettant la minimisation des pertes pour la puissance de 10 kW maximale.

A.6.1.3 Résolution des deux problèmes MTPA et MTPL et comparaison au niveau rendement avec la commande MTPA

La comparaison dans cette partie, se fait entre les stratégies MTPA, MTPL(I) et MTPL(II) s'opéra pour une densité de courant maximale de 10A/mm².

A.6.1.3.1 Résolution des deux stratégies MTPA et MTPL à basse vitesse (<2500 tr/min)

Le tableau A.3 montre donc les vecteurs optimaux du courant calculés pour la stratégie MTPL(I) . Pour chaque vitesse de rotation , on présente également la valeur crête d'une tension de phase ,la densité de courant et les valeurs crêtes de chaque harmonique de courant avec le déphasage correspondant.

Table A.3 – Résolution de problème MTPL(I) à basse vitesse .

Vitesse (tr/min)	I ₁ (A)	φ ₁	I ₃ (A)	φ ₃	J _{s,h1,3} (A/mm ²)	Tension crête (V)
500	176	-0.039	330.8	0.15	10	12.6
1000	167.8	0.026	325.4	0.22	9.8	25.2
2000	178	0.349	282.8	0.24	9	43.8

Comme déjà évoqué, à basse vitesse le problème de minimisation des pertes totales revient à un problème de minimisation des pertes cuivre dans la machine, puisque les autres pertes qui dépendent de la fréquence d'alimentation sont alors faibles à basse vitesse. Dans le régime de fonctionnement à basse vitesse, une densité de courant élevée est parfois demandée dans le but d'obtenir une valeur du couple plus grande en régime transitoire, comme par exemple une phase d'accélération dans l'automobile. Dans cette région de fonctionnement les limites de tension ne sont pas en général encore atteintes.

On remarque qu'une réduction dans la densité de courant est nécessaire à la vitesse de 2000 tr/min, dans le but de maintenir les pertes sous les limites fixées dans le problème d'optimisation. On remarque également une variation importante dans la répartition de courant entre le premier harmonique et le troisième harmonique. Comme les pertes peuvent augmenter rapidement avec la fréquence, il semble normal de réduire l'injection de l'harmonique 3 dans la machine. On peut observer également le déphasage important pour le courant I₁ puisque l'effet réactif est plus important dans cette machine.

A.6.1.3.2 Résolution des problèmes à haute vitesse (>2500 tr/min)

Le tableau A.4 présente les résultats de chaque stratégie pour les hautes vitesses pour les deux stratégies de contrôle MTPL (I) et MTPL(II).

Dans les deux stratégies, la densité de courant diminue en fonction de la vitesse dans le but de conserver les pertes dans les limites permises. En effet, cette réduction va affecter également les pertes

Table A.4 – Résolution optimale du problème MTPL à haute vitesse –Colonnes grises: MTPL (I),Colonnes blanches MTPL (II).

N_r (tr/min)	I_1 (A)		φ_1		I_3 (A)		φ_3		J (A/mm ²)		Tension crête (V)	
3000	229.4	136.4	0.536	0.42	209.1	127.7	0.29	0.27	8.31	5	47.8	30.5
4000	250	169.9	0.53	0.55	150	35.7	0.16	0.54	7.8	4.64	47.5	19.8
6000	250	146.3	0.55	0.54	100	19	0.51	1	7.2	3.95	47.5	26.3
7000	245.85	137.14	0.48	0.62	75.5	32.5	0.41	1.31	6.89	3.7	47.27	24.97
8000	152.5	126.9	0.65	1	85	60.7	0.84	1.35	4.67	3.76	47.3	20.6
9000	109.47	101.39	0.52	0.92	56.25	45.25	0.66	1.26	5.32	2.97	46.72	27.83
10000	146.6	104	0.489	0.986	58.9	38.2	1	1.28	4.23	2.69	47.4	32

fer et les pertes dans les aimants, qui dépendent également de la fréquence. La limite de tension (48 V) est atteinte quelque soit la vitesse dans la stratégie MTPL (I), contrairement à la stratégie MTPL(II), où la valeur crête de la tension n'atteint pas la limite.

A.6.1.3.3 Comparaison des pertes et de rendement pour les stratégies de contrôle définie.

Le couple résultant et les pertes totales pour les trois stratégies MTPA, MTPL(I) et MTPL(II) sont présentés dans la figure A.14. On observe que la valeur du couple est égale à 44 N.m pour toutes les vitesses inférieure à 2000 tr/min, puisque tant que la limite de tension n'est pas encore atteinte on a : MTPL=MTPA, étant donné que les pertes aimants et les pertes fer sont négligeables.

Dans le cas de MTPA et MTPL(I), la contrainte en tension est active à haute vitesse, par contre, pour la stratégie MTPL(II), la puissance de 10 kW n'exige pas l'utilisation complète de bus DC disponible, comme on peut observer dans le tableau A.4. Cette puissance est inférieure à celle délivrée par la machine avec les deux stratégies MTPA et MTPL (I). Par conséquent, MTPL(I) définit une nouvelle caractéristique couple/vitesse avec des pertes limitées, et la stratégie MTPL(II) le définit avec une puissance limitée pour une vitesse bien déterminée.

Pour les stratégies d'alimentation, on représente la décomposition des pertes et le rendement dans les figures A.15 et A.16 respectivement. Pour la stratégie MTPA, la densité de courant est maintenue constante à 10A/mm², ce qui se traduit par une valeur élevée des pertes cuivre sur la plage de vitesse définie, ces pertes sont égales à 670 W. Étant donné que pour cette stratégie, il n'y a pas des contraintes limitant les pertes dans la machine, ces dernières augmentent de 670 W à 500 t/min, pour atteindre le 1340 W à 10000 tr/min, ce qui dépasse les limites des pertes fixées à 900 W en total dans la machine: on suppose que la machine est capable de fonctionner dans ces conditions avec un niveau acceptable de la température dans les aimants et l'isolant des conducteurs.

Concernant le rendement, le résultat montre son amélioration par rapport à la stratégie MTPA selon la figure A.16. Étant donné que le système étudié comporte plusieurs degrés de liberté, plusieurs vecteurs courant peuvent aboutir à la même puissance de sortie. La stratégie MTPL(II) vise la recherche du vecteur garantissant le maximum de rendement pour le même niveau de puissance définie pour une vitesse donnée. Selon la figure A.16, cette stratégie possède un rendement plus important. Notons que cette stratégie peut être appliquée donc pour n'importe quel niveau de puissance dans le but d'améliorer le rendement.

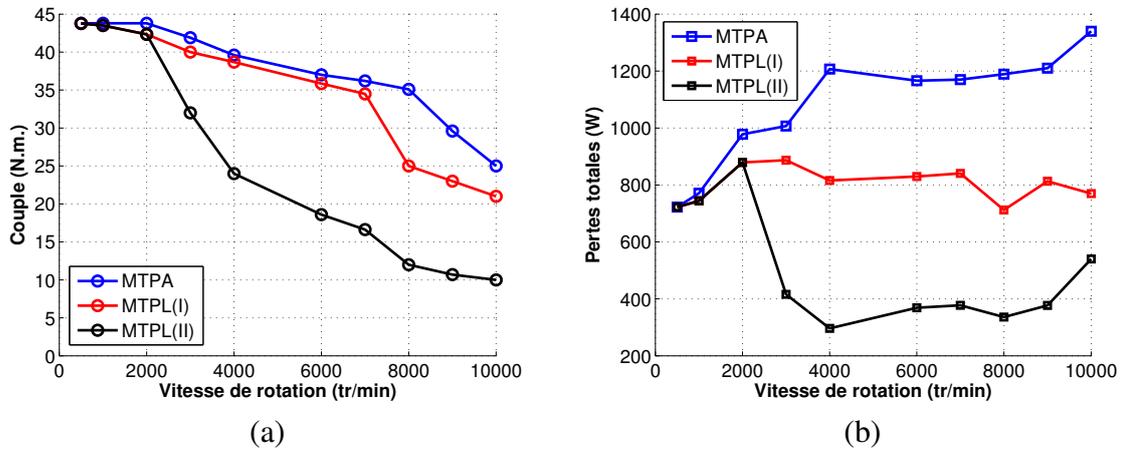


Figure A.14 – Comparaison entre les stratégies MTPA, MTPL (I) et MTPL(II). (a) Couple électromagnétique. (b) Pertes totales.

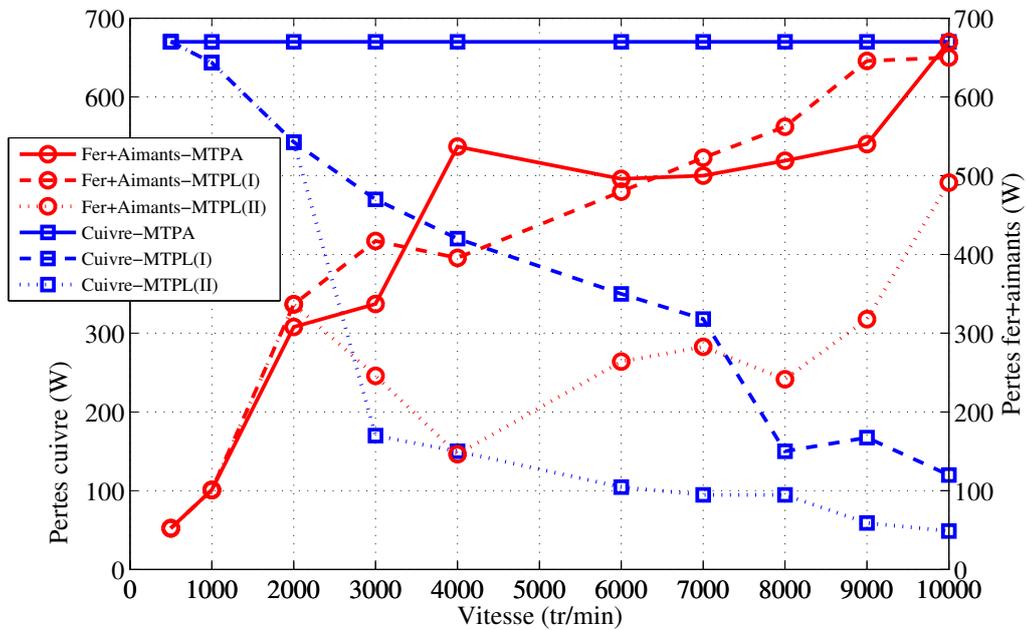


Figure A.15 – Décomposition des pertes pour chaque vitesse de rotation

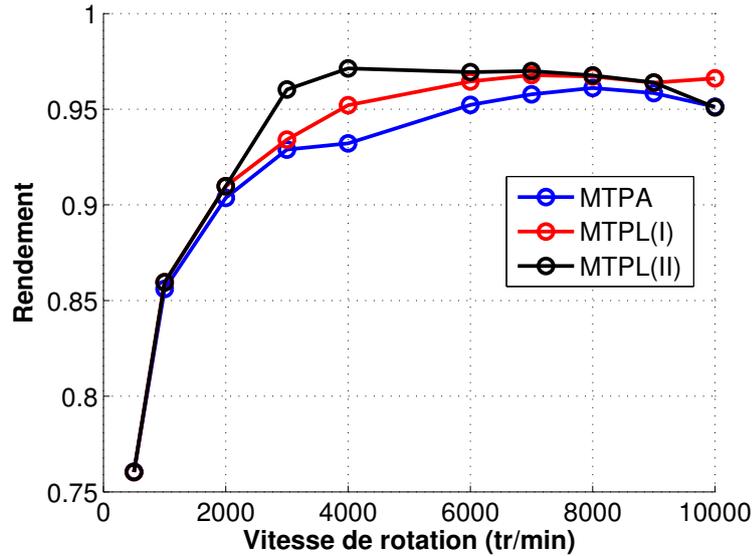


Figure A.16 – Comparaison du rendement entre les stratégies MTPA, MTPL(I) et MTPL(II)

A.7 Comparaison entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5 à aimants enterrés

A.7.1 Caractérisation de la machine 12/8/3

La figure A.17 présente donc la structure de la machine 12/8 avec des aimants enterrés.

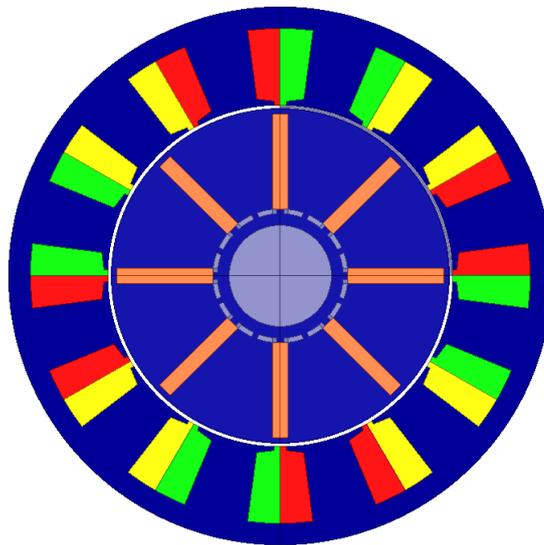


Figure A.17 – Structure de la machine 12/8 à aimants enterrés

A.7.1.1 Détermination de la matrice d'inductance de la machine 12/8

De la même manière que pour la machine 20/8, on calcule la matrice d'inductance pour la machine 12/8 en éléments finis, en considérant l'état magnétique à vide. La figure A.18 montre les différents éléments de cette matrice et leur variation en fonction de l'angle électrique.

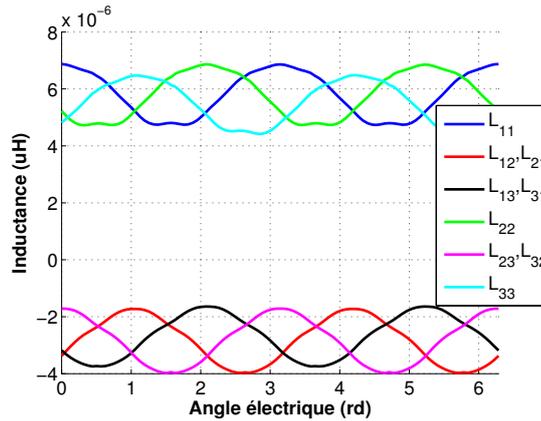


Figure A.18 – Elements de la matrice d'inductance de la machine 12/8

	σ	d_1	q_1
σ	0.0248	-1×10^{-4}	8×10^{-4}
d_1	-1×10^{-4}	1	2.5×10^{-3}
q_1	8×10^{-4}	2.5×10^{-3}	1.01

Table A.5 – Quantification des différents termes de la matrice d'inductance de la machine 12/8 dans le repère de Park.

La détermination de cette matrice permet de quantifier les différents termes de cette matrice dans le repère de Park $[d_1 \quad q_1]$. Le tableau A.5 présente donc les résultats qui sont normalisés par rapport à la valeur moyenne de l'inductance propre $L_{d1} = 8.57 \mu\text{H}$.

En effet, on remarque le faible effet de saillance dans la machine. La différence ($L_{d1} - L_{q1}$) responsable de ce couple est très faible, contrairement à la machine 20/8 où la saillance est plus importante. Il est à remarquer que même si l'inductance de la machine 12/8 à vide indique qu'il n'y a pas de l'effet de saillance, ce n'est pas forcément le cas pour les autres densités de courant. En effet, l'injection d'une certaine densité de courant modifie le point de fonctionnement sur la courbe (B,H) caractérisant le matériau ferromagnétique. Ce changement, en plus de l'effet de saturation qui peut intervenir pour des valeurs des densités de courant importantes, modifie d'une façon remarquable le comportement de la machine. La machine 12/8 subit le même effet étudié dans les figures 3.34 pour la machine 20/8.

Cependant, la surface des dents sur lesquels les bobines sont enroulées est plus grande pour la machine 12/8, ce qui rend le flux capté par les bobines plus important et la machine peut fournir un couple plus important que la machine 20/8 à basse vitesse. Un autre facteur s'ajoute lors de la comparaison entre les deux machines 12/8 et 20/8 c'est le facteur de bobinage de l'harmonique 1. Rappelons que ce facteur est égal à 0.581 pour la machine 20/8 et 0.866 pour la machine 12/8, ce qui veut dire que l'harmonique 1 de la force électromotrice de la machine 12/8 est plus important que celui pour la machine 20/8. Ce fait donne plus d'avantage à la machine 20/8, puisque pour la même densité de courant, en termes de défluxage, ce qui veut dire que la machine 20/8 peut avoir la capacité de fonctionner à très haute vitesse, contrairement à la machine 12/8 qui est limitée à ce niveau.

A.7.1.2 Calcul du couple de détente de la machine 12/8

Le couple de détente et son spectre sont présentés dans la figure A.19. On trouve que la machine 12/8 possède moins de couple de détente suite à l'absence du trou dans le rotor, qui a un impact dans l'augmentation de ce couple. En effet, en examinant le couple de détente de la machine 20/8 sans les trous au rotor, on voit que les valeurs crêtes sont identiques entre les deux machines.

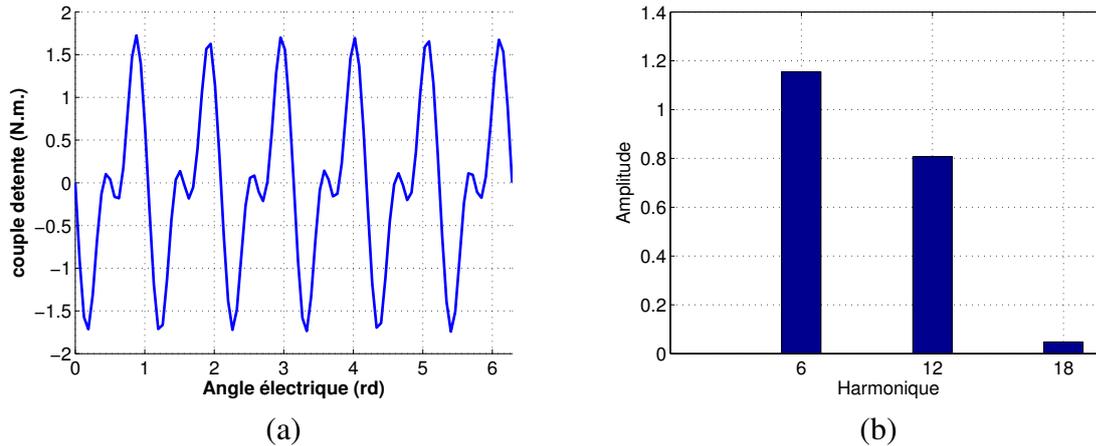


Figure A.19 – Couple de détente de la machine 12/8. (a) Forme d'onde. (b) Spectre

A.7.1.3 Calcul de la force électromotrice de la machine 12/8

La figure A.20 présente le calcul de la force électromotrice de la machine 12/8 à la vitesse 2000 tr/min et son spectre.

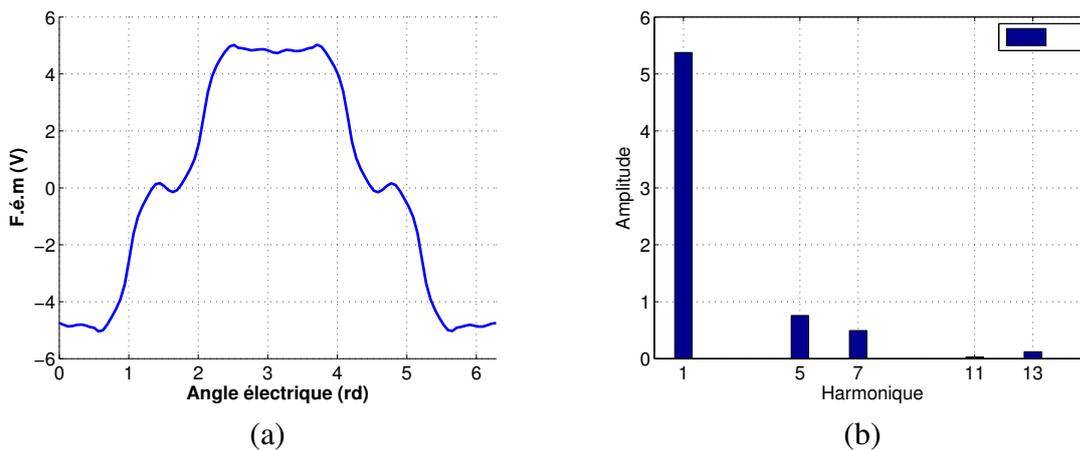


Figure A.20 – Force électromotrice de la machine 12/8. (a) Forme d'onde. (b) Spectre

A.7.2 Construction de la cartographie du flux de la machine 12/8/3

Dans cette partie, la même démarche est effectuée afin de construire une cartographie du flux se basant sur des calculs en éléments finis pour la machine 12/8/3.

Cependant, la variation des fonctions κ^v et ζ^v dépend uniquement de deux variables qui sont $[i_{d1} \ i_{q1}]$ ce qui réduit beaucoup le nombre des points à simuler par rapport à la machine 20/8. On a besoin uniquement, si on considère 15 variations de chaque composant de vecteur courant, de 225 points de simulations pour construire la variation des fonctions κ^v et ζ^v pour chaque harmonique 6^v en fonction du vecteur courant .

La figure A.21 montre la variation du couple électromagnétique dans la machine pour des densités de courant allant de 0 à 20A/mm². En examinant l'accroissement du couple maximal en fonction de la densité de courant, on voit que les courbes deviennent plus resserrées à partir de 13A/mm². A

cette densité de courant le couple vaut 45 N.m; , il atteint seulement 52 N.m. à 20A/mm², ce qui montre l'impact de l'effet de saturation encore pour cette machine. La contribution du couple de saillance dans le couple total change également du fait du changement de l'angle ϕ_1 pour lequel le couple atteint son maximum. Si l'effet de saillance était absent dans la machine , le maximum du couple serait observé pour un déphasage nul quelque soit la densité de courant. Les aimants avec des épaisseurs relativement faibles et l'absence du trou dans le rotor contrairement à la machine 20/8, rend le couple dû à l'interaction aimant/courant fortement majoritaire dans cette machine. Ce fait peut être observé dans la figure A.21(b), où le couple du au saillance ne dépasse pas le 8% du couple total de la machine.

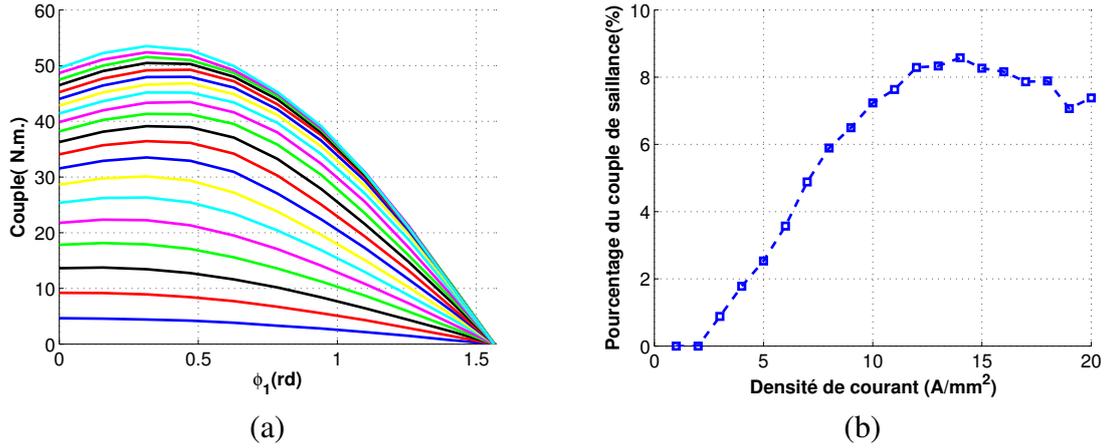


Figure A.21 – Couple électromagnétique de la machine 12/8 en fonction de la densité de courant et le déphasage.

A.7.3 Variation du point de base de deux machines 12/8 et 20/8 en fonction de la densité de courant

Dans le but de trouver le point de base de deux machines en fonction de la densité maximale de courant, on procède à la résolution pour chaque machine un problème d'optimisation correspondant:

1. **Pour la machine 12/8/3:** Tout d'abord, on cherche le couple maximum développé à basse vitesse par la machine 12/8/3. Cette machine n'est pas alimentée que par un courant sinusoïdal, le couple moyen $(C_{em})_{avr,3}$ fourni par cette machine est donné par l'équation A.23.

$$(C_{em})_{avr,3} = p(\Phi_{d1} i_{q1} - \Phi_{d3} i_{q3}) \quad (A.23)$$

Le flux dans la base statorique s'écrit de la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{pmatrix}_{12/8} = [(M_{ss})_{12/8}(\theta)] \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}_{12/8} + \begin{pmatrix} \Phi_{a,r} \\ \Phi_{b,r} \\ \Phi_{c,r} \end{pmatrix}_{12/8} \quad (A.24)$$

La transformation de Park pour une machine triphasée est ensuite appliquée pour trouver le vecteur $\begin{pmatrix} \Phi_{d1} \\ \Phi_{q1} \end{pmatrix}$ nécessaire à l'estimation du couple. Ensuite, la tension est donnée donc par :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}_{12/8} = R_s \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}_{12/8} + p\omega_r \frac{d}{d\theta} \begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{pmatrix}_{12/8} \quad (A.25)$$

Le problème d'optimisation correspondant à la recherche du couple maximal à basse vitesse pour chaque densité de courant est donné par :

$$\begin{aligned} & \min_{\varphi_1} \quad ((-C_{em})_{avr,3}) \\ & \text{sous contraintes} \quad J_{s,h1} = J_{max} \\ & \quad \quad \quad -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

avec J_{max} est la densité maximale du courant allant de 1 à 20A/mm². Notons que dans ce problème ω_r est fixée à 1rd/s. La vitesse de base est ensuite estimée à partir du problème d'optimisation dans A.27

$$\begin{aligned} & \min \quad (-\Omega_r) \\ & \text{sous contraintes} \quad V_a = \frac{V_{DC}}{2} \\ & \quad \quad \quad [I_1, \varphi_1] = [I_{1,opt}, \varphi_{1,opt}]_{J_{max}} \\ & \quad \quad \quad \Omega_r \geq 0 \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

avec $[I_{1,opt}, \varphi_{1,opt}]_{J_{max}}$ est le vecteur courant solution du problème d'optimisation dans A.26.

2. **Pour la machine 20/8/5:** La recherche du couple maximal se fait via la résolution du problème A.29. Les résultats présentés dans la figure 3.39, correspondants au calcul linéaire, présente donc la variation du couple de base en fonction de la densité de courant. Le courant optimal $(I_{1,opt}, \varphi_{1,opt}, I_{3,opt}, \varphi_{3,opt})_{20/8}$, toujours dans le cas du calcul linéaire, est utilisé pour rechercher la vitesse de base à chaque densité de courant. Cette détermination exige la connaissance de la tension dans le repère statorique. L'équation de tension est donnée par :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{pmatrix}_{20/8} = R_s \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{pmatrix}_{20/8} + p\omega_r \frac{d}{d\theta} \begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_d \\ \Phi_e \end{pmatrix}_{20/8} \quad (\text{A.28})$$

La vitesse de base est ensuite déterminée par la résolution du problème d'optimisation suivante:

$$\begin{aligned} & \min \quad (-\Omega_r) \\ & \text{sous contraintes} \quad V_a = \frac{V_{DC}}{2} \\ & \quad \quad \quad [I_1, \varphi_1, I_3, \varphi_3] = [I_{1,opt}, \varphi_{1,opt}, I_{3,opt}, \varphi_{3,opt}]_{J_{max}} \\ & \quad \quad \quad \Omega_r \geq 0 \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

A.7.4 Variation du point de puissance maximale de deux machines 12/8 et 20/8 en fonction de la densité de courant

Les résultats sont obtenus en résolvant le problème suivant:

$$\begin{aligned} & \min_{z, \Omega_r} \quad ((-C_{em})_{avr,3/5} \Omega_r) \\ & \text{sous contraintes} \quad V_a = \frac{V_{DC}}{2} \\ & \quad \quad \quad J_s \leq J_{max} \\ & \quad \quad \quad \Omega_r \geq 0 \\ & \quad \quad \quad -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \\ & \quad \quad \quad -\pi \leq \varphi_3 \leq \pi \end{aligned} \quad (\text{A.30})$$

uniquement pour la machine 20/8/5

avec $z = [I_1, \varphi_1]$ pour la machine 12/8/3 et $z = [I_1, \varphi_1, I_3, \varphi_3]$ pour la machine 20/8/5. $J_s = J_{s,h1}$ pour la machine 12/8/3 et $J_s = \sqrt{J_{s,h1}^2 + J_{s,h3}^2}$ pour la machine 20/8/5.

A.7.5 Variation du point de vitesse maximale de deux machines 12/8 et 20/8 en fonction de la densité de courant

La comparaison entre la vitesse maximale de deux machines nécessitant la résolution du problème suivant:

$$\begin{aligned}
 & \min_{z, \Omega_r} (-\Omega_r) \\
 & \text{sous contraintes} \quad (-C_{em})_{avr,3/5} = 0 \\
 & \quad V_a = \frac{V_{DC}}{2} \\
 & \quad J_s \leq J_{max} \\
 & \quad \Omega_r \geq 0 \\
 & \quad -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \\
 & \quad -\pi \leq \varphi_3 \leq \pi \quad \text{uniquement pour la machine 20/8/5}
 \end{aligned} \tag{A.31}$$

A.7.6 Comparaison entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5 par le calcul linéaire et le calcul par l'approche de l'interpolation

A.7.6.1 Comparaison entre les deux machines pour une densité de courant de 5A/mm²

Dans cette partie, la densité de courant maximale dans les deux machines est supposée égale à 5A/mm².

A.7.6.1.1 Calcul Linéaire

La figure A.22 montre la comparaison entre les deux caractéristiques couple/vitesse de la machine, ainsi que la répartition optimale du courant dans les deux machines.

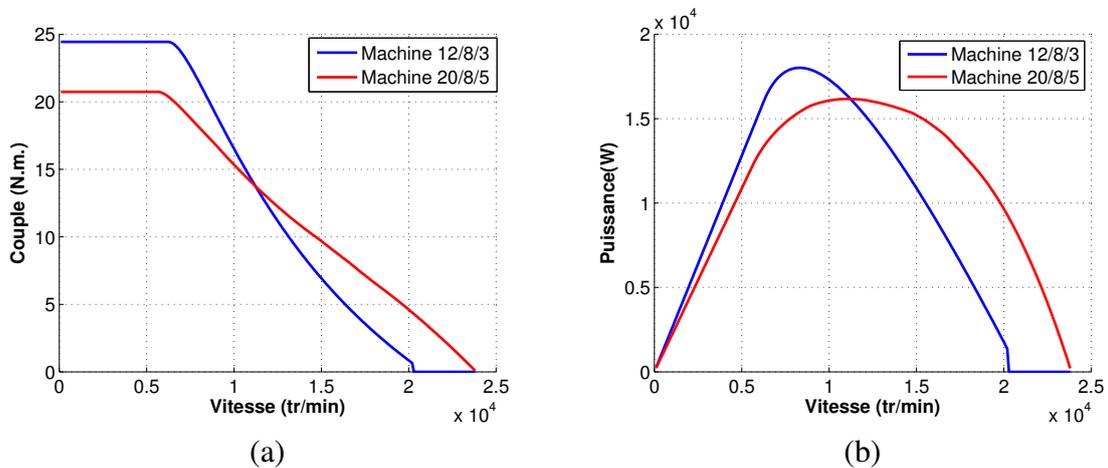


Figure A.22 – (a) Comparaison des caractéristiques couple/vitesse entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5. (b) Caractéristique Puissance/Vitesse

A partir des courants optimaux associés à la stratégie Maximum Torque Per Ampere dans le contrôle, on peut déduire également, une comparaison au niveau de la densité de courant injectée dans les machines avec le courant crête associé à chaque vecteur en fonction de la vitesse de rotation.

A partir des courants optimaux, on peut déduire la variation des composantes du vecteur courant dans le repère de Park associé à chaque machine fictive pour les deux machines 20/8 et 12/8. La figure A.24 présente donc les résultats de ce calcul.

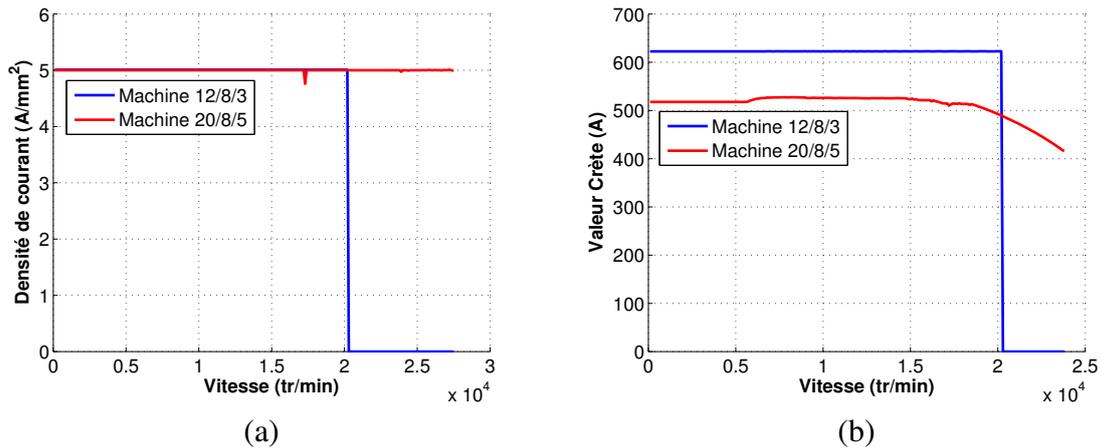


Figure A.23 – (a) Comparaison entre les deux machines 20/8 et 12/8. (a) Densité de courant injecté. (b) valeur crête du courant

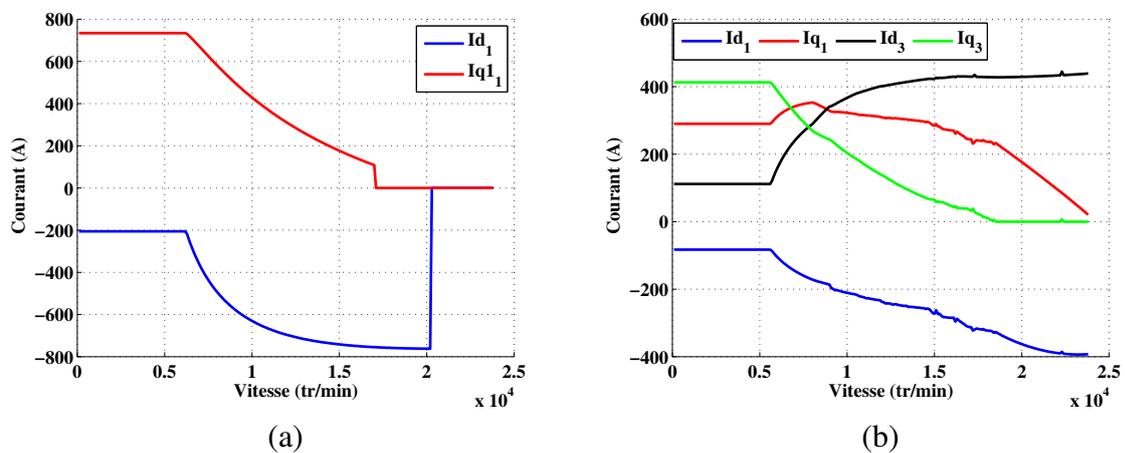


Figure A.24 – (a) Variation des composants des courants. (a) Machine 12/8/3. (b) Machine 20/8/5

Concernant la machine 20/8, les caractéristiques couple/vitesse peuvent être projetés dans les espaces fictifs. La répartition de la densité totale de courant entre les deux harmoniques de courant est également présentée dans cette figure.

A.7.6.1.2 Approche par interpolation

Le problème d'optimisation est résolu en utilisant la méthode d'optimisation détaillée dans la section 3.4.2.1. La matrice d'inductance dépend du vecteur courant injecté dans la machine.

La même démarche que celle de la section précédente est effectuée dans ce cas. Les figures A.26, A.27, A.28 et A.29 présentent donc les résultats correspondants.

A.7.6.2 Comparaison entre les deux machines pour une densité de courant de 10A/mm²

Cette fois-ci la densité de courant maximale acceptable est de 10A/mm². La démarche effectuée pour le cas de la densité de courant de 5A/mm² est aussi effectuée dans ce cas : cas avec une matrice d'inductance indépendante du courant et cas où la matrice dépendante de la matrice du courant.

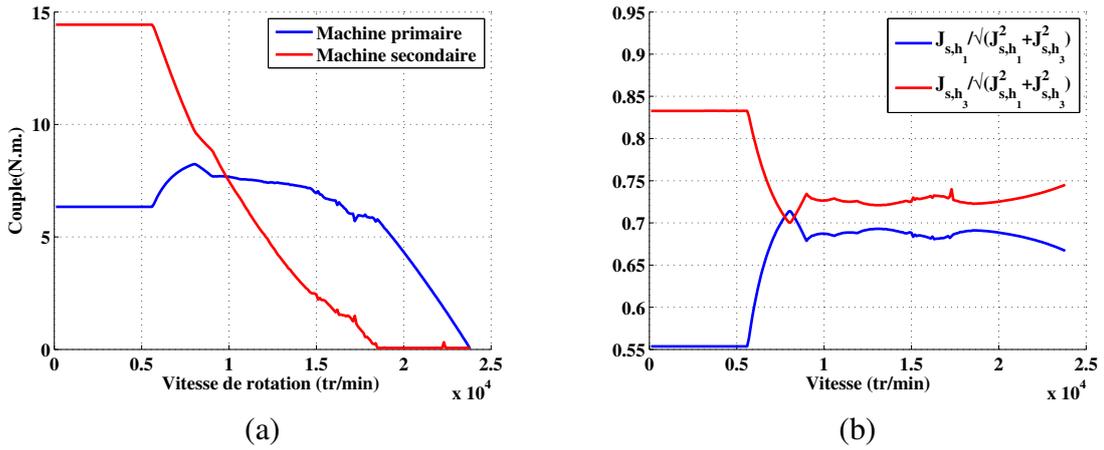


Figure A.25 – (a) Projection des caractéristiques couple/vitesse dans les espaces fictifs. (b) Répartition de la densité de courant totale

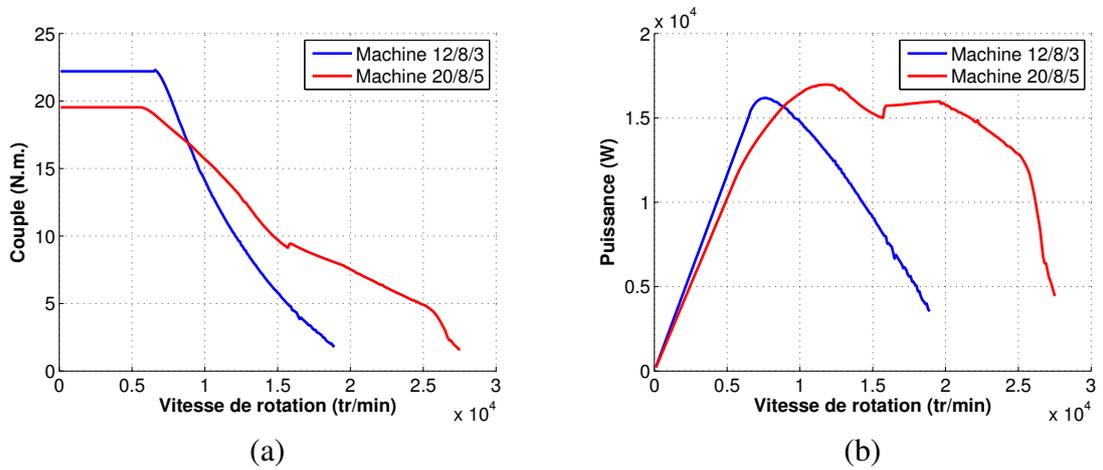


Figure A.26 – (a) Comparaison des caractéristiques couple/vitesse entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5. (b) Caractéristique Puissance/Vitesse

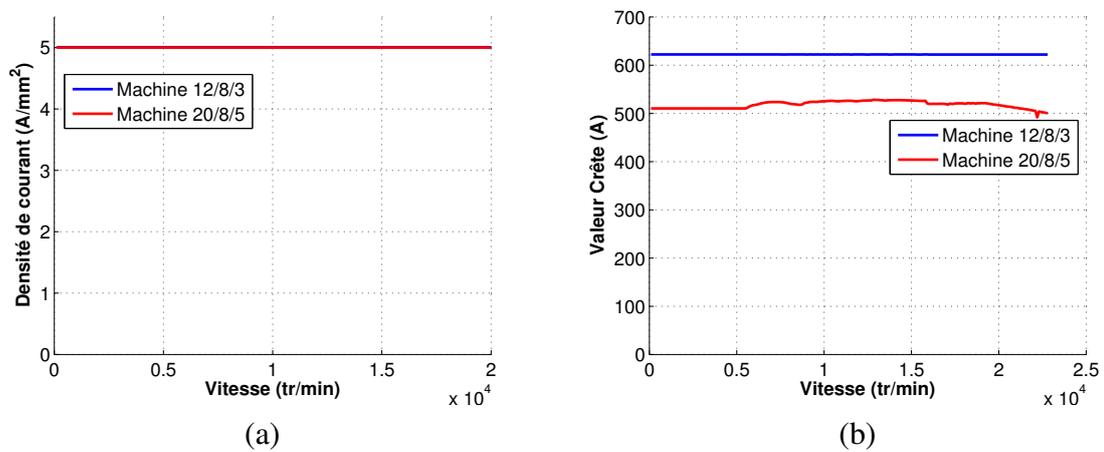


Figure A.27 – (a) Comparaison entre les deux machines 20/8 et 12/8. (a) Densité de courant injecté. (b) valeur crête du courant

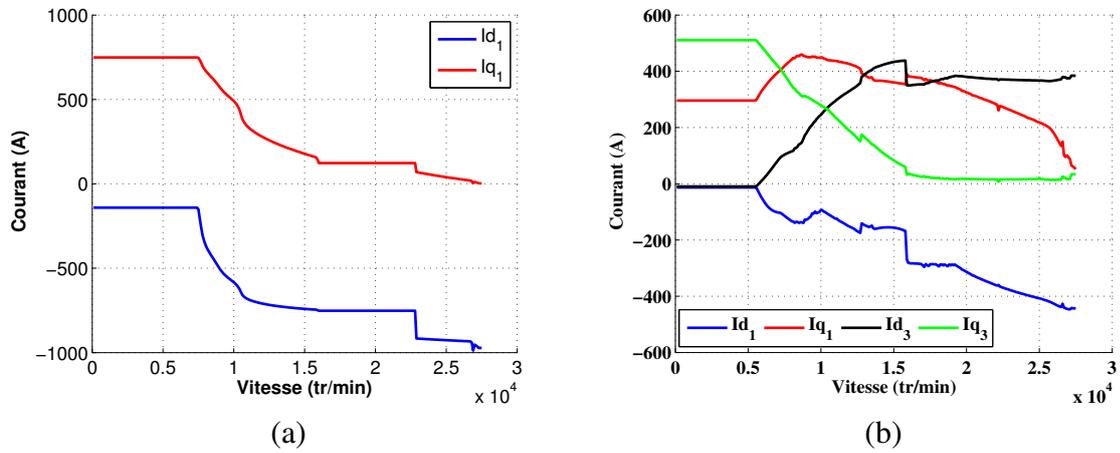


Figure A.28 – (a) Variation des composants des courants. (a) Machine 12/8/3. (b) Machine 20/8/5

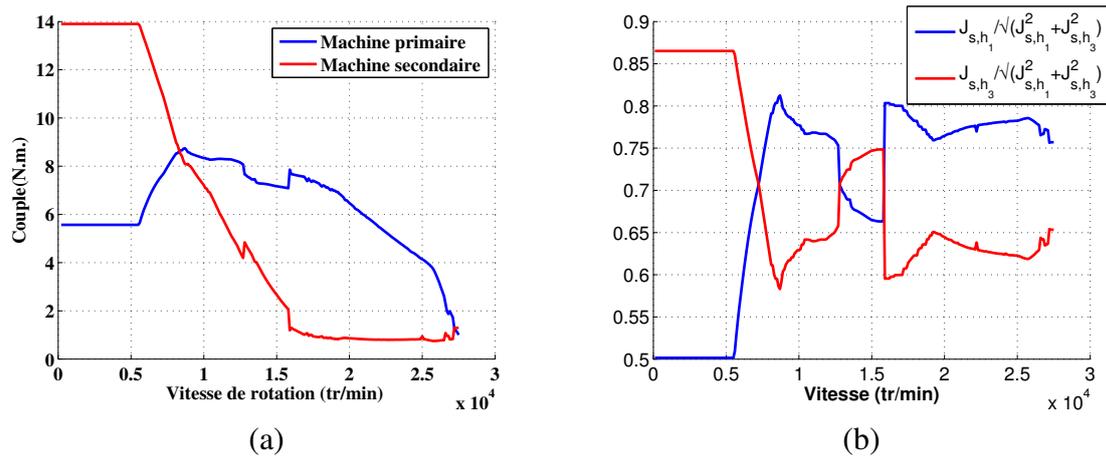


Figure A.29 – (a) Projection des caractéristiques couple/vitesse dans les espaces fictifs. (b) Répartition de la densité de courant totale

A.7.6.2.1 Calcul Linéaire

Les résultats sont donnés par les figures A.30, A.31, A.32 et A.33.

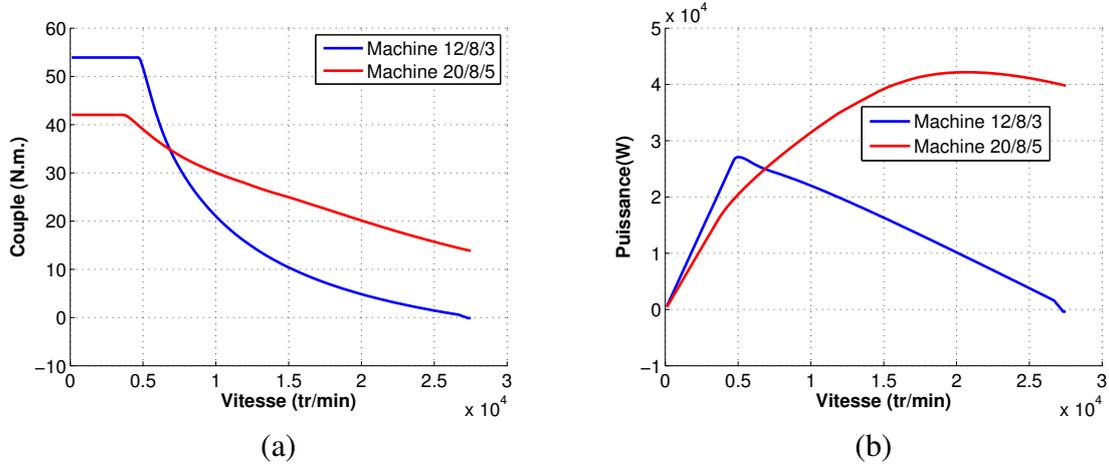


Figure A.30 – (a) Comparaison des caractéristiques couple/vitesse entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5. (b) Caractéristique Puissance/Vitesse

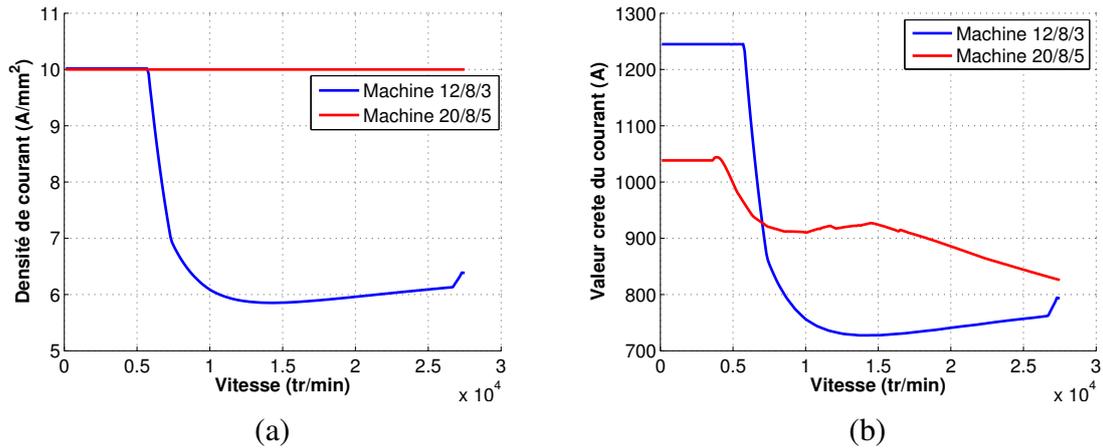


Figure A.31 – (a) Comparaison entre les deux machines 20/8 et 12/8. (a) Densité de courant injecté. (b) valeur crête du courant

A.7.6.2.2 Approche par interpolation

Les résultats sont donnés dans la figure A.34, A.35, A.36 et A.37.

A.7.6.3 Comparaison entre les deux machines pour une densité de courant de 20A/mm²

La densité de courant J_{max} est fixée à 20A/mm².

A.7.6.3.1 Calcul Linéaire

Les résultats sont donnés dans les figures A.38, A.39, A.40 et A.41.

A.7.6.3.2 Approche par interpolation

Les résultats sont donnés par les figures A.42

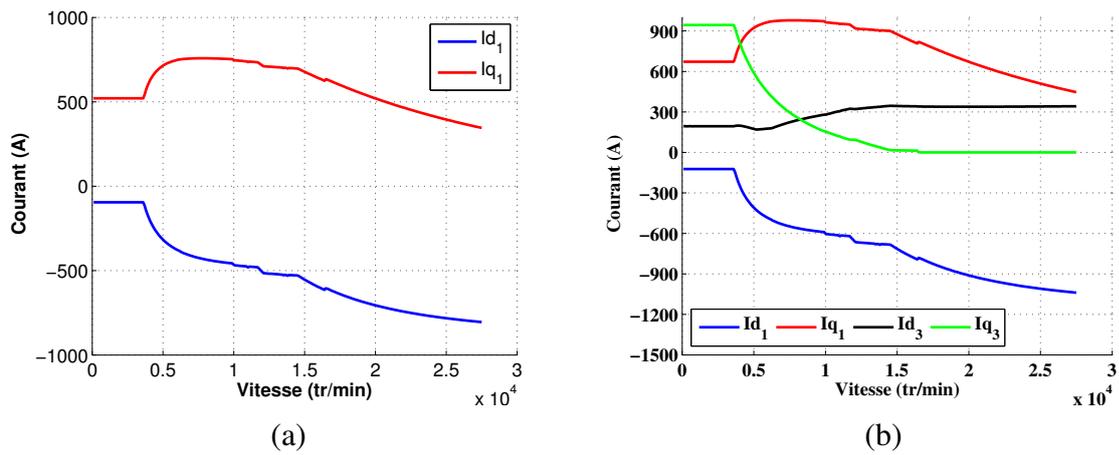


Figure A.32 – (a) Variation des composants des courants. (a) Machine 12/8/3. (b) Machine 20/8/5

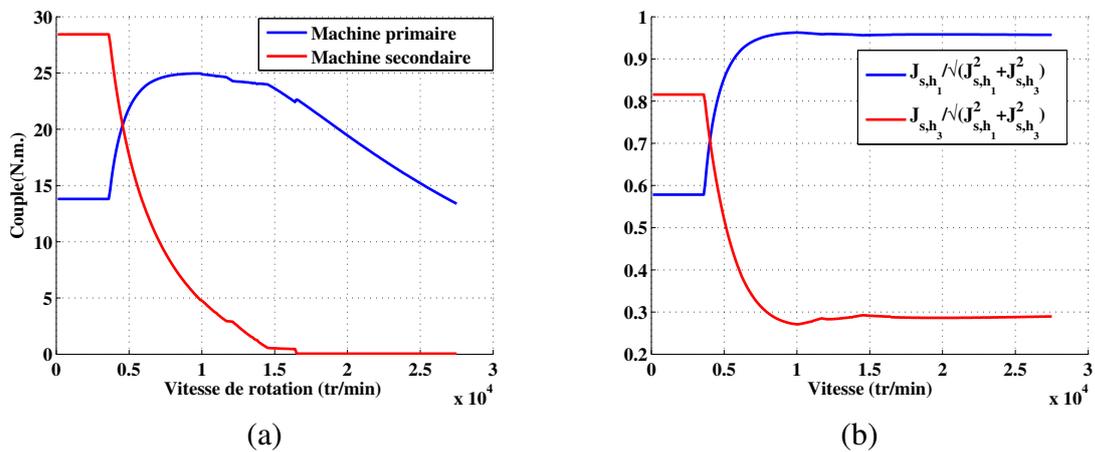


Figure A.33 – (a) Projection des caractéristiques couple/vitesse dans les espaces fictifs. (b) Répartition de la densité de courant totale

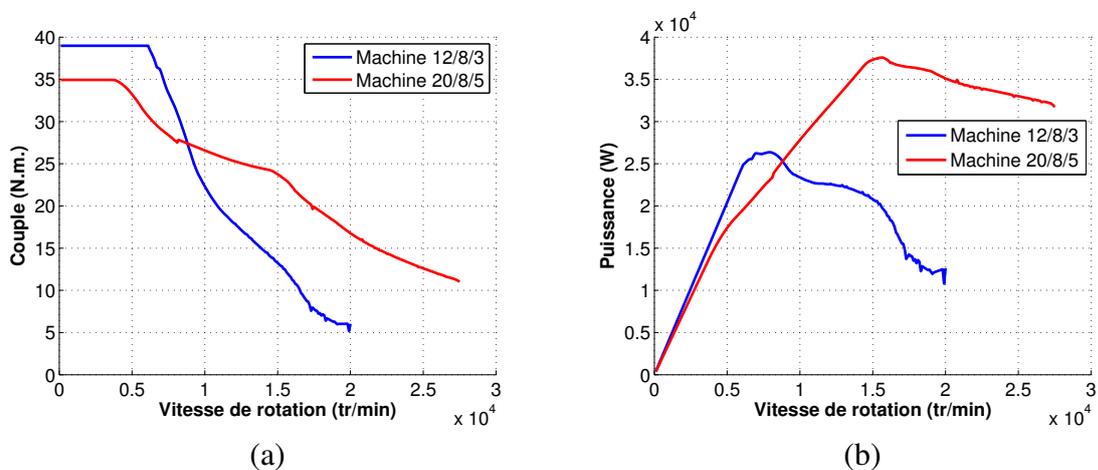


Figure A.34 – (a) Comparaison des caractéristiques couple/vitesse entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5. (b) Caractéristique Puissance/Vitesse

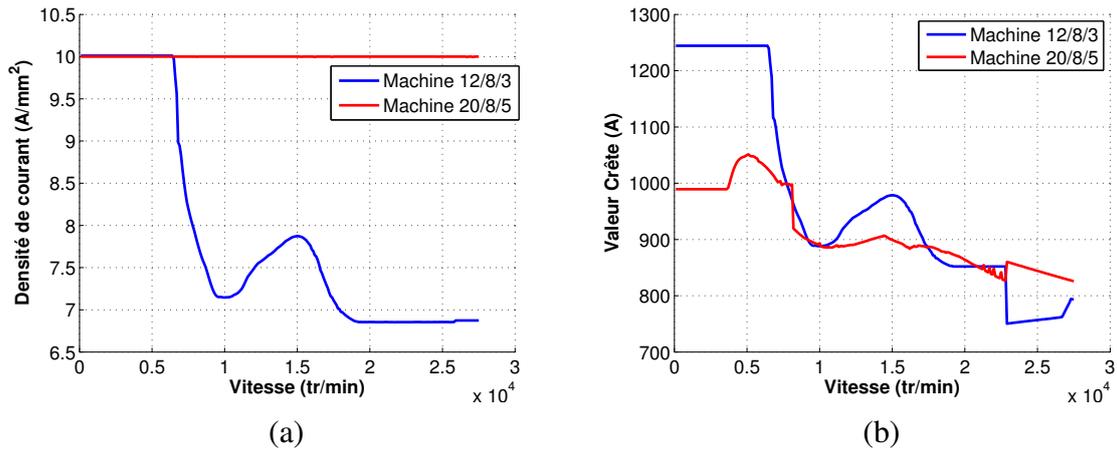


Figure A.35 – (a) Comparaison entre les deux machines 20/8 et 12/8. (a) Densité de courant injecté. (b) valeur crête du courant

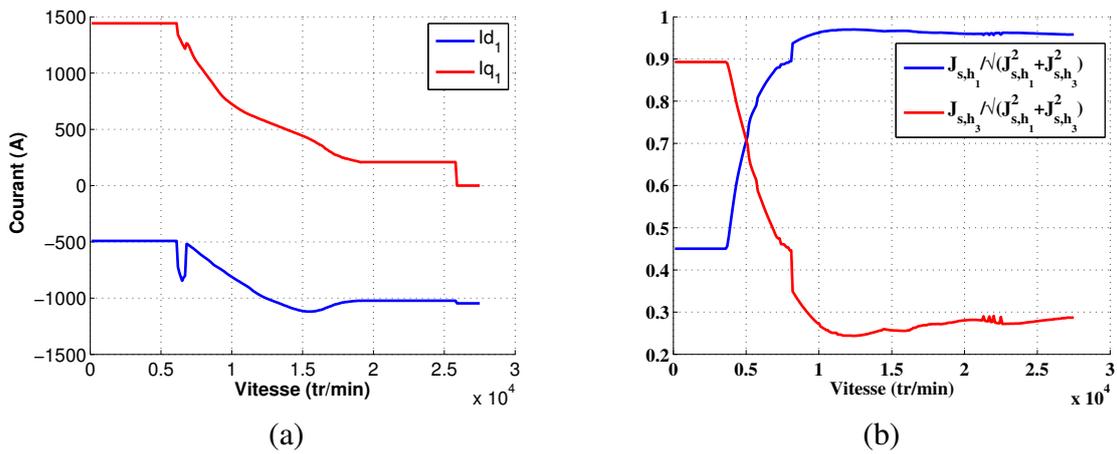


Figure A.36 – (a) Variation des composants des courants. (a) Machine 12/8/3. (b) Machine 20/8/5

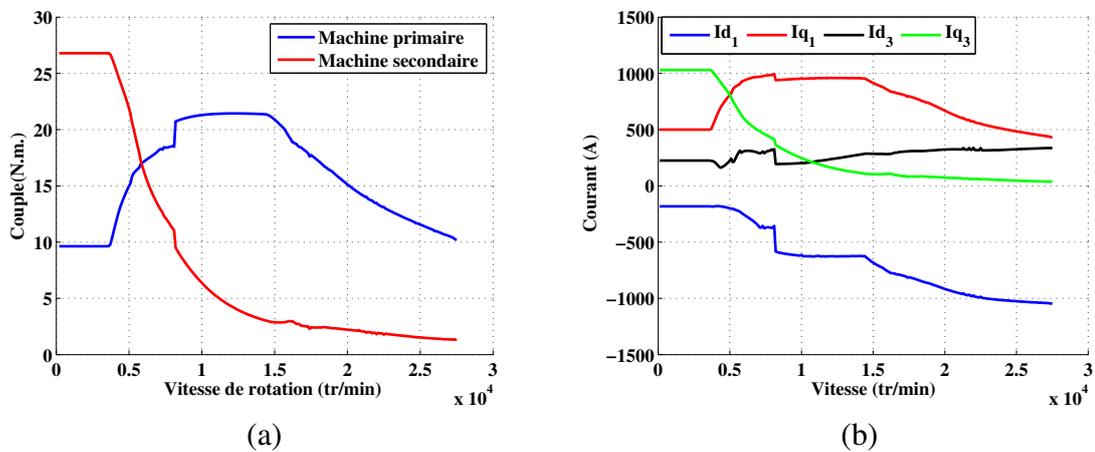


Figure A.37 – (a) Projection des caractéristiques couple/vitesse dans les espaces fictifs. (b) Répartition de la densité de courant totale

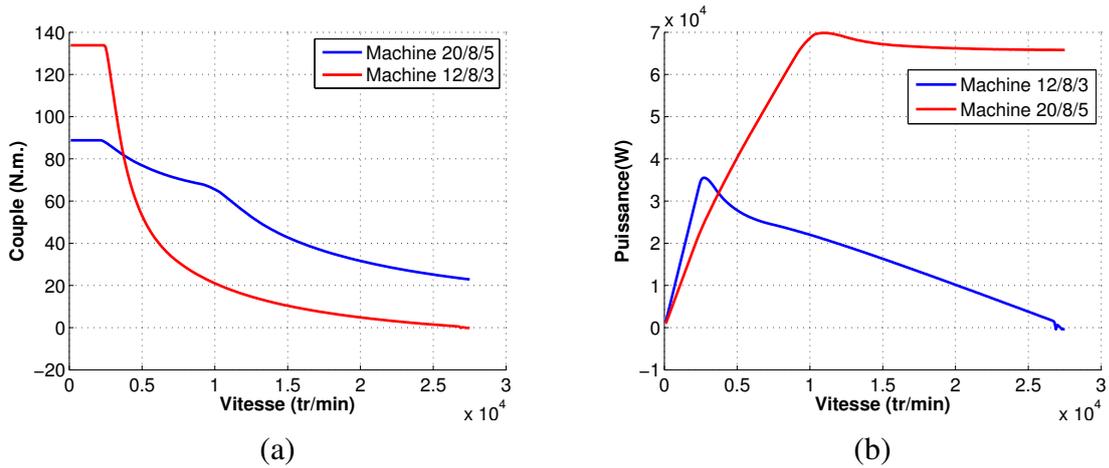


Figure A.38 – (a) Comparaison des caractéristiques couple/vitesse entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5. (b) Caractéristique Puissance/Vitesse

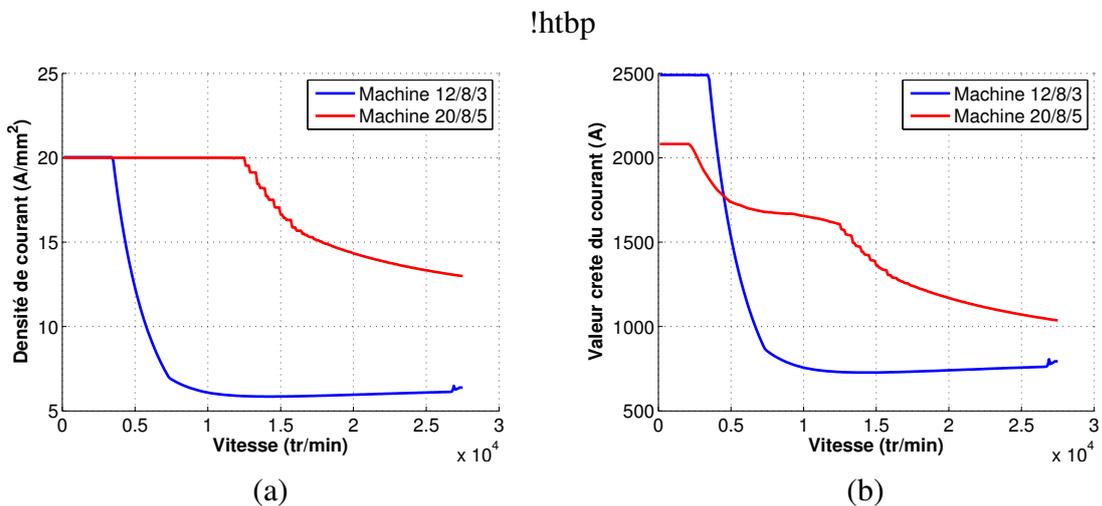


Figure A.39 – (a) Comparaison entre les deux machines 20/8 et 12/8. (a) Densité de courant injecté. (b) valeur crête du courant

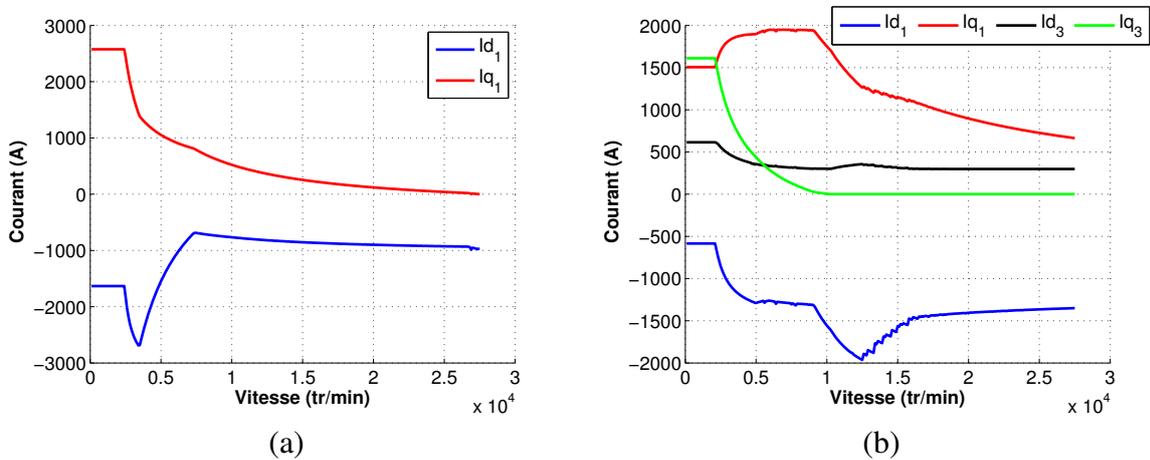


Figure A.40 – (a) Variation des composants des courants. (a) Machine 12/8/3. (b) Machine 20/8/5

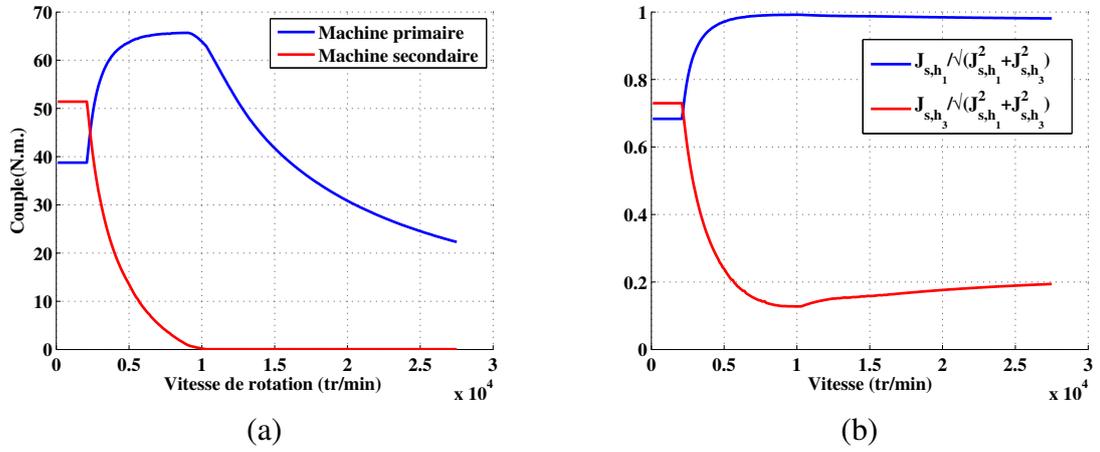


Figure A.41 – (a) Projection des caractéristiques couple/vitesse dans les espaces fictifs. (b) Répartition de la densité de courant totale

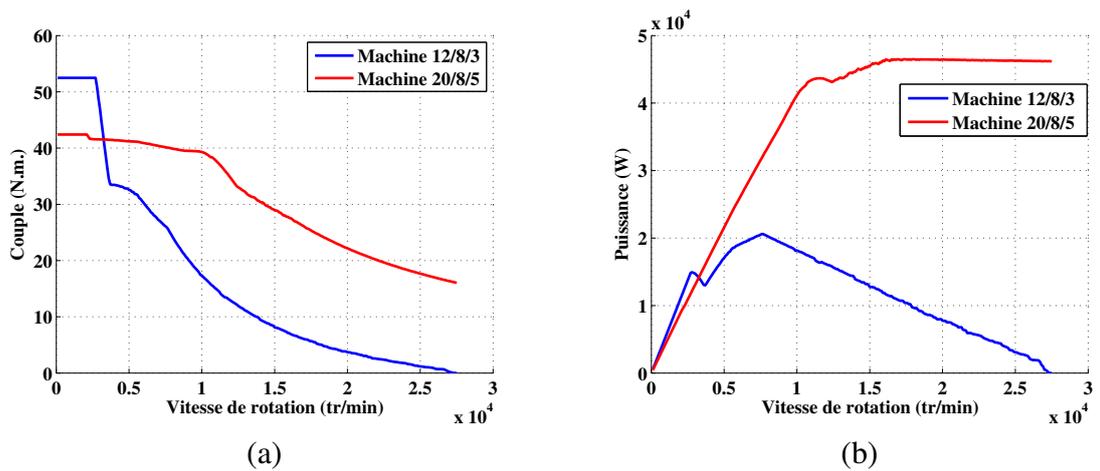


Figure A.42 – Comparaison entre les machines 12/8/3 et 20/8/5. (a) Couple électromagnétique (b) Caractéristique Puissance/Vitesse

MACHINE PENTAPHASEE à DOUBLE POLARITE POUR ELECTRIFICATION DU DOMAINE DES TRANSPORTS PAR EFFET BOITE DE VITESSE ELECTROMAGNETIQUE

RESUME :

Les machines électriques à aimants, appréciées pour leurs densités énergétiques volumique et massique, équipent la majorité des véhicules électrifiés. Par contre, dans la zone à puissance constante d'un système de propulsion, les commander à pertes maîtrisées, cela en démagnétisant les aimants mais de façon réversible, reste une gageure, particulièrement sous environnement thermique changeant. Les solutions simples pour se prémunir d'une démagnétisation irréversible sont coûteuses: surdimensionner ou ajouter une terre très rare (Dysprosium).

Cette thèse propose d'ajouter à l'approche de la démagnétisation réversible universellement utilisée, celle d'une boîte de vitesse électromagnétique. Pour cela on conçoit une machine pentaphasée à aimants.

Passer de trois à cinq phases permet alors d'augmenter les paramètres de réglage de l'alimentation électrique et, moyennant approximation, de disposer de deux machines fictives à p et $3p$ paires de pôles, chacune pouvant contribuer de façon équivalente à la production du couple. Pratiquement, l'utilisation optimale de ces deux machines permet de reconstituer la fonction de boîte de vitesse.

Mots clés : Polyphasé ; traction électrique ; changement de polarité ; alimentation bi-harmonique

DOUBLE POLARITY FIVE-PHASE MACHINE FOR ELECTRIFICATION OF TRANSPORTATION BY A KIND OF ELECTROMAGNETIC GEARBOX

ABSTRACT :

Permanent Magnet electrical machines, appreciated for their high power density, equip the majority of the electrified vehicles. However, controlling these machines, in the constant power range of the propulsion system while mastering the losses, with PM reversible demagnetization remains a challenge especially under varying thermal environment. Proposed solutions aim for protecting PM from irreversible demagnetization are costly: oversizing or using very rare earth PM (Dysprosium).

In this thesis, we proposed to add on the reversible demagnetization approach universally used, that of an electromagnetic gearbox. Thus, we design a five phase PM machine.

Increasing the phase number from three to five, increases the adjustment parameter of the electrical supply, and allows to have two fictitious machines with p and $3p$ poles. Each fictitious machine contributes equivalently in producing torque. Practically, the optimal use of these two machines leads to reconstructing the gearbox function.

Keywords : multiphase; electric traction; polarity change; bi-harmonic supply.