



HAL
open science

Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé

Fabrice Locment

► To cite this version:

Fabrice Locment. Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé. Energie électrique. Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2006. Français. NNT : . tel-00421765

HAL Id: tel-00421765

<https://theses.hal.science/tel-00421765>

Submitted on 3 Oct 2009

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.

Université des Sciences et Technologies de Lille

THESE

présentée pour l'obtention du titre de

Docteur

de

L'Université des Sciences et Technologies de Lille

Spécialité :
Génie Electrique

par :

Fabrice LOCMENT

Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé

Soutenue le 11 décembre 2006 devant le jury composé de :

Mohamed-Fouad BENKHORIS	Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes	Rapporteur
Christophe ESPANET	Maître de Conférences à l'Université de Franche-Comté	Rapporteur
Benali BOUALEM	Docteur Ingénieur de la société ALSTOM	Examineur
Frédéric BOUILLAULT	Professeur à l'Université Paris Sud	Président
Eric SEMAIL	Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Lille	Co-Directeur
Francis PIRIOU	Professeur à l'Université des Sciences et des Technologies de Lille	Directeur

Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein de l'équipe Modélisation Etude et Conception de Systèmes Electromagnétiques (MECOSYEL) du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP).

Je tiens à remercier Monsieur Frédéric BOUILLAULT, Professeur à l'Université Paris Sud, pour avoir accepté de présider mon jury de thèse, ainsi que Monsieur Benali BOUALEM, Docteur Ingénieur de la société ALSTOM, pour sa participation au jury. Je remercie Messieurs Mohamed-Fouad BENKHORIS, Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, et Christophe ESPANET, Maître de Conférences à l'Université de Franche-Comté, pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce mémoire.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à mon directeur de thèse, Francis PIRIOU, Professeur à l'Université des Sciences et des Technologies de Lille (USTL), pour sa totale disponibilité. Je remercie mon co-directeur de thèse, Eric SEMAIL, Maître de Conférences au centre de Lille de l'Ecole Nationale Supérieur d'Arts et Métiers (ENSAM), pour son implication totale dans mon travail. Je suis extrêmement ravi d'avoir travaillé en sa compagnie car outre sa totale disponibilité, son suivi permanent et ses critiques fondées m'ont permis d'avancer dans ma thèse. Il a su me donner la confiance nécessaire à l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à remercier, de façon moins formelle, tous ceux qui m'ont cotoyé durant ces trois années. Tout d'abord mes collègues de bureau, Antoine BRUYERE, Yvan CREVITS, Roman GAIGNAIRE et Peng LI. Tous mes collègues du L2EP et plus particulièrement Messieurs Thomas HENNERON et Xavier KESTELYN, Maîtres de Conférences, pour m'avoir respectivement apporté leur savoir en modélisation numérique et en commande des systèmes. Je remercie également Richard BEAREE, Frederic COLAS et Julien GOMAND pour leur amitié indéfectible.

Je ne peux évidemment que remercier les membres de l'équipe technique du L2EP avec qui j'ai partagé ces trois années : messieurs Luc BULTEAU, Bernard DETANT, Jean-Jacques FRANCHAUD, Dominique LORIOLE et Marc SUFFYS pour leur disponibilité.

Enfin je remercie ma compagne Catherine pour m'avoir soutenu lors de ces trois années et je lui dédie ce mémoire.

Sommaire

Remerciements	3
Sommaire	5
Liste des figures	8
Liste des tableaux	12
Principales notations, abréviations et acronymes	13
Introduction générale.....	15
Chapitre I. Etat de l'art.....	18
I.1. Les systèmes polyphasés.....	18
I.1.1. Analyse des systèmes « machine polyphasée/convertisseur »	18
I.1.1.1. Cas des commutateurs de courant	18
I.1.1.1.1. Cas historique de la machine double-étoile.....	18
I.1.1.1.2. Extension aux machines à 5 et 7 phases.....	20
I.1.1.1.3. Inconvénients de cette structure	20
I.1.1.2. Cas des onduleurs de tension pleine onde.....	21
I.1.1.2.1. Introduction par E. A. Klingshirn des familles d'harmoniques d'une machine polyphasée [6]-[13]	21
I.1.1.2.2. Inconvénients	22
I.1.1.3. Cas des onduleurs de tension à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	22
I.1.1.3.1. Résolution du problème de filtrage	23
I.1.1.3.2. Différent types de machines alimentées.....	24
I.1.1.3.2.1. Machines à induction à cage	24
I.1.1.3.2.2. Machines synchrones à rotor bobinée ou à réluctance variable	25
I.1.1.3.2.3. Machines synchrones à aimants	26
I.1.1.3.3. Nombre de phases en tant que paramètre de dimensionnement.....	27
I.2. Approche Multi-machines Multi-convertisseurs.....	28
I.2.1. Modèle Multi-machines	28
I.2.1.1. Modélisation dans la base naturelle	28
I.2.1.2. Modélisation dans la base de découplage	29
I.2.1.2.1. Propriétés de L_s	29
I.2.1.2.2. Utilisation du concept d'espaces propres	30
I.2.2. Modèle Multi-convertisseurs d'un onduleur de tension MLI	32
I.2.2.1. Modèle vectoriel	32
I.2.2.1.1. Dans la base naturelle.....	32
I.2.2.1.2. Dans la base de découplage.....	33
I.2.2.2. Modèle aux valeurs moyennes	35
I.2.3. Formalismes et Représentation Energétique Macroscopique	35
I.2.3.1. Les formalismes vectoriels.....	35
I.2.3.1.1. Le vecteur de Fresnel	35
I.2.3.1.2. Le vecteur d'espace – phaseur complexe [128]	36
I.2.3.1.3. Formalisme pour les systèmes de dimension supérieure à 2.....	36
I.2.3.2. La Représentation Energétique Macroscopique (REM)	36
Chapitre II. Choix et dimensionnement de la structure.....	38
II.1. Justification du nombre de phases choisi.....	38

II.1.1. Mode dégradé : couple moyen et pulsations de couple	38
II.1.2. Contrôle vectoriel et couple massique	39
II.1.3. Alimentation en Modulation de Largeur d'Impulsions	41
II.1.4. Synthèse	42
II.2. Choix de la structure de machine	42
II.2.1. Caractéristiques harmoniques requises	42
II.2.2. Contrôle des harmoniques spatiaux du champ	43
II.2.2.1. Principe d'étude	43
II.2.2.2. Méthodologie de principe pour moduler le champ dans l'entrefer dans une machine à flux radial	45
II.2.2.2.1. Avantages/inconvénients	46
II.2.2.3. Cas de la machine à flux axial	46
II.2.2.3.1. Avantages/inconvénients	48
II.2.3. Structure choisie	48
II.3. Dimensionnement du prototype	49
II.3.1. Introduction et expression du couple	49
II.3.2. Détermination des dimensions radiales	50
II.3.2.1. Expression du flux capté et de la force électromotrice	50
II.3.2.1.1. Expression des inductions magnétiques dans les deux entrefers	50
II.3.2.1.2. Détermination du flux élémentaire capté par une spire	52
II.3.2.1.3. Calcul du flux total capté par une phase	54
II.3.2.1.4. Expression de la force électromotrice à vide	54
II.3.2.2. Couple pour une valeur moyenne d'induction sous un aimant et une densité linéique de courant imposées	55
II.3.2.2.1. Machine avec deux rotors identiques	57
II.3.2.2.2. Machine avec deux rotors différents	58
II.3.3. Détermination des dimensions axiales	59
II.3.3.1. Contraintes	59
II.3.3.2. Calcul des épaisseurs des culasses rotoriques L_{CRE1} et L_{CRE2}	59
II.3.3.3. Calcul des épaisseurs des culasses statoriques L_{CSE1} et L_{CSE2}	60
II.3.3.4. Calcul de l'épaisseur des aimants	61
II.3.3.5. Calcul de la profondeur des encoches	64
II.3.4. Choix du nombre de spires - inductance - résistance	65
II.3.4.1. Contraintes	65
II.3.4.2. Calcul des inductances propre et mutuelles	65
II.3.4.3. Calcul de l'inductance de fuite (propre)	68
II.3.4.4. Calcul de la résistance statorique	68
Chapitre III. Caractérisation du prototype	70
III.1. Présentation du prototype	71
III.2. Calcul analytique, modélisation 3D et résultats expérimentaux	74
III.2.1. Distribution de l'induction magnétique dans les entrefers	75
III.2.1.1. Force axiale et couple de détente	77
III.2.1.1.1. Force axiale	77
III.2.1.1.2. Couple de détente	78
III.2.1.2. Les inductances	80
III.2.1.2.1. Les inductances propres	82

III.2.1.2.1.1. Machine avec deux rotors identiques ($\rho_1-\rho_1$)	82
III.2.1.2.1.2. Machine avec deux rotors différents ($\rho_1-\rho_2$).....	82
III.2.1.2.2. Les inductances mutuelles	83
III.2.1.2.2.1. Machine avec deux rotors identiques ($\rho_1-\rho_1$)	83
III.2.1.2.2.2. Machine avec deux rotors différents ($\rho_1-\rho_2$).....	84
III.2.1.2.3. Inductances des machines fictives	84
III.2.1.2.4. Récapitulatif et analyse des résultats	86
III.2.1.3. Les forces électromotrices à vides.....	86
III.2.1.3.1. Forces électromotrices à vide dans la base naturelle	86
III.2.1.3.1.1. Machine avec deux rotors identiques ($\rho_1-\rho_1$)	87
III.2.1.3.1.2. Machine avec deux rotors différents ($\rho_1-\rho_2$).....	88
III.2.1.3.2. Forces électromotrices à vide dans la base de découplage ou fem fictives	89
III.2.1.3.2.1. Machine fictive M1	90
III.2.1.3.2.2. Machine fictive M2	91
III.2.1.3.2.3. Machine fictive M3	91
III.3. Conclusion.....	92
Chapitre IV. Contrôle de la machine.....	94
IV.1. Fonctionnement en mode normal.....	96
IV.2. Stratégies de commande des machines fictives.....	102
IV.2.1. Amélioration du rendement.....	102
IV.2.1.1. Utilisation de la machine fictive M1 seule.....	102
IV.2.1.2. Utilisation des machines fictives M1 et M3	103
IV.2.2. Augmentation du couple à pertes Joule données.....	104
IV.2.3. Exploitation maximale du bus de tension continu.....	105
IV.3. Fonctionnement en mode dégradé.....	108
IV.3.1. Principe du contrôle en mode dégradé	108
IV.3.2. Mode dégradé avec le contrôle normal	108
IV.3.3. Mode dégradé en modifiant les références de courant	110
IV.3.3.1. Calcul des références de courant.....	110
IV.3.3.2. Résultats expérimentaux	112
IV.3.3.2.1. Perte des phases A et B	112
IV.3.3.2.2. Perte des phases A et D	113
IV.3.3.3. Perte de deux phases en utilisant aussi la machine fictive M3.....	113
IV.3.4. Conclusion sur le fonctionnement en mode dégradé.....	114
Conclusion générale	116
Annexe 1 : Calcul du couple	118
Annexe 2 : Le bobinage.....	120
Annexe 3 : Les machines à flux axial.....	122
Annexe 4 : Nomenclature et dimensions principales	124
Annexe 5 : Caractéristiques des aimants	126
Références bibliographiques	127

Liste des figures

Figure 1 : Représentation symbolique d'une machine hexaphasée double-étoile	19
Figure 2 : Représentation temporelle et fréquentielle des couples électromagnétiques.....	19
Figure 3 : Représentation des couples électromagnétiques pour les machines 3, 5 et 7 phases.....	20
Figure 4 : Description par familles d'harmoniques de E. A. Klingshirn	21
Figure 5 : Evolution de la tension et courant dans une phase avant et après filtrage [13].....	22
Figure 6 : Spectre des trois signaux de commande en tension	23
Figure 7 : Schéma équivalent aux vecteurs d'espaces	30
Figure 8 : Onduleur de tension à deux niveaux alimentant une machine à 7 phases couplées en étoile.....	32
Figure 9 : Projection du vecteur tension sur le plan de la machine fictive M1	34
Figure 10 : Projection du vecteur tension sur le plan des machines fictives M2 (a) et M3 (b)	34
Figure 11 : Représentation du vecteur de Fresnel (a) et du vecteur d'espace (b).....	36
Figure 12 : REM d'une machine à 7 phases couplées en étoile.....	37
Figure 13 : Représentation idéalisée de l'induction magnétique dans l'entrefer	44
Figure 14 : Représentation idéalisée de l'induction magnétique dans l'entrefer	44
Figure 15 : Géométrie et distributions des lignes de champs dans la machine à flux radial	45
Figure 16 : Inductions en théorie et en simulation dans l'entrefer de la machine à flux radial	46
Figure 17 : Vue de coupe d'une machine à flux axial.....	47
Figure 18 : Lignes de champs dans la machine à flux axial.....	47
Figure 19 : Inductions en théorie et en simulation dans les entrefers de la machine à flux axial.....	48
Figure 20 : Nomenclature et dimensions principales	49
Figure 21 : Rotor 1 et 2 de la machine à flux axial (vue de face).....	50
Figure 22 : Représentation spatiale d'un point P dans les deux entrefers	50
Figure 23 : Inductions magnétiques dans les entrefers.....	51
Figure 24 : Inductions magnétiques dans les entrefers avec soit tous les harmoniques pris en compte (a), soit uniquement le 1 ^{er} harmonique de chaque machine fictive (b).....	52
Figure 25 : Représentation schématique de deux spires du stator	53
Figure 26 : Flux total capté par une phase avec soit tous les harmoniques pris en compte (a), soit uniquement le 1 ^{er} harmonique de chaque machine fictive (b).....	54
Figure 27 : Force électromotrice à vide d'une phase avec soit tous les harmoniques pris en compte (a), soit uniquement le 1 ^{er} harmonique de chaque machine fictive (b).....	55
Figure 28 : Vue 3D (a) et 2D (b) de K_F en fonction de K_E et K_I	56
Figure 29 : Evolution du coefficient de forme K_F en fonction de K_I pour un K_E donné.....	57
Figure 30 : Vue 3D (a) et 2D (b) de R_2 en fonction de A et de B_{RE1}	58
Figure 31 : C_{EM} en fonction de A et de B_{RE1}	59
Figure 32 : Représentation des pôles sur les deux rotors	60
Figure 33 : Courbes $B=f(H)$ des matériaux utilisés au stator et au rotor.....	61
Figure 34 : Parcours idéalisés de deux lignes de champs.....	61
Figure 35 : Inductions magnétiques dans les deux entrefers.....	63
Figure 36 : Représentation « à plat » d'une dent et d'une encoche	64
Figure 37 : Parcours idéalisé des lignes de champs dans la machine.....	65
Figure 38 : Représentation de la fonction de bobinage de deux enroulements successifs	66
Figure 39 : Structure à deux rotors identiques (a) et à deux rotors différents (b).....	70
Figure 40 : Deux différentes topologies pour les machines à flux axial TORUS-S.....	72

Figure 41 : Représentation en 3D d'un sixième de la machine.....	72
Figure 42 : Photo et dimensions du stator	72
Figure 43 : Photos et dimensions des deux rotors	73
Figure 44 : Représentation du maillage des parties actives de la structure $\rho_1\text{-}\rho_1$	75
Figure 45 : Distribution de l'induction magnétique pour les deux structures $\rho_1\text{-}\rho_1$ (a) et $\rho_1\text{-}\rho_2$ (b)	75
Figure 46 : Module de l'induction magnétique suivant Z dans les deux entrefers face à ρ_1 sous un pôle (a) et face à ρ_2 sous trois pôles (b)	76
Figure 47 : Induction magnétique suivant Z pour un rayon moyen $((R_2+R_1)/2)$ pour le rotor 1 (a) et le rotor 2 (b)	76
Figure 48 : Comparaison des inductions magnétiques analytiques et par EF3D par FFT	77
Figure 49 : Force axiale résultante entre un rotor et un stator ramenée sous un pôle	77
Figure 50 : Couple de détente par EF3D avec et sans modification des résultats	78
Figure 51 : Couple de détente par EF3D avec et sans décalage entre les deux rotors.....	78
Figure 52 : Couple de détente par EF3D pour différents pas de décalage entre les rotors.....	79
Figure 53 : Evolution du couple de détente en fonction de la position (a) en expérimental et par EF3D et FFT des deux signaux (b)	80
Figure 54 : Flux captés dans les différentes phases en fonction du courant i_A par EF3D avec des caractéristiques non linéaire pour les matériaux magnétiques	81
Figure 55 : Echelon de tension aux bornes de la phase A (a) et diagramme de Bode (b) pour une machine avec deux rotors identiques.....	82
Figure 56 : Echelon de tension aux bornes de la phase A (a) et diagramme de Bode (b) pour une machine avec deux rotors différents.....	83
Figure 57 : Flux expérimentaux dans les différentes phases de la machine en alimentant la phase A par un courant sinusoïdal pour une configuration avec deux rotors identiques.....	83
Figure 58 : Flux expérimentaux dans les différentes phases de la machine en alimentant la phase A par un courant sinusoïdal pour une configuration avec deux rotors différents.....	84
Figure 59 : Inductances des machines fictives M1 (a), M2 (b), M3 (c) et MH (d) pour les différents types de détermination ainsi que pour les deux configurations.....	85
Figure 60 : Fem normalisées déterminées par EF3D pour deux rotors identiques mais décalés (a) et deux différents (b)	87
Figure 61 : Fem normalisées analytique, EF3D et expérimental sur une période (a) et une demi-période (b) (agrandissement) pour une configuration à deux rotors identiques	87
Figure 62 : FFT des fem analytique, EF3D et expérimental pour une configuration à deux rotors identiques	88
Figure 63 : Fem normalisées analytique, EF3D et expérimental sur une période (a) et une demi-période (b) (agrandissement) pour une configuration à deux rotors différents	88
Figure 64 : FFT des fem analytique, EF3D et expérimental pour une configuration à deux rotors différents.....	89
Figure 65 : Relevés expérimentaux des 7 forces électromotrices fictives normalisées (pour 1 radian par seconde) pour les deux structures $\rho_1\text{-}\rho_1$ (a) et $\rho_1\text{-}\rho_2$ (b)	90
Figure 66 : Forces électromotrices de la machine fictive M1 pour les structures $\rho_1\text{-}\rho_1$ (a) et $\rho_1\text{-}\rho_2$ (b)	91
Figure 67 : Forces électromotrices de la machine fictive M2 pour les structures $\rho_1\text{-}\rho_1$ (a) et $\rho_1\text{-}\rho_2$ (b)	91
Figure 68 : Forces électromotrices de la machine fictive M3 pour les structures $\rho_1\text{-}\rho_1$ (a) et $\rho_1\text{-}\rho_2$ (b)	92
Figure 69 : Synoptique du banc expérimental pour un fonctionnement en moteur (a) et en générateur (b) de l'AFPM	95
Figure 70 : Photos du banc expérimental	96

Figure 71 : REM du système heptaphasé	96
Figure 72 : Inversion du couplage mécanique.....	97
Figure 73 : Inversion du couplage électromagnétique	98
Figure 74 : Inversion de l'accumulateur d'énergie électrique	99
Figure 75 : Représentation de l'asservissement de courant dans la machine fictive M2.....	99
Figure 76 : Inversion du couplage électrique	100
Figure 77 : Structure du contrôle vectoriel en couple	101
Figure 78 : Formes d'ondes de courants (a) et de couples (b) en fonctionnement normal pour différents type de références de courant	101
Figure 79 : Courant dans la phase A (i_A) (a) et couple sur l'arbre (b) pour les deux types d'alimentations à couple donné.....	103
Figure 80 : Courant dans la phase A (i_A) (a) et couple sur l'arbre (b) pour les deux types d'alimentations à pertes Joule données.....	104
Figure 81 : Tension aux bornes de la phase A (v_A) pour les deux types d'alimentations à couple donné (a) et à pertes Joule données (b).....	105
Figure 82 : Evolution du couple sur l'arbre en fonction du rapport I_{M3}/I_{M1}	105
Figure 83 : Evolution du courant de phase i_A (a) et du couple sur l'arbre (b) pour les trois points de fonctionnement.....	106
Figure 84 : Couple sur l'arbre en fonction des pertes Joule.....	106
Figure 85 : Tension aux bornes de la phase A (v_A) (a) pour les trois points de fonctionnement ainsi qu'un agrandissement de (a) entre 20ms et 40ms (b).....	106
Figure 86 : Projection de la tension aux bornes de la phase A pour les trois points de fonctionnement dans le plan de la machine fictive M1 (a) et M2 (b)	107
Figure 87 : Projection de la tension aux bornes de la phase A pour les trois points de fonctionnement dans le plan de la machine fictive M3	107
Figure 88 : Courants dans la machine en fonctionnement en mode normal.....	108
Figure 89 : Courants dans la machine lors de la perte de la phase A	109
Figure 90 : Couple sur l'arbre lors de la perte de la phase A.....	109
Figure 91 : Couple lors de la perte de deux phases	110
Figure 92 : Courants théoriques à appliquer dans la machine fictive M2 en fonction des différents défauts pour $I_{M1}=4A$	112
Figure 93 : Couples avec (NR) et sans modification (CN) de la commande lors de la perte de deux phases	112
Figure 94 : Courants dans M2 avec ou sans modification de la commande	113
Figure 95 : Couples avec (NR_{AB}) et sans (CN_{AB}) modification des références de courant dans la machine fictive M2 lors d'injection d'harmonique de rang 3	114
Figure 96 : Algorithme de la stratégie du fonctionnement en mode dégradé.....	115
Figure 97 : Représentation du stator en 2D	120
Figure 98 : Schéma de bobinage des phases A et G.....	120
Figure 99 : Disposition des spires exploratrices.....	121
Figure 100 : Volume des parties actives en fonction de la puissance	122
Figure 101 : Poids du fer, du cuivre et des aimants en fonction de la puissance	123
Figure 102 : Pertes cuivre et fer en fonction de la puissance	123
Figure 103 : Nomenclature et dimensions principales de la machine	124
Figure 104 : Dimensions du stator et d'un rotor	125

Figure 105 : Courbes $B=f(H)$ pour des aimants de type NdFeb N48 en fonction de la température de fonctionnement.....	126
Figure 106 : Courbes $B=f(H)$ pour des aimants de type NdFeb N30H en fonction de la température de fonctionnement.....	126

Liste des tableaux

Tableau 1 : Familles d'harmoniques liées aux machines fictives pour t impair	31
Tableau 2 : Familles d'harmoniques liées aux machines fictives pour t pair avec couplage interne.....	31
Tableau 3 : Paramètres et dimensions du prototype.....	73
Tableau 4 : Particularités pour la structure ρ_1 - ρ_1	74
Tableau 5 : Particularités pour la structure ρ_1 - ρ_2	74
Tableau 6 : Inductances mutuelles pour une machine possédant deux rotors identiques.....	84
Tableau 7 : Inductances mutuelles pour une machine possédant deux rotors différents.....	84
Tableau 8 : Inductances des trois machines fictives pour les deux structures.....	86
Tableau 9 : Comparaison du 1 ^{er} harmonique de force électromotrice pour les trois méthodes de détermination pour ρ_1 - ρ_1	87
Tableau 10 : Comparaison du 1 ^{er} harmonique de force électromotrice pour les trois méthodes de détermination pour ρ_1 - ρ_2	89

Principales notations, abréviations et acronymes

A	densité linéique de courant (A/m)
b_{E1}	arc polaire sur le rotor 1
b_{E2}	arc polaire sur le rotor 2
B_F	valeur maximale admissible du champ magnétique dans le fer (T)
B_{FCSE1}	valeur de l'induction magnétique dans la culasse statorique au niveau de l'entrefer 1 (T)
B_{FCSE2}	valeur de l'induction magnétique dans la culasse statorique au niveau de l'entrefer 2 (T)
B_{FCRE1}	valeur de l'induction magnétique dans la culasse rotorique au niveau de l'entrefer 1 (T)
B_{FCRE2}	valeur de l'induction magnétique dans la culasse rotorique au niveau de l'entrefer 2 (T)
B_R	amplitude maximale de l'induction magnétique dans l'entrefer (T)
B_{RE1}	valeur moyenne de l'induction magnétique sous un aimant dans l'entrefer 1 (T)
B_{RE2}	valeur moyenne de l'induction magnétique sous un aimant dans l'entrefer 2 (T)
C_{EM}	couple électromagnétique (Nm)
C_R	coefficient de remplissage
d	densité de courant (A/m^2)
e_1	épaisseur d'entrefer entre le rotor 1 et le stator (m)
e_2	épaisseur d'entrefer entre le rotor 2 et le stator (m)
E	valeur efficace de la force électromotrice à vide (V)
E_h	valeur efficace de la force électromotrice à vide de l'harmonique de rang h (V)
h	rang de l'harmonique considéré
I	valeur efficace du courant dans une phase (A)
I_h	valeur efficace du courant dans une phase de l'harmonique de rang h (A)
i_k	courant dans la phase k (A)
k	indice de la phase considérée,
K_C	coefficient correctif entre les rayons R_1 et R_2
K_E	coefficient de forme de la force électromotrice à vide
K_F	coefficient de forme fonction de K_E et K_I
K_I	coefficient de forme du courant dans une phase
K_R	coefficient de répartition de l'utilisation des machines fictives
K_{KE1}	coefficient de Carter pour l'entrefer 1
K_{KE2}	coefficient de Carter pour l'entrefer 2
L_{AE1}	épaisseur d'un aimant dans l'entrefer 1 (m)
L_{AE2}	épaisseur d'un aimant dans l'entrefer 2 (m)
L_{CRE1}	épaisseur de la culasse rotorique du rotor 1 (m)
L_{CRE2}	épaisseur de la culasse rotorique du rotor 2 (m)
L_{CSE1}	épaisseur de la culasse statorique côté entrefer 1 (m)
L_{CSE2}	épaisseur de la culasse statorique côté entrefer 2 (m)
L_E	profondeur d'une encoche (m)
L_F	inductance de fuite (propre) d'une phase (H)
L_{M1}	valeur de l'inductance de la machine fictive 1 (H)
L_{M2}	valeur de l'inductance de la machine fictive 2 (H)
L_{M3}	valeur de l'inductance de la machine fictive 3 (H)
L_{MH}	valeur de l'inductance de la machine fictive homopolaire (H)
L_{ROT1}	longueur d'une ligne de champ moyenne dans le rotor 1 (m)

L_{ROT2}	longueur d'une ligne de champ moyenne dans le rotor 2 (m)
L_{STA1}	longueur d'une ligne de champ moyenne dans le stator 1 (m)
L_{STA2}	longueur d'une ligne de champ moyenne dans le stator 2 (m)
n	nombre de phases de la machine
N_C	nombre de conducteurs par encoche
N_E	nombre d'encoches par pôle et par phase
N_S	nombre de spires dans une bobine (une phase est constituée de $2p$ bobines)
p	nombre de paires de pôles
P_{EM}	puissance électromagnétique (W)
P_{E1}	perméance surfacique au niveau de l'entrefer 1
P_{E2}	perméance surfacique au niveau de l'entrefer 2
R	résistance d'une phase (Ω)
R_1	rayon intérieur au niveau du rotor de la machine (m)
R_2	rayon extérieur au niveau du rotor de la machine (m)
S_{PE1}	surface d'un pôle dans l'entrefer 1 (m^2)
S_{PE2}	surface d'un pôle dans l'entrefer 2 (m^2)
T	période de fonctionnement (s)
V_{BUS}	valeur de la tension du bus continu (V)
V_k	tension aux bornes de la phase k (V)
x	largeur d'une encoche (m)
X	pas dentaire (m)
ω	pulsation d'alimentation (rad/s)
μ_0	perméabilité relative de l'air ($4\pi 10^{-7}$)
ρ_1	rotor n°1 possédant 6 pôles (3p)
ρ_2	rotor n°2 possédant 18 pôles (9p)
ψ	angle entre le fondamental et l'harmonique 3 de courant (rad)
Ω	vitesse de rotation angulaire de l'arbre de la machine (rad/s)

$\rho_1 - \rho_1$	configuration avec 2 rotors identiques (2 rotors n°1)
$\rho_1 - \rho_2$	configuration avec 2 rotors différents (rotor n°1 + rotor n°2)
AFPM	machine à flux axial à aimants permanents
EF3D	méthode des éléments finis en 3D
fem	force électromotrice à vide
FFT	transformée de Fourier
M1	machine fictive 1
M2	machine fictive 2
M3	machine fictive 3
MH	machine fictive homopolaire

MCC	Machine à Courant Continu
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsions
PI	Proportionnel Intégral
REM	Représentation Energétique Macroscopique
SMC	Structure Maximale de Commande

Introduction générale

La conception des machines, originellement couplées directement au réseau électrique, est antérieure à celle des convertisseurs statiques. Ces derniers ont été alors adaptés aux machines existantes. Mais si la machine n'est plus directement couplée au réseau triphasé le choix du nombre de phases peut être a priori reconsidéré. En effet, conserver trois phases dans les domaines soit des systèmes embarqués « basse tension » (<42V) soit dans le domaine des fortes puissances (>500kW) implique des contraintes fortes tant sur le convertisseur statique que sur la machine. Ainsi, l'utilisation d'onduleurs multi-niveaux avec donc augmentation de la tension pose le problème des tensions élevées que doit supporter la machine. Par ailleurs, dans le cadre de l'utilisation d'onduleur de tension deux voire trois niveaux avec des composants de puissance en parallèle et en série pour réaliser les cellules de commutation basse tension/fort courant, c'est la problématique de la fiabilité et du surdimensionnement associé qui se pose. Enfin, les contraintes en terme de fiabilité augmentent avec le niveau de puissance surtout si comme dans le cas de l'éolien offshore la maintenance devient un élément critique. Ces différents aspects ont déjà amené au développement industriel des machines hexaphasées double-étoile alimentées par des commutateurs de courant (ponts à thyristors). Ce mode d'alimentation simple et robuste comporte des limites en termes de dynamique, de souplesse de commande et s'applique surtout à des machines synchrones à excitation indépendante.

On s'intéresse dans la thèse à la conception d'entraînements à vitesse variable comportant des machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses et non saturées mais dont le nombre de phases n'est plus égal à trois. L'objectif est d'examiner simultanément les contraintes liées à la machine et à l'ensemble onduleur de tension/commande dans le but de réaliser un ensemble polyphasé. L'effet escompté par cette approche simultanée est le développement de structures rustiques d'onduleur 2 voire 3 niveaux dont le nombre élevé de bras doit permettre intrinsèquement d'accroître le MTBF (Mean Time Between Failure). Ce dernier point est particulièrement important dans les domaines en émergence des systèmes embarqués électriques (avionique, marine, ferroviaire et automobile) souvent « basse tension » et/ou de forte puissance. La complexité de ces dispositifs polyphasés est plus répartie : elle se situe surtout au niveau de la commande, de la connectique machine/onduleur mais très peu au niveau de l'onduleur contrairement aux structures triphasées multi-niveaux dont les machines et les commandes sont plus standards. Le défi est dans le caractère pluridisciplinaire : reprendre de façon simultanée la conception de la machine électrique en tenant compte des contraintes technologiques d'électronique de puissance et de commande. L'essor constant de l'informatique industrielle pousse à parier sur la fiabilité que pourra apporter l'usage de plusieurs processeurs en parallèle permettant de gérer plusieurs voies de puissance en parallèle : les structures polyphasées sont en cela intrinsèquement adaptée à ce type de traitement de l'énergie.

Dans ce document qui présente la synthèse de notre travail, nous présentons quatre chapitres.

Dans le Chapitre I, nous faisons un état de l'art principalement tourné sur les systèmes polyphasés et la présentation d'outils déjà développés au L2EP pour leur étude.

Dans le Chapitre II, nous nous intéressons à la possibilité spécifique des machines polyphasées de posséder des harmoniques spatiaux de force magnétomotrice et de force électromotrice tout en présentant des couples pulsatoires de très faible amplitude. Pour ce faire, on utilise l'approche multi-machines des machines polyphasées, rappelée au Chapitre I. Elle permet de spécifier des

caractéristiques favorables à un fonctionnement en mode normal et dégradé avec des pulsations de couple faibles. Avec une répartition fixée des bobinages, nous examinons sur un prototype l'effet d'une modulation des forces électromotrices en jouant sur la nature et la distribution des aimants permanents au rotor. La mise en œuvre concrète sur prototype de faible puissance nous conduit ensuite à développer une structure à flux axial dont un dimensionnement et une caractérisation analytiques multi-harmoniques sont décrits.

Dans le Chapitre III, une comparaison, pour les deux prototypes développés, entre résultats expérimentaux et résultats obtenus par approches analytique et numérique (calcul 3D) est effectuée. Elle permet de valider l'approche analytique multi-harmoniques et met en exergue l'apport du calcul numérique. La caractérisation expérimentale des machines fictives permet de développer le Chapitre IV.

Dans le Chapitre IV, une structure de commande est construite par inversion causale et une commande vectorielle est décrite et implantée expérimentalement. L'impact sur le dimensionnement de la tension du bus continu de l'onduleur est examiné. La dernière partie concerne la mise en œuvre d'une commande de la machine avec une ou deux phases non alimentées en utilisant le concept Multi-machines. Les résultats expérimentaux confirment le bon comportement de la machine en mode dégradé et la validité de la commande proposée.

Chapitre I. Etat de l'art

1.1. Les systèmes polyphasés

Cette première partie de l'état de l'art est relative aux systèmes polyphasés. En effet, nous allons d'abord analyser les systèmes « machine polyphasée/convertisseur ». Puis nous rappellerons les outils développés au L2EP pour l'étude des systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs. C'est avec ces outils que nous mettrons en place une méthodologie de conception et de commande des systèmes polyphasés.

1.1.1. Analyse des systèmes « machine polyphasée/convertisseur »

Nous allons faire un classement des systèmes comprenant une machine polyphasée et un convertisseur statique. Ce classement est effectué en fonction du convertisseur statique alimentant la machine polyphasée. C'est en effet l'évolution de l'électronique de puissance et des systèmes de commande qui a permis aux machines polyphasées de se développer.

1.1.1.1. Cas des commutateurs de courant

Les commutateurs de courant (ponts à thyristors) ont été les premiers convertisseurs statiques utilisés pour alimenter les machines synchrones polyphasées. C'est principalement dans le domaine des fortes puissances que ce type de système est employé [1]-[2]-[3].

1.1.1.1.1. Cas historique de la machine double-étoile

La machine polyphasée avec un nombre de phases supérieur à trois, la plus étudiée et utilisée est la machine hexaphasée dite double-étoile ou double-triphasée [1]-[2]-[4]-[5]. L'induit de cette machine se compose de deux bobinages triphasés (R, S, T et U, V, W) décalés de 30° entre eux et dont les neutres respectifs sont isolés. La Figure 1 représente symboliquement la disposition des bobinages de cette machine.

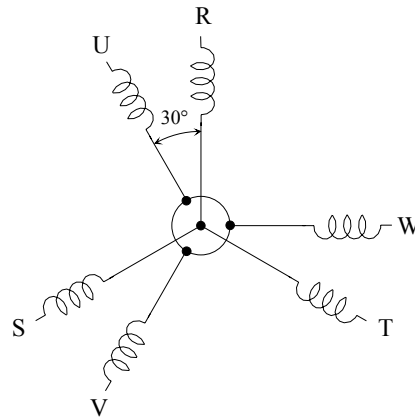


Figure 1 : Représentation symbolique d'une machine hexaphasée double-étoile

Pour mettre en évidence les avantages et les inconvénients de cet ensemble, nous allons le comparer à l'ensemble machine/commutateur de courant triphasé, tout d'abord en terme d'ondulation de couple puis de fonctionnement en mode dégradé.

On suppose que les deux machines (triphasée et double-triphasée) ont une répartition sinusoïdale de leurs forces électromotrices à vide (notée f_{em}) et que tout effet de réluctance variable et de non-linéarité magnétique est négligé. On alimente par des créneaux de courant dont le fondamental, à 50Hz, est en phase avec les forces électromotrices à vide. La Figure 2 donne pour un même couple électromagnétique moyen, les formes temporelles et fréquentielles des couples instantanés (en supposant la vitesse de rotation angulaire de l'arbre de la machine Ω constante).

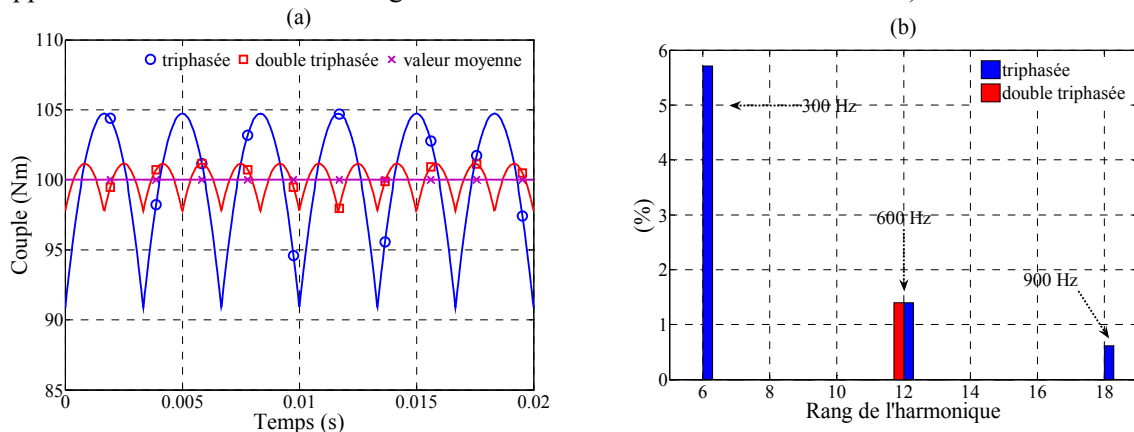


Figure 2 : Représentation temporelle et fréquentielle des couples électromagnétiques

De par la représentation temporelle, il apparaît que la machine double-triphasée présente moins d'ondulations de couple. Une analyse plus quantitative est obtenue par la transformée de Fourier (noté FFT) des deux signaux temporels : la première raie présente dans le spectre du couple de la machine double-triphasée est de fréquence double de celle de la machine triphasée, point favorable pour le dimensionnement des éléments de filtrage.

Un autre point de comparaison entre ces deux machines est celui du fonctionnement en mode dégradé correspondant à l'ouverture d'une phase. Si la machine triphasée est classiquement couplée en étoile, le fonctionnement n'est plus possible sans pulsations de couple très importantes. Pour la machine double-triphasée, une stratégie simple de commande consiste à n'alimenter qu'une seule étoile sur les deux. Le couple disponible est alors égal à 50% du couple nominal.

Du point de vue pratique, cette structure double-triphasée permet d'utiliser les structures triphasées déjà existantes en ce qui concerne les ponts à thyristors. Les commandes de ces ponts n'ont qu'à être décalées temporellement d'une durée correspondant au déphasage spatial de 30° entre les deux étoiles.

1.1.1.1.2. Extension aux machines à 5 et 7 phases

Nous pouvons étendre l'étude précédente aux machines à 5 et 7 phases. Avec la même stratégie de commande que précédemment, nous obtenons Figure 3 les formes d'ondes du couple électromagnétique dans trois types de machines (3, 5 et 7 phases) :

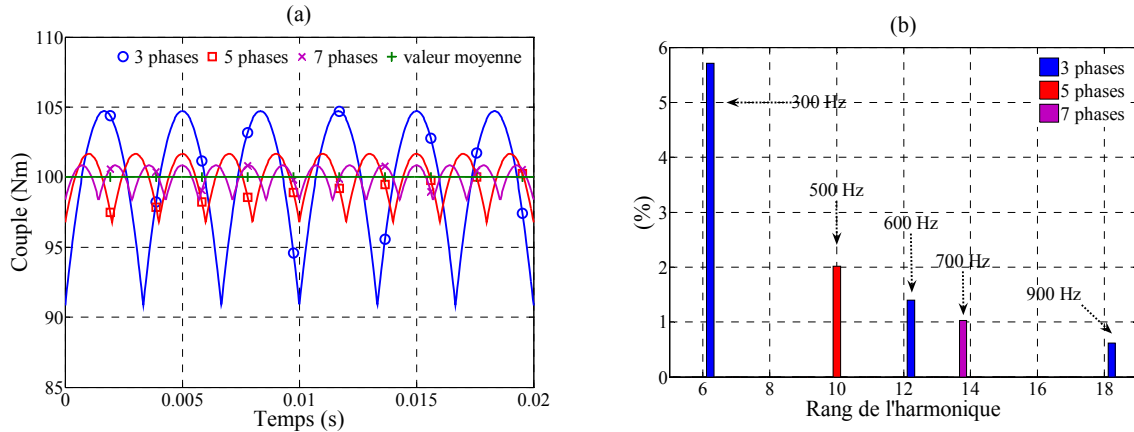


Figure 3 : Représentation des couples électromagnétiques pour les machines 3, 5 et 7 phases

En observant la Figure 3, nous nous rendons compte que plus le nombre de phases est important :

- plus les amplitudes d'ondulation sont faibles ;
- plus les fréquences de ces ondulations sont élevées.

En utilisant cet ensemble machine polyphasée convertisseur, nous pouvons affirmer que plus le nombre de phase est important, plus l'ensemble permet :

- le fractionnement de la puissance, ce qui est fort appréciable pour diminuer les contraintes (diminution de la tension commutée à courant donné par exemple) sur les bobinages et les interrupteurs statiques surtout dans les domaines de la traction, de la marine ;
- de réduire les amplitudes d'ondulations de couple et d'augmenter leur fréquence, ce qui provoque une amélioration des caractéristiques Bruit – Vibration (équipements militaires, alternateurs automobile, ...).

1.1.1.1.3. Inconvénients de cette structure

Il existe cinq principaux inconvénients à cette structure [5] :

- elle n'autorise que l'utilisation de machine synchrone car les ponts à thyristors absorbent une puissance réactive que ne peut fournir une machine asynchrone ;
- dans ce type de structure la règle de compatibilité entre sources n'est pas respectée : on connecte la source de courant continu à une machine électrique qui est intrinsèquement de type source de courant. Les commutations ne peuvent donc pas dans le principe être instantanées et induisent des surtensions. La bande passante du contrôle en couple ne pourra pas de ce fait être très large. Elle peut néanmoins être tout à fait suffisante pour certaines applications notamment aux fortes puissances (dynamique limitée par des considérations mécaniques notamment) ;
- à courant donné, la valeur du couple électromagnétique est limitée par une contrainte physique du thyristor : son temps de recouvrement inverse. L'angle de retard à l'amorçage doit être inférieur à 180° afin de pouvoir garantir le blocage des thyristors (un angle de garde doit être considéré). A pleine puissance on trouve plutôt 150° que 180° avec donc une diminution correspondante du couple de près de 13% ;
- il y a systématiquement des apparitions de surtension au niveau des interrupteurs ;

- aux basses vitesses, la force électromotrice n'étant pas assez élevée un dispositif auxiliaire forçant la commutation est nécessaire.

1.1.1.2. Cas des onduleurs de tension pleine onde

L'alimentation des machines polyphasées par des onduleurs de tension fonctionnant en mode pleine onde a été étudiée dans le cas des machines à induction qui ne peuvent pas être alimentées par les commutateurs de courant précédemment décrits. Dans le cadre du fonctionnement en régime permanent, E. A. Klingshirn [6]-[13] a examiné l'impact de l'alimentation par onduleur de tension pleine onde. Il a alors été amené à établir dans ce cadre des concepts que nous rappelons au paragraphe I.2 (p. 28), concepts généralisés dans [7]-[8]-[9] aux modèles valables en régime transitoire. Par ailleurs, H. A. Toliyat [10]-[11]-[12] a étudié, par l'approche des champs tournants, l'adéquation entre la structure des bobinages d'une machine électrique et son alimentation par un onduleur de tension pleine onde. A été mise en évidence alors la possibilité d'utiliser différents harmoniques pour contribuer à la création du couple.

1.1.1.2.1. Introduction par E. A. Klingshirn des familles d'harmoniques d'une machine polyphasée [6]-[13]

Lors de l'alimentation d'une machine polyphasée par l'intermédiaire d'un onduleur de tension, les courants comportent des composantes harmoniques non productrices de couple et qualifiées donc de parasites. E. A. Klingshirn utilise le formalisme des composantes symétriques pour analyser en régime permanent ce problème. Il distingue le nombre q connexions externes d'une machine du nombre n de ses bobines supposées déphasés d'un angle $2\pi/n$. Il définit alors un ensemble de schémas électriques caractéristiques de la machine. Chacun de ces circuits, indépendant des autres, est caractérisé par une famille d'harmoniques et une inductance (Figure 4). La valeur de cette dernière dépend des fuites magnétiques ainsi que des harmoniques de forces magnétomotrices. Si une machine est à distribution purement sinusoïdale alors les inductances des circuits non liées au premier harmonique ne dépendent que des fuites magnétiques. Les courants parasites observés sont d'autant plus élevés que les harmoniques de tensions sont importants au regard de la valeur de l'inductance caractéristique du circuit.

Number of phases		Phase belt angle	Sequence or set	Harmonics in set	Inductance for set
n=q	n=2q				
2	4	90°	1	1, 3, 5, 7, ..., $2v \pm 1, \dots$	L(1)
3	6	60°	1	1, 5, 7, 11, ..., $3v \pm 2, \dots$	L(1)
			3*	3, 9, ..., $3v, \dots$	L(3)
5	10	36°	1	1, 9, 11, 19, ..., $5v \pm 4, \dots$	L(1)
			3	3, 7, 13, 17, ..., $5v \pm 2, \dots$	L(3)
			5*	5, 15, ..., $5v, \dots$	L(5)
6	12	30°	1	1, 11, 13, 23, ..., $6v \pm 5, \dots$	L(1)
			3*	3, 9, 15, 21, ..., $6v \pm 3, \dots$	L(3)
			5	5, 7, 17, 19, ..., $6v \pm 1, \dots$	L(5)
9	18	20°	1	1, 17, 19, 35, ..., $9v \pm 8, \dots$	L(1)
			3*	3, 15, 21, 33, ..., $9v \pm 6, \dots$	L(3)
			5	5, 13, 23, 31, ..., $9v \pm 4, \dots$	L(5)
			7	7, 11, 25, 29, ..., $9v \pm 2, \dots$	L(7)
9*	9, 27, ..., $9v, \dots$	L(9)			
12	24	15°	1	1, 23, 25, ..., $12v \pm 11, \dots$	L(1)
			3*	3, 21, 27, ..., $12v \pm 9, \dots$	L(3)
			5	5, 19, 29, ..., $12v \pm 7, \dots$	L(5)
			7	7, 17, 31, ..., $12v \pm 5, \dots$	L(7)
			9*	9, 15, 33, ..., $12v \pm 3, \dots$	L(9)
11	11, 13, 35, ..., $12v \pm 1, \dots$	L(11)			

* Currents for these sets can be eliminated by the connections alone.

Figure 4 : Description par familles d'harmoniques de E. A. Klingshirn

A titre d'exemple, on retrouve dans la Figure 4 le cas de la machine double-triphasée qui apparaît pour $n = 2q = 12$. Au sein de cette machine 12 bobines sont disposées régulièrement et déphasées de 30° entre elles. Des connexions internes permettent ensuite de ne sortir que six fils, nombre qui lui confère l'appellation de machine hexaphasée double-étoile ou double-triphasée. La machine double-triphasée comporte trois familles d'harmoniques, le couplage double-étoile permettant de ne pas alimenter le circuit correspond à la famille numéro trois (repérée par une étoile par E. A. Klingshirn). On retrouve également l'origine des pulsations bien connues d'harmonique de rang 12 pour le couple : l'interaction des harmoniques 1, 11 et 13 de courant et de fem. On notera sur la Figure 4 que E. A. Klingshirn ne s'est intéressé qu'aux machines comportant un nombre pair de bobines.

1.1.1.2.2. Inconvénients

Pour annuler ou plutôt diminuer ces courants parasites E. A. Klingshirn propose de placer en série avec les enroulements de la machine des filtres. La Figure 5 donne le résultat de l'alimentation d'une machine à neuf phases avant et après filtrage :

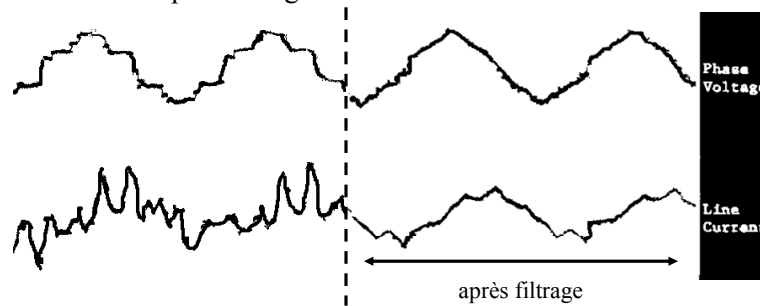


Figure 5 : Evolution de la tension et courant dans une phase avant et après filtrage [13]

Nous observons une nette diminution des courants parasites. Néanmoins, les filtres représentent des éléments supplémentaires lourds et encombrants à ajouter au dispositif existant. Cette approche par insertion de filtres est évidemment intéressante pour alimenter une machine qui serait par conception mal adaptée à l'alimentation électronique avec onduleur de tension. C'est le cas, pourtant idéal dans le cas triphasé, des machines à forces magnétomotrices sinusoïdales.

En résumé, il a été observé, lors de l'alimentation d'une machine asynchrone polyphasée par onduleur de tension, l'apparition de courants dits parasites se superposant au courant moyen à l'origine du couple. Les harmoniques de tension, générés par l'onduleur de tension, sont à l'origine de ces courants qui peuvent être particulièrement importants dans le cas de machines à plus de trois phases. En effet, l'impédance de la machine peut être plus faible pour certains harmoniques qu'elle ne l'est pour le premier harmonique, engendrant de ce fait des courants d'amplitude élevée. La limitation de ces courants parasites s'obtient soit en augmentant les inductances de fuite, soit en augmentant les harmoniques de force magnétomotrice, soit comme préconisé par E. A. Klingshirn par l'insertion de filtres entre l'onduleur et la machine, soit enfin en utilisant une commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) comme décrit dans le paragraphe suivant.

1.1.1.3. Cas des onduleurs de tension à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

Avec les onduleurs de tension commandés en MLI, des lois de contrôle performantes de type vectorielles peuvent être développées. De ce fait, des modèles valables en régime transitoire sont alors nécessaires. Parmi les ouvrages classiques sur les machines électriques, [14] développe un chapitre complet sur les machines polyphasées. Un modèle valable en régime transitoire y est présenté. Cette

modélisation se base sur une approche au premier harmonique spatial pour les forces magnétomotrices. Une généralisation de la transformation de Concordia en est déduite permettant d'introduire les nouveaux repères de travail classiquement utilisés dans les articles concernant les machines polyphasées. Afin de pouvoir tenir compte des harmoniques spatiaux, une approche vectorielle a été développée dans [7]. On retrouve alors la même transformation de Concordia, très proche de celle de Fortescue utilisée par E. A. Klingshirn par l'approche des composantes symétriques, mais sans être obligé de faire une hypothèse au premier harmonique.

I.1.1.3.1. Résolution du problème de filtrage

Outre la possibilité d'implanter des contrôles vectoriels, la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions permet de résoudre sans adjonction de filtres supplémentaires le problème de filtrage observé en régime permanent dans le cas de la commande pleine onde. En effet, les harmoniques de tension de faible rang (3, 5 et 7) créés en commande pleine onde n'existent plus en MLI. Les premiers harmoniques indésirables se situent alors autour de la fréquence de MLI. Pour illustrer cela, nous prenons comme exemple une tension sinusoïdale à 50Hz (qui est la consigne de l'onduleur), une tension pleine onde (PO) à 50Hz et une tension MLI engendrée par la comparaison de la consigne et d'une fonction triangulaire à 5kHz. La Figure 6 donne le spectre des trois signaux :

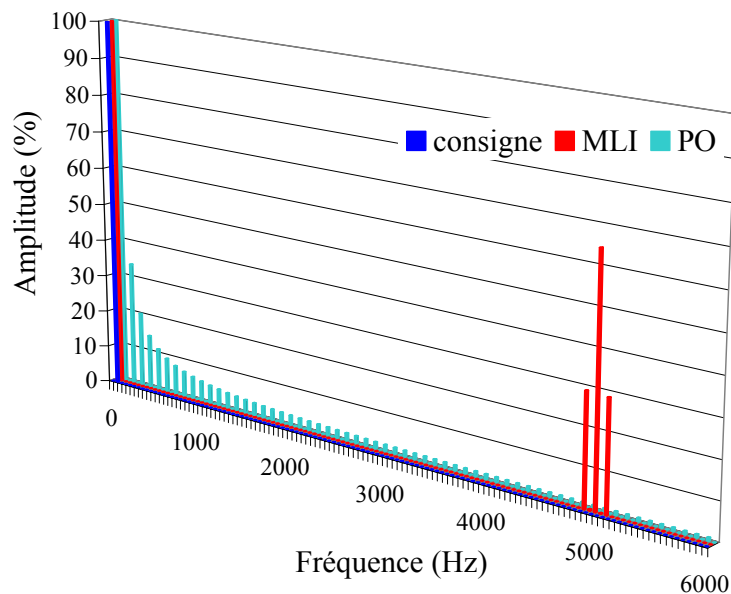


Figure 6 : Spectre des trois signaux de commande en tension

La Figure 6 montre bien que les harmoniques ont été repoussés à des fréquences élevées (autour de la fréquence de 5KHz).

Il faut noter néanmoins que les six bras alimentant la machine double-étoile doivent être synchronisés entre eux. Dans le cas contraire, on observe là encore des courants parasites [15]-[16]-[17]. De ce fait, on ne peut pour alimenter les deux étoiles utiliser deux onduleurs de tension triphasés avec seulement comme dans le cas des commutateurs de courant un décalage temporel entre les deux commandes. La commande d'une machine double-étoile devient donc réellement une problématique de commande de machine polyphasée. L'appellation double-triphasée n'est plus adéquate.

1.1.1.3.2. Différent types de machines alimentées

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs sortes d'ensembles onduleur de tension MLI/machines polyphasées. Nous en dressons un panorama succinct en fonction des différents types de machines polyphasées considérées, à savoir les machines à induction, les machines synchrones à réluctance variable ou à excitation bobinée et les machines synchrones à aimants.

1.1.1.3.2.1. Machines à induction à cage

Les machines à induction ne peuvent être alimentées par les commutateurs de courants à thyristors du fait de la puissance réactive que ces derniers requièrent. De ce fait, l'alimentation de ces machines par onduleurs de tension a fait l'objet de nombreuses études tout d'abord dans le cadre déjà décrit au paragraphe précédent d'une alimentation par onduleur de tension pleine onde puis d'une alimentation par onduleur commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions. Du point de vue conception, les modifications qui peuvent être apportées à une machine polyphasée à induction à cage se limitent à la structure du bobinage.

Sous la direction de T. A. Lipo, trois travaux de thèse, faisant suite à ceux de H. A. Toliyat, ont exploré le sujet de la machine asynchrone double-étoile.

La thèse de Y. Zhao [18] développe un modèle mathématique d'une machine hexaphasée double-étoile et une commande vectorielle associée s'appuyant sur une décomposition d'un espace de dimension 6 en trois sous espaces propres orthogonaux. Ne tenant pas compte des harmoniques d'espace dans son modèle, Y. Zhao en déduit que le couple de la machine asynchrone double-étoile est uniquement dû aux interactions flux/courant dans un plan classiquement appelé (dq) comme c'est le cas pour les machines triphasées. Une commande par vecteur d'espace est implantée [19]-[20].

La thèse de A. R. Muñoz [21] s'intéresse à une structure originale de machine double-étoile comportant deux bobinages statoriques avec des nombres de paires de pôles différents (4 pôles et 12 pôles). L'objectif de cette structure est de pouvoir implanter une commande sans capteurs avec de bonnes performances aux basses vitesses grâce au bobinage à 12 pôles et un bon comportement aux vitesses élevées grâce au bobinage à 4 pôles. Une modélisation permet de montrer que le couple de la machine est la somme de deux couples indépendants [22].

Toujours sous la direction de T. A. Lipo, R. O. C. Lyra [23] s'intéresse à l'augmentation du couple massique d'une machine asynchrone double-étoile par la réalisation d'un bobinage spécifique permettant d'exploiter l'harmonique de rang trois de force magnétomotrice. Une augmentation du couple de près de 40% est observée par rapport à la structure triphasée équivalente ou 21% à densité donnée de flux. On optimise alors la répartition de l'induction magnétique dans l'entrefer. Malheureusement l'alimentation des deux neutres de la machine est alors nécessaire. La structure de l'alimentation s'en trouve complexifiée [24]-[25].

Dans le principe, la commande de type MLI évacue le problème des courants parasites indépendamment de la structure de la machine, simplement en utilisant une fréquence de MLI suffisamment élevée. Dans la pratique, l'augmentation de cette fréquence implique des pertes par commutation supplémentaires. De ce fait, cette solution a ses limites dans le domaine des fortes

puissances. De nombreux travaux ont été consacrés à la commande par vecteur d'espace des machines double-étoile [26]-[30]. Une autre approche a été de modifier les bobinages en jouant sur les inductances de fuite afin de limiter les courants parasites [31]. Toujours relativement aux structures de bobinage, il est à noter que le très simple bobinage à pas diamétral est en lui-même intéressant. En effet, il implique des harmoniques de force magnétomotrices utiles dans la mesure où ils induisent une augmentation des inductances des différents circuits caractéristiques de la machine. Les courants parasites s'en trouvent atténués. De façon générale, il apparaît qu'une structure à force magnétomotrice sinusoïdale, idéale dans le cas des machines triphasées, n'est plus du tout optimale pour plus de trois phases. Toujours dans le cadre de l'impact des bobinages, S. Williamson [32] a étudié le cas général de n phases pour le bobinage à pas diamétral. Il présente les gains attendus par rapport à une structure triphasée en termes de pulsations de couple et de pertes Joule statoriques (de l'ordre de 7% par exemple pour 6 phases).

Les travaux sur les machines à induction à cinq phases ont surtout été réalisés sous la direction de H. A. Toliyat. Des articles de commande vectorielle de prototypes avec bobinage à pas diamétral ont mis en évidence la possibilité de mieux mettre à profit la structure magnétique de la machine en exploitant l'harmonique de rang trois [27]-[28]. Il est possible d'augmenter le couple massique par le fait que la répartition de l'induction magnétique dans l'entrefer n'est plus sinusoïdale mais plutôt trapézoïdale.

Dans le domaine industriel, on notera des machines à induction réalisées par Alstom pour la réalisation de moteurs de propulsion électrique de navire : machine à 15 phases (avec trois étoiles de 5 phases) de 20MW pour la Royal Navy [33], machine à 6 phases pour navire à propulsion électrique [17]. Des études sont également engagées par Vestas pour la réalisation d'éoliennes [34].

Dans ces applications industrielles, outre le fractionnement de la puissance c'est la fiabilité de fonctionnement lorsqu'une ou plusieurs phases ne sont plus alimentées qui est intéressante. Dans les structures multi-étoiles, il suffit de déconnecter l'étoile comportant la phase en défaut. On retrouve alors une structure connue dont la commande est aisée en régime permanent. Ainsi, pour la machine double-triphasée, on retrouve une structure de machine triphasée alimentée par onduleur. Cette simplicité a un revers : une perte considérable de la puissance pour une seule phase en défaut : 50% pour une machine double-triphasée ; 33% dans le cas de la machine à 15 phases comportant 3 étoiles de 5 phases. Des études sont donc de ce fait présentées [35]-[36]-[37]-[38], présentant l'effet d'un défaut au niveau d'une phase du point de vue de la machine (pertes Joule et couple).

Enfin, des applications spécifiques des machines polyphasées à induction ont été également développées [39]. Elles concernent des possibilités de couplage électrique en série avec alimentation par un seul onduleur de plusieurs machines, les couples et les vitesses pouvant être réglées de façon indépendante. On peut ainsi imaginer des reconfigurations de systèmes comportant deux machines polyphasées chacune alimentées par un onduleur dont l'un serait en panne.

1.1.1.3.2.2. Machines synchrones à rotor bobinée ou à réluctance variable

Les machines à réluctance variable ont surtout été étudiées par H. A. Toliyat [40]-[41]-[42]-[43]-[44] pour mettre à profit l'harmonique de rang trois de machines pentaphasées dans le but d'augmenter le couple massique.

Les machines à rotor bobiné hexaphasées ont été industriellement développées principalement dans le cadre d'une alimentation en courant par pont à thyristors. Alimenter ces mêmes machines sans changer leur structure par un onduleur de tension n'est pas forcément optimum. Néanmoins, différents

éléments sont favorables à ce changement : les gains attendus en termes de puissance réactive consommée sur le réseau triphasé par l'ensemble machine/convertisseurs statiques, l'amélioration du taux de distorsion harmonique du réseau triphasé, l'augmentation du couple maximum atteignable, la réduction des pulsations de couple et enfin la suppression du transformateur connecté au réseau triphasé.

Alstom a ainsi présenté diverses études concernant ce type d'applications et mis en place cette technologie sur des navires [45]-[46].

La modélisation et la commande de ces machines ont été étudiées au sein du laboratoire IREENA (ex LARGE) [17]-[47]-[48]-[49]-[50]-[51]-[65]-[86]-[87] tant en fonctionnement normal qu'en mode dégradé.

1.1.1.3.2.3. Machines synchrones à aimants

L'étude des machines synchrones à aimants permanents est plus récente. Contrairement aux machines à induction, le champ créé dans l'entrefer afin de magnétiser la machine n'est pas a priori à répartition sinusoïdale. De ce fait, aux harmoniques spatiaux de force magnétomotrice s'ajoutent ceux des forces électromotrices. Les possibilités d'optimisation de ces machines sont de ce fait plus grandes.

Par ailleurs, l'augmentation du couple volumique que les aimants terre rare confèrent à ces machines les rendent très compétitives par rapport aux machines à induction à cage très robustes et de coût modeste. Par contre, la difficulté pour désexciter la machine à aimant permanent en cas de court-circuit interne est plus grande. Aussi, peut-il être considéré que dans ce cas, une répartition des risques entre plusieurs phases est intéressante.

Des études en termes de conception de ces machines ont été menées. On notera les travaux de B. Nogarède sur des machines sans encoches [52]. Les aptitudes de machines à bobinage concentré ont été explorées dans différents articles au L2EPCI [53]-[54] et dans [55]-[56]-[57]-[58]. Par ailleurs, quelques études comparatives triphasée/pentaphasée ont été réalisées dans [73] mettant en évidence l'intérêt d'une solution pentaphasée.

La modélisation et la commande vectorielle de ces machines alimentées par onduleur de tension ont été abordées dans quelques articles ([59]-[60]-[61]-[62]-[63]-[64]).

On notera également que la capacité de fonctionnement en mode dégradé (une ou deux phases non alimentées) a été examinée dans [54]-[8] et que certaines solutions ont été proposées, [65]-[66]-[67]-[68]-[69] en partant de structures de machines existantes. Par ailleurs, les concepteurs se sont également intéressés à l'effet d'une ouverture de phase en proposant d'imposer par exemple des courants permettant la conservation du couple ou la réduction des pulsations [70]-[71]-[72]. Dans [73], une machine à 5 phases est comparée à une machine à 3 phases en cas de court-circuit et d'ouverture de phase.

Industriellement, les sociétés AREVA [74] (ex Jeumont/Technicatome) et Siemens [75] ont développé respectivement des machines à aimants 13 ou 2*13 phases (Magtronic de 3MW à 150tr/mn) et 12 phases (Permasyn 1,7 à 5MW à 120-150tr/mn) équipant des sous-marins conventionnels. Les aspects vibratoires et la fiabilité sont mis en exergue pour ces machines. Kestrel commercialise également des éoliennes de faible puissance avec générateur à flux axial à double rotor à 12 phases (400 à 2500W à 1100tr/mn) débitant sur réseau continu faible tension (<48V). Turbogenset réalise des machines à flux axial multi-disques à 6 phases pour alimentation de secours (1,2MW/20000tr/mn). Kaman développe

des machines à flux axial compactes à 6 phases (450kW/5000tr/mn). L'éolienne E40 (600kW) à 84 pôles d'Enercon comporte elle aussi 6 phases.

Les travaux développés au L2EP concernent tout particulièrement ces machines à aimants permanents, même si les formalismes mis en œuvre s'appliquent [7] aux machines à induction. Ils seront rappelés au paragraphe I.2 (p. 28). Après l'élaboration d'un formalisme vectoriel [76]-[77]-[78], une modélisation Multi-machines Multi-convertisseurs en vue de la commande a été développée dans le cadre de la thèse de X. Kestelyn ([79]-[80]-[81]-[82]-[83]-[84]-[85]) et du Groupement de Recherche Multi-machines Multi-convertisseurs ([65]-[59]-[86]-[87]). Cette modélisation a été utilisée notamment pour l'élaboration de commandes vectorielles de convertisseurs et de machines polyphasés. Le L2EP s'est engagé ensuite, en utilisant le formalisme Multi-machines Multi-convertisseurs des systèmes polyphasés, sur les aspects conception dans des travaux de thèse : ceux de Fabrice Locment ([88]-[89]-[90]-[91]-[92]-[93]) et ceux de Franck Scuiller ([94]-[95]-[96]-[97]) en collaboration avec l'IRENav. L'objectif est de concevoir des machines polyphasées adaptées aux possibilités de commande et d'alimentation offertes par les onduleurs de tension MLI.

1.1.1.3.3. Nombre de phases en tant que paramètre de dimensionnement

A l'issue de cet état de l'art, il apparaît que différentes structures polyphasées ont été étudiées. Néanmoins, le choix du nombre optimum de phases pour une application donnée n'est pas encore réglé. Bien entendu, il est possible à présent de définir des éléments importants menant à fixer un nombre de phases supérieur à trois : fractionnement de la puissance, fiabilité de fonctionnement, maîtrise des pulsations de couple, augmentation du couple massique.

Les contraintes de construction n'ont pas été évoquées mais influent bien entendu. Ainsi, si l'augmentation classique du nombre de paires de pôles dans une machine triphasée mène à des structures mécaniquement insuffisamment rigides, on préférera travailler avec un nombre plus faible de pôles. Le nombre d'encoches présentes sous un pôle peut être alors élevé menant ainsi tout simplement à une augmentation du nombre de phases. La réalisation de bobinages simples de type concentrés peut également mener à des structures polyphasées de bobinage à pas fractionnaires.

Les problèmes à résoudre surgissant lors d'une augmentation du nombre des phases ont été également établis. Outre les aspects matériels liés à l'augmentation du nombre de bornes de sortie et de bras d'onduleur, on rencontre des difficultés de commande induites par une sensibilité par rapport à certains harmoniques spatiaux et temporels. Il faut par la commande et/ou par la conception soit augmenter soit diminuer le contenu spectral de ces harmoniques.

Il n'y a pas pour l'instant de méthode générale permettant de choisir le nombre de phases d'une machine électrique.

I.2. Approche Multi-machines Multi-convertisseurs

Afin de pouvoir considérer de façon générale le nombre de phases comme un paramètre de dimensionnement, une approche Multi-machines Multi-convertisseurs a été développée au laboratoire d'électrotechnique et d'électronique de puissance de Lille (L2EP). Elle s'appuie sur la Représentation Energétique Macroscopique ainsi qu'un emploi systématique des outils vectoriels des espaces euclidiens.

I.2.1. Modèle Multi-machines

L'approche Multi-machines Multi-convertisseurs rappelée dans ce paragraphe ainsi que dans le suivant (I.2.2, p. 32) a principalement été développée au sein de l'équipe CEMASYC du L2EP par E. Semail [7] et X. Kestelyn [8]. Les machines à n phases étudiées¹, sont supposées régulièrement construites (les phases sont successivement décalées les unes aux autres de $2\pi/n$). On note respectivement i_k , v_k le courant et la tension aux bornes de la phase k .

I.2.1.1. Modélisation dans la base naturelle

Aux n phases statoriques de la machine est associé un espace vectoriel euclidien de dimension n . Il est possible de considérer que les n valeurs d'une grandeur (par exemple la tension ou le courant) associées aux n phases sont les coordonnées d'un vecteur dans une base orthonormée. Cette base dite naturelle est notée $B^n = \{\bar{x}_1^n, \bar{x}_2^n, \dots, \bar{x}_n^n\}$.

Pour les vecteurs tension et courant on a :

$$\begin{aligned}\bar{v} &= v_1 \bar{x}_1^n + v_2 \bar{x}_2^n + \dots + v_n \bar{x}_n^n \\ \bar{i} &= i_1 \bar{x}_1^n + i_2 \bar{x}_2^n + \dots + i_n \bar{x}_n^n\end{aligned}\quad (I.1)$$

L'équation en tension de la phase k en prenant en compte la résistance statorique R_s vaut :

$$v_k = R_s i_k + \frac{d\phi_{sk}}{dt} + e_{srk} \quad (I.2)$$

avec ϕ_{sk} la partie du flux capté par la phase statorique $n^\circ k$ induit uniquement par les courants statoriques et e_{srk} la force électromotrice induite dans la phase k uniquement par le champ créé par le rotor.

On peut alors donner l'équation vectorielle en tension suivante :

$$\bar{v} = R_s \bar{i} + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + \bar{e}_{sr} \quad (I.3)$$

En régime linéaire, les n flux ϕ_{sk} sont liés aux n courants par une matrice inductance du type :

$$[L_s^n] = \begin{bmatrix} L_{ss1} & M_{s1s2} & \dots & M_{s1sn} \\ M_{s2s1} & L_{ss2} & \dots & M_{s2sn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{sns1} & M_{sns2} & \dots & L_{snsn} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Cette matrice fait apparaître un couplage magnétique entre les différentes phases. La commande d'une machine avec un couplage magnétique n'est pas facile et pas pratique. Dans la théorie des espaces vectoriels on associe une application linéaire (un endomorphisme) notée L_s dont les coordonnées dans la base B^n forme la matrice $[L_s^n]$. Cette application possède des caractéristiques qui lui sont propres,

¹ Les machines sont supposées à pôles lisses (pas d'effet réductant) et linéaires au sens magnétique (pas de saturation).

indépendantes de la base d'étude choisie : des espaces propres ainsi que des valeurs propres. En travaillant au sein de ces espaces propres, les relations entre vecteurs flux et vecteurs courant se simplifient fortement. Lors de l'implantation matérielle du contrôle il est intéressant de travailler dans une base constituée de vecteurs de ces espaces propres. Dans une telle base, l'application L_s a une matrice diagonale : il n'y a plus de terme de couplage magnétique, ce qui permet de réaliser plus facilement la commande de la machine.

1.2.1.2. Modélisation dans la base de découplage

Pour permettre de dégager l'approche Multi-machines, il faut étudier en détail l'application linéaire L_s . En effet L_s possède des propriétés liées à la symétrie et à la circularité de la matrice carrée (I.4). L'étude commence par le calcul des valeurs propres. Pour ce faire, il faut résoudre l'équation $P(\lambda) = 0$ avec $P(\lambda)$ le polynôme caractéristique² de L_s . Puis on exploite la notion d'espace propre³ pour induire le formalisme Multi-machines.

1.2.1.2.1. Propriétés de L_s

La symétrie et la circularité de (I.4) confère à L_s plusieurs propriétés.

Son polynôme caractéristique $P(\lambda)$ est scindé et la dimension d'un espace propre E_g associé à une valeur propre L_g est égale à l'ordre de multiplicité n_g de L_g au sein de $P(\lambda)$. On a donc en considérant qu'il y a N sous espaces propres E_g de dimension égale à n_g :

$$P(\lambda) = \prod_{g=1}^{g=N} (\lambda - L_g)^{n_g} \quad (I.5)$$

Les espaces propres sont orthogonaux entre eux et l'espace vectoriel peut être décomposé en une somme des espaces propres E_g . Le vecteur tension peut alors se décomposer de façon unique en une somme vectorielle de vecteurs des espaces propres :

$$\vec{v} = \sum_{g=1}^{g=N} \vec{v}_g \quad (I.6)$$

avec \vec{v}_g la projection orthogonale de \vec{v} dans l'espace propre E_g . En appliquant cette décomposition sur les autres vecteurs on obtient alors dans chaque sous espace propre E_g l'équation en tension suivante :

$$\vec{v}_g = R_s \vec{i}_g + \left[\frac{d\vec{\phi}_{sg}}{dt} \right]_{E_g} + \vec{e}_{srg} \quad (I.7)$$

Cette décomposition permet de trouver une expression simple de l'application linéaire :

$$\vec{\phi}_s = L_s (\vec{i}) = L_s \left(\sum_{g=1}^{g=N} \vec{i}_g \right) = \sum_{g=1}^{g=N} L_g \vec{i}_g = \sum_{g=1}^{g=N} \vec{\phi}_{sg} \quad (I.8)$$

Les hypothèses permettent de dire que l'inductance L_g est constante, nous avons à partir de (I.7) et (I.8) :

$$\vec{v}_g = R_s \vec{i}_g + L_g \left[\frac{d\vec{i}_g}{dt} \right]_{E_g} + \vec{e}_{srg} \quad (I.9)$$

² $P(\lambda) = \det([L_s^n] - \lambda[I_n])$ avec $[I_n]$ matrice identité.

³ A chaque valeur propre L_g est associé un espace vectoriel E_g dit espace propre, engendré par les vecteurs propres de L_s pour L_g .

A partir de l'équation (I.9), la Figure 7 donne le schéma équivalent aux vecteurs d'espace.

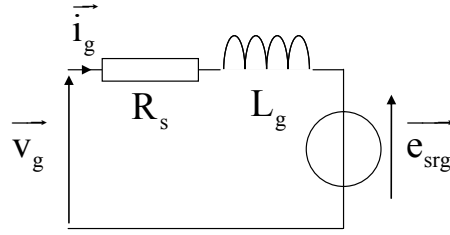


Figure 7 : Schéma équivalent aux vecteurs d'espaces

1.2.1.2.2. Utilisation du concept d'espaces propres

Pour caractériser le flux d'énergie, on utilise la propriété d'orthogonalité des espaces. En effet, la puissance instantanée p , s'exprime par :

$$p = \sum_{k=1}^{k=n} v_k i_k = \vec{v} \cdot \vec{i} \quad (I.10)$$

Grâce à la propriété d'orthogonalité des espaces propres (I.10) devient :

$$p = \vec{v} \cdot \vec{i} = \sum_{g=1}^{g=N} \vec{v}_g \cdot \vec{i}_g \quad (I.11)$$

En intégrant (I.9) dans (I.11) on obtient :

$$p = \sum_{g=1}^{g=N} \left(R_s \vec{i}_g^2 + L_g \left[\frac{d\vec{i}_g}{dt} \right]_{E_g} \vec{i}_g + \vec{e}_{srg} \cdot \vec{i}_g \right) \quad (I.12)$$

En observant (I.12), il apparaît donc que l'énergie transite par les N systèmes fictifs chacun étant associé à un espace propre. Ces N systèmes sont indépendants magnétiquement. La puissance électromagnétique P_{EM} se déduit de (I.12) et vaut :

$$P_{EM} = \sum_{g=1}^{g=N} \vec{e}_{srg} \cdot \vec{i}_g \quad (I.13)$$

De l'expression de P_{EM} , on trouve, le couple électromagnétique C_{EM} :

$$C_{EM} = \sum_{g=1}^{g=N} C_g \text{ avec } C_g \Omega = \vec{e}_{srg} \cdot \vec{i}_g \quad (I.14)$$

Afin de mettre en exergue cette propriété physique d'indépendance des flux énergétiques, les auteurs définissent N machines électriques fictives produisant chacune un couple électromagnétique C_g . Ces machines sont couplées mécaniquement⁴, elles tournent donc toutes à la même vitesse Ω (rad/s).

L'expression (I.14) fait intervenir le couple par l'intermédiaire d'un bilan de puissance. Pour obtenir une expression indépendante de la vitesse il suffit de considérer la force électromotrice pour 1rad/s définie par $\vec{e}_{srg}(\theta) = \left[\frac{d\vec{\phi}_r}{d\theta} \right]_{E_g}$. Ce vecteur ne dépend plus du temps mais de l'angle spatial θ . Il apparaît

alors que le couple est le produit scalaire d'un vecteur temporel, \vec{i}_g par un vecteur spatial $\vec{e}_{srg}(\theta)$. Le vecteur courant dépend de l'alimentation de la machine alors que le vecteur $\vec{e}_{srg}(\theta)$ de sa construction (répartition des bobinages statoriques et des aimants rotoriques).

Pour définir le nombre de machines fictives et leurs propriétés, il suffit de connaître la dimension de l'espace propre⁵. Si la valeur propre est une racine simple du polynôme caractéristique, l'espace

⁴ Elles sont accouplées rigidement à un même arbre mécanique.

⁵ Ou plus simplement la multiplicité de la valeur propre L_g au sein du polynôme caractéristique.

propre est une droite et la machine fictive associée est « monophasée ». Si la valeur propre est une racine double, l'espace propre est un plan et la machine fictive associée est « diphasée ».

L'étude vectorielle des machines fictives permet de mettre en évidence une propriété très importante à savoir qu'il est possible d'associer à chaque machine fictive une famille d'harmonique particulière [8].

On retrouve les familles définies par E. A. Klingshirn dans un cas particulier.

Pour une machine comportant t bobines régulièrement réparties dans l'espace on trouve les familles harmoniques données dans les Tableau 1 et Tableau 2 selon la parité de t .

Le nombre n de phases de la machine se déduit facilement lorsque t est impair : $n = t$.

Lorsque le nombre de bobines est pair, il est possible de coupler en interne dans la machine les bobines dont le déphasage est de $180/p$ degrés. Le nombre de fils sortis se réduit alors à $t/2$. On retrouve dans le Tableau 2 les familles harmoniques de ces machines dont les plus connues sont la machine dite triphasée ($t = 6$) et la machine double-triphasée ($t = 12$).

Tableau 1 : Familles d'harmoniques liées aux machines fictives pour t impair

t	n nombre de phases	MH (machine homopolaire)	M1 (machine 1)	M2 (machine 2)	M3 (machine 3)
3	3	3, 9, 15, ..., $6k \pm 3$	1, 5, 7, ..., $3k \pm 1$	/	/
5	5	5, 15, 25, ..., $10k \pm 5$	1, 9, 11, ..., $5k \pm 1$	3, 7, 13, ..., $10k \pm 3$	/
7	7	7, 21, 35, ..., $14k \pm 7$	1, 13, 15, ..., $14k \pm 1$	5, 9, 19, ..., $14k \pm 5$	3, 11, 17, ..., $14k \pm 3$

Tableau 2 : Familles d'harmoniques liées aux machines fictives pour t pair avec couplage interne

t	n nombre de phases	MH (machine homopolaire)	M1 (machine 1)	M2 (machine 2)	M3 (machine 3)
4	2	/	1, 3, 5, ..., $4k \pm 1$	/	/
6	3	3, 9, 15, ..., $6k \pm 3$	1, 5, 7, ..., $6k \pm 1$	/	/
8	4	/	1, 7, 9, ..., $8k \pm 1$	3, 5, 11, ..., $8k \pm 3$	/
10	5	5, 15, 25, ..., $10k \pm 5$	1, 9, 11, ..., $10k \pm 1$	3, 7, 13, ..., $10k \pm 3$	/
12	6	/	1, 11, 13, ..., $12k \pm 1$	3, 9, 15, ..., $12k \pm 3$	5, 7, 17, ..., $12k \pm 5$

Cette caractérisation harmonique vaut pour les grandeurs périodiques tant spatiales que temporelles. Les premières comme $\overline{e_{srg}(\theta)}$ sont définies lors de la construction de la machine, les deuxièmes comme $\overline{i_g}$ dépendent principalement de l'alimentation électrique et donc de la commande.

Ainsi le couple C_g d'une machine fictive dépend avant tout de $\overline{e_{srg}(\theta)}$, c'est-à-dire d'éléments de construction de la machine réelle. Si ce vecteur est non nul alors il est possible d'obtenir un couple C_g en imposant un vecteur courant $\overline{i_g}$ correct tel que la relation $C_g = \overline{e_{srg}(\theta)} \cdot \overline{i_g}$ soit vérifiée. Cette relation n'étant pas bijective, il existe de nombreuses solutions permettant d'obtenir un couple de valeur

donnée. Il faut donc s'imposer un critère supplémentaire au niveau de la commande afin de lever l'indétermination (par exemple un critère de type pertes Joule minimales à couple donné).

Par ailleurs, les interactions entre harmoniques spatiaux et temporels, à l'origine des pulsations de couple, n'existent qu'au sein d'une même famille. Ainsi l'harmonique de rang 3 ne peut interagir avec celui de rang 1. Il s'en suit, en tenant compte du sens de rotation des champs tournants, que les pulsations de couples d'une machine à n phases (impair) sont d'ordre $2n$.

Sachant que le couple total de la machine est la somme des couples des machines fictives élémentaires, on peut en déduire qu'une condition suffisante pour obtenir un couple constant est que chaque machine fictive fournisse également un couple constant.

Pour une machine diphasée, il est un cas particulièrement intéressant qui permet d'obtenir facilement un couple constant : si le vecteur force électromotrice est de module constant, il suffit d'imposer un vecteur courant de module constant et dont le déphasage avec le vecteur force électromotrice est également constant. La condition de module constant est obtenue lorsque la force électromotrice de la machine diphasée ne comporte qu'un seul harmonique.

Pour une machine monophasée par contre, obtenir un couple constant implique l'imposition d'un courant fictif vérifiant $i_0(\theta) = C_0 / e_{\text{sr}g}(\theta)$. La force électromotrice n'étant pas constante le courant $i_0(\theta)$ à imposer ne l'est donc pas. Il existe néanmoins une façon très simple d'obtenir un couple constant nul : imposer un courant nul.

1.2.2. Modèle Multi-convertisseurs d'un onduleur de tension MLI

A partir du modèle Multi-machines, nous pouvons dès à présent décomposer une machine polyphasée en plusieurs machines fictives. Pour pouvoir les alimenter de façon indépendante, il semble intéressant d'utiliser un modèle Multi-convertisseurs. En faisant cela, nous pourrions connaître les potentialités de chaque onduleur fictif ainsi constitué. Dans cette partie, nous nous limitons à l'étude d'un onduleur de tension à 7 bras. Nous montrons sur la Figure 8 un ensemble onduleur de tension à deux niveaux et machine à 7 phases couplées en étoile.

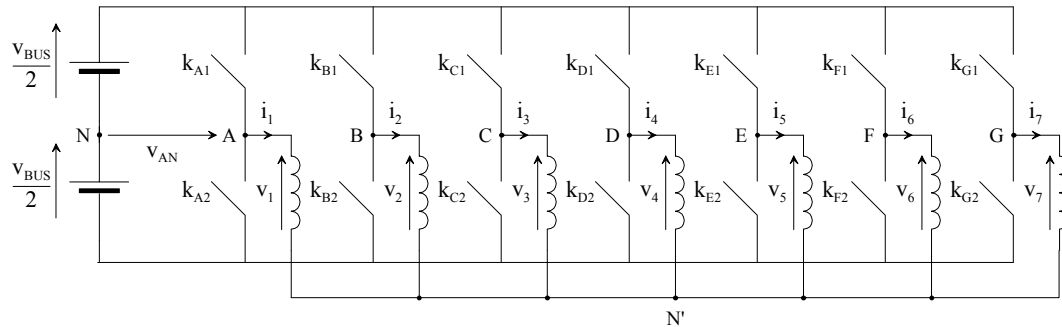


Figure 8 : Onduleur de tension à deux niveaux alimentant une machine à 7 phases couplées en étoile

1.2.2.1. Modèle vectoriel

1.2.2.1.1. Dans la base naturelle

Le couplage de la machine permet la modulation des sept tensions v_{AN} , v_{BN} , v_{CN} , v_{DN} , v_{EN} , v_{FN} et v_{GN} . Les tensions de sortie de l'onduleur ne possèdent que deux niveaux car les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire. Si nous associons comme précédemment à la base naturelle $B^n = \{\overline{x_1^n}, \overline{x_2^n}, \dots, \overline{x_n^n}\}$ les sept tensions de sortie, le vecteur tension de l'onduleur s'écrit :

$$\overline{v_N} = v_{AN} \overline{x_1} + v_{BN} \overline{x_2} + v_{CN} \overline{x_3} + v_{DN} \overline{x_4} + v_{EN} \overline{x_5} + v_{FN} \overline{x_6} + v_{GN} \overline{x_7} \quad (I.15)$$

Le vecteur tension de l'onduleur ne peut posséder que 2^n ($2^7 = 128$) valeurs. En fonction des états des cellules de commutation, nous affectons à chacune de ces valeurs un numéro allant de 0 à 127. La valeur décimale du numéro est l'image du mot binaire composé de 7 bits tels que :

- Un bit est à 1 si la tension correspondante est égale à $+\frac{V_{BUS}}{2}$ ou à 0 si la tension correspondante est égale à $-\frac{V_{BUS}}{2}$.
- Le bit de poids fort correspond à l'état de la tension v_{AN} et le bit de poids faible correspond à l'état de la tension v_{GN} .

Les cent vingt huit valeurs que peuvent prendre le vecteur $\overline{v_N}$ sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{v_{N0}} = -\frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_1} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_2} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_3} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_4} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_5} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_6} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_7} \\ \overline{v_{N1}} = -\frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_1} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_2} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_3} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_4} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_5} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_6} + \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_7} \\ \overline{v_{N2}} = -\frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_1} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_2} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_3} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_4} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_5} + \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_6} - \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_7} \\ \vdots \\ \overline{v_{N127}} = +\frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_1} + \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_2} + \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_3} + \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_4} + \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_5} + \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_6} + \frac{V_{BUS}}{2}\overline{x_7} \end{array} \right. \quad (I.16)$$

1.2.2.1.2. Dans la base de découplage

Par projection du vecteur tension (statorique dans la base naturelle), sur les plans des machines fictives M1 (engendré par les vecteurs $\overline{x_{M1\alpha}}$ et $\overline{x_{M1\beta}}$), M2 (engendré par les vecteurs $\overline{x_{M2\alpha}}$ et $\overline{x_{M2\beta}}$) et M3 (engendré par les vecteurs $\overline{x_{M3\alpha}}$ et $\overline{x_{M3\beta}}$), nous obtenons les vecteurs tensions v_{M1} , v_{M2} et v_{M3} . Pour rappel, la projection du vecteur tension (statorique dans la base naturelle) sur la droite homopolaire est supportée par le vecteur $\overline{x_{MH}}$. Cette droite homopolaire n'est pas étudiée dans la suite.

La Figure 9 donne les 128 projections (normalisée par la tension de bus v_{BUS}) du vecteur tension sur le plan de la machine fictive M1 (projections et représentations obtenues par programmation). Les vecteurs représentés sur les Figure 9 et Figure 10 et reliés par des droites correspondent à ceux qui sont activés pendant une période de MLI pour une certaine référence de tension dans le cas d'une MLI intersective centrée. Les traits joignent les différents points successivement activés dans le cas d'une séquence de type MLI intersective centrée.

Cette caractérisation vectorielle de l'onduleur à 7 bras par trois plans permet de réaliser des analyses sur l'utilisation optimale ou non de l'onduleur. Ce point est particulièrement important lorsqu'on veut examiner si l'onduleur de tension est proche ou non de la saturation. On utilisera cette caractérisation au Chapitre IV.

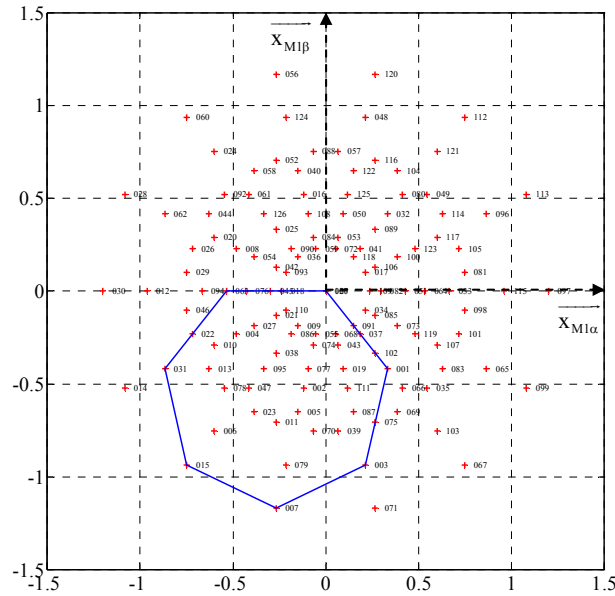


Figure 9 : Projection du vecteur tension sur le plan de la machine fictive M1

La Figure 10 donne la projection (normalisée par la tension de bus v_{BUS}) du vecteur tension sur le plan de la machine fictive M2 (a) ainsi que sur le plan de la machine fictive M3 (b).

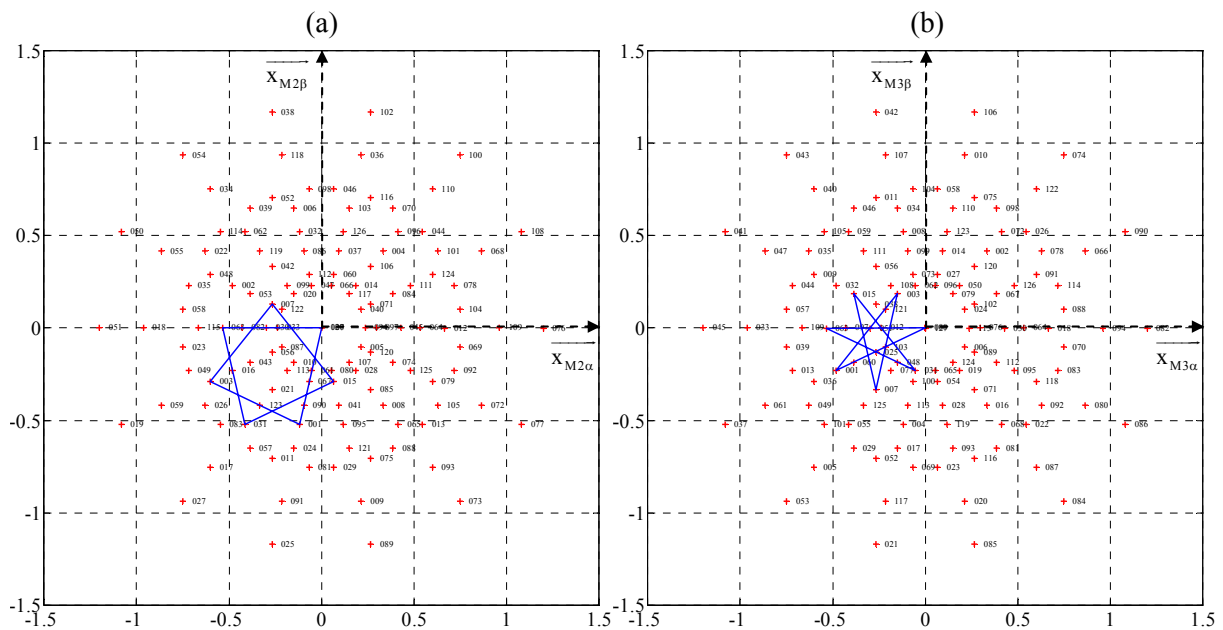


Figure 10 : Projection du vecteur tension sur le plan des machines fictives M2 (a) et M3 (b)

Lorsqu'un vecteur est imposé dans le plan de la machine fictive M1, dans le cas d'une consigne sinusoïdale, il l'est aussi dans les machines M2 et M3. Des tensions (à valeurs moyennes nulles) sont alors imposées aux machines M2 et M3. Il est donc nécessaire de posséder des constantes de temps non négligeable dans ces deux machines fictives (M2 et M3) afin de ne pas créer des ondulations de courant dans la machine (base naturelle).

1.2.2.2. Modèle aux valeurs moyennes

L'onduleur de tension ne peut imposer que 128 vecteurs différents. Néanmoins, si on considère sur une période T de MLI une combinaison barycentrique de ces 128 vecteurs alors il est possible d'atteindre tout point à l'intérieur du polyèdre engendré par ces 128 vecteurs [7] : c'est la commande classique aux valeurs moyennes largement utilisée en électronique de puissance. Pour chaque machine fictive l'onduleur est caractérisé par la projection du polyèdre caractéristique de dimension n sur l'espace propre associé à cette machine. Ainsi pour la machine diphasée fictive équivalente à une machine triphasée couplée en étoile, l'onduleur triphasé est caractérisé par un hexagone à l'intérieur duquel il est possible de choisir tout vecteur tension moyen : c'est la commande dite par vecteur d'espace ou phaseur complexe qui permet intrinsèquement l'injection d'harmonique de rang 3 dans une commande intersective classique. Notre cas est simplement une généralisation de ce cas particulier.

Par conséquent, on peut considérer qu'aux valeurs moyennes on dispose d'autant d'onduleurs fictifs que de machines fictives : 1 dans le cas d'une machine triphasée couplée en étoile, 3 dans le cas d'une machine à 7 phases couplées en étoile. Les machines fictives peuvent être dans ce cadre commandées indépendamment les unes des autres dans la mesure où l'onduleur ne sature pas. C'est cette approche qui sera utilisée pour la synthèse des commandes vectorielles que nous proposons.

1.2.3. Formalismes et Représentation Energétique Macroscopique

1.2.3.1. Les formalismes vectoriels

Les formalismes vectoriels sont couramment utilisés dans les domaines de la physique. Souvent associés à un espace vectoriel de dimension 3 comme en mécanique, les systèmes physiques trouvent leur intérêt non seulement comme commodité d'écriture comme c'est souvent le cas en automatique mais plus fondamentalement lorsqu'il s'agit de regrouper sous un même vecteur des grandeurs physiques comparables. Ainsi pour une machine à n phases on regroupe les différentes composantes d'une même grandeur comme le courant. Cette approche permet d'insister sur les relations fortes qui existent en général au sein d'une machine électrique siège de couplages magnétiques, électriques et mécaniques.

Dans cette partie, nous passons en revue les deux types de représentations vectorielles les plus rencontrés en génie électrique. Le premier est le vecteur dit de Fresnel, le second est le phaseur complexe encore appelé vecteur d'espace. Il est à noter tout de même que l'utilisation de ces deux formalismes ne permet pas une étude directe des systèmes à plus de deux dimensions.

1.2.3.1.1. Le vecteur de Fresnel

Pour des études graphiques des systèmes monophasés en régime permanent sinusoïdal, le vecteur de Fresnel est le formalisme vectoriel le plus simple et le plus couramment utilisé. A la grandeur $a(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$ il suffit de lui associer une base orthonormée $B^2 = \{\overline{Ox}, \overline{Oy}\}$ et un vecteur \overline{OP} appelé vecteur de Fresnel (Figure 11).

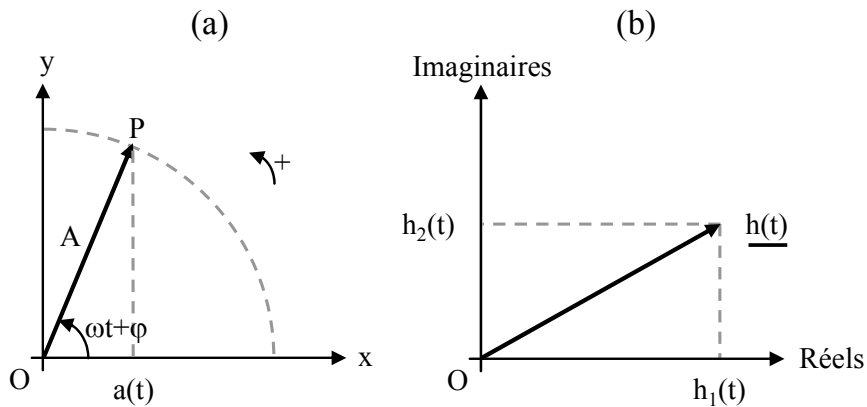


Figure 11 : Représentation du vecteur de Fresnel (a) et du vecteur d'espace (b)

Le vecteur représenté sur la Figure 11 (a) :

- possède un module constant $\|\overline{OP}\| = A$,
- tourne à la vitesse angulaire ω dans le sens trigonométrique,
- a un angle orienté $(\overline{Ox}, \overline{OP})$.

Dans le cas très fréquent où la pulsation est constante, le vecteur est représenté à l'instant $t = 0$. Au plan euclidien on préfère substituer le plan complexe qui lui est isomorphe.

1.2.3.1.2. Le vecteur d'espace – phaseur complexe [128]

Les vecteurs d'espace sont très utilisés lors de l'étude des machines triphasées couplées en triangle ou en étoile [5]. En effet cette notion est particulièrement adaptée à la modélisation de systèmes diphasés en régime transitoire. A un système diphasé de grandeurs $h_1(t)$ et $h_2(t)$ ⁶ est associé le vecteur d'espace encore appelé phaseur complexe $\underline{h}(t) = h_1(t) + jh_2(t)$ (Figure 11 (b)). L'avantage de ce formalisme est d'abord de pouvoir être utilisé en régime transitoire.

1.2.3.1.3. Formalisme pour les systèmes de dimension supérieure à 2

Pour des systèmes de dimension supérieure à 2 (machine triphasée non couplée par exemple) il est nécessaire d'utiliser les formalismes vectoriel [7], matriciel ou tensoriel. Le formalisme matriciel n'est qu'une présentation sous forme calculatoire du formalisme vectoriel mais masque les propriétés intrinsèques indépendantes du choix d'une base de travail. Le formalisme tensoriel quant à lui englobe le formalisme vectoriel.

1.2.3.2. La Représentation Energétique Macroscopique (REM)

La Représentation Energétique Macroscopique (REM) [98] a été développée par l'équipe CEMASYC du L2EP. Cette représentation met en exergue les échanges de puissance existant au sein d'un système en considérant les couples de variables dont le produit est homogène à un flux d'énergie (puissance). Par ailleurs, ces couples de variables « énergétiques » traduisent le principe systémique d'action et de réaction. La détermination de la variable d'action du couple énergétique s'opère en appliquant le principe de causalité. Avec la REM, la modélisation des systèmes de conversion complexes et en particulier les systèmes Multi-machines devient plus synthétique [99]. Pour illustrer cela nous donnons Figure 12 la REM d'une machine polyphasée à 7 phases, couplées en étoile :

⁶ Par exemple deux tensions, deux courants,...

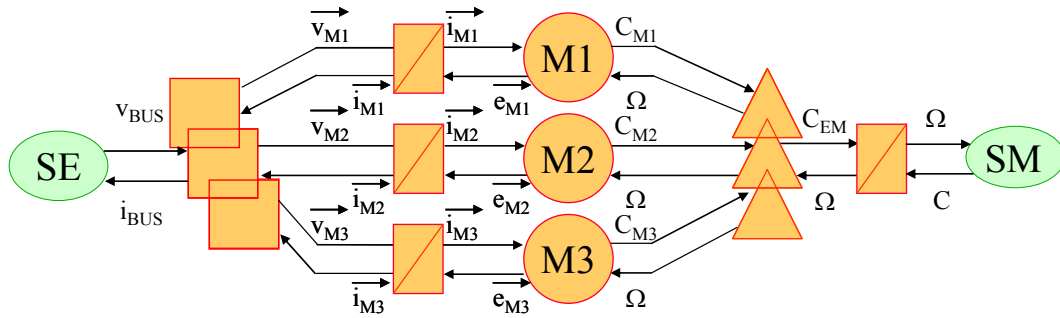


Figure 12 : REM d'une machine à 7 phases couplées en étoile

Comme nous avons pu le constater dans la partie formalisme Multi-machines Multi-convertisseurs (I.2, p. 28), une machine à 7 phases possède trois machines fictives diphasées (M1, M2 et M3). Grâce à la REM, nous pouvons immédiatement situer les diverses éléments constituant cette machine. Lorsque cette représentation est faite, nous pouvons aisément déduire la structure de commande. Nous mettrons en application cette modélisation dans le chapitre sur la commande (Chapitre IV).

Chapitre II. Choix et dimensionnement de la structure

Dans ce chapitre nous justifions, dans un premier temps, le choix de la structure de la machine qui a été réalisée en utilisant la modélisation Multi-machines rappelée au chapitre précédent. Nous présentons ensuite les principaux éléments de dimensionnement.

II.1. Justification du nombre de phases choisi

La machine étudiée comporte sept phases. Ce choix repose sur différents critères que la machine se doit de respecter :

- Cr1. une aptitude au fonctionnement en mode dégradé avec des ondulations de couple acceptables ;
- Cr2. une aptitude à être pilotée par une commande vectorielle tout en présentant un couple massique élevé ;
- Cr3. une aptitude à être commandée en Modulation de Largeur d'Impulsions avec des fréquences de porteuse pas trop élevées.

Il y a évidemment un nombre plus grand de critères de choix. Il faudra ainsi veiller évidemment à obtenir une machine réalisable concrètement. Les trois critères présentés nous semblent les plus critiques et mettent en évidence qu'il est intéressant de tenir compte, dès la conception de la machine, de son mode d'alimentation et de commande.

II.1.1. Mode dégradé : couple moyen et pulsations de couple

Les modes dégradés d'un entraînement réglé sont nombreux. Ils concernent la machine, le convertisseur statique, la commande... On se limitera dans ce travail à un type de défaut : celui de l'ouverture de phases. Considérant que le point critique est essentiellement la perte d'un ou plusieurs bras d'onduleur, on supposera dans ce cas que la ou les phases correspondantes sont alors isolées du convertisseur statique et donc non contrôlées.

L'objectif en cas de défaut est que le système puisse encore fournir un couple moyen suffisant avec une ondulation de couple « raisonnable ».

Ce type de défaut est déjà pris en compte dans les structures polyphasées multi-étoiles. La stratégie adoptée consiste alors à déconnecter du convertisseur toutes les phases de l'étoile possédant la phase en défaut. La perte de puissance est ainsi de 50% dans le cas d'une machine double-triphasée avec une seule phase en défaut. Ce choix est opéré pour des raisons de simplicité de commande. En effet, la suppression d'une étoile permet de retrouver une structure simple car équilibrée. Ainsi, dans le cas de la machine double-triphasée, on retrouve la structure d'une machine triphasée. Cette stratégie de commande en mode dégradée s'impose d'autant plus que l'alimentation est réalisée à l'aide de commutateurs de courant (ponts à thyristors). Ce type de convertisseurs, dépendant de sa charge pour son fonctionnement, offre peu de possibilités du point de vue de la commande. Il en va tout autrement lorsque la machine est alimentée par un onduleur de tension fonctionnant en commutation forcée. Il est alors envisageable de commander la machine de façon plus évoluée. La diminution de la valeur de couple moyen en cas de défaut peut alors être moindre que dans le cas multi-étoiles. De ce point de vue, il est alors intéressant de s'intéresser à des machines à 5 ou 7 phases alimentées par onduleur de tension.

Un autre point à considérer en cas de défaut est celui des pulsations de couple. En effet, en cas de déconnexion d'une ou plusieurs phases, la machine n'est plus alors a priori alimentée de façon équilibrée. L'obtention d'un couple constant en régime permanent est alors plus délicat qu'en régime normal. Là encore, la déconnexion d'une étoile dans le cas de machine multi-étoiles permet de rétablir simplement une alimentation équilibrée mais au prix d'une réduction globale du couple moyen et d'une augmentation de l'amplitude des pulsations de couple (I.1.1.1.1., p. 18). La modélisation Multi-machines permet d'analyser ce type de problème. On rappelle qu'une machine polyphasée est équivalente à un ensemble de machines diphasées et monophasées couplées mécaniquement entre elles. Ainsi, pour une machine triphasée couplée en étoile à forces électromotrices sinusoïdales, la perte d'une phase implique l'impossibilité de créer un vecteur courant tournant en synchronisme avec le vecteur force électromotrice : le couple développé ne peut plus être constant.

De façon plus générale, si on désire obtenir facilement un couple constant en régime permanent la stratégie développée dans ce travail sera la suivante : obtenir que chaque machine fictive développe un couple constant qu'il soit nul ou non. Or, pour qu'une machine fictive développe un couple nul, on peut soit imposer des courants nuls soit concevoir la machine de façon à annuler ses forces électromotrices. Si pour imposer des courants nuls il est nécessaire de disposer de degré de liberté au niveau de la commande, cela ne l'est plus lorsque les forces électromotrices sont nulles. Ce dernier cas est donc particulièrement intéressant dans le cas d'un fonctionnement en mode dégradé lorsque le nombre de degrés de liberté de la commande diminue.

Ainsi, pour une machine à 5 phases couplées en étoile il est possible en mode normal de contrôler les courants dans les deux machines diphasées fictives. Par contre, lors de la perte d'une phase, il ne sera plus possible de garantir un couple constant en régime permanent dans chaque machine sauf si les forces électromotrices d'une des deux machines fictives diphasées sont nulles.

II.1.2. Contrôle vectoriel et couple massique

Pour obtenir un bon couple massique il est nécessaire de minimiser les parties inactives (culasses ferromagnétiques) et d'utiliser à tout moment l'ensemble des parties actives (cuivre et aimant). La seule fonction des bobinages du stator consiste alors à capter l'induction magnétique créée par les aimants du rotor. Les forces électromotrices ne sont pas alors en général sinusoïdales sauf dans le cas de structure de type anneau de Hallbach au rotor.

Or, il est bien connu [100] que pour les machines triphasées le contrôle précis et simple du couple nécessite que la machine diphasée équivalente ait des forces électromotrices sinusoïdales : une commande vectorielle dans le repère du rotor est alors implantée.

Cette contrainte confère au bobinage une fonction supplémentaire, celle de réaliser un filtrage des harmoniques de champ, notamment ceux de rang 5 et 7. En effet les interactions entre le premier harmonique de courant et les harmoniques de rang 5 et 7 de forces électromotrices ont pour conséquence bien connue de créer des pulsations de couple (de rang 6 en régime permanent). Ce filtrage par la structure du bobinage est donc nécessaire mais a un effet négatif sur le couple massique surtout du fait de l'affaiblissement de la valeur efficace du premier harmonique de force électromotrice. Il est également possible de réduire ces harmoniques en agencant différemment les aimants au rotor [101], la méthode la plus simple dans le cas d'aimants déposés consistant à insérer des lacunes entre pôle Nord et pôle Sud (arcs polaires). Dans ce cas, cela revient à ne pas utiliser une zone potentiellement active de la machine.

Si on cherche à lever cette contrainte de conception en termes d'harmoniques, par action sur la commande, il est alors nécessaire de travailler dans un référentiel tournant différent de celui lié au rotor [102]-[128]. Les courants qu'il est nécessaire d'imposer requièrent des correcteurs dont les bandes passantes sont plus larges que dans le cas des machines à forces électromotrices sinusoïdales. On utilise alors les harmoniques de force électromotrice dans la production du couple sans effet négatif du point de vue qualité de couple. Néanmoins la commande est alors plus complexe et surtout sa sensibilité aux incertitudes de modélisation s'accroît.

Ces contraintes au niveau de la commande impliquent qu'en général soit recherchée l'obtention de forces électromotrices sinusoïdales pour la machine diphasée équivalente. Il est à noter que les forces électromotrices de la machine réelle triphasée peuvent quant à elles contenir des harmoniques multiples de trois lorsque la machine est couplée en étoile. En effet, ces harmoniques n'affectent que la machine fictive monophasée et donc ne participent pas à la production de couple tant que le neutre n'est pas alimenté. Ce degré de liberté est un élément important pour le concepteur car l'harmonique de rang trois est souvent naturellement important dans le cas d'une disposition simple des aimants en surface du rotor. Néanmoins, la présence d'harmonique de rang trois dans une force électromotrice est révélatrice de la bonne utilisation des aimants. Elle signifie qu'une partie des aimants est utilisée à produire un champ qui n'est pas mis à profit dans la production du couple.

Là encore, il est possible par une modification de la structure d'alimentation et de commande de mettre à profit la présence d'harmonique de rang trois pour augmenter le couple massique. D. Grenier [103] a ainsi, dans le cas d'une machine synchrone triphasée à aimants déposés, montré qu'il était possible de gagner environ 10% de couple massique moyennant un accroissement de la complexité de la commande vectorielle.

Ces différentes constatations mettent en évidence qu'il est difficile, pour une machine triphasée, de satisfaire simultanément couple massique maximum et qualité du couple. L'augmentation du nombre de phases permet de lever cette antinomie entre commande performante et couple massique optimum. De façon générale, H. Toliyat met en évidence dans [11] que les machines polyphasées peuvent présenter un meilleur couple massique que celui des machines triphasées à forces électromotrices sinusoïdales.

Au sens de l'approche Multi-machines cela signifie exploiter les différentes machines diphasées fictives et ne pas se contenter d'une seule machine diphasée. On retrouve alors une problématique de commande Multi-machines avec des critères de répartition des consignes de couple entre les différentes machines. Dans le cadre de ce travail on s'impose pour chaque machine diphasée des forces électromotrices sinusoïdales. Les algorithmes de commande sont alors ceux développés pour les

machines triphasées à forces électromotrices sinusoïdales alors que la machine réelle comporte des forces électromotrices non sinusoïdales.

En résumé, les machines polyphasées doivent permettre de concilier couple massique élevé et commande vectorielle performante en répartissant de façon équilibrée les contraintes entre la conception de la machine et l'élaboration de la commande.

Dans le cadre de notre travail nous avons choisi d'explorer la voie de l'augmentation du couple massique en jouant sur l'harmonique de rang trois présent dans la force électromotrice. Ce choix nous a amené à délaisser la machine double-triphasée. En effet, le couplage double-étoile de cette machine implique que les harmoniques de rang trois ne sont pas mis à profit à moins d'alimenter les deux neutres [23].

Dans le cadre d'une modélisation Multi-machines, exploiter l'harmonique de rang trois s'interprète comme la volonté de considérer deux machines diphasées dont les forces électromotrices seraient non nulles. Il faut donc au moins 5 phases.

Par ailleurs, lors de l'étude de la contrainte [Cr1], il a été vu qu'un bon fonctionnement en cas de perte d'une phase nécessitait la présence d'une machine diphasée à forces électromotrices nulles. Il faut donc ajouter une machine diphasée aux deux déjà nécessaires pour respecter le critère [Cr2].

Un minimum de 7 phases apparaît alors pour la machine polyphasée. Couplée en étoile cette machine à 7 phases nécessite pour son alimentation un onduleur de tension ne comportant que 7 bras. Cette solution apparaît comme proche de la solution machine double-triphasée dont l'onduleur de tension ne comporte que 6 bras mais pour laquelle l'harmonique de rang trois n'est pas exploité.

Bien entendu, d'autres variantes peuvent être envisagées telles que des machines comportant 9, 11, 13 phases ou plusieurs étoiles à 5 phases ou à 7 phases. La machine à 7 phases constitue pour nous celle qui comporte le nombre minimum de phases permettant de répondre à l'ensemble des critères.

II.1.3. Alimentation en Modulation de Largeur d'Impulsions

Dans la mesure où l'on cherche à réaliser une commande vectorielle de la machine polyphasée, une alimentation par onduleur de tension commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) offre une flexibilité incomparable par rapport aux commandes en tension pleine onde ou aux alimentations par commutateurs de courant. Dans le cas d'une machine triphasée la période de MLI se doit d'être plus petite que la constante de temps de la machine diphasée équivalente ceci afin de pouvoir respecter les conditions de commande aux valeurs moyennes. Dans le cas d'une machine polyphasée, il y a plusieurs machines diphasées dont les constantes de temps sont différentes. Il faudra donc que la période de MLI soit inférieure à la plus petite des constantes de temps. Or, les constantes de temps des machines fictives sont liées à leurs inductances (cycliques), elles mêmes déterminées par les harmoniques de fonction de bobinage et les inductances de fuites. Ces considérations doivent être prises en compte dans le choix de la structure de bobinage. Afin de réduire la dispersion entre les différentes inductances des machines fictives on choisit un bobinage à pas diamétral pour lequel les amplitudes des harmoniques de fonction de bobinage sont élevées [8]. En considérant une machine à sept phases couplées en étoile, l'inductance la plus faible est associée à l'harmonique de rang 5 de la fonction de bobinage. Dans le cas d'un bobinage à pas diamétral la dispersion entre les différentes constantes de temps est au plus dans un rapport 5.

Bien entendu, il est possible de considérer des bobinages plus complexes, notamment à pas fractionnaires, qui permettraient de répondre plus finement aux contraintes de dispersion faible des constantes de temps [96]. Cet aspect sort du cadre de notre travail.

II.1.4. Synthèse

Les machines à 5 phases et les machines doubles triphasées possèdent seulement 2 machines fictives diphasées ce qui fait peu lors d'un fonctionnement en mode dégradé. De plus, la machine double-triphasée, n'autorise pas l'exploitation de l'harmonique de rang 3. La machine à 7 phases quant à elle permet d'utiliser 2 machines fictives chacune exploitant l'un des deux plus importants harmoniques classiquement observés : 1 (M1) et 3 (M3). La troisième machine fictive (M2) étant celle qui ne sera plus commandée lors de la perte d'une ou deux phases. Des machines à nombre supérieur de phases vérifient ces conditions mais sont plus difficiles à construire pour un prototype de petite taille. A partir de ces critères, nous avons choisi de concevoir une machine polyphasée à 7 phases. Ce type de machine n'a à notre connaissance été étudiée que par J. Figueroa, J. Cros et P. Viarouge [53]-[54] et par R. Dhawan [55].

II.2. Choix de la structure de machine

Après avoir fixé le nombre de phases, on doit choisir la structure de notre machine. Il a été vu au paragraphe précédent que le concept Multi-machines était utilisé pour la conception de la machine polyphasée. Cette machine se doit de comporter un certain nombre de machines diphasées, chacune ayant des propriétés particulières. En effet, on rappelle que chaque machine fictive est caractérisée par une famille d'harmoniques. Par conséquent, pour agir qualitativement sur une machine fictive il suffit d'agir sur le contenu spectral des forces électromotrices ou des fonctions de bobinage.

Dans ce paragraphe on explicite les objectifs en termes de machines fictives pour en déduire au niveau de la machine réelle les caractéristiques harmoniques requises. On examine ensuite des structures de machines permettant d'atteindre ces objectifs. Un choix est finalement opéré pour le prototype de faible puissance qui a été réalisé.

II.2.1. Caractéristiques harmoniques requises

Dans le cadre du modèle Multi-machines, la machine à 7 phases possède une machine fictive homopolaire MH et trois machines fictives diphasées M1, M2 et M3. La structure doit permettre d'atteindre les objectifs suivants en terme de machines fictives :

- [O1] La machine fictive « homopolaire » doit développer un couple nul ;
- [O2] Les machines fictives diphasées M1 et M3 doivent présenter des forces électromotrices sinusoïdales afin de pouvoir implanter pour chacune d'entre elles une commande vectorielle classique ;
- [O3] La machine fictive diphasée M2 doit posséder des forces électromotrices nulles pour qu'en mode dégradé la présence de courants non contrôlés dans cette machine ne provoque pas de couple pulsatoire ;
- [O4] Les constantes de temps des machines M1, M2 et M3 doivent être suffisantes pour obtenir des valeurs acceptables de fréquence de MLI.

Nous examinons à présent comment ces objectifs en terme de machine fictive se traduisent pour la machine réelle et comment les atteindre.

L'objectif [O1] se justifie du fait du caractère monophasé de la machine MH. Cette dernière ne peut alors produire qu'un couple pulsatoire. Si on veut donc globalement un couple constant en régime

permanent pour la machine réelle, il est nécessaire de demander aux autres machines fictives de développer un couple dont les pulsations compenseraient celles dues à la machine homopolaire. C'est ce qu'il est nécessaire de réaliser lorsqu'on alimente le neutre d'une machine triphasée. Nous n'avons pas choisi cette stratégie. D'ailleurs dans notre cas, avec 7 phases ce sont les harmoniques de rang 7, naturellement assez faibles, qui pourraient contribuer modestement au couple total. Pour obtenir un couple nul, deux possibilités existent : soit imposer un courant nul dans la machine, soit imposer une force électromotrice nulle. La dernière possibilité implique une contrainte au concepteur alors que la première peut être réalisée très facilement.

En effet, un couplage étoile sans neutre sorti suffit à assurer que le courant i_h dans la machine homopolaire ($i_h = \sum_{k=1}^{k=7} i_k$) sera rigoureusement nul. Par ailleurs ce couplage comporte un autre avantage en terme d'alimentation.

Il suffira de 7 bras d'onduleur pour alimenter la machine. L'inconvénient est que bien entendu on supprime ainsi un degré de liberté pour la commande, degré de liberté qui pourrait être intéressant pour le fonctionnement en mode dégradé [68].

Les objectifs [O2] et [O3] se traduisent en termes de contenu spectral de la force électromotrice qui ne devrait contenir que les raies correspondant aux harmoniques de rang 1 et 3. Dans ce cas, la machine M1 (resp. M3) a une force électromotrice sinusoïdale de pulsation égale à celle du premier harmonique (resp. troisième harmonique). L'harmonique principal de la machine M2, celui de rang 5, devra donc être annulé. A ces deux raies il est possible néanmoins d'ajouter tous les multiples de l'harmonique de rang 7 puisque le courant est nul dans la machine MH à laquelle ils sont associés. Enfin, ces objectifs, restant assez contraignants en terme de conception, ont été atténués en acceptant un harmonique de rang 9 aussi faible que possible pour la machine M2. Pour les harmoniques de rang supérieur à 9, on ne cherchera pas à les annuler explicitement lors de la conception. Il nous semble en effet illusoire de pouvoir maîtriser des contenus spectraux de rang élevés. Par contre, le choix de la structure doit permettre intrinsèquement de réduire leur valeur.

L'objectif [O4] sera rempli en choisissant une structure encochée pour laquelle les valeurs d'inductance sont plus importantes que dans les structures sans encoches [52]. Par ailleurs, dans la mesure où la valeur de l'inductance d'une machine fictive est liée à la présence dans la fonction de bobinage de la machine réelle, d'harmoniques associés à cette machine fictive, alors il faut choisir un bobinage dont la fonction de bobinage ne soit pas sinusoïdale. Le bobinage choisi est à pas diamétral. Ce bobinage est simple et filtre peu les harmoniques. D'autres bobinages à pas fractionnaires seraient également possibles [96].

II.2.2. Contrôle des harmoniques spatiaux du champ

Il apparaît donc qu'il faut contrôler le contenu spectral de la force électromotrice de la machine.

II.2.2.1. Principe d'étude

Puisque nous travaillons avec un bobinage à pas diamétral, le contenu harmonique de la force électromotrice à vide est proportionnel à celui de l'induction magnétique créée dans l'entrefer par les aimants⁷. Compte tenu de cette contrainte, nous travaillons dorénavant exclusivement avec l'induction

⁷ En négligeant les effets des encoches et de la saturation magnétique.

créée par les aimants dans l'entrefer. Partant du constat pratique qu'en général les pôles sont réalisés par juxtaposition d'aimants de taille identique et de même polarité, on propose de juxtaposer des aimants de polarité identique mais dont les champs rémanents diffèrent. Par ailleurs, on ne se donne pas de contrainte sur la largeur des aimants.

Classiquement un pôle est réalisé à partir d'un seul type d'aimant dont l'induction rémanente permet d'obtenir une induction magnétique maximale B_R dans l'entrefer. La répartition idéalisée de l'induction dans l'entrefer sous deux pôles successifs est donnée en figure 15.

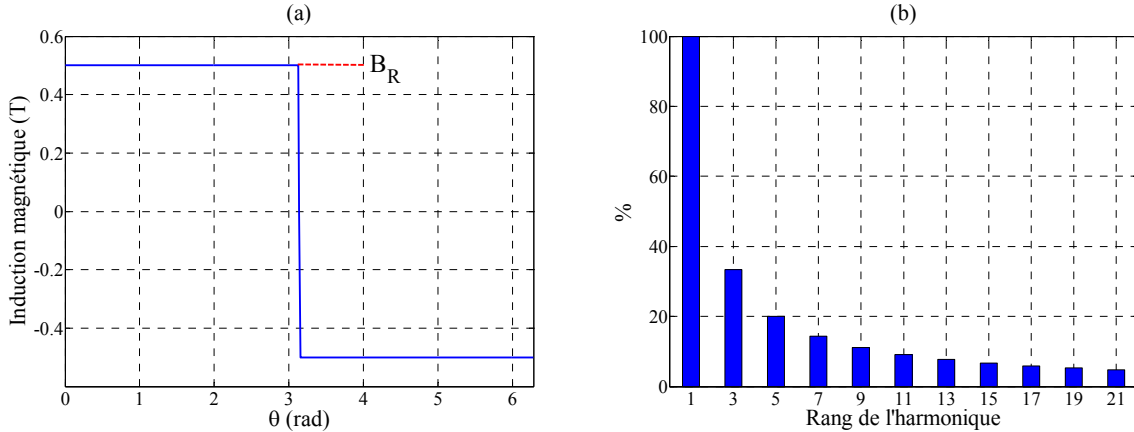


Figure 13 : Représentation idéalisée de l'induction magnétique dans l'entrefer

Mathématiquement, cette fonction connue, que nous appelons $f(\theta)$, vaut :

$$f(\theta) = \frac{4B_R}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{h} \sin(h\theta) \text{ avec } h = 2i + 1 \quad (\text{II.1})$$

Nous observons sur la FFT du signal $f(\theta)$ (Figure 13 (b)) la présence d'harmonique de rang 5, 9 et 19. L'objectif [O3] n'est pas atteint car la machine fictive diphasée M2 possède des harmoniques de rang 5 et 9 : sa force électromotrice à vide n'est donc pas nulle. Pour y remédier, nous utilisons simplement le théorème de superposition. Nous allons augmenter l'amplitude de l'harmonique qui nous intéresse et diminuer celle des harmoniques qui ne nous intéressent pas. Pour illustrer cela, nous prenons un exemple. Nous souhaitons avoir comme contenu harmonique : 100% d'harmonique de rang 1, 66% de rang 3 et éliminer les harmoniques de rang 5 et 9. La Figure 14 (a) montre la forme de l'induction dans l'entrefer que nous aimerions obtenir.

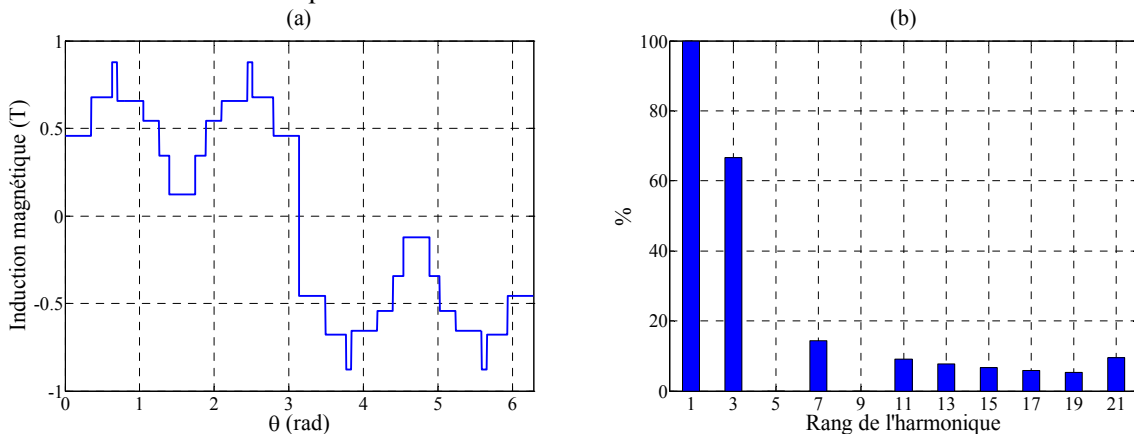


Figure 14 : Représentation idéalisée de l'induction magnétique dans l'entrefer

Pour obtenir ce résultat, nous avons concrètement réalisé la fonction $f'(\theta)$ suivante obtenue par combinaison de fonctions rectangulaires du même type que $f(\theta)$ mais de périodes multiples:

$$f'(\theta) = f(\theta) + \frac{4B_R}{\pi} \left(\frac{1}{3} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{h} \sin(h3\theta) - \frac{1}{5} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{h} \sin(h5\theta) - \frac{2}{9} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{h} \sin(h9\theta) \right) \quad (\text{II.2})$$

Il y a donc, a priori, sous un pôle au maximum 2^3 valeurs possibles pour le champ magnétique qu'il faudrait théoriquement être capable d'imposer en utilisant des nuances différentes d'aimant. Par ailleurs le niveau du champ sous un pôle peut changer théoriquement au maximum 45 fois (plus petit commun multiple à 1, 3, 5 et 9) sous un pôle.

Ces valeurs maximales ne sont pas forcément atteintes. Cela dépend par exemple du taux choisi d'harmonique de rang 3. Dans l'exemple, nous avons sous un pôle 6 à 7 niveaux différents et 13 changements. Il est donc nécessaire dans ce cas d'avoir 7 nuances d'aimants avec des champs rémanents différents si on considère des aimants de même épaisseur. Un pôle devra être subdivisé en 13 secteurs différents chacun recevant un aimant.

Il est à noter que si l'on ne s'impose plus de contrainte sur l'harmonique de rang 9, on réduit à 4 le nombre de niveaux différents du champ magnétique et 15 le nombre maximum de changements du champ sous un pôle.

Pour savoir si ce principe est viable, nous allons d'abord le mettre en place sur une machine à flux radial.

II.2.2.2. Méthodologie de principe pour moduler le champ dans l'entrefer dans une machine à flux radial

Pour mettre en place la méthodologie, nous étudions à l'aide de la méthode des éléments finis 2D la machine à flux radial suivante (pour simplifier cette démarche, cette machine ne possède qu'une paire de pôle et 1 encoche par pôle et par phase) :

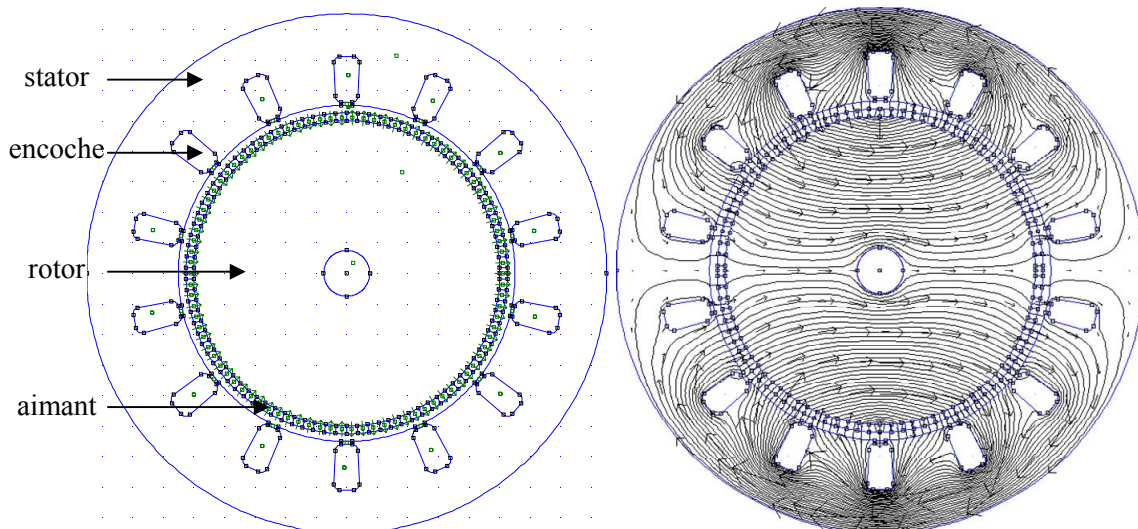


Figure 15 : Géométrie et distributions des lignes de champs dans la machine à flux radial

On suppose disposer de 7 nuances d'aimants avec les niveaux de champ rémanent requis. Si cette condition n'est pas remplie, il est alors possible, à l'aide d'une méthode d'optimisation, de calculer les différentes valeurs de paliers (sur $f'(\theta)$) tenant compte des différentes valeurs de champ rémanent disponibles. Afin de pouvoir contrôler le contenu spectral jusqu'au rang 9, il faut au minimum 45 secteurs d'aimants par pôle (pour rappel, 45 est le premier commun multiple de 1, 3, 5 et de 9). Cela

engendre évidemment des problèmes pour les machines à grand nombre de paires de pôles ou les machines de faibles puissances (diamètre de rotor faible). Le résultat de simulation par la méthode des éléments finis 2D est donné Figure 16 :

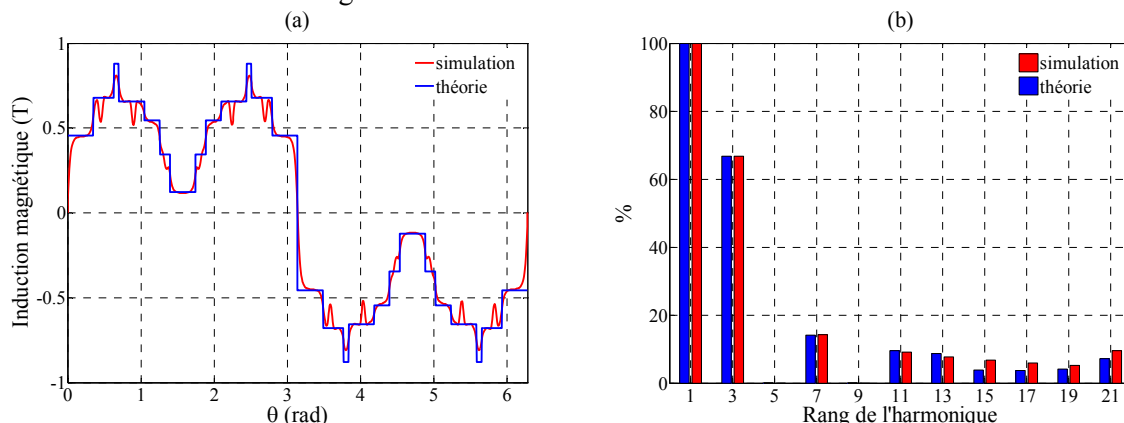


Figure 16 : Inductions en théorie et en simulation dans l'entrefer de la machine à flux radial

La Figure 16 montre que les résultats sont satisfaisants : les harmoniques de rang 5 et 9 sont très faibles et le niveau de l'harmonique de rang 3 de l'ordre de 66%. Pour les harmoniques de rang 13 et 15 même si les différences sont notables entre théorie et simulation du fait du phénomène d'encoche non pris en compte en théorie, les faibles valeurs observées n'entachent pas les résultats globaux.

II.2.2.2.1. Avantages/inconvénients

L'augmentation ces dernières années de la variété des nuances d'aimants permanents nous a conduit à retenir cette approche. Même si elle apparaît de prime abord comme utopique, cette méthode simple dans son principe se prête bien à l'optimisation : il est donc possible de travailler avec certain nombre choisi de nuances d'aimant puis d'examiner les solutions possibles en s'imposant un nombre donné d'aimants à placer sous un pôle.

Cette solution est adaptée aux machines de très fortes puissances. En effet ces machines ont un diamètre rotorique important, la largeur des aimants à implanter doit alors être suffisante. En revanche, cette solution peut difficilement être retenue pour les machines de petite puissance.

Bien entendu, une piste intéressante est d'utiliser des directions d'aimantations autres que celle radiale envisagée [94] permettant de contrôler le contenu spectral sans nécessité de nuances d'aimants différentes.

II.2.2.3. Cas de la machine à flux axial

Nous avons vu que pour les machines à flux radial de petite puissance, les contraintes dimensionnelles impliquaient une difficulté de réalisation pour atteindre les critères harmoniques. Nous examinons donc une autre structure offrant plus de degrés de liberté pour respecter les critères harmoniques de la force électromotrice : les machines à flux axial à deux rotors à bobinage toroïdal à une encoche par pôle et par phase. Ce type de bobinage très simple est l'équivalent du bobinage à pas diamétral des machines à flux radial. L'induction créée par chaque rotor contribue à la force électromotrice. Si on suppose que les inductions créées par chaque rotor n'interagissent pas entre eux (il suffit de prendre pour cela un stator suffisamment épais) alors, il suffit d'ajouter les forces électromotrices créées par chaque rotor pour obtenir la force électromotrice totale. On assigne donc aux deux rotors des objectifs différents en terme harmonique : le rotor n°1 doit imposer l'harmonique de rang 1 et éliminer celui de rang 5, le rotor n°2 doit permettre de moduler l'harmonique de rang 3 sans injecter ni de rang 5 ni de

rang 9. Pour atteindre cet objectif, nous mettons en place un arc polaire pour chacun des deux rotors (pratique qui est souvent réalisée dans le cas des machines triphasées pour éliminer la composante homopolaire de la force électromotrice). Sur le rotor n°1, il suffit de mettre en place un arc polaire de $4/5$ pour éliminer l'harmonique de rang 5. En revanche comme nous voulons que le rotor n°2 possède un fondamental égal à 3 fois celui du rotor n°1 (de cette façon il ne fournira pas d'harmonique de rang 1), nous multiplions par trois son nombre de paires de pôles. Pour éliminer l'harmonique de rang 9 sur ce dernier, il suffit de lui appliquer un arc polaire de $2/3$. Le rapport entre les amplitudes d'harmoniques de rang 1 et 3 s'obtiendra en considérant des nuances d'aimant de champ rémanent différents et en jouant sur des valeurs d'entrefer différents pour les deux rotors.

La Figure 17 donne la vue de dessus d'une machine à flux axial possédant deux rotors différents modélisée grossièrement en 2D.

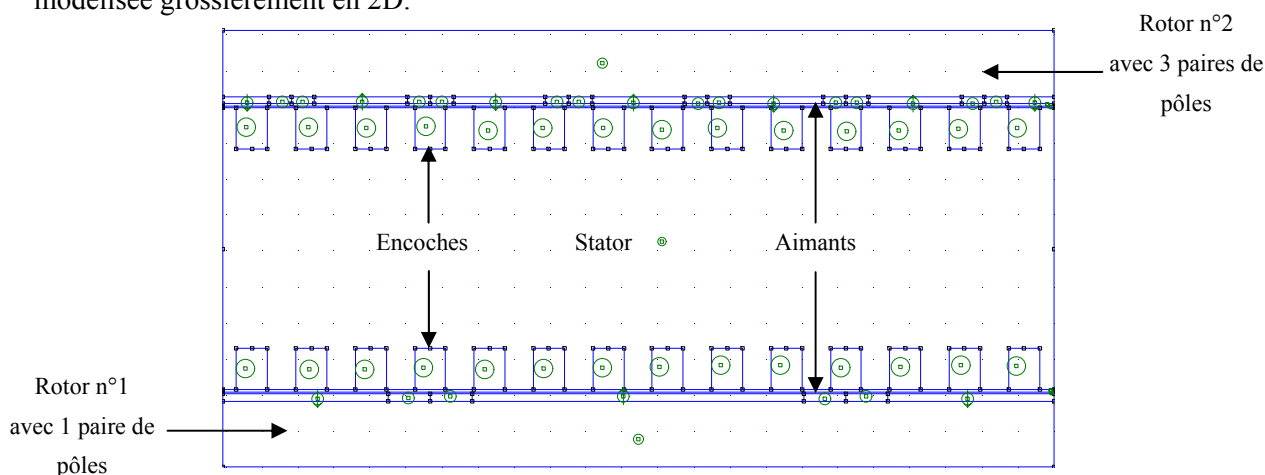


Figure 17 : Vue de coupe d'une machine à flux axial

La Figure 18 montre quant à elle, les lignes de champs dans la machine. La mise en place d'un nombre de paires de pôles différent sur les deux rotors fait apparaître une dissymétrie sur les lignes de champ. Il apparaît également dans cet exemple un couplage entre les deux rotors.

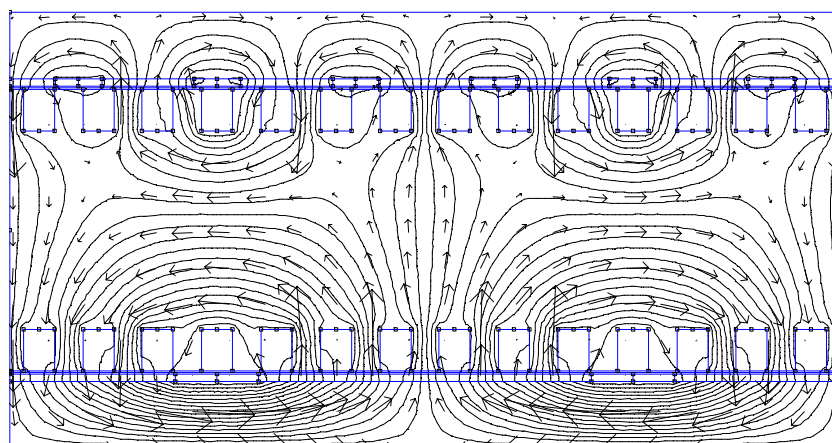


Figure 18 : Lignes de champs dans la machine à flux axial

La Figure 19 (b) montre que les résultats sont intéressants pour les harmoniques de rang faibles (1, 3 et 5). En revanche pour les harmoniques de rang plus important (9, 13 et 15), le principe fonctionne moins bien. L'harmonique de rang 9 est créé par le rotor n°1 et les harmoniques de rang 13 et 15 sont la combinaison des effets d'encoches. Pour les effets d'encoches, le problème peut s'atténuer en inclinant les aimants ou les encoches. En revanche pour l'harmonique de rang 9 il semble difficile de

le diminuer puisque sur le rotor 1, un arc polaire est déjà mis en place (pour éliminer l'harmonique de rang 5).

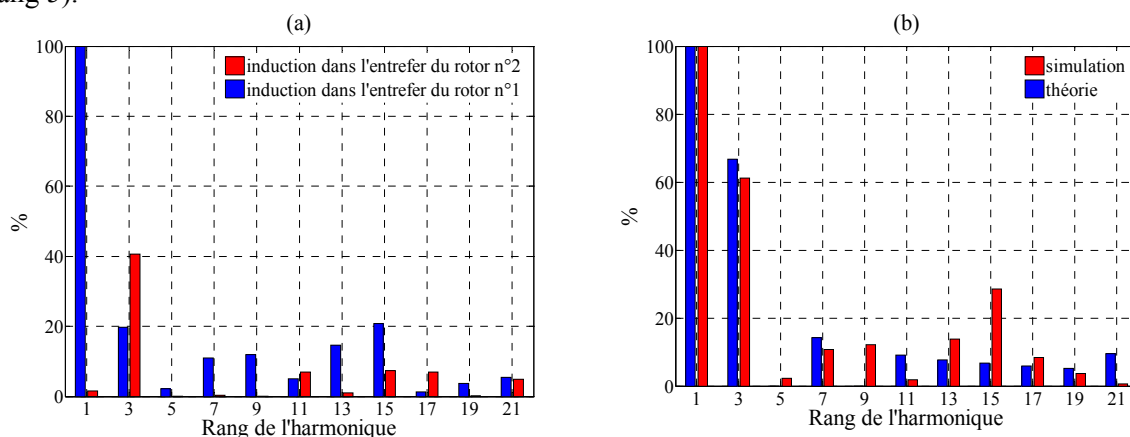


Figure 19 : Inductions en théorie et en simulation dans les entrefers de la machine à flux axial

II.2.2.3.1. Avantages/inconvénients

Il est possible de moduler facilement le spectre de la force électromotrice avec cette structure qui est par ailleurs adaptée aux machines de faible puissance. En revanche, les machines à flux axial sont intrinsèquement de nature tridimensionnelle et donc plus difficiles à modéliser. Par ailleurs, la réalisation d'un stator de machine à flux axial avec des tôles laminées est délicate surtout si ce stator doit contenir des encoches. Or la présence de ces dernières est nécessaire afin d'augmenter la valeur des constantes de temps.

II.2.3. Structure choisie

Notre prototype devant être de faible puissance, la solution machine à flux radial, semble trop délicate à réaliser. Il est évident que lorsque le diamètre du rotor est faible, les secteurs d'aimants deviennent trop petits, le système devient trop sensible à des imperfections de réalisation. Nous nous orientons donc vers une machine à flux axial à double rotor. Pour éliminer le problème de la conception du stator, nous utilisons un matériau composite doux (poudre de fer) dont l'usinage au niveau des encoches devient plus simple mais dont les caractéristiques magnétiques sont moins bonnes que celles des tôles. Néanmoins, les performances sans cesse plus grandes des aimants devraient permettre de compenser les qualités moyennes de ce matériau.

En fait, deux prototypes légèrement différents ont été réalisés. Le premier possède comme décrit précédemment deux rotors différents alors que le deuxième comporte deux rotors identiques. Par démontage d'un rotor on passe assez aisément d'une version à l'autre. La version avec deux rotors distincts permet de spécifier un rapport important (>40%) entre les harmoniques de rang 1 et 3 dans le contenu spectral de la force électromotrice, rapport favorable à une utilisation optimale de l'onduleur de tension à sept bras. Cet aspect sera développé dans le Chapitre IV sur la commande. Pour la version qui comporte deux rotors identiques il n'a pas été recherché un rapport précis entre les harmoniques de rang 1 et 3 dans le contenu spectral de la force électromotrice. Cette version plus simple vérifie néanmoins les critères [Cr1] à [Cr3] et permet d'obtenir l'amplitude maximale pour le fondamental.

II.3. Dimensionnement du prototype

II.3.1. Introduction et expression du couple

Ce paragraphe concerne le dimensionnement du prototype qui a été réalisé. L'élément principal dans le cahier des charges d'une machine est en général son couple nominal. Aussi établissons-nous une expression du couple en fonction de la géométrie de la machine ainsi que des paramètres magnétique et thermique d'usage.

Dans le cadre d'un prédimensionnement, on supposera un régime linéaire pour les matériaux magnétiques (pas de saturation) et on négligera les phénomènes de fuite magnétique. On supposera également que le convertisseur statique permet un fonctionnement à couple maximal et que seul le premier harmonique de chaque machine fictive contribue au couple. La formule du couple électromagnétique d'une machine polyphasée s'écrit alors de la manière suivante (Annexe 1) :

$$C_{EM} = \frac{n}{\Omega} \sum_{i=0}^{\frac{n-3}{2}} E_h I_h \quad (\text{II.3})$$

avec E_h et I_h qui sont respectivement les valeurs efficaces des harmoniques de rang h (pour rappel $h = 2i + 1$) de la force électromotrice à vide (V) et du courant (A).

Les valeurs efficaces maximales des courants dépendent essentiellement des aspects thermiques : température maximale des isolants, des aimants, système de refroidissement... On s'imposera donc une densité linéique de courant A compatible avec ces différents points.

Les valeurs des forces électromotrices et plus précisément des flux captés par les phases dépendent de la géométrie ainsi que des aspects magnétiques (champ rémanent des aimants, caractéristiques magnétiques).

Pour déterminer la géométrie de la machine (Figure 20) il faut donc s'attacher à exprimer le flux capté. Or, le flux capté (ϕ) est grossièrement de type $\phi = BS$ avec S , surface d'un pôle, donc liée essentiellement aux dimensions radiales (les rayons intérieur R_1 et extérieur R_2) et B champ magnétique dans l'entrefer, lié essentiellement aux dimensions axiales (l'épaisseur des aimants, la profondeur des culasses rotoriques et statoriques).

On peut donc en considérant une certaine valeur de champ magnétique B en déduire les dimensions radiales de la machine permettant d'obtenir le couple désiré. Dans un deuxième temps nous avons calculé par un processus itératif les dimensions axiales permettant d'obtenir le champ désiré B .

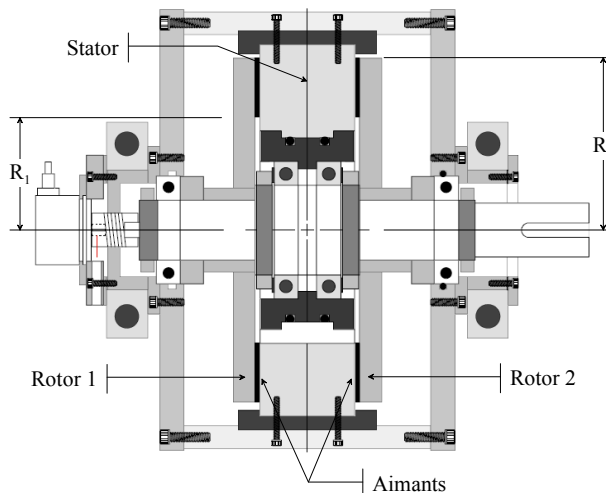


Figure 20 : Nomenclature et dimensions principales

II.3.2. Détermination des dimensions radiales

II.3.2.1. Expression du flux capté et de la force électromotrice

Pour exprimer la force électromotrice à vide, nous exprimons d'abord les inductions magnétiques dans les deux entrefers créés par les aimants des deux rotors. A partir de ces champs, nous calculons le flux élémentaire capté par une spire puis le flux total capté par une phase. Pour finir nous en déduisons l'expression de la force électromotrice à vide.

II.3.2.1.1. Expression des inductions magnétiques dans les deux entrefers

Les expressions des inductions magnétiques dans les entrefers dépendent fortement de la géométrie de la machine. Nous représentons Figure 21 les rotors de la machine à flux axial que nous dimensionnons et qui possède p paires de pôles pour le rotor 1 et $3p$ paires de pôles pour le rotor 2 :

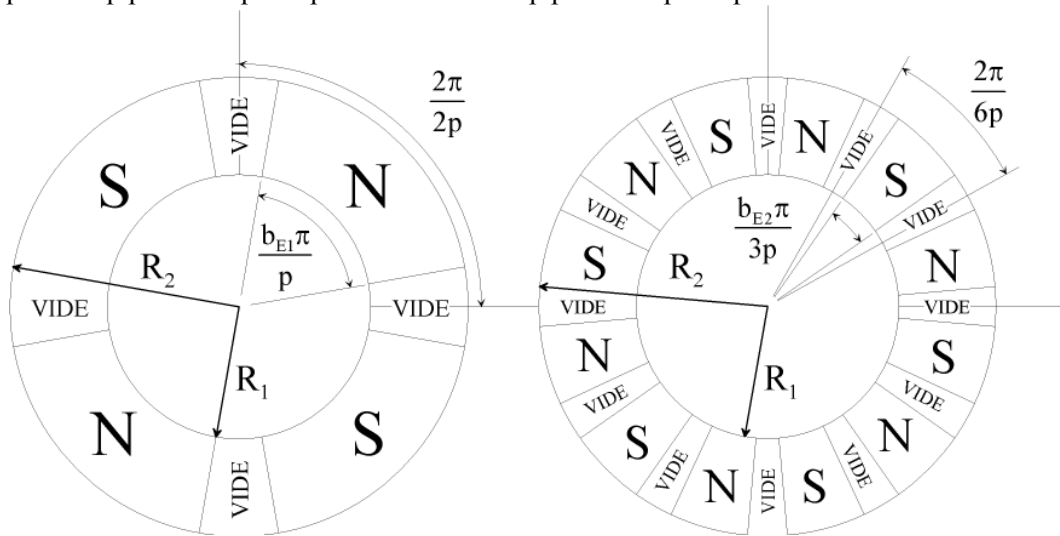


Figure 21 : Rotor 1 et 2 de la machine à flux axial (vue de face)

Pour parvenir à tracer la répartition des inductions magnétiques dans les entrefers en fonction de la position d'un point P, nous représentons Figure 22 ce point sur un pôle de la machine dans les deux entrefers.

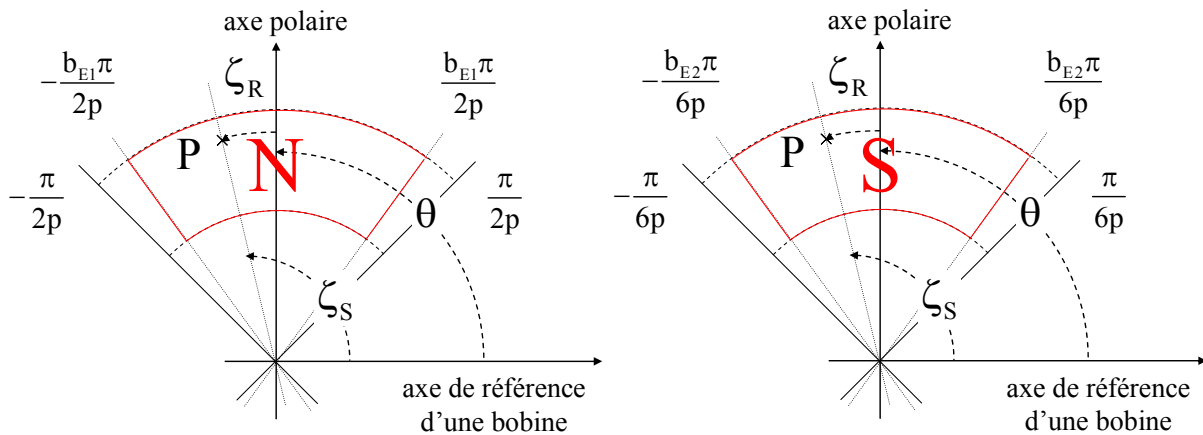


Figure 22 : Représentation spatiale d'un point P dans les deux entrefers

A partir des Figure 21 et Figure 22, sans tenir compte des effets d'encoche, de fuite, de non linéarité des matériaux et de couplage entre les deux rotors, nous pouvons déduire la forme de l'induction magnétique dans les entrefers en fonction de la position ζ_R (Figure 23).

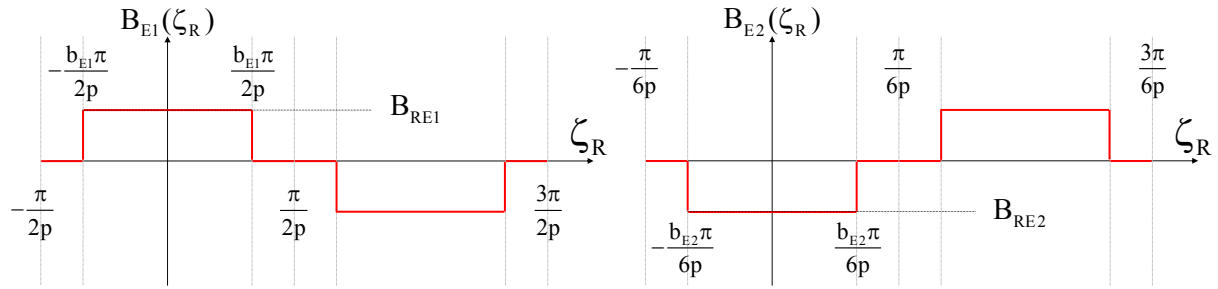


Figure 23 : Inductions magnétiques dans les entrefers

Les fonctions $B_{E1}(\zeta_R)$ et $B_{E2}(\zeta_R)$, sont paires, elles s'expriment par :

$$B_{E1}(\zeta_R) = \sum_{i=0}^{\infty} a_{iE1} \cos(ip\zeta_R) \quad (II.4)$$

$$B_{E2}(\zeta_R) = \sum_{i=0}^{\infty} a_{iE2} \cos(i3p\zeta_R)$$

Les coefficients a_{iE1} et a_{iE2} s'expriment et valent :

$$a_{iE1} = \frac{4}{2\pi/p} \int_{-\frac{b_{E1}\pi}{2p}}^{\frac{b_{E1}\pi}{2p}} B_{RE1} \cos(ip\zeta_R) d\zeta_R = \frac{4B_{RE1}}{i\pi} \sin\left(\frac{ib_{E1}\pi}{2}\right) \left(\frac{1-(-1)^i}{2}\right) \quad (II.5)$$

$$a_{iE2} = \frac{4}{2\pi/3p} \int_{-\frac{b_{E2}\pi}{6p}}^{\frac{b_{E2}\pi}{6p}} B_{RE2} \cos(i3p\zeta_R) d\zeta_R = \frac{4B_{RE2}}{i\pi} \sin\left(\frac{ib_{E2}\pi}{2}\right) \left(\frac{1-(-1)^i}{2}\right)$$

La symétrie (impaire) de $B_{E1}(\zeta_R)$ (resp. $B_{E2}(\zeta_R)$) par rapport à $\frac{\pi}{2p}$ (resp. $\frac{\pi}{6p}$) implique la nullité des termes pairs, nous avons donc :

$$a_{iE1} = \frac{4B_{RE1}}{i\pi} \sin\left(\frac{ib_{E1}\pi}{2}\right) \quad \text{pour } i \text{ impair} \quad (II.6)$$

$$a_{iE2} = \frac{4B_{RE2}}{i\pi} \sin\left(\frac{ib_{E2}\pi}{2}\right)$$

A partir de (II.4), (II.6) et en sachant que $h = 2i + 1$, les expressions des inductions magnétiques dans les entrefers sont égales à :

$$B_{E1}(\zeta_R) = \frac{4B_{RE1}}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h} \sin\left(h \frac{b_{E1}\pi}{2}\right) \cos(hp\zeta_R) \quad (II.7)$$

$$B_{E2}(\zeta_R) = \frac{4B_{RE2}}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h} \sin\left(h \frac{b_{E2}\pi}{2}\right) \cos(h3p\zeta_R)$$

En tenant compte du fait que $\zeta_s = \zeta_R + \theta$ (avec $\theta = \int \Omega(t) dt$), les expressions des inductions magnétiques dans les entrefers, en fonction de la position des rotors (avec les deux rotors qui sont évidemment solidaires mécaniquement), sont :

$$B_{E1}(\zeta_S, \theta) = \frac{4B_{RE1}}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h} \sin\left(h \frac{b_{E1}\pi}{2}\right) \cos(hp(\zeta_S - \theta))$$

$$B_{E2}(\zeta_S, \theta) = \frac{4B_{RE2}}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h} \sin\left(h \frac{b_{E2}\pi}{2}\right) \cos(h3p(\zeta_S - \theta))$$
(II.8)

Pour rappel, les indices « E1 » et « E2 » sont relatifs aux ensembles rotor/entrefer 1 et 2. La Figure 24 donne la représentation de ces deux champs dans un cas particulier (avec $B_{RE1} = 0,7T$, $B_{RE2} = -0,3T$, $b_{E1} = 4/5$, $b_{E2} = 2/3$ et $p = 3$).

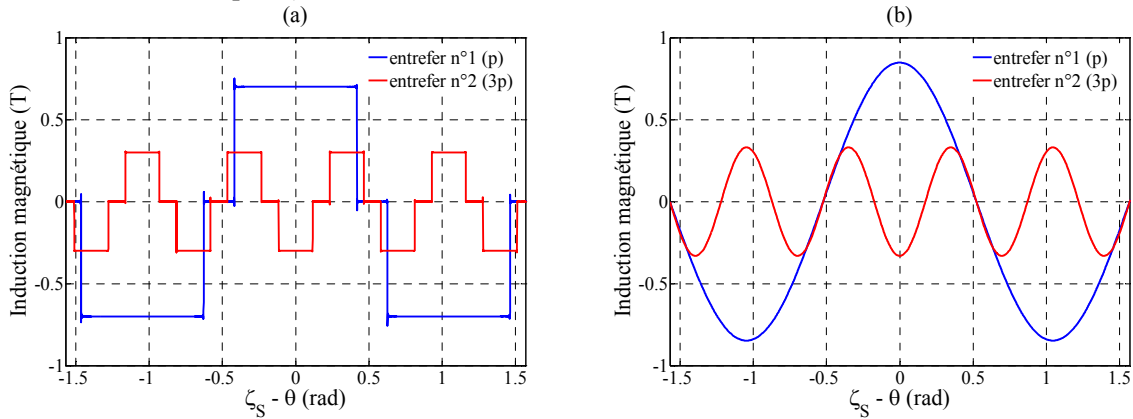


Figure 24 : Inductions magnétiques dans les entrefers avec soit tous les harmoniques pris en compte (a), soit uniquement le 1^{er} harmonique de chaque machine fictive (b)

Etant donné que nous réalisons un dimensionnement au 1^{er} harmonique, nous représentons cette grandeur ainsi que les suivantes au premier harmonique de chaque machine fictive. Il est important de signaler que pour réaliser les représentations avec tous les harmoniques, nous avons choisi un grand nombre d'harmoniques, en réalité le rang des harmoniques ne devrait pas dépasser l'harmonique de rang 21.

II.3.2.1.2. Détermination du flux élémentaire capté par une spire

Pour déterminer le flux élémentaire capté par une spire d'un enroulement de surface s_p , il faut de manière générale calculer l'intégrale double suivante :

$$\phi(\zeta_S, \theta) = \iint_{S_{sp}} B(\zeta_S, \theta) dS$$
(II.9)

La machine étudiée possède un bobinage toroïdal équivalent à celui de type concentré à pas diamétral pour une machine à flux radial. Nous présentons Figure 25 deux spires⁸ chacune captant le flux élémentaire que nous devons calculer.

⁸ Représentation (en rouge) sur le schéma de principe du stator (stator simplifié sans encoche).

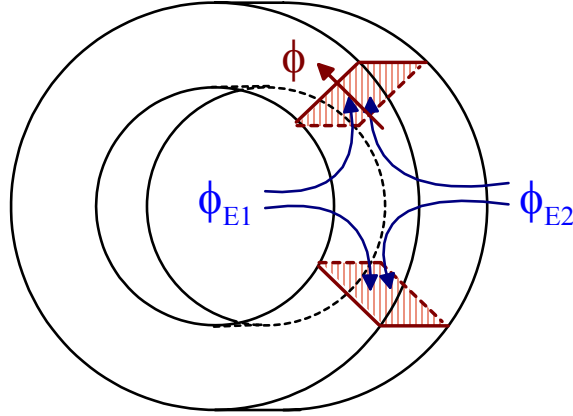


Figure 25 : Représentation schématique de deux spires du stator

Pour simplifier le problème et puisque nous avons les expressions des inductions magnétiques dans les deux entrefers, nous allons d'abord calculer les flux élémentaires ϕ_{E1} et ϕ_{E2} . Il nous est possible ensuite de calculer le flux élémentaire capté par une spire d'un enroulement. En supposant une équirépartition des lignes de champs entre les deux spires il vient :

$$\phi(\zeta_S, \theta) = \frac{\phi_{E1}(\zeta_S, \theta) + \phi_{E2}(\zeta_S, \theta)}{2} \quad (\text{II.10})$$

Nous devons calculer les deux intégrales doubles suivantes :

$$\phi_{E1}(\zeta_S, \theta) = \iint B_{E1}(\zeta_S, \theta) r dr d\zeta_S \quad (\text{II.11})$$

$$\phi_{E2}(\zeta_S, \theta) = \iint B_{E2}(\zeta_S, \theta) r dr d\zeta_S$$

Pour simplifier notre calcul, nous considérons que l'induction magnétique créée par les aimants est uniforme et ne varie donc pas en fonction de r , (II.11) devient :

$$\phi_{E1}(\zeta_S, \theta) = \int_{r=R_1}^{r=R_2} r dr \int_{\zeta_S=-\frac{\pi}{2p}}^{\zeta_S=\frac{\pi}{2p}} \frac{4B_{RE1}}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h} \sin\left(h \frac{b_{E1}\pi}{2}\right) \cos(hp(\zeta_S - \theta)) d\zeta_S \quad (\text{II.12})$$

$$\phi_{E2}(\zeta_S, \theta) = \int_{r=R_1}^{r=R_2} r dr \int_{\zeta_S=-\frac{\pi}{2p}}^{\zeta_S=\frac{\pi}{2p}} \frac{4B_{RE2}}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h} \sin\left(h \frac{b_{E2}\pi}{2}\right) \cos(h3p(\zeta_S - \theta)) d\zeta_S$$

Il semble important de noter que les bornes d'intégration de la seconde intégrale de ϕ_{E2} (II.12) varient en fonction de p est non pas en fonction de $3p$. Les intégrales précédentes se calculent facilement et valent :

$$\phi_{E1}(\theta) = \frac{4B_{RE1}}{\pi p} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\sin\left(h \frac{\pi}{2}\right)}{h^2} \sin\left(h \frac{b_{E1}\pi}{2}\right) \cos(hp\theta) \quad (\text{II.13})$$

$$\phi_{E2}(\theta) = \frac{4B_{RE2}}{\pi p} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\sin\left(3h \frac{\pi}{2}\right)}{3h^2} \sin\left(h \frac{b_{E2}\pi}{2}\right) \cos(3hp\theta)$$

A partir de (II.10) et de (II.13), le flux capté par une spire d'un enroulement est égal à :

$$\phi(\theta) = \frac{2(R_2^2 - R_1^2)}{\pi p} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{B_{RE1} \sin\left(h \frac{\pi}{2}\right)}{h^2} \sin\left(h \frac{b_{E1}\pi}{2}\right) \cos(hp\theta) + \frac{B_{RE2} \sin\left(3h \frac{\pi}{2}\right)}{3h^2} \sin\left(h \frac{b_{E2}\pi}{2}\right) \cos(3hp\theta) \right) \quad (II.14)$$

II.3.2.1.3. Calcul du flux total capté par une phase

Comme nous choisissons de travailler pour le rotor 1 avec 1 encoche par pôle et par phase, chaque phase comporte pour notre machine 2p bobines de N_s spires. Le flux à vide total capté par une phase a pour expression :

$$\Phi(\theta) = 2pN_s\phi(\theta) \quad (II.15)$$

De (II.14) et (II.15), nous trouvons :

$$\Phi(\theta) = \frac{4N_s(R_2^2 - R_1^2)}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{B_{RE1} \sin\left(h \frac{\pi}{2}\right)}{h^2} \sin\left(h \frac{b_{E1}\pi}{2}\right) \cos(hp\theta) + \frac{B_{RE2} \sin\left(3h \frac{\pi}{2}\right)}{3h^2} \sin\left(h \frac{b_{E2}\pi}{2}\right) \cos(3hp\theta) \right) \quad (II.16)$$

La Figure 26 montre le flux $\Phi(\theta)$ ainsi que la contribution des flux au niveau des deux rotors (avec $N_s = 40$, $R_2 = 0,1435m$, $R_1 = 0,0945m$).

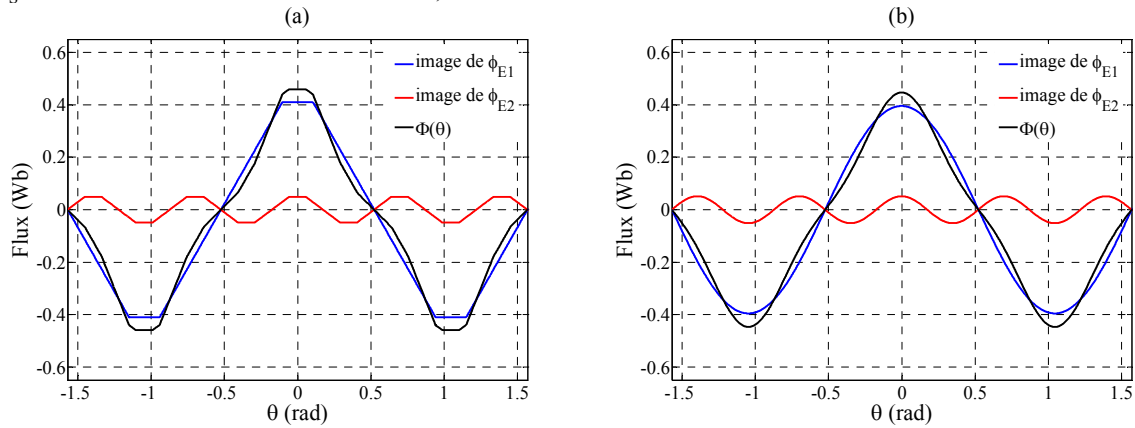


Figure 26 : Flux total capté par une phase avec soit tous les harmoniques pris en compte (a), soit uniquement le 1^{er} harmonique de chaque machine fictive (b)

II.3.2.1.4. Expression de la force électromotrice à vide

Maintenant que nous connaissons l'expression du flux total capté par une phase, la loi de Faraday nous permet de déterminer l'expression de la force électromotrice à vide :

$$e(t) = - \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (II.17)$$

A partir de (II.16) et (II.17), la force électromotrice à vide d'une phase est égale à :

$$e(t) = \frac{4N_s\omega(R_2^2 - R_1^2)}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h} \left(\begin{array}{l} B_{RE1} \sin\left(h \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(h \frac{b_{E1}\pi}{2}\right) \sin(h\omega t) + \\ B_{RE2} \sin\left(3h \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(h \frac{b_{E2}\pi}{2}\right) \sin(3h\omega t) \end{array} \right) \quad (II.18)$$

Si les deux rotors sont identiques (ce sera le cas d'un des deux prototypes), la force électromotrice à vide d'une phase est égale à :

$$e(t) = 2 \left[\frac{4N_s\omega(R_2^2 - R_1^2)}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h} \left(B_{RE1} \sin\left(h \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(h \frac{b_{E1}\pi}{2}\right) \sin(h\omega t) \right) \right] \quad (II.19)$$

La Figure 27 donne l'allure de la force électromotrice à vide dans une des phases de la machine pour une vitesse de rotation de 250tr/min ($\omega = 78,53\text{rad/s}$).

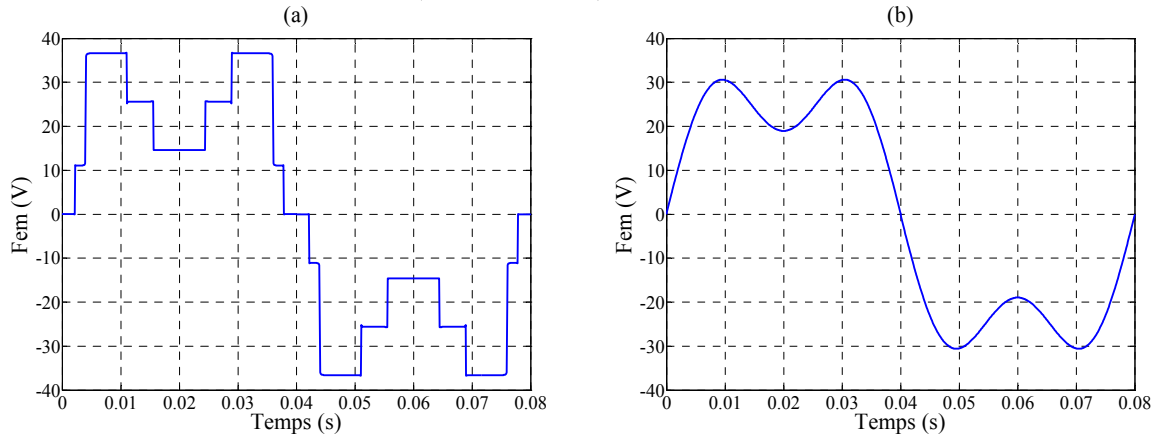


Figure 27 : Force électromotrice à vide d'une phase avec soit tous les harmoniques pris en compte (a), soit uniquement le 1^{er} harmonique de chaque machine fictive (b)

Les développements effectués précédemment pour les champs, flux et forces électromotrices à vides concernent la phase dont l'axe se trouve suivant l'axe de référence. Pour obtenir les expressions des champs, flux et de la force électromotrice à vide dans les autres phases, il suffit de les décaler les unes par rapport aux autres de l'angle :

$$\frac{2\pi}{n} \quad (II.20)$$

II.3.2.2. Couple pour une valeur moyenne d'induction sous un aimant et une densité linéique de courant imposées

Si nous revenons au calcul du couple électromagnétique, (II.3) devient dans notre cas :

$$C_{EM} = \frac{7}{\Omega} (E_1 I_1 + E_3 I_3 + E_5 I_5) \quad (II.21)$$

D'après [O3] nous devons avoir $E_5 = 0$ (objectif à atteindre pour le fonctionnement en mode dégradé). Il vient pour (II.21) :

$$C_{EM} = \frac{7p}{\omega} (E_1 I_1 + E_3 I_3) \quad (II.22)$$

Pour alléger et simplifier l'écriture, nous mettons en place deux coefficients :

$$K_E = \frac{E_3}{E_1} \quad \text{et} \quad K_I = \frac{I_3}{I_1} \quad (II.23)$$

Lorsque ces coefficients sont nuls on retrouve l'approche classique au premier harmonique.

Puisque nous ne nous intéressons qu'aux deux premiers harmoniques (1 et 3), les valeurs efficaces de force électromotrice à vide et de courant sont égales à :

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_3^2} \quad \text{et} \quad I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2} \quad (\text{II.24})$$

de (II.22), (II.23) et (II.24) il vient :

$$C_{EM} = \frac{7pE_1 (1 + K_E K_I)}{\omega \sqrt{1 + K_I^2}} I \quad (\text{II.25})$$

(II.25) donne l'expression du couple électromagnétique en fonction de la valeur efficace du fondamental de la force électromotrice à vide ainsi que de la valeur efficace du courant.

A présent, nous exprimons la valeur efficace du courant de phase I en fonction de la densité linéique de courant A.

Pour une machine à flux axial, les conducteurs sont placés sur des rayons. En fonction du rayon considéré (rayon compris entre R_2 et R_1) la charge linéique est variable. Pour éviter tout problème et ne pas prendre de risque du point de vue thermique, nous nous plaçons dans le pire des cas (sur le rayon le plus faible). Précédemment, nous nous sommes fixés, 1 encoche par pôle et par phase. En faisant ceci, le nombre de spires N_S est égal au produit de N_C (nombre de conducteurs par encoche) par N_E (nombre d'encoches par pôle et par phase). Ce qui donne pour la densité linéique de courant :

$$A = \frac{n2pN_S I}{2\pi R_1} \quad (\text{II.26})$$

Il est à noter que cette densité linéique ne concerne qu'un demi-stator.

A partir de (II.25) et de (II.26), le couple électromagnétique est égal à :

$$C_{EM} = \frac{E_1}{\omega} \frac{\pi}{N_S} \frac{(1 + K_E K_I)}{\sqrt{1 + K_I^2}} A R_1 \quad (\text{II.27})$$

Afin d'alléger l'expression (II.27), nous mettons en place le coefficient de forme suivant :

$$K_F = \frac{(1 + K_E K_I)}{\sqrt{1 + K_I^2}} \quad (\text{II.28})$$

Ce coefficient ne dépend que de la géométrie et de la commande de la machine. En étudiant la fonction K_F que nous représentons Figure 28 en fonction de K_E et de K_I , nous remarquons qu'il est plus intéressant de travailler avec $K_E = K_I = 1$. Cette condition signifie qu'il faut avoir autant de fondamental que d'harmonique de rang 3 dans les forces électromotrices ainsi que dans les courants. Si nous travaillons avec cette condition alors la valeur de K_F est maximale et vaut $\sqrt{2}$.

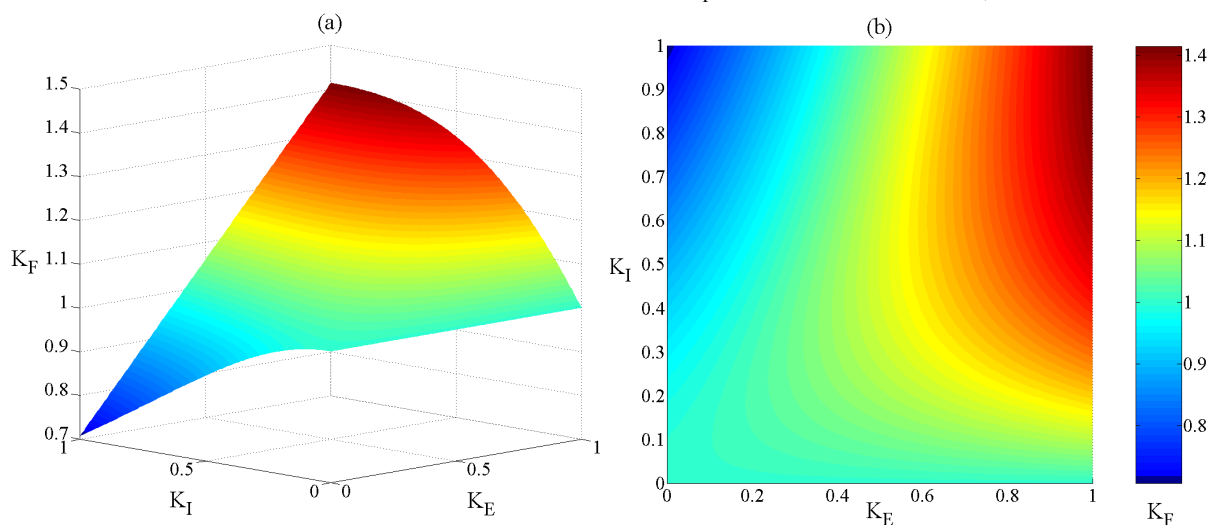


Figure 28 : Vue 3D (a) et 2D (b) de K_F en fonction de K_E et K_I

Connaissant la valeur de K_E pour les deux structures, nous pouvons déterminer la valeur optimale de K_I . Ainsi pour la structure à deux rotors identiques, en prenant par exemple K_E égal à 0,2 (ce sera la valeur pour le prototype final, Figure 62, p. 88), on obtient le résultat donné en Figure 29. Pour la structure à deux rotors différents, en prenant K_E égal à 0,6 (Figure 64, p. 89), on obtient le résultat donné en Figure 29. Les points de fonctionnement optimaux s'obtiennent lorsque les vecteurs courant et force électromotrice sont colinéaires ($K_E = K_I$).

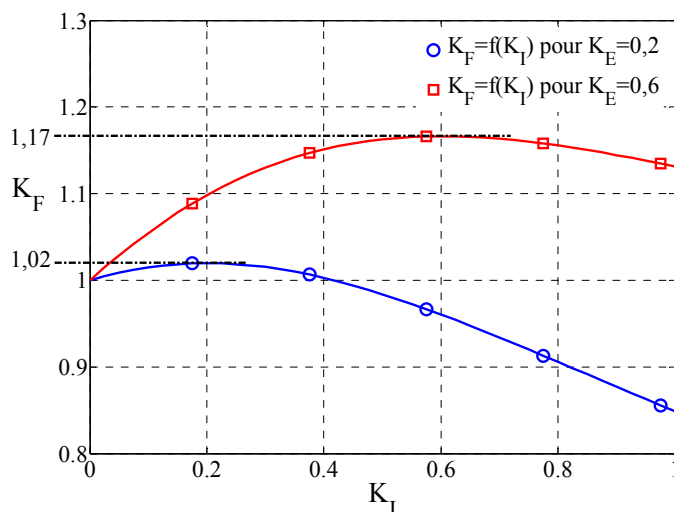


Figure 29 : Evolution du coefficient de forme K_F en fonction de K_I pour un K_E donné

Pour continuer le dimensionnement, il semble plus intéressant de travailler avec la valeur moyenne de l'induction magnétique sous un aimant dans un des entrefers (B_{RE1} par exemple) que de travailler avec E_1 . La valeur efficace du fondamental des forces électromotrices est fonction de la structure étudiée. A partir de maintenant, nous distinguons les deux structures.

II.3.2.2.1. Machine avec deux rotors identiques

Pour obtenir le couple dans ce cas de figure, il faut utiliser (II.19) dans (II.27), le résultat est :

$$C_{EM} = \frac{8}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{b_{E1}\pi}{2}\right) K_F A B_{RE1} R_1 (R_2^2 - R_1^2) \quad (II.29)$$

Nous observons à partir de la relation (II.29), que le couple électromagnétique est fonction des paramètres dimensionnels, magnétique et thermique. En supposant que A et B_{RE1} sont indépendants de la géométrie (de R_2 et de R_1), il y a deux variables dimensionnelles, R_1 et R_2 . Donc pour un rayon R_2 fixé, il est possible de définir $R_1 = f(R_2)$ pour obtenir un couple électromagnétique maximum. Pour cela il suffit de dériver l'expression (II.29) par rapport à R_1 et d'annuler cette dérivée. Après calcul nous obtenons :

$$R_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} R_2 \quad (II.30)$$

La lecture de divers articles [105], [106] et [107] montrent que dans bien des cas, il est difficile de respecter la condition (II.30) (pour des aspects technologique, d'optimisation, ...), nous mettons donc en place un coefficient correctif K_C comme suit :

$$R_1 = \frac{K_C}{\sqrt{3}} R_2 \quad (II.31)$$

En intégrant (II.31) dans (II.29), nous pouvons déduire deux dimensions principales de la machine :

$$R_2 = \left(\frac{3\sqrt{6}C_{EM}}{8K_F K_C (3 - K_C^2) \sin\left(\frac{b_{E1}\pi}{2}\right) AB_{RE1}} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (II.32)$$

Nous présentons Figure 30 pour une valeur de couple électromagnétique égale à 60Nm le rayon extérieur R_2 en fonction de A et de B_{RE1} (avec $K_F = 1,02$, $K_C = (0,0945/0,1435)\sqrt{3}$ et $b_{E1} = 0,8$).

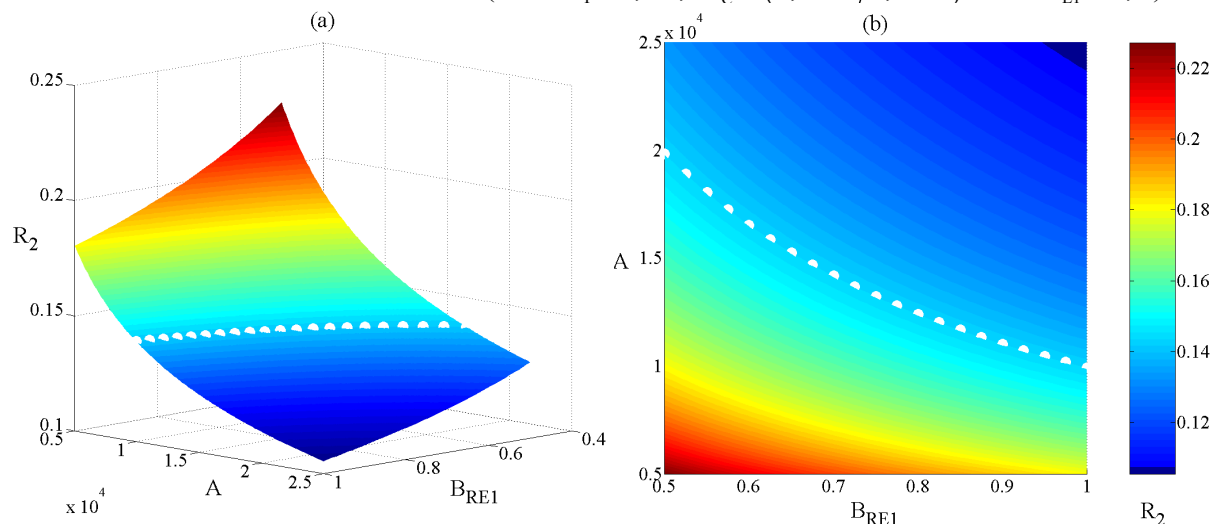


Figure 30 : Vue 3D (a) et 2D (b) de R_2 en fonction de A et de B_{RE1}

L'observation de la Figure 30 (b) montre que pour un rayon donné une infinité de solutions du couple (A , B_{RE1}) existe. A titre d'exemple, pour $R_2 = 0,1435m$ nous pouvons prendre les couples (10kA/m et 1T), (14kA/m et 0,7T) ou (20kA/m et 0,5T).

II.3.2.2.2. Machine avec deux rotors différents

Pour obtenir le couple dans ce cas de figure, il ne faut plus utiliser (II.19) mais (II.18) dans (II.27), le résultat est :

$$C_{EM} = \frac{4}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{b_{E1}\pi}{2}\right) K_F AB_{RE1} R_1 (R_2^2 - R_1^2) \quad (II.33)$$

Pour déterminer le couple maximum en fonction des paramètres géométriques, la démarche est la même que dans le paragraphe précédent (II.3.2.2.1, p. 57). Dans ce cas, nous déduisons facilement l'expression de R_2 :

$$R_2 = \left(\frac{3\sqrt{6}C_{EM}}{4K_F K_C (3 - K_C^2) \sin\left(\frac{b_{E1}\pi}{2}\right) AB_{RE1}} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (II.34)$$

Nous présentons Figure 31 pour une valeur de rayon R_2 donnée ($R_2 = 0,1435m$), l'évolution du couple électromagnétique en fonction de A de B_{RE1} (avec $K_F = 1,17$, $K_C = (0,0945/0,1435)\sqrt{3}$ et $b_{E1} = 0,8$) pour la structure avec deux rotors différents. La Figure 31 montre qu'en fixant B_{RE1} à 0,7T, il faut environ 25kA/m de densité linéique de courant avoir un couple électromagnétique égal à 60Nm.

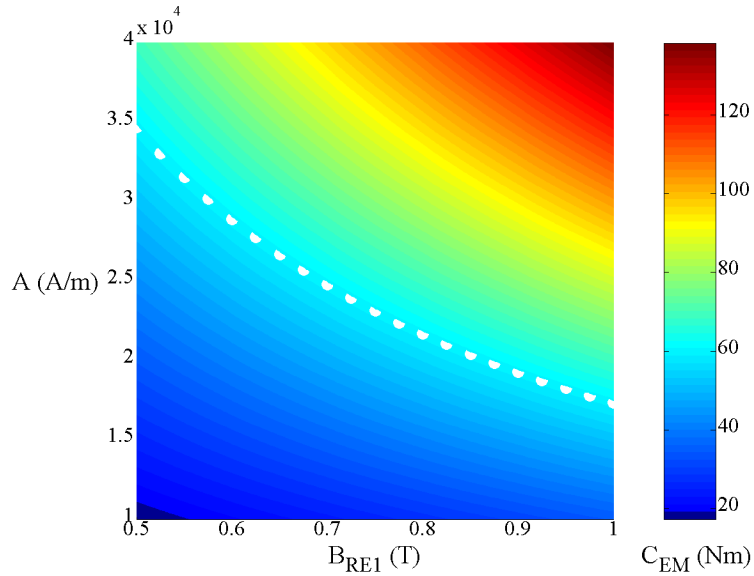


Figure 31 : C_{EM} en fonction de A et de B_{RE1}

II.3.3. Détermination des dimensions axiales

II.3.3.1. Contraintes

Afin de déterminer les dimensions axiales, nous nous imposons quelques contraintes. Ces contraintes sont essentiellement constructives : une épaisseur des aimants supérieure à 1 mm (pour la manipulation) et un entrefer de l'ordre du millimètre. Il faut en effet prendre garde dans ce type de machine aux efforts axiaux très importants qui s'exercent entre rotor et stator. L'épaisseur d'entrefer ne peut être trop faible.

II.3.3.2. Calcul des épaisseurs des culasses rotoriques L_{CRE1} et L_{CRE2}

Pour ce calcul nous nous assurons simplement que l'épaisseur de chaque culasse est suffisante pour refermer le flux créé par un demi pôle, nous avons donc (Figure 21) :

$$S_{PE1} \frac{B_{RE1}}{2} = B_F L_{CRE1} (R_2 - R_1) \quad (II.35)$$

$$S_{PE2} \frac{B_{RE2}}{2} = B_F L_{CRE2} (R_2 - R_1)$$

En observant la Figure 32, les surfaces des pôles (m^2) vaut :

$$S_{PE1} = \frac{b_{E1} \pi}{2p} (R_2^2 - R_1^2) \quad (II.36)$$

$$S_{PE2} = \frac{b_{E2} \pi}{6p} (R_2^2 - R_1^2)$$

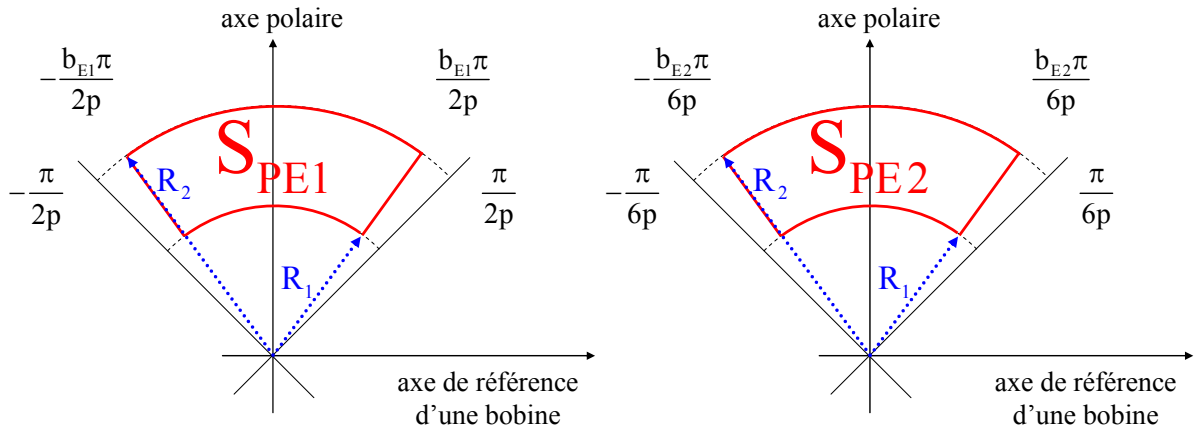


Figure 32 : Représentation des pôles sur les deux rotors

De (II.31), (II.35) et (II.36) nous déduisons l'épaisseur des culasses rotoriques :

$$L_{CRE1} = \frac{3 - K_C^2}{3 - \sqrt{3}K_C} \frac{b_{E1}\pi}{2p} \frac{B_{RE1}}{2B_F} R_2 \quad (II.37)$$

$$L_{CRE2} = \frac{3 - K_C^2}{3 - \sqrt{3}K_C} \frac{b_{E2}\pi}{6p} \frac{B_{RE2}}{2B_F} R_2$$

II.3.3.3. Calcul des épaisseurs des culasses statoriques L_{CSE1} et L_{CSE2}

Le calcul de l'épaisseur des culasses statoriques est simple et rapide. Le flux transitant du rotor au stator étant identique, nous pouvons écrire l'équation suivante :

$$B_{FCSE1} L_{CSE1} (R_2 - R_1) = B_{FCRE1} L_{CRE1} (R_2 - R_1) \quad (II.38)$$

$$B_{FCSE2} L_{CSE2} (R_2 - R_1) = B_{FCRE2} L_{CRE2} (R_2 - R_1)$$

L'équation suivante se simplifie et vaut :

$$\frac{L_{CSE1}}{L_{CRE1}} = \frac{B_{FCRE1}}{B_{FCSE1}} \quad (II.39)$$

$$\frac{L_{CSE2}}{L_{CRE2}} = \frac{B_{FCRE2}}{B_{FCSE2}}$$

La Figure 33 donne les courbes $B=f(H)$ des deux matériaux utilisés afin de construire les culasses rotoriques et statoriques. Les culasses rotoriques sont composées de fer 1010 alors que les culasses statoriques sont fabriquées en poudre de fer ATOMET EM1.

Il faut à présent choisir $\frac{B_{FCR}}{B_{FCS}}$ tout en garantissant des points de fonctionnement dans les coudes de

saturation. Nous choisissons de travailler avec une induction de 1,6T dans le fer 1010 (correspondant aux rotors) et 0,8T dans la poudre de fer (stator). L'équation (II.39) devient :

$$L_{CSE1} = 2L_{CRE1} \quad (II.40)$$

$$L_{CSE2} = 2L_{CRE2}$$

Ce choix résulte d'un compromis entre longueur importante des culasses statoriques et de la chute d'une force magnétomotrice importante au niveau du stator (consommation d'ampères tours).

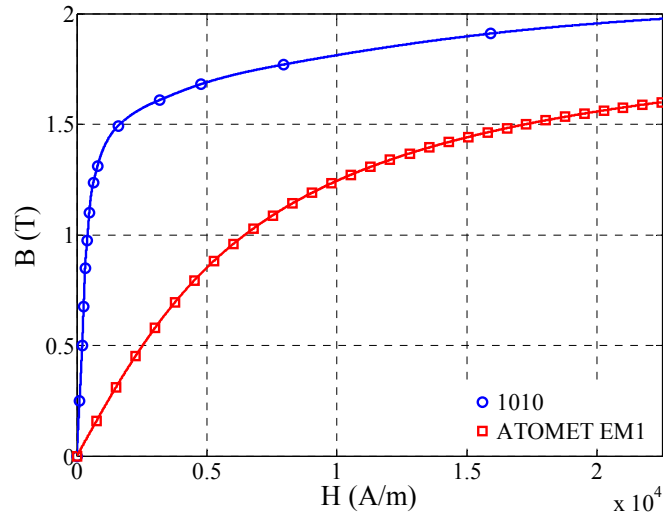


Figure 33 : Courbes $B=f(H)$ des matériaux utilisés au stator et au rotor

II.3.3.4. Calcul de l'épaisseur des aimants

L'objectif de ce paragraphe est de calculer l'épaisseur des aimants disposés sur les rotors de la machine à flux axial. Pour ce faire nous faisons un calcul analytique en émettant les hypothèses suivantes :

- nous transformons notre machine à flux axial (3D) en machine linéaire (2D) (nous mettons « à plat » la structure) ;
- nous étudions les deux rotors indépendamment en négligeant les effets d'interactions des lignes de champs entre eux, nous ne considérons pas les lignes de champs traversant le stator ;
- les droites caractéristiques des aimants sont linéaires.

Pour calculer l'épaisseur des aimants, il faut observer le parcours d'une ligne de champ idéalisée à travers la machine et plus particulièrement : les pièces polaires (rotors et stator), les entrefers, et les aimants. La Figure 34, donne ce parcours.

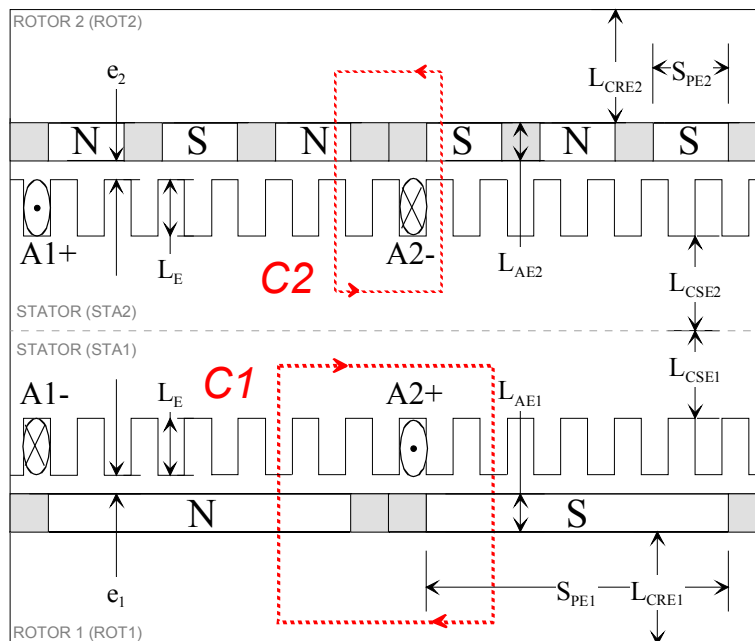


Figure 34 : Parcours idéalisés de deux lignes de champs

Exprimons le théorème d'Ampère pour deux lignes de champ idéalisées C_1 et C_2 dans les deux entrefers (sans prendre en compte la réaction magnétique d'induit). Ces deux lignes traversent successivement une culasse rotorique (ROT), un aimant nord (N), un entrefer (e), une demi culasse statorique (STA), à nouveau un entrefer et enfin pour terminer un aimant sud (S) :

$$\begin{aligned} \int_{C_1} \vec{H}.d\vec{l} &= \int_{ROT1} \vec{H}.d\vec{l} + \int_N \vec{H}.d\vec{l} + \int_{e_1} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{STA1} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{e_1} \vec{H}.d\vec{l} + \int_S \vec{H}.d\vec{l} = 0 \\ \int_{C_2} \vec{H}.d\vec{l} &= \int_{ROT2} \vec{H}.d\vec{l} + \int_N \vec{H}.d\vec{l} + \int_{e_2} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{STA2} \vec{H}.d\vec{l} + \int_{e_2} \vec{H}.d\vec{l} + \int_S \vec{H}.d\vec{l} = 0 \end{aligned} \quad (II.41)$$

soit encore⁹,

$$\begin{aligned} H_{ROT1}L_{ROT1} + 2H_{AE1}L_{AE1} + 2H_{e_1}e_1 + H_{STA1}L_{STA1} &= 0 \\ H_{ROT2}L_{ROT2} + 2H_{AE2}L_{AE2} + 2H_{e_2}e_2 + H_{STA2}L_{STA2} &= 0 \end{aligned} \quad (II.42)$$

Où H_{ROT1} , H_{ROT2} , H_{AE1} , H_{AE2} , H_{e_1} , H_{e_2} , H_{STA1} et H_{STA2} sont respectivement les excitations magnétiques dans les culasses rotoriques 1 et 2, dans les aimants 1 (p paires de pôles) et 2 ($3p$ paires de pôles), dans les entrefers et dans les deux demi culasses statoriques.

La conservation de la composante tangentielle de \vec{H} et normale de \vec{B} impliquent que \vec{B}_e est orthogonal au niveau de l'entrefer à la surface des pièces polaires en regard. Il vient donc :

$$\vec{B}_e.d\vec{S}_e = B_e.dS_e \quad (II.43)$$

Il n'y a donc pas d'épanouissement des lignes de champ au niveau de l'entrefer ; la conservation du flux se traduit alors par¹⁰ :

$$\begin{aligned} B_{AE1}S_{PE1} &= B_{e_1}S_{e_1} \\ B_{AE2}S_{PE2} &= B_{e_2}S_{e_2} \end{aligned} \quad (II.44)$$

Notre structure ayant des aimants déposés en surface, il vient puisqu'on ne tient pas compte des fuites :

$$\begin{aligned} S_{e_1} &= S_{PE1} \\ S_{e_2} &= S_{PE2} \end{aligned} \quad (II.45)$$

A partir de (II.44) et de (II.45), il vient :

$$\begin{aligned} B_{AE1} &= B_{e_1} \\ B_{AE2} &= B_{e_2} \end{aligned} \quad (II.46)$$

Dans les entrefers, les équations caractéristiques des milieux sont :

$$\begin{aligned} B_{e_1} &= \mu_0 H_{e_1} \\ B_{e_2} &= \mu_0 H_{e_2} \end{aligned} \quad (II.47)$$

De (II.42), (II.46) et (II.47) nous déduisons :

$$\begin{aligned} B_{AE1} &= -\mu_0 \frac{L_{AE1}}{e_1} H_{AE1} - \mu_0 \left(\frac{H_{ROT1}L_{ROT1} + H_{STA1}L_{STA1}}{2e_1} \right) \quad (a) \\ B_{AE2} &= -\mu_0 \frac{L_{AE2}}{e_2} H_{AE2} - \mu_0 \left(\frac{H_{ROT2}L_{ROT2} + H_{STA2}L_{STA2}}{2e_2} \right) \quad (b) \end{aligned} \quad (II.48)$$

Compte tenu des hypothèses la longueur des lignes de champs dans les culasses se déterminent facilement en observant les Figure 21 et Figure 34 et valent :

⁹ Avec l'hypothèse d'une excitation magnétique H constante dans chaque domaine.

¹⁰ Nous supposons une antisymétrie du champ excitation magnétique H dans les aimants Nord et Sud.

$$\begin{aligned}
 L_{\text{ROT1}} &= L_{\text{CRE1}} + \frac{R_2}{2} \frac{2\pi}{2p} \frac{(K_C + \sqrt{3})}{2\sqrt{3}} & L_{\text{STA1}} &= L_{\text{CSE1}} + \frac{R_2}{2} \frac{2\pi}{2p} \frac{(K_C + \sqrt{3})}{2\sqrt{3}} + 2L_E \\
 L_{\text{ROT2}} &= L_{\text{CRE2}} + \frac{R_2}{2} \frac{2\pi}{6p} \frac{(K_C + \sqrt{3})}{2\sqrt{3}} & L_{\text{STA2}} &= L_{\text{CSE2}} + \frac{R_2}{2} \frac{2\pi}{6p} \frac{(K_C + \sqrt{3})}{2\sqrt{3}} + 2L_E
 \end{aligned}
 \tag{II.49}$$

Les relations (a) et (b) de (II.48) constituent les droites de charge des aimants. Il nous faut à présent, chercher les expressions des inductions magnétiques dans les entrefers. Ces expressions correspondent aux points d'intersection entre les droites caractéristiques des aimants et les droites de charge. La Figure 35 montre ces deux points d'intersection (avec μ_{RME1} , μ_{RME2} , J_{RM1} et J_{RM2} qui sont les perméabilités relatives et les champs rémanents des aimants dans les deux entrefers).

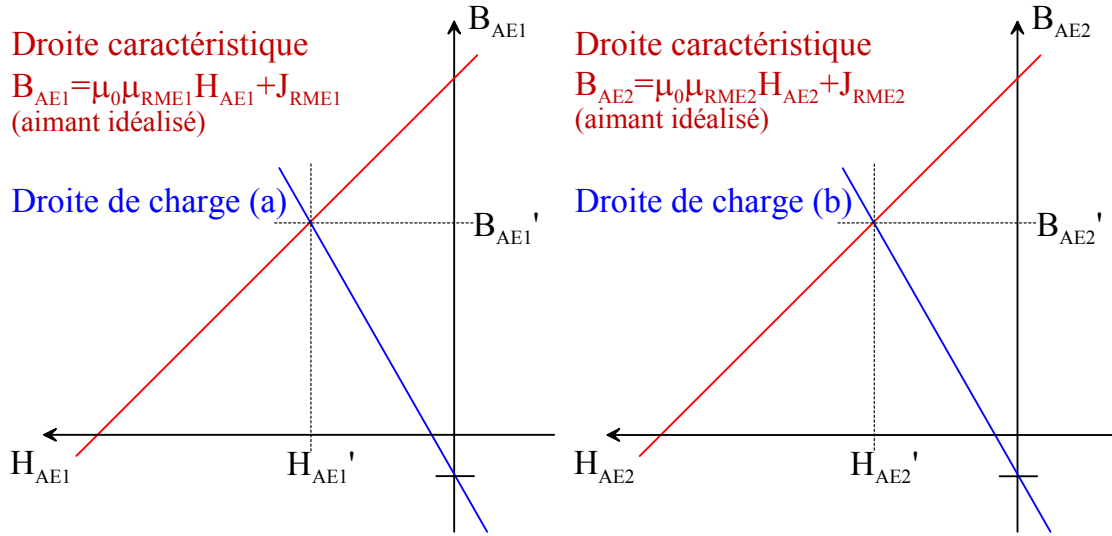


Figure 35 : Inductions magnétiques dans les deux entrefers

A partir de (II.48) et de la Figure 35, nous trouvons les expressions d'induction magnétique suivantes:

$$\begin{aligned}
 B_{\text{AE1}}' &= J_{\text{RME1}} \left(\frac{L_{\text{AE1}}}{L_{\text{AE1}} + \mu_{\text{RME1}} e_1} \right) - \frac{\mu_0 \mu_{\text{RME1}}}{2} \left(\frac{H_{\text{ROT1}} L_{\text{ROT1}} + H_{\text{STA1}} L_{\text{STA1}}}{L_{\text{AE1}} + \mu_{\text{RME1}} e_1} \right) \\
 B_{\text{AE2}}' &= J_{\text{RME2}} \left(\frac{L_{\text{AE2}}}{L_{\text{AE2}} + \mu_{\text{RME2}} e_2} \right) - \frac{\mu_0 \mu_{\text{RME2}}}{2} \left(\frac{H_{\text{ROT2}} L_{\text{ROT2}} + H_{\text{STA2}} L_{\text{STA2}}}{L_{\text{AE2}} + \mu_{\text{RME2}} e_2} \right)
 \end{aligned}
 \tag{II.50}$$

De (II.50), il vient pour les épaisseurs des aimants qui permet d'obtenir les champs B_{AE1}' et B_{AE2}' .

$$\begin{aligned}
 L_{\text{AE1}} &= \frac{B_{\text{AE1}}' \mu_{\text{RME1}} e_1}{J_{\text{RME1}} - B_{\text{AE1}}'} + \frac{\mu_{\text{RME1}}}{2(J_{\text{RME1}} - B_{\text{AE1}}')} \left(\frac{B_{\text{ROT1}} L_{\text{ROT1}}}{\mu_{\text{ROT1}}} + \frac{B_{\text{STA1}} L_{\text{STA1}}}{\mu_{\text{STA1}}} \right) \\
 L_{\text{AE2}} &= \frac{B_{\text{AE2}}' \mu_{\text{RME2}} e_2}{J_{\text{RME2}} - B_{\text{AE2}}'} + \frac{\mu_{\text{RME2}}}{2(J_{\text{RME2}} - B_{\text{AE2}}')} \left(\frac{B_{\text{ROT2}} L_{\text{ROT2}}}{\mu_{\text{ROT2}}} + \frac{B_{\text{STA2}} L_{\text{STA2}}}{\mu_{\text{STA2}}} \right)
 \end{aligned}
 \tag{II.51}$$

L'équation (II.51) permet d'obtenir très simplement les épaisseurs des aimants si on suppose infinies les perméabilités relatives dans les matériaux magnétiques. Si nous voulions tenir compte du fer (perméabilité relative dans le fer faible comme avec de la poudre de fer ou avec des longueurs de culasses importantes), l'épaisseur des aimants devrait augmenter. Dans les matériaux magnétiques il est habituel de travailler dans le coude de saturation ce qui permet d'obtenir un ordre de grandeur de B_{ROT1} , B_{STA1} , B_{ROT2} et B_{STA2} . Dans (II.51) nous ne prenons pas en compte l'effet des encoches. Ce qui a pour effet de majorer la valeur du champ magnétique dans l'entrefer. Pour résoudre ce problème, nous mettons en place un coefficient de Carter [104]. Les équations de (II.51) deviennent :

$$L_{AE1} = \frac{B_{AE1} \mu_{RME1} K_{KE1} e_1}{J_{RME1} - B_{AE1}'} + \frac{\mu_{RME1}}{2(J_{RME1} - B_{AE1}')} \left(\frac{B_{ROT1} L_{ROT1}}{\mu_{ROT1}} + \frac{B_{STA1} L_{STA1}}{\mu_{STA1}} \right) \quad (II.52)$$

$$L_{AE2} = \frac{B_{AE2} \mu_{RME2} K_{KE2} e_2}{J_{RME2} - B_{AE2}'} + \frac{\mu_{RME2}}{2(J_{RME2} - B_{AE2}')} \left(\frac{B_{ROT2} L_{ROT2}}{\mu_{ROT2}} + \frac{B_{STA2} L_{STA2}}{\mu_{STA2}} \right)$$

Avec K_{KE1}^{11} et K_{KE2}^{12} qui sont les coefficients de Carter au niveau des entrefers 1 et 2.

II.3.3.5. Calcul de la profondeur des encoches

Nous calculons évidemment la profondeur de nos encoches au niveau du rotor à p paires de pôles puisque c'est à cet endroit que les contraintes sont les plus importantes. Au stator un même motif se répète $m2pN_E$ fois. Ce motif comprend une dent et une encoche. La Figure 36 montre ce motif.

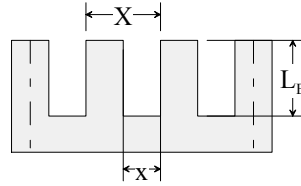


Figure 36 : Représentation « à plat » d'une dent et d'une encoche

La largeur de ce motif (appelé pas dentaire) se note X (m), la largeur d'une encoche x (m). En exprimant la conservation du flux et en supposant que le flux est canalisé entièrement par la dent il vient :

$$\frac{X - x}{X} = \frac{B_{E1}}{B_F} \quad (II.53)$$

Comme pour la détermination de la densité linéique de courant, nous devons tenir compte du fait que le rayon est variable. Pour définir les valeurs du pas dentaire et de la largeur d'encoche, nous nous plaçons sur le rayon intérieur R_1 pour lequel les contraintes de réalisation sont les plus fortes :

$$X = \frac{2\pi R_1}{m2pN_E} \quad \text{et} \quad x = \frac{2\pi R_1}{m2pN_E} \left(1 - \frac{B_{E1}}{B_F} \right) \quad (II.54)$$

La surface d'une encoche peut être reliée à la densité surfacique de courant dans les conducteurs par la relation suivante :

$$L_E x d C_R = N_C I \quad (II.55)$$

avec d et C_R la densité surfacique de courant (A/m^2) et le coefficient de remplissage des encoches. A partir de (II.26), (II.54) et (II.55) la profondeur d'une encoche se déduit facilement et vaut :

$$L_E = \frac{A}{C_R d \left(1 - \frac{B_{E1}}{B_F} \right)} \quad (II.56)$$

Bien entendu, les différentes dimensions sont liées entre elles lorsqu'on affine le modèle. Nous pouvons donc affirmer que pour dimensionner correctement notre prototype, nous avons un système d'équations non linéaires à résoudre : des procédures de résolution itérative ont été les outils de modélisation numérique.

¹¹ $K_{KE1} = \frac{X}{X - \gamma e_1}$ avec $\gamma = \frac{(x/e_1)^2}{5 + x/e_1}$.

¹² $K_{KE2} = \frac{X}{X - \gamma e_2}$ avec $\gamma = \frac{(x/e_2)^2}{5 + x/e_2}$.

II.3.4. Choix du nombre de spires - inductance - résistance

II.3.4.1. Contraintes

Le nombre de spires est un paramètre secondaire dans le dimensionnement d'une machine électrique. Néanmoins, il influe sur les éléments caractéristiques que sont les inductances (propres, mutuelles et de fuites) et la résistance statorique. Le dimensionnement de la tension de bus de l'onduleur est directement lié à ce paramètre.

II.3.4.2. Calcul des inductances propre et mutuelles

Les calculs développés dans cette partie, sont pratiquement semblables à ceux de la partie sur le calcul du flux total capté par une spire (II.3.2.1.2, p. 52). La grande différence est que dans cette partie, les termes sources sont les aimants, alors qu'ici ce sont les courants. Le point de départ pour le calcul des inductances, est de connaître à nouveau le parcours des lignes de champs créées par un courant dans une phase. La Figure 37 montre leur parcours idéalisé lors de l'alimentation par un courant I (pour une meilleure lisibilité, le stator et les rotors ne sont pas représentés).

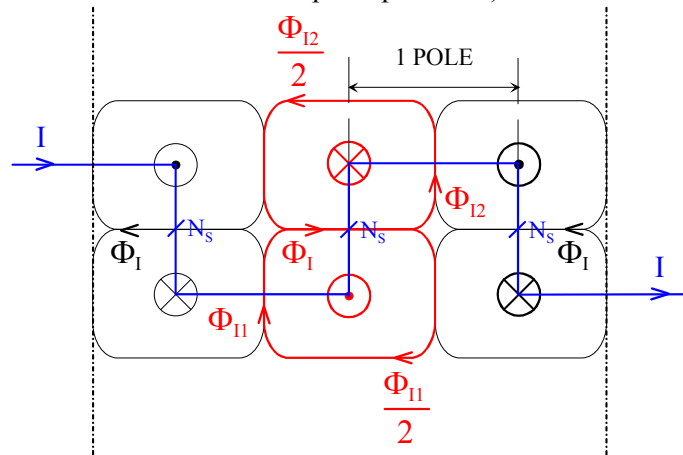


Figure 37 : Parcours idéalisé des lignes de champs dans la machine

La Figure 37 montre que le flux Φ_I capté par les N_S spires de la machine est égal à :

$$\Phi_I = \frac{\Phi_{I1} + \Phi_{I2}}{2} \quad (\text{II.57})$$

Avec Φ_{I1} et Φ_{I2} qui sont respectivement les flux canalisés par le stator et les deux rotors. Ces deux flux étant fonction de la géométrie de la machine, nous allons les exprimer afin de déterminer Φ_I .

Sachant que chaque phase possède une fonction de bobinage [11]-[12] exclusivement dépendante de la méthode de construction, pour chacune des phases k nous définissons une fonction de bobinage notée K_k définie en fonction de l'angle ζ_s . La Figure 38 nous expose une représentation graphique des fonctions de bobinage de deux phases successives (pour rappel, la machine dimensionnée possède des bobinages concentrés à pas diamétral).

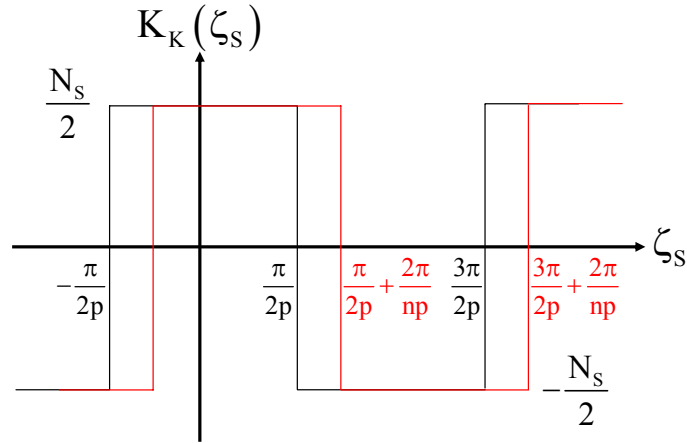


Figure 38 : Représentation de la fonction de bobinage de deux enroulements successifs

Cette fonction de bobinage K_k s'exprime avec une série de Fourier :

$$K_k(\zeta_s) = \sum_{i=0}^{\infty} a_{ik} \cos\left(ip\left(\zeta_s - (k-1)\frac{2\pi}{np}\right)\right) \quad (\text{II.58})$$

avec :

$$a_{ik} = \frac{2}{2\pi} \int_{-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}} \cos\left(ip\left(\zeta_s - (k-1)\frac{2\pi}{np}\right)\right) d\zeta_s \quad (\text{II.59})$$

En choisissant judicieusement les bornes et en intégrant sur 2π , le résultat pour a_{ik} est le suivant :

$$a_{ik} = \frac{pN_s}{\pi} \left[\frac{\sin\left(ip\left(\zeta_s - (k-1)\frac{2\pi}{np}\right)\right)}{ip} \right]_{(k-1)\frac{2\pi}{np} - \frac{\pi}{2p}}^{(k-1)\frac{2\pi}{np} + \frac{\pi}{2p}} = \frac{2N_s}{i\pi} \sin i \frac{\pi}{2} \quad (\text{II.60})$$

Les termes de l'équation (II.60) peuvent s'écrire suivants les trois cas :

$$i \text{ pair } a_{ik} = 0$$

$$i \text{ impair } i = 1, 5, 9, \dots a_{ik} = \frac{2N_s}{i\pi} \quad (\text{II.61})$$

$$i \text{ impair } i = 3, 7, 11, \dots a_{ik} = -\frac{2N_s}{i\pi}$$

Puisque les harmoniques de rang pairs sont nuls, nous pouvons garder : $h = 2i + 1$ et nous obtenons ainsi pour (II.58) :

$$K_k(\zeta_s) = \frac{2N_s}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{h} \cos\left(hp\left(\zeta_s - (k-1)\frac{2\pi}{np}\right)\right) \quad (\text{II.62})$$

Comme les champs magnétiques B_{1k} et B_{2k} ne sont créés que par la circulation du courant i_k dans la phase k nous avons alors :

$$\begin{aligned} B_{1k}(\zeta_s) &= P_{E1} \xi_k(\zeta_s) \\ B_{2k}(\zeta_s) &= P_{E2} \xi_k(\zeta_s) \end{aligned} \quad (\text{II.63})$$

Dans notre cas, nous avons une machine possédant 2 entrefers magnétiques (entrefers mécanique plus aimant) qui peuvent être différents, les perméances se définissent comme ceci :

$$\begin{aligned} P_{E1} &= \frac{\mu_0}{e_1 + L_{AE1}} \\ P_{E2} &= \frac{\mu_0}{e_2 + L_{AE2}} \end{aligned} \quad (\text{II.64})$$

La force magnétomotrice peut s'écrire :

$$\xi_k(\zeta_S) = K_K(\zeta_S) i_k \quad (\text{II.65})$$

De (II.63) et de (II.64), on déduit les expressions des champs magnétiques soit :

$$\begin{aligned} B_{1k}(\zeta_S) &= \frac{\mu_0}{e_1 + L_{AE1}} \xi_k(\zeta_S) \\ B_{2k}(\zeta_S) &= \frac{\mu_0}{e_2 + L_{AE2}} \xi_k(\zeta_S) \end{aligned} \quad (\text{II.66})$$

Il ne reste plus qu'à insérer (II.62) dans (II.66) :

$$\begin{aligned} B_{1k}(\zeta_S) &= \frac{2\mu_0 N_S i_k}{\pi(e_1 + L_{AE1})} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{h} \cos\left(\text{hp}\left(\zeta_S - (k-1)\frac{2\pi}{np}\right)\right) \\ B_{2k}(\zeta_S) &= \frac{2\mu_0 N_S i_k}{\pi(e_2 + L_{AE2})} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{h} \cos\left(\text{hp}\left(\zeta_S - (k-1)\frac{2\pi}{np}\right)\right) \end{aligned} \quad (\text{II.67})$$

Pour poursuivre le calcul des inductances propre et mutuelles, il faut redéfinir les flux engendrés par ces inductions. Les intégrales suivantes donnent les expressions de ces flux captés par un enroulement m décalé d'un angle de $(m-k)(2\pi/np)$ par rapport à la bobine k :

$$\begin{aligned} \phi_{m1k} &= \frac{N_S (R_2^2 - R_1^2)}{2} \int_{(m-1)\frac{2\pi}{np} - \frac{\pi}{2p}}^{(m-1)\frac{2\pi}{np} + \frac{\pi}{2p}} B_{1k}(\zeta_S) d\zeta_S \\ \phi_{m2k} &= \frac{N_S (R_2^2 - R_1^2)}{2} \int_{(m-1)\frac{2\pi}{np} - \frac{\pi}{2p}}^{(m-1)\frac{2\pi}{np} + \frac{\pi}{2p}} B_{2k}(\zeta_S) d\zeta_S \end{aligned} \quad (\text{II.68})$$

Après calculs nous obtenons :

$$\begin{aligned} \phi_{m1k} &= \frac{2\mu_0 N_S^2 (R_2^2 - R_1^2)}{\pi p} \left(\frac{1}{e_1 + L_{AE1}} \right) i_k \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h^2} \cos\left(h(m-k)\frac{2\pi}{n}\right) \\ \phi_{m2k} &= \frac{2\mu_0 N_S^2 (R_2^2 - R_1^2)}{\pi p} \left(\frac{1}{e_2 + L_{AE2}} \right) i_k \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h^2} \cos\left(h(m-k)\frac{2\pi}{n}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.69})$$

A partir de (II.57), nous pouvons définir ϕ_{mk} comme cela :

$$\phi_{mk} = \frac{\phi_{m1k} + \phi_{m2k}}{2} \quad (\text{II.70})$$

Ce qui donne pour le flux capté par les N_S spires d'une encoche :

$$\phi_{mk} = \frac{\mu_0 N_S^2 (R_2^2 - R_1^2)}{\pi p} \left(\frac{1}{e_1 + L_{AE1}} + \frac{1}{e_2 + L_{AE2}} \right) i_k \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h^2} \cos\left(h(m-k)\frac{2\pi}{n}\right) \quad (\text{II.71})$$

De l'équation (II.15) et puisque la géométrie de la machine reste inchangée nous avons :

$$\Phi_{mk} = 2p \phi_{mk} \quad (\text{II.72})$$

et puisque :

$$\Phi_{mk} = L_{mk} i_k \quad (\text{II.73})$$

nous pouvons définir l'inductance mutuelle entre deux phases par :

$$L_{mk} = \frac{2\mu_0 N_s^2 (R_2^2 - R_1^2)}{\pi} \left(\frac{1}{e_1 + L_{AE1}} + \frac{1}{e_2 + L_{AE2}} \right) \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{h^2} \cos\left(h(m-k)\frac{2\pi}{n}\right) \quad (\text{II.74})$$

II.3.4.3. Calcul de l'inductance de fuite (propre)

La connaissance de l'inductance de fuite semble plus importante pour faire de la commande que pour réaliser un dimensionnement de machine. C'est pour la commande que nous allons la calculer (ou plutôt l'estimer). La détermination analytique de l'inductance de fuite est extrêmement délicate. Cependant en fonction de la géométrie des encoches ou des têtes de bobines, des formules empiriques sont proposées dans la littérature. Pour notre étude, afin de déterminer l'inductance de fuite d'encoche nous avons utilisé la relation suivante [101] :

$$L_f = \mu_0 N_s^2 l \frac{h}{3w} \quad (\text{II.75})$$

avec l , h et w qui représente respectivement la longueur d'une spire, la profondeur et la largeur d'encoche. Si nous nous intéressons à l'inductance de fuite d'une phase L_F , il vient :

$$L_F = 2pL_f = 4\mu_0 N_s^2 p (R_2 - R_1 + L_{CSE1} + L_{CSE2} + 2L_E) \frac{L_E}{3X} \quad (\text{II.76})$$

II.3.4.4. Calcul de la résistance statorique

En prenant comme hypothèse que la distribution du vecteur densité surfacique de courant \vec{J} est homogène dans un conducteur, la résistance d'une spire se détermine à l'aide de la formule classique :

$$r = \rho \frac{l}{s} \quad (\text{II.77})$$

avec ρ la résistivité (Ωm) et s la section de la spire (m^2). En appliquant (II.77) à nos dimensions, la résistance d'une spire est égale à :

$$R_{SP} = \rho \frac{2(R_2 - R_1 + L_{CSE1} + L_{CSE2} + 2L_E)}{s} \quad (\text{II.78})$$

Il s'en suit la résistance totale R d'une phase :

$$R = 2pN_s R_{SP} = pN_s \rho \frac{4(R_2 - R_1 + L_{CSE1} + L_{CSE2} + 2L_E)}{s} \quad (\text{II.79})$$

La section s de la spire peut être déterminée à partir de la section d'encoche S_E (m^2), du coefficient de remplissage C_R et du nombre de spires :

$$s = \frac{C_R S_E}{N_s} \quad (\text{II.80})$$

Il vient :

$$R = pN_s^2 \rho \frac{4(R_2 - R_1 + L_{CSE1} + L_{CSE2} + 2L_E)}{C_R S_E} \quad (\text{II.81})$$

On voit alors que le rapport inductance sur résistance, homogène à une constante de temps ne dépend pas du nombre de spires.

Chapitre III. Caractérisation du prototype

Au Chapitre II, ont été définis différents critères qu'une machine polyphasée devait respecter afin de :

- permettre un contrôle du couple avec un faible taux d'ondulation,
- permettre un fonctionnement en mode dégradé avec un faible taux d'ondulation de couple,
- exploiter les harmoniques de forces électromotrices pour la production du couple.

Afin de valider expérimentalement ces considérations, un prototype¹³ de faible puissance a été élaboré. Sa faible puissance induit des dimensions géométriques réduites. Si un rapport d'homothétie est possible pour certains éléments du système cela n'est pas toujours le cas. Ainsi, la modulation de l'aimantation par juxtaposition d'aimant de champs rémanents différents n'est pas réalisable pour de petites machines eu égard aux dimensions géométriques minimales des aimants à manipuler.

Nous avons de ce fait tenu compte des contraintes de réalisation d'une petite machine. La structure axiale à deux rotors permettait de réaliser la répartition entre les différents harmoniques de façon plus simple que la structure à flux radial. De façon grossière, les deux premiers harmoniques (1 et 3) sont contrôlés indépendamment par les 2 rotors. Par ailleurs la structure à 2 rotors permet également moyennant peu de modifications d'avoir 2 machines différentes :

- l'une avec deux rotors identiques (notée $\rho_1 - \rho_1$) sans recherche de pondération entre entres les harmoniques 1 et 3 (Figure 39 (a)),
- l'autre plus exploratoire avec deux rotors différents (notée $\rho_1 - \rho_2$) (Figure 39 (b)).

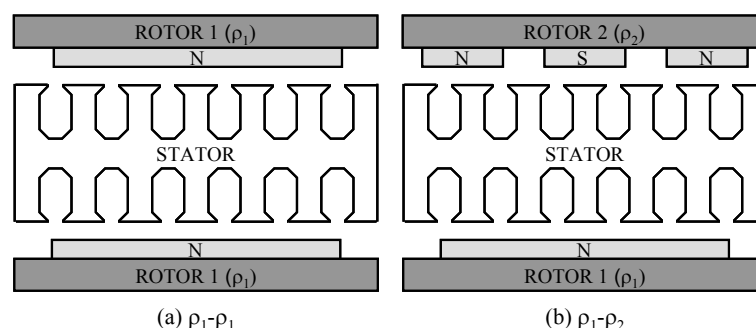


Figure 39 : Structure à deux rotors identiques (a) et à deux rotors différents (b)

¹³ Le prototype que nous caractérisons a été fabriqué par la société Selem Electrotechnologies (selem@oricom.ca).

Cette dernière structure ($\rho_1 - \rho_2$) permettant de mieux tirer parti de l'onduleur de tension (par injection d'harmonique de rang 3 [88]) doit être étudiée du point de vue des performances de l'ensemble machine/convertisseur. On ne recherche pas avec cette structure des performances en termes de machine électrique proprement dite. Par contre, l'objectif est d'examiner l'impact de la présence d'harmoniques du point de vue de la commande, de l'alimentation et des pertes dans le matériau SMC. Dans ce chapitre, nous caractérisons les deux versions de notre prototype ($\rho_1 - \rho_1$ et $\rho_1 - \rho_2$) du point de vue électromagnétique. Nous déterminons certaines grandeurs comme l'induction magnétique, le couple de détente, les inductances, les flux et les fem à vides. Pour cela nous utilisons trois méthodes de caractérisation :

- le calcul analytique (développé dans le chapitre précédent),
- le calcul numérique (méthode des éléments finis 3D),
- les essais expérimentaux.

III.1. Présentation du prototype

Il existe de très nombreuses variantes de machines à flux axial [108]-[127]. Nos prototypes sont des machines à flux axial de type TORUS comportant un stator intérieur et deux rotors extérieurs. En Figure 41 et Figure 42 on reconnaît une forme de tore pour le stator. Le bobinage est toroidal (Figure 41), du même type que celui de la machine de Gramme. Par ailleurs, parmi les deux topologies qu'il est encore possible d'envisager (voir Figure 40) pour les machines à flux axial de type TORUS nous avons choisi le type NN avec bobinage toroidal (Annexe 2) qui permet de réaliser aisément la modulation recherchée pour les harmoniques de force électromotrice. Par examen des lignes de champ en Figure 40 (a), il apparaît que dans le principe il y a une relative indépendance magnétique entre les deux rotors. La force électromotrice est la somme de celles induites par chacun des deux rotors. On rappelle que les deux prototypes se distinguent par leurs rotors. Le prototype noté $\rho_1 - \rho_1$ comporte deux rotors identiques de type 1 (Figure 39 (a)) alors que celui noté $\rho_1 - \rho_2$ comporte un rotor de type 1 et un de type 2 (Figure 39 (b)).

On notera que le stator est encoché (du type TORUS-S selon [117]-[118]). Et pourtant une machine à flux axial sans encoches ne possède pas de couple de détente et est plus facile à fabriquer. Néanmoins, les faibles valeurs des inductances cycliques [119]-[120] et donc des constantes de temps imposent alors de choisir une fréquence de porteuse de MLI élevée. Or une des particularités des machines polyphasées est la présence de plusieurs constantes de temps associées aux différentes machines fictives. Si la valeur de la constante de temps de la machine M1 (associée au premier harmonique) est du même ordre que celle d'une machine triphasée, celles des autres machines sont en général plus faibles. Il faut pouvoir contrôler le courant dans la machine fictive possédant la plus faible constante de temps. Il est donc nécessaire de choisir une structure dont les constantes de temps sont intrinsèquement suffisantes. C'est pour cette raison que nos prototypes comportent des encoches. Bien entendu, les encoches présentes dans ce type de machine (TORUS-S) induisent alors un couple de détente non nul (nous le caractérisons dans la partie III.2.1.1.2, p. 78).

Parmi toutes les structures de machines à flux axial, celle que nous avons choisie permet de répondre à nos objectifs. En Annexe 3 on trouvera des éléments de comparaison, dans le cas des machines triphasées, avec les autres structures à flux axial ainsi que celle à flux radial.

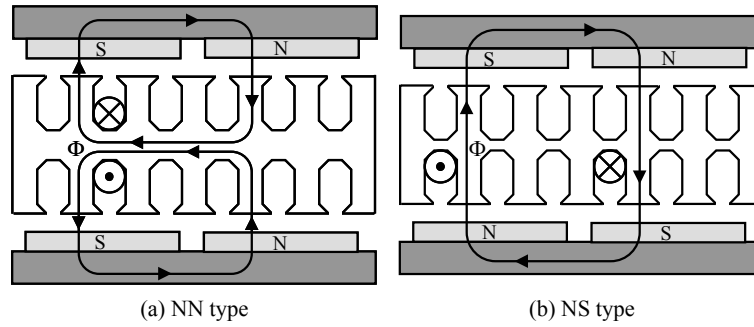


Figure 40 : Deux différentes topologies pour les machines à flux axial TORUS-S

La Figure 41 donne une représentation en trois dimensions d'un sixième de notre prototype $\rho_1 - \rho_1$ (seules les parties actives sont représentées). Il y a un pôle sur chaque rotor et on peut distinguer 7 bobines.

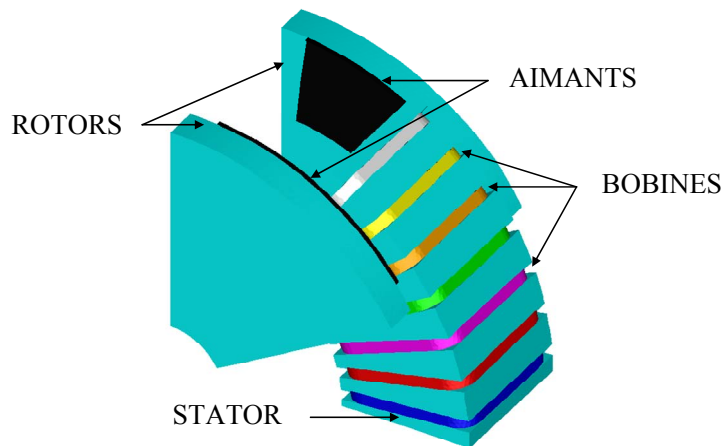


Figure 41 : Représentation en 3D d'un sixième de la machine

Le stator encoché, en poudre de fer, est représenté Figure 42.

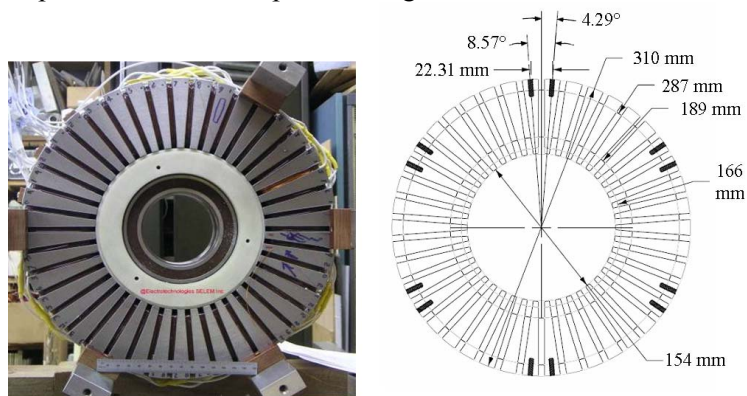


Figure 42 : Photo et dimensions du stator

La Figure 43 montre les deux types de rotor utilisés dans les deux prototypes. Le rotor 1 (a) possède 3 paires de pôles et le rotor 2 (b) possède 9 paires de pôles. Deux arcs polaires de $4/5$ pour (a) et $2/3$ pour (b) permettent d'éliminer respectivement les harmoniques de rang 5 (a) et de rang 9 (b).

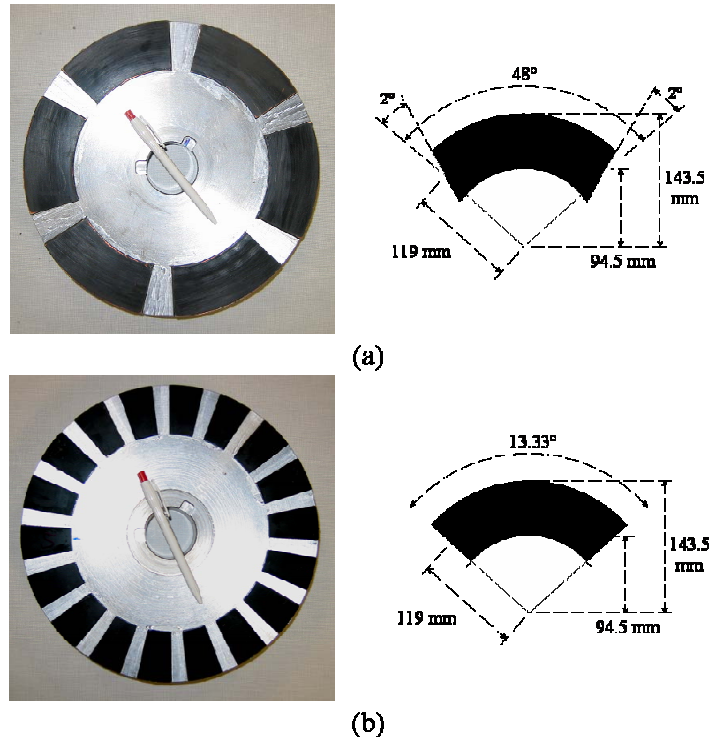


Figure 43 : Photos et dimensions des deux rotors

Les caractéristiques communes des deux prototypes sont données dans le Tableau 3, puis en Tableau 4 et en Tableau 5 les variantes sont spécifiées (les plans de la machine sont en Annexe 4).

Tableau 3 : Paramètres et dimensions du prototype

Nombre de phases (n)	7
Nombre d'encoches	42
Diamètre extérieur (D_o , mm)	310
Diamètre intérieur (D_i , mm)	154
Rayon extérieur au niveau des aimants (R_2 , mm)	143,5
Rayon intérieur au niveau des aimants (R_1 , mm)	94,5
Longueur axiale du stator (mm)	78,3
Longueur axiale d'un rotor (mm)	18,4
Dimensions d'une encoche ($L_E \times x$, mm)	11,5 \times 6,3
Nombre de conducteurs par encoche	40
Coefficient de remplissage d'encoche (C_R , %)	44
Type des conducteurs/diamètre (mm)	AWG18 ($\varnothing 1$)
Type de poudre de fer du stator (QMP)	ATOMET EM1
Type d'acier des rotors	1010
Vitesse de rotation nominale (tr/min)	750
Courant efficace nominal (A)	5,1
Densité linéique de courant sur R_1 (kA/m)	14,4

Tableau 4 : Particularités pour la structure ρ_1 - ρ_1

Nombre de pôles du rotor 1 (2p)	6
Arc polaire rotor 1 (b_{E1})	4/5
Épaisseur d'un aimant d'un rotor 1 (L_{AE1} , mm)	2,8
Épaisseur d'un entrefer avec rotor 1 (e_1 , mm)	1
Type d'aimants sur le rotor 1	NdFeB N48
Couple nominal pour 60°C dans les enroulements (Nm)	65
Puissance nominale à 750 tr/min (kW)	5,1

Tableau 5 : Particularités pour la structure ρ_1 - ρ_2

Nombre de pôles du rotor 2 (2p)	18
Arc polaire rotor 2 (b_{E2})	2/3
Épaisseur d'un aimant d'un rotor 2 (L_{AE2} , mm)	1,2
Épaisseur d'un entrefer avec rotor 2 (e_2 , mm)	2
Type d'aimants sur le rotor 2	NdFeB N30H
Couple nominal pour 60°C dans les enroulements (Nm)	40
Puissance nominale à 750 tr/min (kW)	3,1

Les caractéristiques $B = f(H)$ de la poudre de fer ATOMET EM1 ainsi que du fer 1010 sont visibles sur la Figure 33. Celles des aimants NdFeb N48 et N30H sont disponibles en Annexe 5.

III.2. Calcul analytique, modélisation 3D et résultats expérimentaux

Tous les résultats obtenus par la méthode des éléments finis 3D (EF3D) sont issus du logiciel CARMEL développé par le L2EP. Grâce à la régularité de construction de notre structure, nous pouvons ne modéliser qu'un seul pôle.

Le maillage de la structure $\rho_1 - \rho_1$ représenté en Figure 44 est constitué d'environ 791500 éléments et de 142000 nœuds. Pour une meilleure lisibilité la boîte d'air n'est pas représentée. Il est à noter qu'en configuration $\rho_1 - \rho_1$ ou $\rho_1 - \rho_2$, les deux maillages (des machines $\rho_1 - \rho_1$ et $\rho_1 - \rho_2$) sont quasiment identiques. Nous nous imposons cela afin de garder une sensibilité aux résultats quasi identique dans les deux cas.

Les contraintes les plus fortes ayant menées au maillage présenté sont la prise en compte du mouvement. En effet, nous avons utilisé la méthode du pas bloqué [121]-[122]-[123] qui nécessite l'utilisation d'un maillage régulier dans l'entrefer. Le nombre de points de calcul étant lié au pas de maillage nous avons pris 112 éléments (pour décrire un angle mécanique de 60°). Cela conduit à une précision suffisante pour le calcul du couple de détente ainsi que des harmoniques de force électromotrice. Ces aspects seront développés dans le paragraphe correspondant au couple de détente (III.2.1.1.2, p. 78).

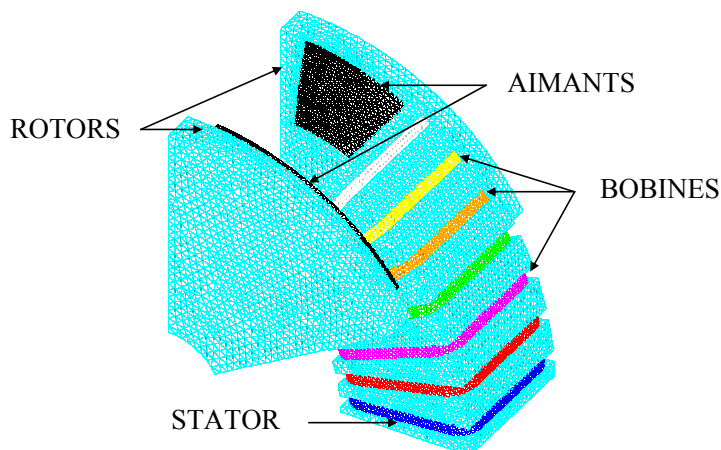


Figure 44 : Représentation du maillage des parties actives de la structure $\rho_1-\rho_1$

Avec ce maillage, la formulation en potentiel scalaire et une station de travail biprocesseur de type XEON (80546k) à 3 GHz et 2 Go de RAM, il faut environ 3 minutes en régime linéaire et 45 minutes en régime saturé pour effectuer un pas de calcul. Pour décrire une période électrique, il faut 224 pas de calcul.

III.2.1. Distribution de l'induction magnétique dans les entrefers

La vérification des formes et des valeurs des inductions magnétiques à vide dans les entrefers nous permet de valider notre dimensionnement analytique. Lors de la conception de la machine nous n'avons pas prévu de mesurer l'induction magnétique dans l'entrefer. Dans ces conditions c'est la méthode des éléments finis en 3D (EF3D) qui servira de référence. La Figure 45 montre la distribution de l'induction magnétique pour les deux structures.

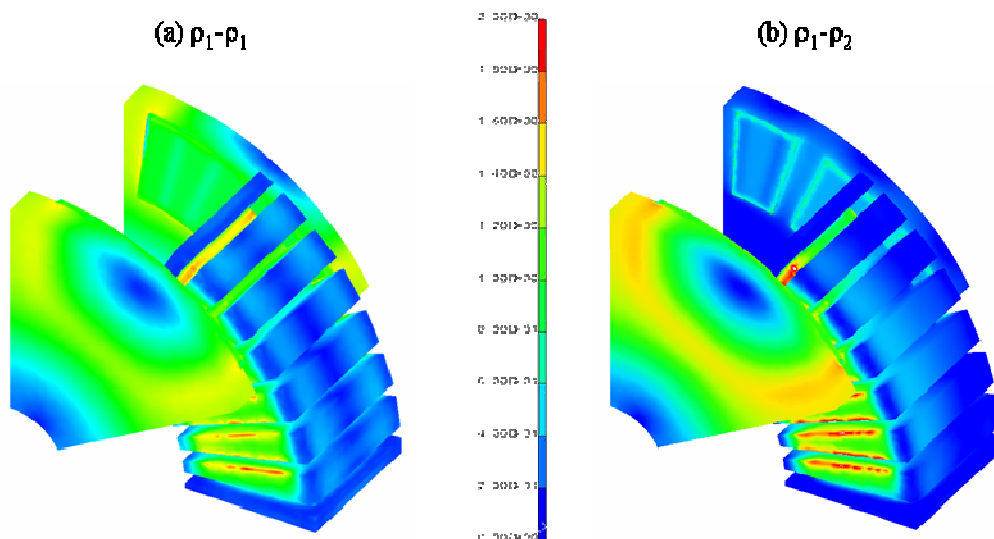


Figure 45 : Distribution de l'induction magnétique pour les deux structures $\rho_1-\rho_1$ (a) et $\rho_1-\rho_2$ (b)

L'induction magnétique qu'il faut considérer pour la création du flux est la composante axiale (suivant l'axe Z de rotation). La Figure 46 montre le module des inductions magnétiques obtenues par EF3D dans les deux entrefers (en régime linéaire). Pour la structure $\rho_1 - \rho_1$, les inductions (Figure 46 (a)) dans les deux entrefers sont bien entendu identiques en module et opposées en direction. En revanche pour la structure $\rho_1 - \rho_2$, il faut prendre en compte les configurations représentées en (a) et (b) selon le rotor.

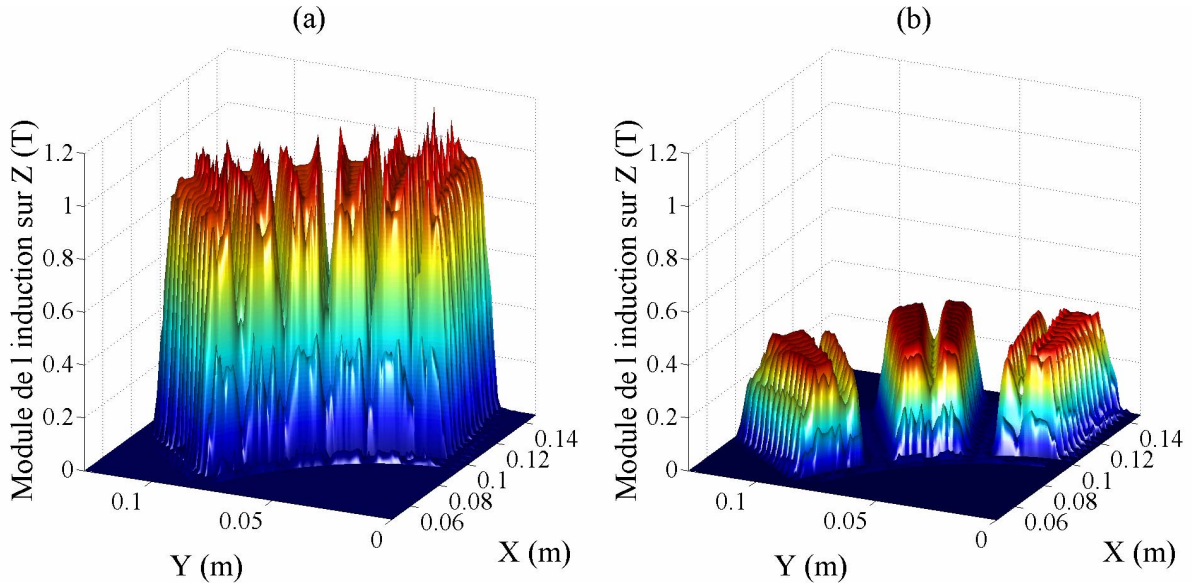


Figure 46 : Module de l'induction magnétique suivant Z dans les deux entrefers face à ρ_1 sous un pôle (a) et face à ρ_2 sous trois pôles (b)

Afin de comparer les formes d'ondes obtenues sur la Figure 46 avec celles obtenues par calcul analytique, nous représentons l'induction magnétique toujours sous un pôle de ρ_1 mais cette fois ci pour un rayon moyen (Figure 47).

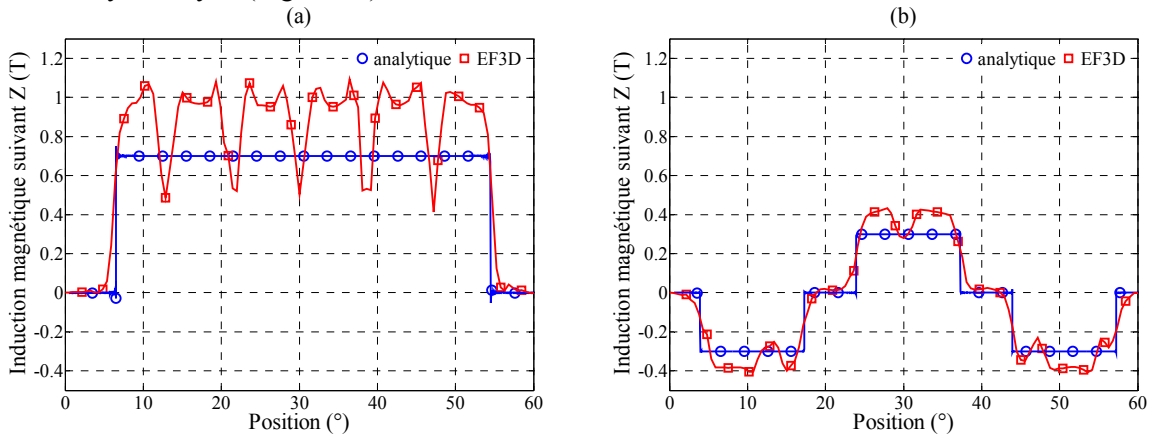


Figure 47 : Induction magnétique suivant Z pour un rayon moyen $((R_2+R_1)/2)$ pour le rotor 1 (a) et le rotor 2 (b)

Sur la Figure 47 on observe des différences puisque dans le cas du calcul analytique nous n'avons pas pris en compte l'effet des encoches. Comparons les valeurs moyennes de l'induction sous un aimant obtenues par approche analytique et par EF3D. Dans le cas de la structure $\rho_1 - \rho_1$, la valeur moyenne de l'induction sous un aimant B_{RE1} par EF3D est de 0,85T au lieu de 0,7T par calcul analytique ce qui fait une erreur relative d'environ 20%. Dans le cas de la structure $\rho_1 - \rho_2$, la valeur de B_{RE2} par EF3D est de 0,35T au lieu de 0,3T ce qui fait une erreur relative d'environ 17%. Afin de comparer plus précisément ces quatre signaux, nous effectuons des développements en série de Fourier (Figure 48). Pour (a) comme pour (b), nous normalisons chaque signal par rapport à son harmonique d'amplitude maximale. Pour (a) c'est la valeur moyenne et pour (b) c'est le fondamental. L'effet d'encoche se ressent fortement sur (a) (harmonique de rang 7, 14, 21, ...) comparativement à celui sur (b). Cela est cohérent car l'amplitude de l'induction magnétique sous un pôle de ρ_1 est supérieure à celle sous un pôle de ρ_2 . Les différences entre chaque harmonique semblent assez raisonnables pour dire que cette

étape est validée. Cependant, la grandeur la plus importante à caractériser du point de vue de la commande reste la force électromotrice à vide (f_{em}).

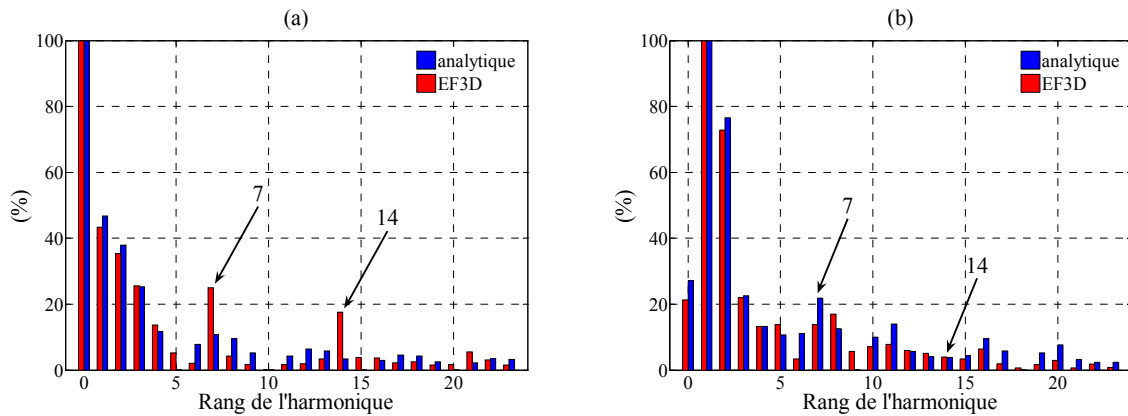


Figure 48 : Comparaison des inductions magnétiques analytiques et par EF3D par FFT

III.2.1.1. Force axiale et couple de détente

III.2.1.1.1. Force axiale

Cette grandeur est importante pour le dimensionnement des paliers qui servent à maintenir des épaisseurs d'entrefer quasi constantes et à empêcher les rotors de venir se coller sur le stator. En utilisant la formule suivante qui correspond à la pression électromagnétique pr_{EM} :

$$pr_{EM} = \frac{B^2(\theta, r)}{2\mu_0} \quad (III.1)$$

il nous est facile d'estimer analytiquement la force axiale résultante s'exerçant entre un rotor et un stator. Une valeur de 5715N obtenue analytiquement par intégration sur la surface des aimants peut être comparée à la valeur moyenne de 7450N obtenue par EF3D (avec la méthode des travaux virtuels) (Figure 49) : on observe une erreur de -30%. La force axiale suivant l'axe de rotation Z possède des ondulations de force (ΔF_Z) d'amplitudes égales à 150N. Ces ondulations de force peuvent être à l'origine de déformation des structures mécaniques et donc de bruit.

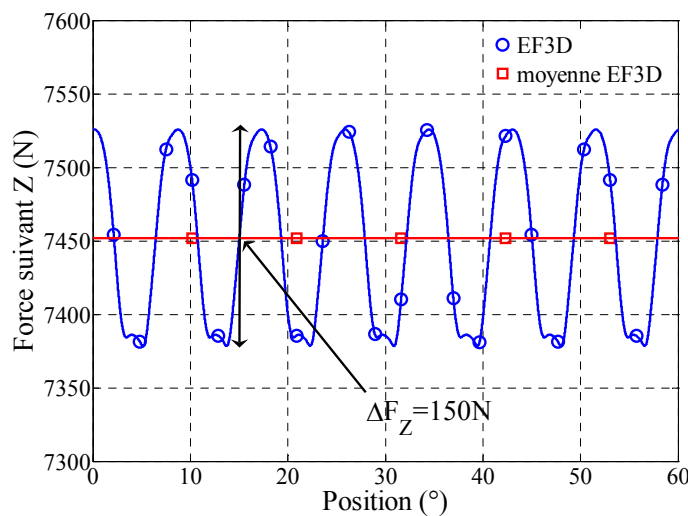


Figure 49 : Force axiale résultante entre un rotor et un stator ramenée sous un pôle

III.2.1.1.2. Couple de détente

Le couple de détente est une grandeur souvent délicate à déterminer du fait de sa périodicité faible par rapport à la période électrique. Pour une évaluation correcte il faut disposer d'un nombre suffisant d'éléments sous l'ouverture angulaire correspondant à un pas dentaire. Nous avons choisi 112 pas de maillage dans la surface de mouvement sous 1 pôle (qui correspond à un sixième de la machine). Puisque la structure comporte 1 encoche par pôle et par phase (soit 112 pas pour 7 périodes de couple de détente), nous obtenons 16 pas par période de couple de détente. Le théorème de Shannon relatif aux conditions minimales d'échantillonnage est respecté jusqu'à l'harmonique de rang 8. Si le couple de détente ne varie pas trop brutalement ce nombre de points peut sembler acceptable.

La Figure 50 montre que le couple de détente obtenu par EF3D n'est pas périodique (Figure 50 (b)). Cette non-périodicité dans les résultats provient du maillage. En effet ce dernier n'étant pas tout à fait symétrique, des erreurs numériques apparaissent. Pour contourner ce phénomène nous allons utiliser une méthode couramment employée lors d'essais expérimentaux. Nous moyennons nos données (« EF3D moyennée »). En faisant cela, nous ajoutons un aspect statistique à nos relevés. Nous appliquons cette méthode à tous les résultats présentés dans cette partie.

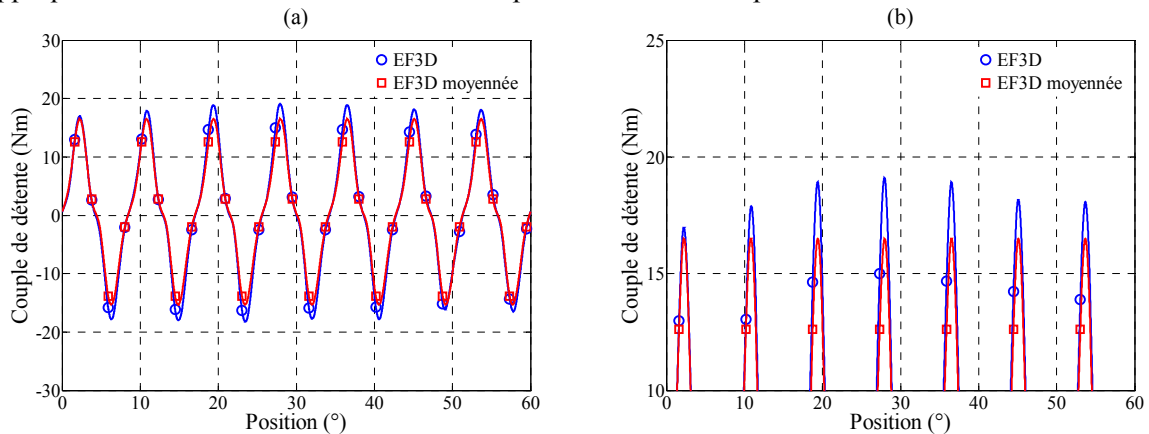


Figure 50 : Couple de détente par EF3D avec et sans modification des résultats

Au départ, le couple de détente a été déterminé par EF3D avec deux rotors identiques non décalés spatialement. Les résultats reproduits sur la Figure 51 montrent un couple de détente d'amplitude crête de 16Nm, soit environ 25% du couple nominal (65Nm avec deux rotors identiques).

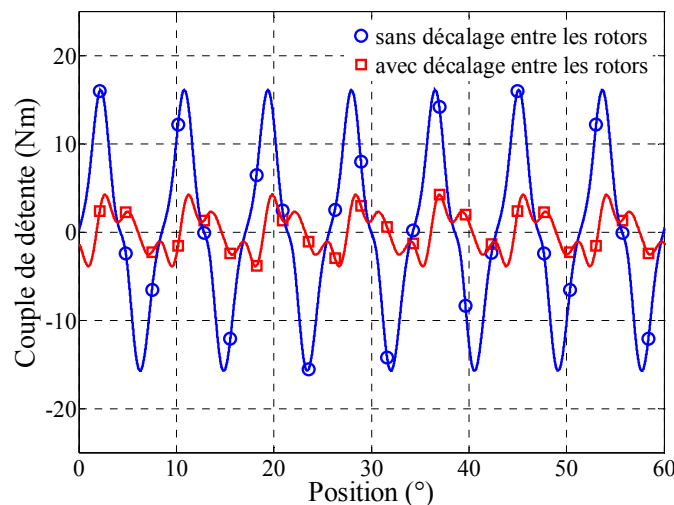


Figure 51 : Couple de détente par EF3D avec et sans décalage entre les deux rotors

Cette valeur étant considérée trop importante, nous avons examiné les différentes techniques de réduction disponibles. Dans [113] les auteurs rendent le stator dissymétrique en jouant sur l'emplacement des encoches. D'autres auteurs [114]-[115] mettent en place des arcs polaires sur les aimants placés sur les rotors. La troisième et dernière méthode la plus rencontrée consiste à utiliser des aimants possédant des formes particulières [116]. Ayant à notre disposition deux rotors identiques, nous décidons de les décaler spatialement l'un par rapport à l'autre. Le décalage entre les deux rotors correspondant à une encoche (angle mécanique de $4,3^\circ$ qui est simple à mettre en œuvre) soit encore 8 pas de décalage du maillage. La Figure 51 montre que le couple de détente chute à 4Nm et est acceptable (6% du couple nominal). Expérimentalement, cette méthode donne de bons résultats dans notre cas car l'angle de décalage mécanique choisi n'est pas trop faible : la sensibilité vis-à-vis de l'erreur de positionnement des rotors est faible. Cette sensibilité a été analysée par différents calculs du couple de détente pour des angles de décalage variables (Figure 52). Pour des machines comportant un nombre élevé de pôles cette méthode simple de réduction du couple de détente s'avère très vite trop sensible.

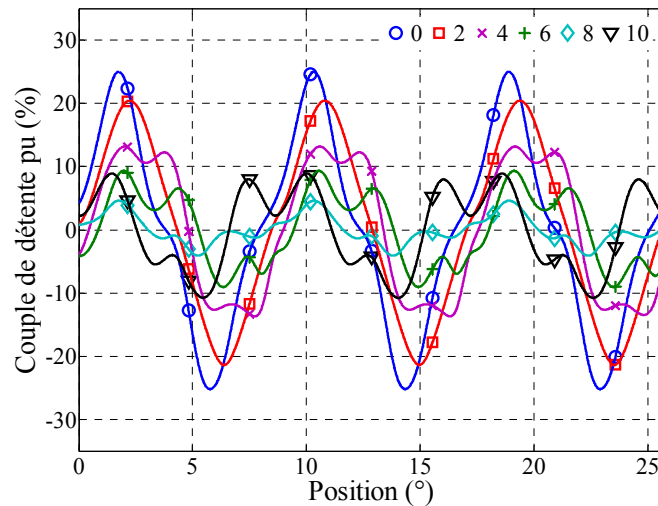


Figure 52 : Couple de détente par EF3D pour différents pas de décalage entre les rotors

La Figure 52 montre clairement l'atténuation du couple de détente lorsqu'on décale les deux rotors. A partir de 8 pas de décalage la tendance à la diminution commence à s'inverser. Ce phénomène est tout à fait compréhensible puisque à partir de ce décalage spatial, les couples de détente existants dans les deux entrefers tendent à se remettre en phase.

Ce décalage mécanique entre les deux rotors induit un décalage électrique au niveau des deux fem élémentaires créées par ceux-ci. Puisque la fem de la machine correspond à la somme de ces deux fem élémentaires, nous observons une atténuation du premier harmonique. Ici l'angle mécanique de $4,3^\circ$ entre les rotors, induit un angle électrique de $12,9^\circ$, le premier harmonique de force électromotrice est réduit seulement d'un facteur de 0,994 (facteur égal à $\cos(12,9/2)$). Il semble important de noter que pour une machine triphasée de stator identique avec le même nombre d'encoches (42) et aussi une encoche par pôle et par phase on aurait alors 14 pôles. Un décalage d'une encoche ($4,3^\circ$ mécanique) représente alors un décalage électrique de 30° . Cela implique un facteur de 0,966 ($\cos(30/2)$) pour le fondamental de la force électromotrice. Donc à courant donné une diminution d'environ 3,5% du couple électromagnétique peut être observée pour une machine triphasée. Si on travaille à couple donné cela fait une augmentation des pertes Joule d'environ 7%.

Le couple de détente est mesuré expérimentalement grâce à un couple-mètre de type TM211 et donne des résultats en accord avec la méthode par éléments finis en 3D (EF3D Figure 53).

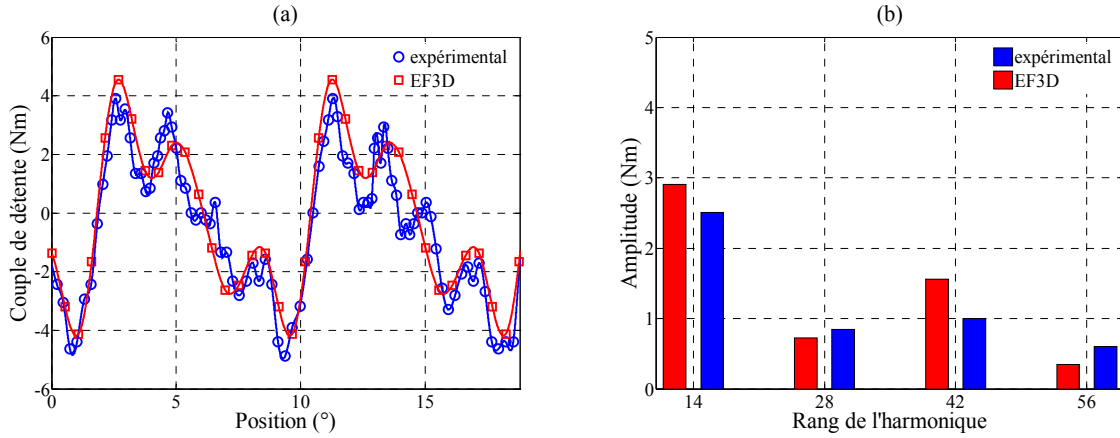


Figure 53 : Evolution du couple de détente en fonction de la position (a) en expérimental et par EF3D et FFT des deux signaux (b)

III.2.1.2. Les inductances

Le but de cette partie, est de déterminer les valeurs de la matrice inductance $[L]$. Notre machine possède 7 phases, sa matrice inductance est de la forme :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} & L_{15} & L_{16} & L_{17} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} & L_{25} & L_{26} & L_{27} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} & L_{35} & L_{36} & L_{37} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} & L_{45} & L_{46} & L_{47} \\ L_{51} & L_{52} & L_{53} & L_{54} & L_{55} & L_{56} & L_{57} \\ L_{61} & L_{62} & L_{63} & L_{64} & L_{65} & L_{66} & L_{67} \\ L_{71} & L_{72} & L_{73} & L_{74} & L_{75} & L_{76} & L_{77} \end{bmatrix} \quad (III.2)$$

Compte tenu des symétries de construction de la machine, la matrice $[L]$ est circulante. De plus les matrices inductances sont symétriques. Dans ces conditions on obtient une inductance propre et trois mutuelles inductances [7]. En règle générale, pour une machine à n phases (avec bobinage régulièrement réparti), le nombre d'inductances à déterminer est égal à $(n + 1)/2$. L'inductance propre d'une phase est notée L_0 et nous avons :

$$L_0 = L_{11} = L_{22} = L_{33} = L_{44} = L_{55} = L_{66} = L_{77} \quad (III.3)$$

Les mutuelles inductances sont notées M_1 , M_2 et M_3 valent :

$$M_1 = \begin{matrix} L_{12} = L_{23} = L_{34} = L_{45} = L_{56} = L_{67} = L_{71} \\ L_{21} = L_{32} = L_{43} = L_{54} = L_{65} = L_{76} = L_{17} \end{matrix}$$

$$M_2 = \begin{matrix} L_{13} = L_{24} = L_{35} = L_{46} = L_{57} = L_{61} = L_{72} \\ L_{31} = L_{42} = L_{53} = L_{64} = L_{75} = L_{16} = L_{27} \end{matrix} \quad (III.4)$$

$$M_3 = \begin{matrix} L_{14} = L_{25} = L_{36} = L_{47} = L_{51} = L_{62} = L_{73} \\ L_{41} = L_{52} = L_{63} = L_{74} = L_{15} = L_{26} = L_{37} \end{matrix}$$

A partir de (III.2), (III.3) et (III.4) la matrice inductance devient :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_0 & M_1 & M_2 & M_3 & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & L_0 & M_1 & M_2 & M_3 & M_3 & M_2 \\ M_2 & M_1 & L_0 & M_1 & M_2 & M_3 & M_3 \\ M_3 & M_2 & M_1 & L_0 & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_3 & M_3 & M_2 & M_1 & L_0 & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_3 & M_3 & M_2 & M_1 & L_0 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & M_3 & M_2 & M_1 & L_0 \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

Dans ce paragraphe, notre travail consiste à déterminer les inductances L_0 , M_1 , M_2 et M_3 . Connaissant ces quatre grandeurs, nous pourrions ensuite déterminer les inductances cycliques de chaque machine fictive. La détermination expérimentale de celles-ci se fera en imposant un courant dans une des 7 phases de la machine (phase A) par l'intermédiaire d'une alimentation linéaire de puissance. Afin qu'aucune fem ne se crée et ne vienne fausser les résultats, nous bloquons le rotor pour empêcher tout mouvement de l'axe de rotation. Les aimants de notre prototype n'étant pas démontables, nous ne pourrions pas dissocier la contribution du courant à celle créée par les aimants. C'est pour cette raison, que nous nous plaçons exactement dans les mêmes conditions lorsqu'on utilise la méthode par éléments finis en 3D. Il nous reste cependant à savoir s'il est nécessaire de prendre en compte des caractéristiques non linéaires pour les matériaux (stator et rotors). Pour cela, nous nous sommes placés dans une position (pour les rotors) où le flux capté par la phase A, dû à la contribution des aimants, est maximum. Ensuite nous alimentons la phase A en imposant un courant variant de -20A à 20A. La Figure 54 présente les résultats obtenus :

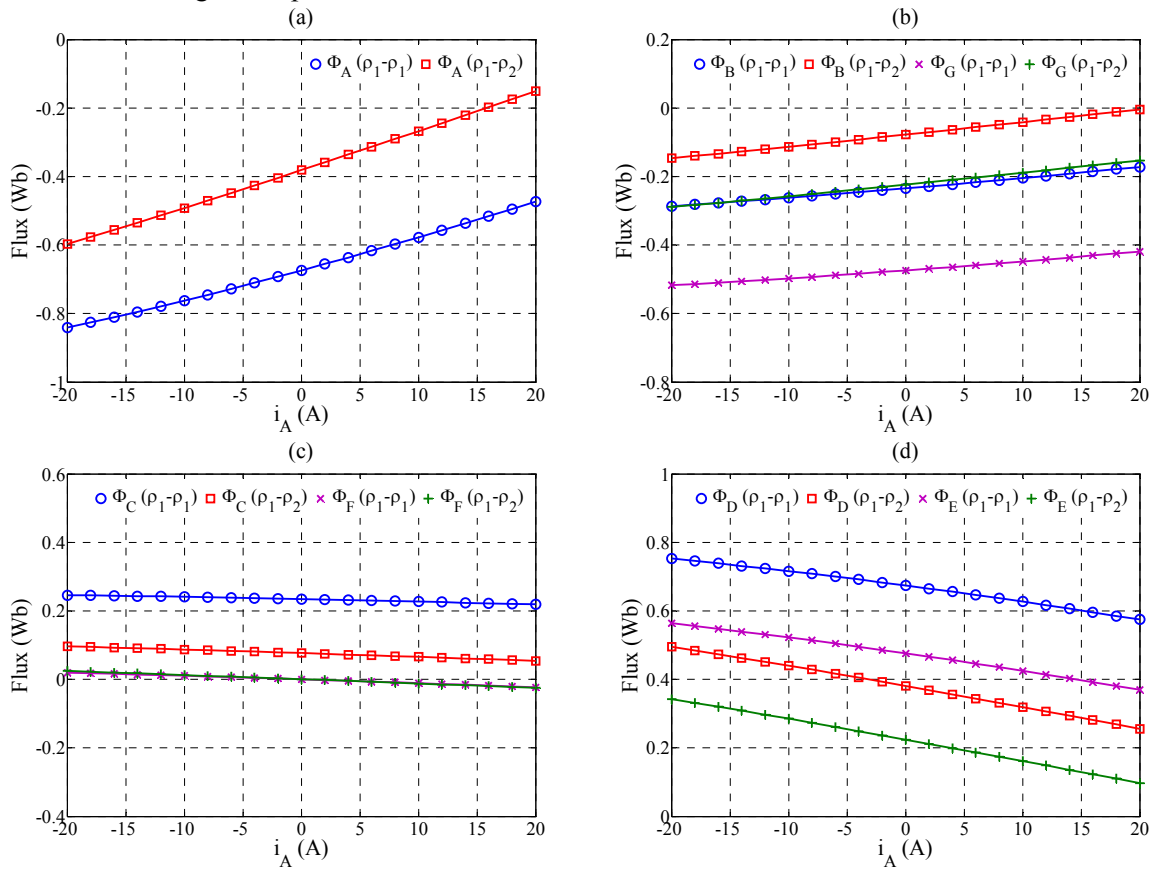


Figure 54 : Flux captés dans les différentes phases en fonction du courant i_A par EF3D avec des caractéristiques non linéaire pour les matériaux magnétiques

La Figure 54 montre que toutes les pentes des caractéristiques sont pratiquement constantes. Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser des caractéristiques non linéaires pour les matériaux. D'autre part, la machine étant à pôles lisses, aucune variation au niveau des inductances ne peut être observée en fonction de la position. Par conséquent (au μ_R des aimants près), les inductances de la machine seront considérées constantes (par EF3D).

III.2.1.2.1. Les inductances propres

Deux types d'essais ont été réalisés pour déterminer expérimentalement la valeur des inductances propres (pour les deux configurations de la machine) : un essai de type indiciel permettant de déduire la constante de temps et donc l'inductance ; un essai de type harmonique en faisant varier la fréquence d'alimentation sinusoïdale pour en déduire la constante de temps puis l'inductance.

III.2.1.2.1.1. Machine avec deux rotors identiques ($\rho_1-\rho_1$)

La valeur de l'inductance propre par EF3D se calcule à partir de la Figure 54 (a) et est approximativement égale à 10,9mH. A partir du calcul analytique on obtient en faisant des hypothèses au 1^{er} harmonique une inductance propre de 7,85mH. Si on tient compte de tous les harmoniques la valeur calculée est égale à 9,7mH. La Figure 55 (a) montre la forme d'onde du courant relevé expérimentalement pour une réponse à un échelon de tension aux bornes de la phase A. La Figure 55 (b) montre aussi le diagramme de Bode de la fonction de transfert courant sur tension. En assimilant la réponse du courant à un premier ordre il est facile de déterminer la constante de temps. Connaissant cette valeur ainsi que celle de la résistance, nous pouvons en déduire la valeur de l'inductance propre : on trouve 10,1mH par l'essai indiciel et 12mH par la réponse harmonique. Le Tableau 6 donne les erreurs relatives de ces valeurs par rapport aux calculs expérimentaux.

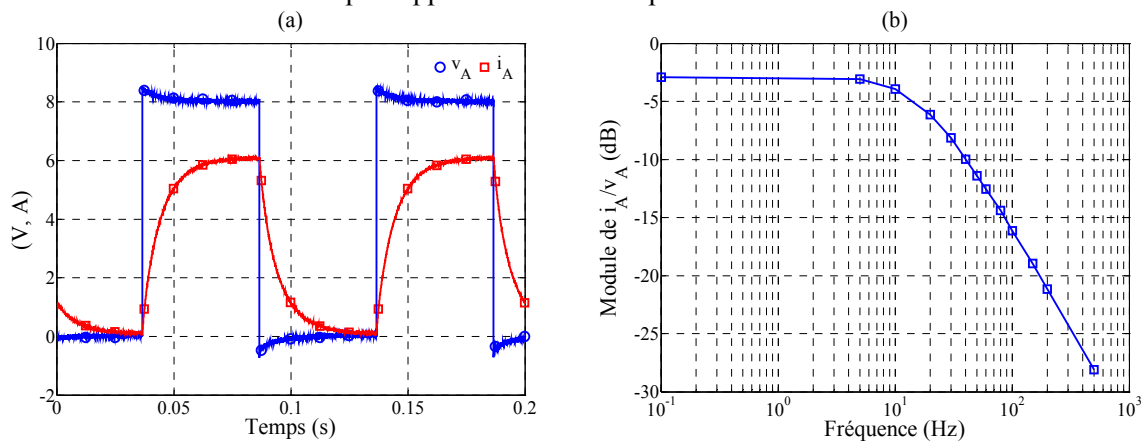


Figure 55 : Echelon de tension aux bornes de la phase A (a) et diagramme de Bode (b) pour une machine avec deux rotors identiques

III.2.1.2.1.2. Machine avec deux rotors différents ($\rho_1-\rho_2$)

Pour déterminer l'inductance propre de la machine avec deux rotors différents, la méthode est strictement identique à celle développée dans la partie précédente (III.2.1.2.1.1). Analytiquement cette inductance vaut 8,6mH au premier harmonique et 10,6mH en prenant en compte les harmoniques. On trouve une valeur d'inductance propre expérimentale de 12,6mH par l'essai indiciel (Figure 56 (a)) et 14,5mH par la réponse harmonique (Figure 56 (b)). La valeur de l'inductance propre par EF3D est 12,5mH. Le Tableau 7 donne les erreurs relatives de ces valeurs par rapport aux calculs expérimentaux.

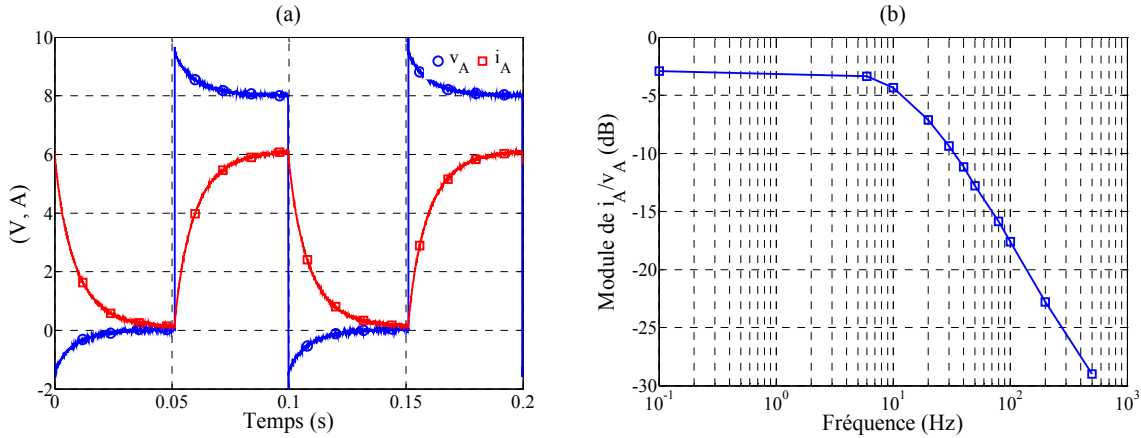


Figure 56 : Echelon de tension aux bornes de la phase A (a) et diagramme de Bode (b) pour une machine avec deux rotors différents

III.2.1.2.2. Les inductances mutuelles

Afin de déterminer expérimentalement les mutuelles inductances, nous nous sommes placés exactement dans les mêmes conditions qu’avec EF3D. Nous n’alimentons qu’une seule phase (A).

III.2.1.2.2.1. Machine avec deux rotors identiques ($\rho_I - \rho_I$)

Après avoir vérifié que les flux étaient bien égaux deux à deux ($\Phi_B = \Phi_G$, $\Phi_C = \Phi_F$ et $\Phi_D = \Phi_E$), nous montrons Figure 57 les flux captés par les six phases restantes résultants de l’alimentation de la phase A par un courant sinusoïdal d’amplitude égale à 7,3A. Les valeurs obtenus pour M_1, M_2, M_3 sont données Tableau 6.

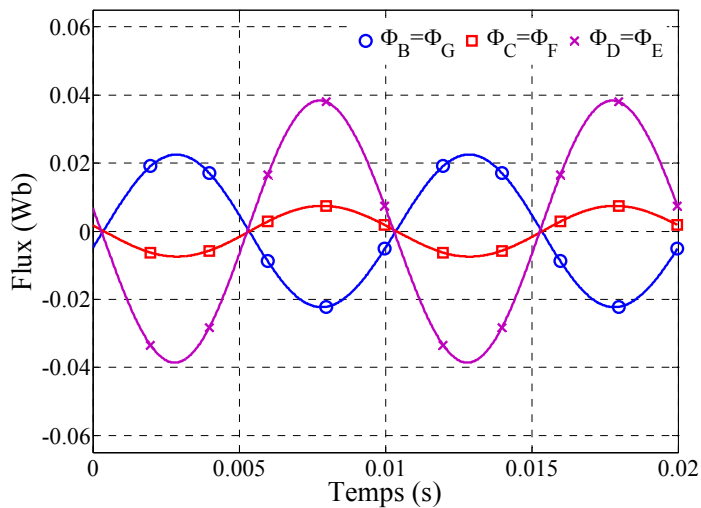


Figure 57 : Flux expérimentaux dans les différentes phases de la machine en alimentant la phase A par un courant sinusoïdal pour une configuration avec deux rotors identiques

E_{A1} , E_{AH} et E_{EF3D} sont respectivement les erreurs relatives du calcul analytique au 1^{er} harmonique, de l’analytique avec harmoniques et de la méthode par éléments finis 3D (EF3D) en pour cent par rapport aux résultats expérimentaux. Ces erreurs varient de 9,5% pour l’EF3D à 66,7% pour le calcul analytique au 1^{er} harmonique. Les erreurs les plus faibles sont obtenues avec l’EF3D. Le Tableau 6 montre explicitement l’intérêt d’utiliser l’EF3D pour déterminer les mutuelles inductances avant de concevoir une machine de ce type. On notera que l’approche analytique qui tient compte de tous les

harmoniques donne également des résultats acceptables mais se limite à des configurations assez simples (dans notre cas bobinage à pas diamétral).

Tableau 6 : Inductances mutuelles pour une machine possédant deux rotors identiques

	Analytique 1 ^{er} harmonique	E_{A1} (%)	Analytique	E_{AH} (%)	EF3D	E_{EF3D} (%)	Expérimental
L_0 (mH)	7,85	-22,3	9,7	-4	10,9	7,9	10,1
M_1 (mH)	4,9	58	4,15	33,9	3,6	16	3,1
M_2 (mH)	-1,75	66,7	-1,38	31,4	-1,15	9,5	-1,05
M_3 (mH)	-7,1	32	-6,9	30,2	-6,1	15	-5,3

III.2.1.2.2.2. Machine avec deux rotors différents ($\rho_1 - \rho_2$)

Pour déterminer les mutuelles inductances de la machine en configuration $\rho_1 - \rho_2$ nous avons appliqué la même méthode que précédemment (III.2.1.2.2.1, p. 83). Les flux expérimentaux sont donnés Figure 58. La tendance des résultats avec deux rotors différents est identique à celle avec deux rotors identiques. Ces erreurs varient de 10,8% pour l'EF3D à 59,2% pour le calcul analytique au 1^{er} harmonique. Les erreurs les plus faibles sont toujours obtenues avec l'EF3D.

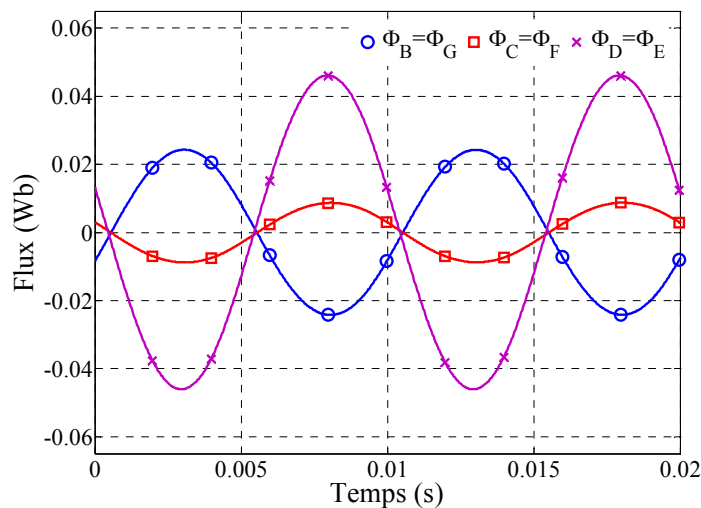


Figure 58 : Flux expérimentaux dans les différentes phases de la machine en alimentant la phase A par un courant sinusoïdal pour une configuration avec deux rotors différents

Tableau 7 : Inductances mutuelles pour une machine possédant deux rotors différents

	Analytique 1 ^{er} harmonique	E_{A1} (%)	Analytique	E_{AH} (%)	EF3D	E_{EF3D} (%)	Expérimental
L_0 (mH)	8,6	-31,7	10,6	-15,9	12,5	-0,8	12,6
M_1 (mH)	5,35	57,3	4,54	33,5	4,1	20,6	3,4
M_2 (mH)	-1,91	59,2	-1,51	25,8	-1,33	10,8	-1,2
M_3 (mH)	-7,74	22,9	-7,6	20,6	-7	11,1	-6,3

III.2.1.2.3. Inductances des machines fictives

Pour obtenir la valeur des inductances fictives nous partons de la matrice inductance [L] (III.2) et nous utilisons un calcul développé dans [7] :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 L_{MH} = L_{11} + L_{12} + L_{13} + L_{14} + L_{15} + L_{16} + L_{17} \\
 L_{M1} = L_{11} + L_{12} \cos\left(\frac{2\pi}{7}\right) + L_{13} \cos\left(\frac{4\pi}{7}\right) + L_{14} \cos\left(\frac{6\pi}{7}\right) + L_{15} \cos\left(\frac{8\pi}{7}\right) \\
 \quad + L_{16} \cos\left(\frac{10\pi}{7}\right) + L_{17} \cos\left(\frac{12\pi}{7}\right) \\
 L_{M2} = L_{11} + L_{12} \cos\left(\frac{4\pi}{7}\right) + L_{13} \cos\left(\frac{8\pi}{7}\right) + L_{14} \cos\left(\frac{12\pi}{7}\right) + L_{15} \cos\left(\frac{16\pi}{7}\right) \\
 \quad + L_{16} \cos\left(\frac{20\pi}{7}\right) + L_{17} \cos\left(\frac{24\pi}{7}\right) \\
 L_{M3} = L_{11} + L_{12} \cos\left(\frac{6\pi}{7}\right) + L_{13} \cos\left(\frac{12\pi}{7}\right) + L_{14} \cos\left(\frac{18\pi}{7}\right) + L_{15} \cos\left(\frac{24\pi}{7}\right) \\
 \quad + L_{16} \cos\left(\frac{30\pi}{7}\right) + L_{17} \cos\left(\frac{36\pi}{7}\right)
 \end{array} \right. \quad (III.6)$$

La Figure 59 donne les valeurs d'inductances pour les différentes machines fictives. Quatre méthodes sont comparées sur cette figure. Ces quatre graphiques montrent l'importance du calcul pour la méthode des éléments finis 3D pour prédéterminer ou déterminer les inductances fictives L_{M1} , L_{M2} , L_{M3} et L_{MH} .

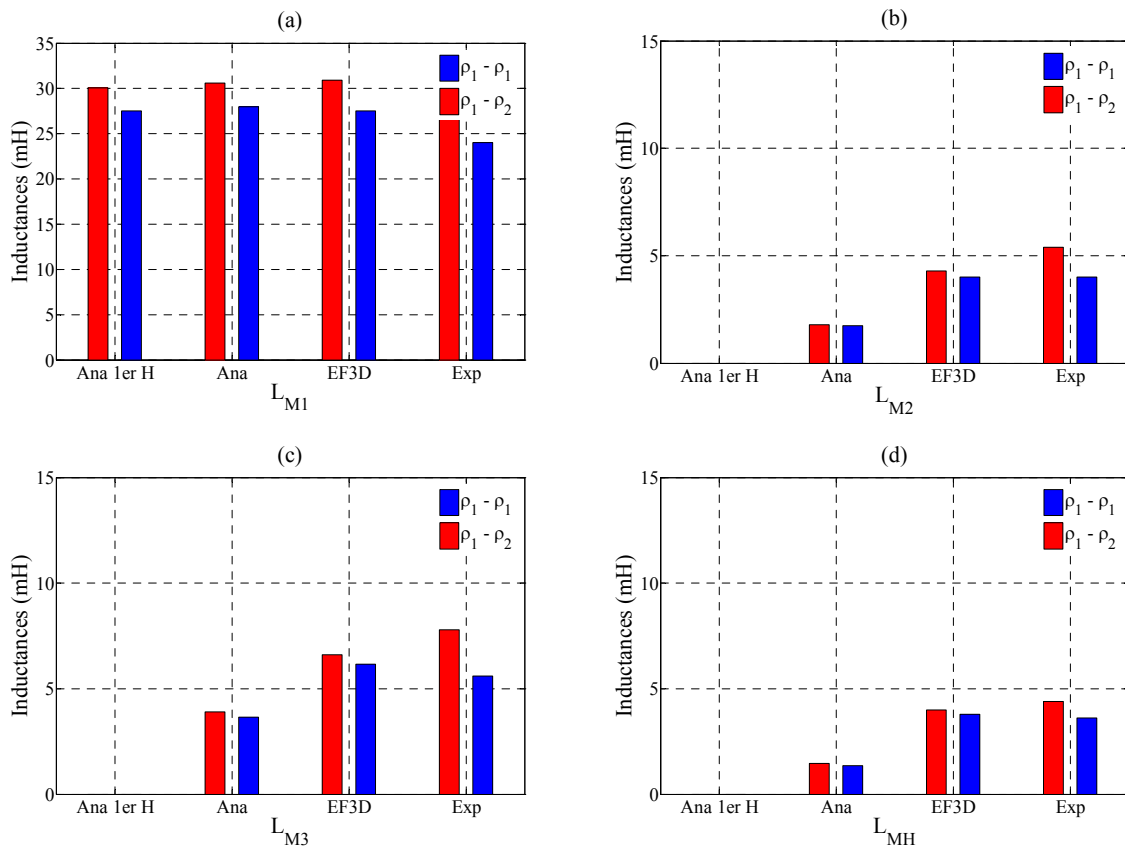


Figure 59 : Inductances des machines fictives M1 (a), M2 (b), M3 (c) et MH (d) pour les différents types de détermination ainsi que pour les deux configurations

III.2.1.2.4. Récapitulatif et analyse des résultats

Le récapitulatif et l'analyse des résultats est effectué sur les inductances fictives. Le Tableau 8 donne les erreurs relatives en prenant comme référence les résultats expérimentaux.

Tableau 8 : Inductances des trois machines fictives pour les deux structures

	$\rho_1-\rho_1$				$\rho_1-\rho_2$			
	E_{A1} (%)	E_{AH} (%)	E_{EF3D} (%)	Expérimental (mH)	E_{A1} (%)	E_{AH} (%)	E_{EF3D} (%)	Expérimental (mH)
L_{M1}	14,6	16,5	12,5	24	4,5	6,6	7,7	28,7
L_{M2}	...	-55,2	2,5	4	...	-66,7	-20,4	5,4
L_{M3}	...	-34,8	9,8	5,6	...	-50	-15,4	7,8
L_{MH}	...	-62,5	5,6	3,6	...	-11,4	-9	4,4

Pour la machine fictive M1, dans chacune des deux structures, les quatre méthodes donnent des résultats pratiquement semblables. Pour M1, l'erreur relative maximale (par rapport à l'expérimental (Exp)) est observée avec le calcul analytique avec harmoniques (Ana) et vaut environ 16,5% pour la structure $\rho_1-\rho_1$. Pour la structure $\rho_1-\rho_2$, elle est égale à 7,7% avec le calcul par EF3D. Nous observons également que l'erreur relative entre le calcul analytique et l'expérimental est important dans les deux structures. Dans le calcul analytique sans et avec harmoniques, l'inductance de fuite L_F n'est pas prise en compte (en utilisant la formule (II.76) (II.3.4.3, p. 68), cette inductance est estimée à $L_F = 1,85\text{mH}$). Cette inductance de fuite est naturellement prise en compte par détermination avec la méthode des éléments finis 3D ainsi qu'avec les résultats expérimentaux.

III.2.1.3. Les forces électromotrices à vides

Dans cette partie, nous déterminons une autre grandeur très importante pour mettre en place un modèle de commande. Ainsi, il faut connaître précisément les forces électromotrices si l'on veut imposer des courants en phase avec ces dernières mais aussi si on désire les compenser dans une commande. Pour obtenir les relevés expérimentaux des forces électromotrices à vides, nous avons simplement entraîné notre prototype à une certaine vitesse de rotation. Puis à l'aide de 7 sondes de tensions nous avons relevé les 7 forces électromotrices à vides entre phase et neutre. Nous rappelons que dans le cas de deux rotors identiques, nous considérons le cas où il y a un décalage (III.2.1.1.2, p. 78).

III.2.1.3.1. Forces électromotrices à vide dans la base naturelle

La Figure 60 montre les fem normalisées (à la vitesse de 1rad/s) déterminées par EF3D pour une configuration $\rho_1-\rho_1$ avec deux rotors identiques (a) et $\rho_1-\rho_2$ deux rotors différents (b). Dans les cas (a) et (b), les 7 fem sont bien décalées les unes des autres de $2\pi/7$ et possèdent une amplitude quasi identiques.

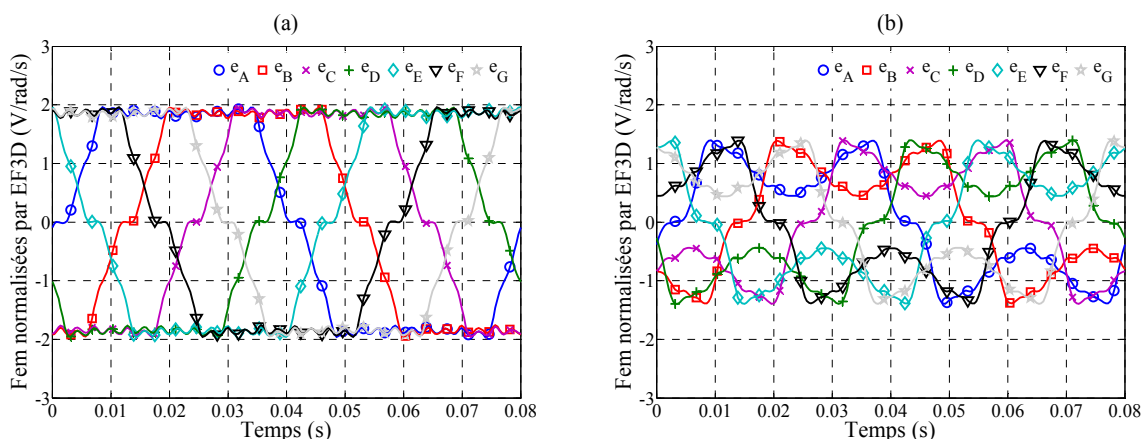


Figure 60 : Fem normalisées déterminées par EF3D pour deux rotors identiques mais décalés (a) et deux différents (b)

III.2.1.3.1.1. Machine avec deux rotors identiques ($\rho_I - \rho_I$)

Pour une question de lisibilité, et afin de comparer correctement l'analytique et l'expérimental à ses résultats (par EF3D), nous allons considérer uniquement la force électromotrice de la phase A (e_A).

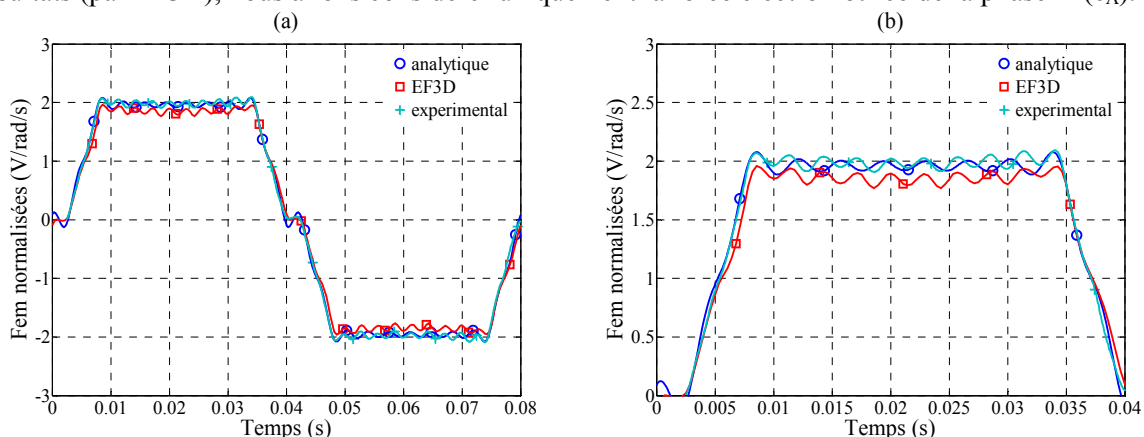


Figure 61 : Fem normalisées analytique, EF3D et expérimental sur une période (a) et une demi-période (b) (agrandissement) pour une configuration à deux rotors identiques

La Figure 61 montre qu'avec les trois méthodes les résultats semblent identiques. A première vue l'EF3D donne une amplitude plus faible qu'avec les deux autres méthodes. Pour le premier harmonique de fem, le Tableau 9 dresse un comparatif des trois méthodes de détermination utilisées.

Tableau 9 : Comparaison du 1^{er} harmonique de force électromotrice pour les trois méthodes de détermination pour $\rho_I - \rho_I$

	Analytique	EF3D	Expérimental
Amplitude (V/rad/s)	2,35	2,25	2,38
Erreur relative par rapport à l'expérimental (%)	-1,3	-5,5	...

Afin d'investiguer sur les raisons des différences observées sur l'amplitude du premier harmonique, plusieurs simulations tenant compte de la dispersion possible de paramètres tels que l'entrefer, le champ rémanent des aimants, la valeur des perméabilités magnétiques ont été réalisées. La sous estimation de l'amplitude obtenue par la méthode des éléments finis 3D peut paraître surprenante. Néanmoins, la configuration des têtes de bobines insérées dans des encoches en matériau de type

poudre de fer n'est pas usuelle et demanderait une analyse plus poussée. On peut remarquer également que l'inductance propre est plus importante expérimentalement que par le calcul numérique. Afin de vérifier par ailleurs que la pondération entre les différents harmoniques est correcte, on réalise une transformée de Fourier des trois signaux et on compare en prenant comme valeur de référence le premier harmonique.

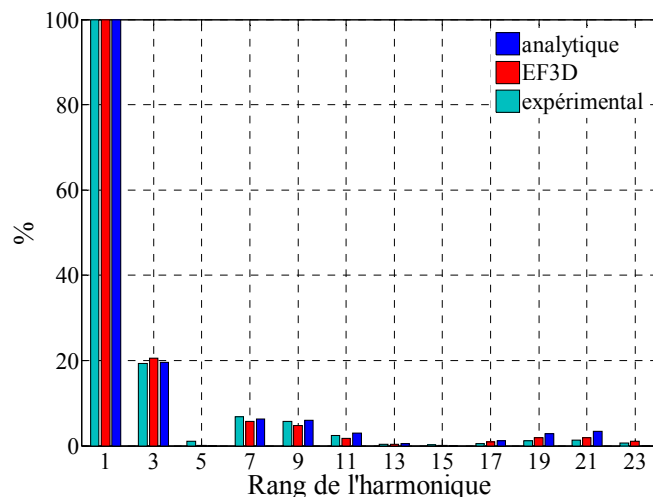


Figure 62 : FFT des fem analytique, EF3D et expérimental pour une configuration à deux rotors identiques

La FFT de la Figure 62 montre que la répartition entre harmoniques est bonne. L'harmonique de rang 5 est quasi nul ce qui valide un de nos objectifs. L'harmonique de rang 9 correspondant au premier harmonique significatif de la machine fictive M2 n'est certes pas nul mais son amplitude reste faible. Une action sur la commande devrait permettre si nécessaire de corriger ses effets indésirables. Le décalage d'un pas d'encoche entre les deux rotors a pour effet de supprimer les harmoniques de rang 13 et 15. On retrouve par contre l'effet d'encoche sur les harmoniques de rang plus élevé (>19).

III.2.1.3.1.2. Machine avec deux rotors différents ($\rho_1 - \rho_2$)

La Figure 63 montre les fem normalisées obtenues par approches analytique, EF3D et expérimentale sur une période (a) et une demi-période (b) (agrandissement) pour une configuration à deux rotors différents. Une nouvelle fois, les résultats semblent concluants. Comparée à l'expérience et à l'approche analytique, la méthode des éléments finis donne à nouveau des résultats plus faibles en amplitude.

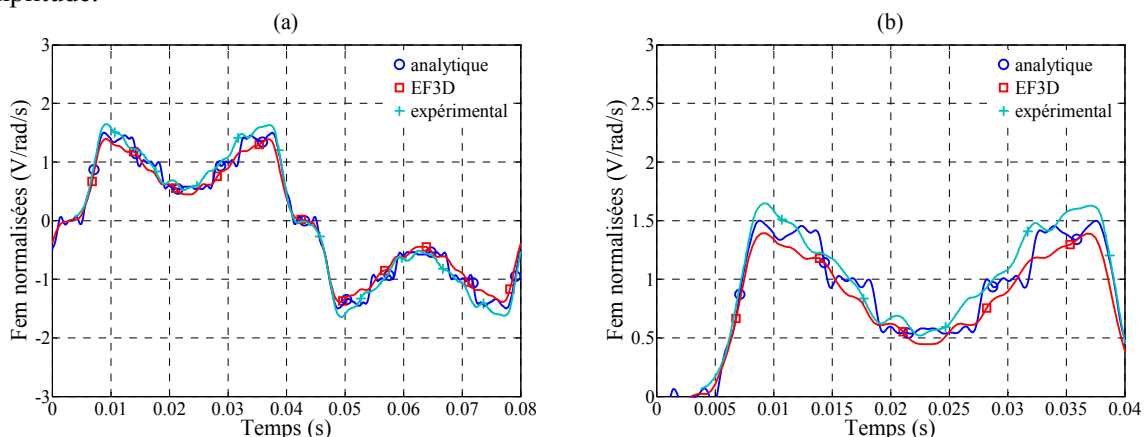


Figure 63 : Fem normalisées analytique, EF3D et expérimental sur une période (a) et une demi-période (b) (agrandissement) pour une configuration à deux rotors différents

Pour le premier harmonique de fem, le Tableau 10 dresse un comparatif des trois méthodes de détermination utilisées.

Tableau 10 : Comparaison du 1^{er} harmonique de force électromotrice pour les trois méthodes de détermination pour ρ_1 - ρ_2

	Analytique	EF3D	Expérimental
Amplitude (V/rad/s)	1,19	1,1	1,27
Erreur relative par rapport à l'expérimental (%)	-6,3	-13,4	...

La Figure 64 montre à nouveau les similitudes entre la forme des trois signaux. L'harmonique de rang 5 est toujours quasi nul. En revanche l'harmonique de rang 9 ne l'est pas (11,8%). En effet nos objectifs étaient d'annuler les harmoniques de rang 5 et de ne pas augmenter l'harmonique de rang 9. Néanmoins, comme 9 est un multiple de 3, il est difficile d'augmenter l'harmonique de rang 3 tout en diminuant le rang 9. Nous pouvons affirmer que les objectifs sont atteints. Il est à noter que sur la Figure 64 les amplitudes pour l'harmonique de rang 3 ne sont pas rigoureusement identiques mais très proches.

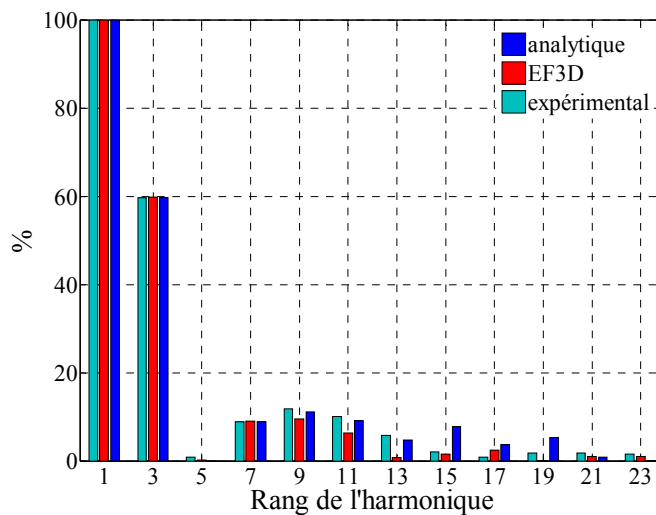


Figure 64 : FFT des fem analytique, EF3D et expérimental pour une configuration à deux rotors différents

III.2.1.3.2. Forces électromotrices à vide dans la base de découplage ou fem fictives

Les forces électromotrices à vides fictives proviennent des projections dans les espaces propres du vecteur fem à vide. Matriciellement cela s'obtient par un produit entre la matrice de Concordia inverse $[C_7]^{-1}$ (IV.2) et le vecteur des forces électromotrices à vide dans la base naturelle (opération mathématique consistant à effectuer un changement de plan) :

$$[C_7]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \\ e_D \\ e_E \\ e_F \\ e_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{MH} \\ e_{M1\alpha} \\ e_{M1\beta} \\ e_{M2\alpha} \\ e_{M2\beta} \\ e_{M3\alpha} \\ e_{M3\beta} \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

Pour rappel, la machine fictive homopolaire MH est « monophasée », elle ne possède qu'une grandeur (e_{MH}). Les machines M1 ($e_{M1\alpha}$ et $e_{M1\beta}$), M2 ($e_{M2\alpha}$ et $e_{M2\beta}$) et M3 ($e_{M3\alpha}$ et $e_{M3\beta}$) sont diphasées, elles possèdent chacune deux grandeurs.

La Figure 65 montre les relevés expérimentaux des 7 forces électromotrices fictives normalisées (pour 1 rad/s) pour les deux structures $\rho_1 - \rho_1$ (a) et $\rho_1 - \rho_2$ (b). La Figure 65 prouve que les forces électromotrices des machines fictives diphasées sont bien déphasées de 90° . Visuellement, on peut juger de la qualité spectrale (idéalement sinusoïdale) de la fem de chaque machine fictive.

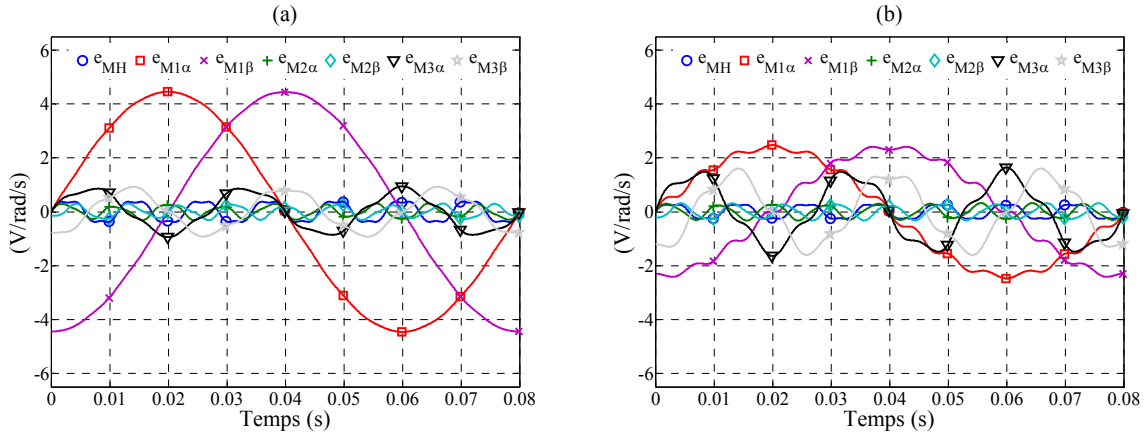


Figure 65 : Relevés expérimentaux des 7 forces électromotrices fictives normalisées (pour 1 radian par seconde) pour les deux structures $\rho_1 - \rho_1$ (a) et $\rho_1 - \rho_2$ (b)

Afin de comparer les résultats obtenus par calcul analytique, par la méthode des éléments finis 3D et expérimentalement les figures suivantes ne présentent que les composantes α des forces électromotrices des machines fictives M1, M2 et M3. La fem fictive de MH n'est plus étudié par la suite. En effet, le couplage étoile qui sera imposé à la machine lors de sa commande ne permettra pas la création d'un couple par MH.

III.2.1.3.2.1. Machine fictive M1

Le Tableau 1 montre que pour une machine à 7 phases ($n = 7$), les trois premiers harmoniques de la machine M1 sont 1, 13 et 15. Les fem fictives de la Figure 66 (a) étant quasi sinusoïdales nous pouvons affirmer que les harmoniques 13 et 15 sont pratiquement nuls (cette affirmation est vérifiable sur la Figure 62). La machine fictive M1 possède une répartition sinusoïdale de ses forces électromotrices. En revanche, la structure $\rho_1 - \rho_2$ (Figure 66 (b)) ne possède pas une répartition sinusoïdale de ses fem fictives.

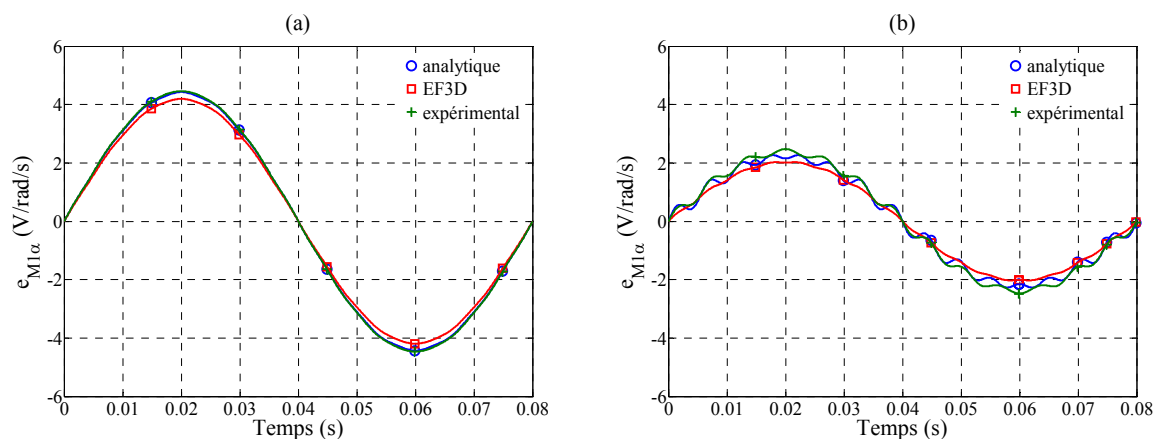


Figure 66 : Forces électromotrices de la machine fictive M1 pour les structures $\rho_1-\rho_1$ (a) et $\rho_1-\rho_2$ (b)

III.2.1.3.2.2. Machine fictive M2

Les trois premiers harmoniques de la machine M2 sont 5, 9 et 19. La périodicité des signaux de la Figure 67 est 9 fois plus petite que celle de la Figure 66. Nous vérifions donc à nouveau (Figure 62 et Figure 64) que l'harmonique 5 est nul. On notera les amplitudes faibles des tensions obtenues.

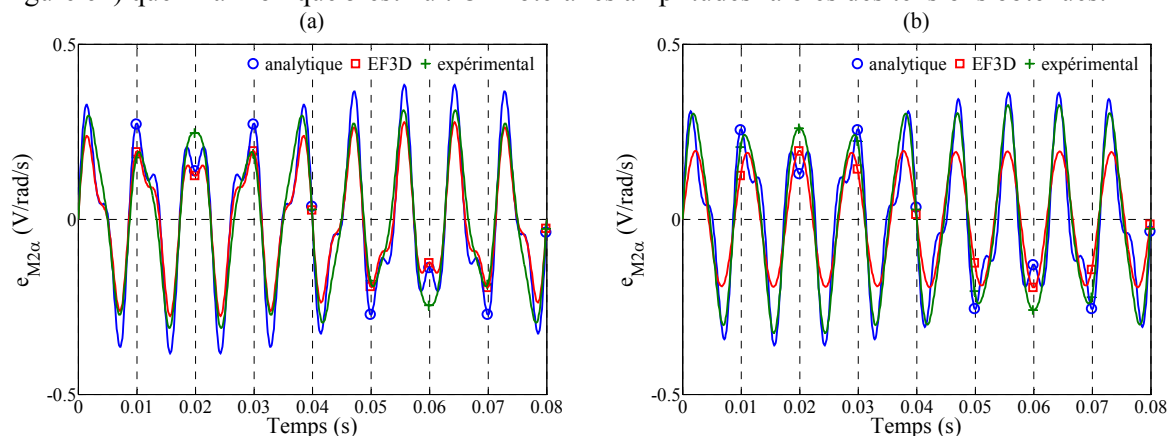


Figure 67 : Forces électromotrices de la machine fictive M2 pour les structures $\rho_1-\rho_1$ (a) et $\rho_1-\rho_2$ (b)

III.2.1.3.2.3. Machine fictive M3

La Figure 68 montre que la machine fictive possède une périodicité trois fois plus petite que celle de la machine M1. Ce qui vérifie à nouveau le Tableau 1 (3, 11 et 17 pour les trois premiers harmoniques). Les différences entre les trois méthodes de déterminations sont plus importantes pour la structure $\rho_1 - \rho_2$ (b).

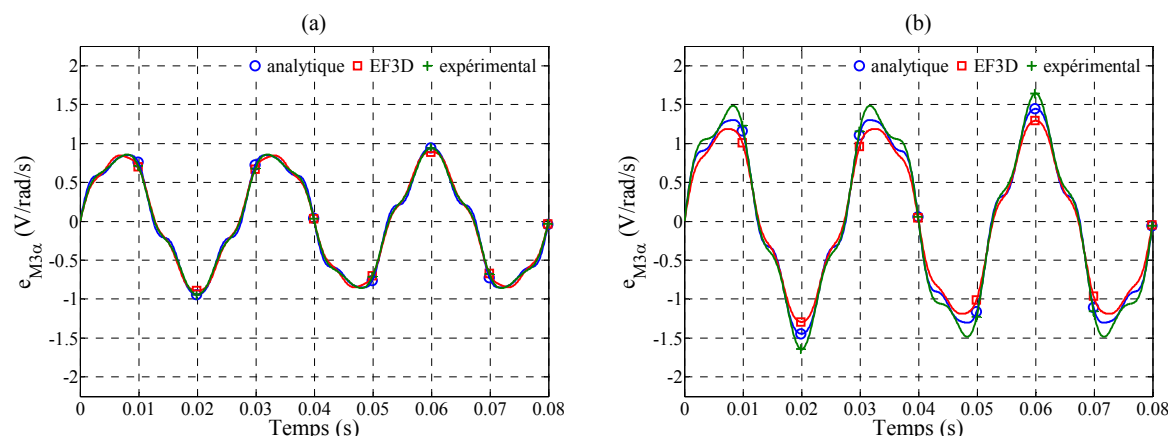


Figure 68 : Forces électromotrices de la machine fictive M3 pour les structures $\rho_1-\rho_1$ (a) et $\rho_1-\rho_2$ (b)

III.3. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une comparaison entre résultats obtenus soit par deux méthodes analytique, soit par le logiciel CARMEL basé sur la méthode des éléments finis 3D et des résultats expérimentaux. Cette comparaison met en exergue qu'il est nécessaire de tenir compte des harmoniques pour déterminer certaines grandeurs caractéristiques des machines polyphasées (inductances cycliques et force électromotrice).

L'approche analytique tenant compte des harmoniques donne des résultats corrects pour les forces électromotrices. Pour les inductances cycliques il faut tenir compte par une formule semi-empirique de l'inductance de fuite L_F si on veut obtenir une erreur acceptable. Néanmoins il faut noter que le calcul analytique était aisé dans notre cas étant donné la simplicité du bobinage.

Les résultats obtenus par la méthode des éléments finis 3D pour une structure complexe qu'est la machine à flux axial (avec deux rotors différents ou deux rotors identiques décalés entre eux) permettent de prendre en compte intrinsèquement les inductances de fuite, les effets des harmoniques et surtout d'estimer le couple de détente. Néanmoins, les temps de calculs non négligeables permettent difficilement d'envisager par cette méthode une procédure d'optimisation globale sur plusieurs paramètres de la machine. Il serait nécessaire pour ce faire de développer l'approche analytique amorcée en l'étendant notamment à des bobinages plus complexes.

Relativement à la caractérisation par les machines fictives des deux prototypes examinés, on remarquera que pour la structure $\rho_1-\rho_1$, la machine M3 ne pourra pas, ayant une amplitude relativement faible de sa force électromotrice, apporter un couple supplémentaire très important par rapport à la machine M1 (seulement +4% dans le cadre de la commande proposée en régime permanent). On verra que ce n'est pas le cas pour la structure $\rho_1-\rho_2$. Néanmoins, on remarquera tout particulièrement que le fait d'accepter la présence d'harmoniques pour la machine à 7 phases permet d'augmenter l'amplitude du premier harmonique pour la structure $\rho_1-\rho_1$. Ainsi, obtient-on dans le Tableau 9 une amplitude de 2,38V/rad/s pour le premier harmonique alors que la valeur du palier est de l'ordre de 2V/rad/s. Si on avait accepté la présence d'harmonique de rang 5 on aurait encore pu accroître cette valeur pour s'approcher de la valeur maximale ($2 \times (4/\pi) = 2,54\text{V/rad/s}$) correspondant à une force électromotrice rectangulaire avec plateau à 2V/rad/s. Au niveau de la machine cela s'explique en examinant la valeur de l'induction magnétique dans l'entrefer. Tout en

ayant une valeur de l'induction magnétique dans l'entrefer ne menant pas à trop saturer les dents, il est possible de travailler avec un champ équivalent pour le premier harmonique plus important que celui existant réellement. On peut interpréter cela par le fait que la plage angulaire dans laquelle l'induction magnétique dans l'entrefer est maximale est plus large dans notre cas. Ces considérations sont implicites dans les machines synchrones triphasées à forces électromotrices trapézoïdales. On rappellera que pour ces dernières l'implantation d'une commande vectorielle classique à faible taux d'ondulation de couple n'est pas possible.

Chapitre IV. Contrôle de la machine

Dans les Chapitre II et Chapitre III nous avons respectivement dimensionné et caractérisé notre structure polyphasée. Nous allons à présent, la contrôler afin d'exploiter au mieux ses potentialités. Dans tout ce chapitre, la machine heptaphasée est couplée en étoile et nous utilisons une commande vectorielle avec une MLI de type intersective à 20kHz.

Dans la première partie, nous contrôlons l'ensemble polyphasé afin de fonctionner en mode normal. Pour nous, ce mode signifie que toutes les phases de la machine sont alimentées par un système de courant équilibré. L'équation (IV.1) donne la forme d'un tel système lorsque nous n'injections que des harmoniques de rang 1 et de rang 3 :

$$\begin{cases} i_A(t) = I_1\sqrt{2} \sin(\omega t) + I_3\sqrt{2} \sin(3(\omega t - \psi)) \\ i_B(t) = I_1\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{7}\right) + I_3\sqrt{2} \sin\left(3\left(\omega t - \psi - \frac{2\pi}{7}\right)\right) \\ \vdots \\ i_G(t) = I_1\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{12\pi}{7}\right) + I_3\sqrt{2} \sin\left(3\left(\omega t - \psi - \frac{12\pi}{7}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Bien évidemment l'approche présentée ne se cantonne pas à un fonctionnement en régime permanent mais permet également de traiter les régimes transitoires. Cette partie n'est pas développée dans ce travail.

Dans la seconde partie, nous explorons différentes stratégies de commande des machines fictives. Enfin dans la troisième et dernière partie, nous définissons une modification de la commande qui permet de diminuer les ondulations de couple qui apparaissent lors d'un fonctionnement en mode dégradé. Le mode dégradé correspond ici à la perte d'alimentation d'une ou de deux phases de la machine (perte d'un ou de deux bras d'onduleur).

Le banc expérimental est constitué (voir Figure 70) :

- d'un PC équipé d'une Interface Homme Machine (IHM) Control Desk,
- d'une carte dSPACE 1005 possédant des entrées sorties numériques analogiques, des sorties MLI et des entrées codeurs,
- d'une alimentation stabilisée de puissance (300V/20A),
- d'une charge programmable (5kW),
- d'un convertisseur statique de type onduleur de tension à 7 bras,

- d'une carte mesure de tension et courants,
- un codeur optique incrémental (2000points/tour),
- la machine à 7 phases (AFPM),
- un capteur de couple TM211 Magtrol,
- une machine à courant continu à excitation séparée (MCC) et d'un variateur de vitesse industriel 4 quadrants (PD3 à thyristors).

La Figure 69 donne le synoptique du banc expérimental pour un fonctionnement en moteur (a) et en générateur (b) de l'AFPM. Selon le mode de fonctionnement, la puissance transite de l'AFPM à la MCC (a) ou de la MCC à l'AFPM (b).

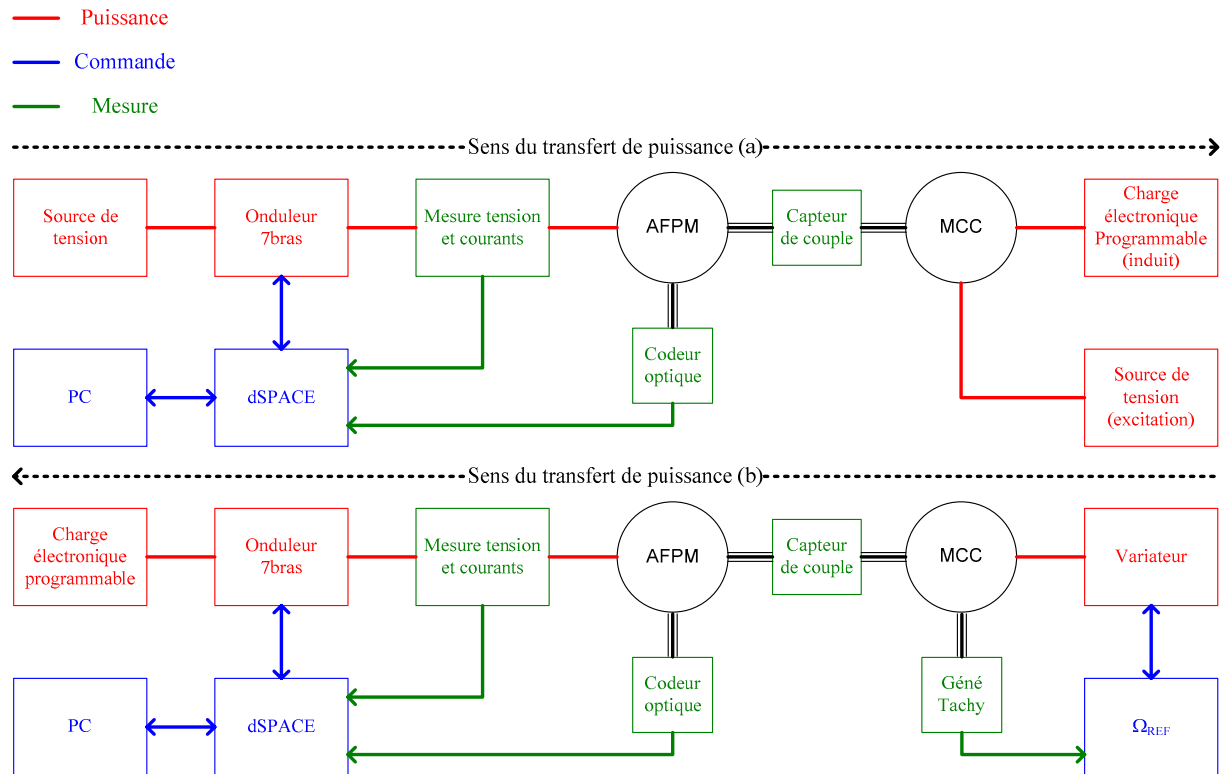


Figure 69 : Synoptique du banc expérimental pour un fonctionnement en moteur (a) et en générateur (b) de l'AFPM

La Figure 70 (a) est une photo de la charge électronique programmable, de la source de tension, de l'ensemble dSPACE, de l'onduleur à 7 bras et des capteurs de tension et courants. La Figure 70 (b) montre le banc moteurs constitué du codeur optique, de l'AFPM, du capteur de couple et de la MCC (la génératrice tachymétrique se situe derrière la MCC, elle n'est donc pas visible sur cette photo).

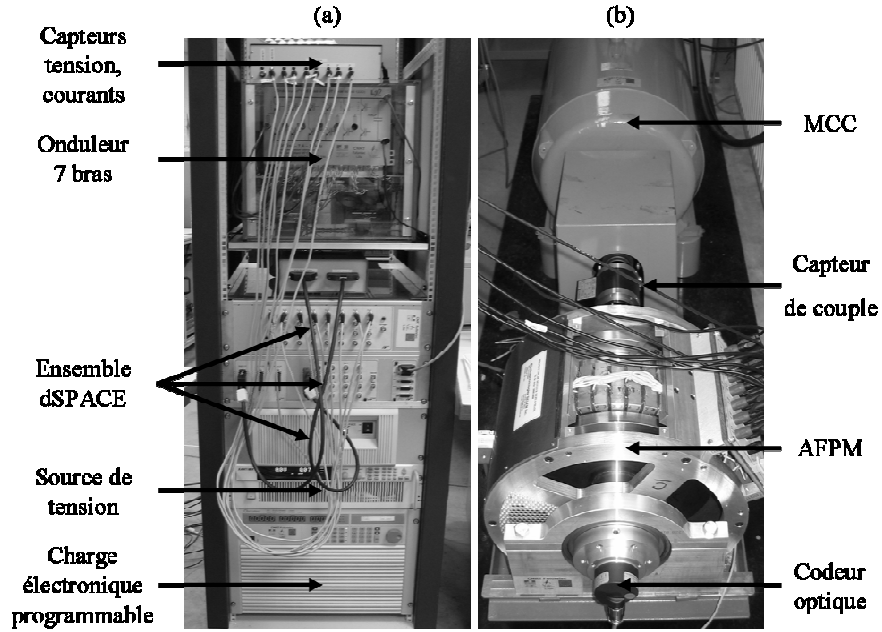


Figure 70 : Photos du banc expérimental

IV.1. Fonctionnement en mode normal

L'objet de ce paragraphe est l'élaboration de la structure de contrôle vectoriel en utilisant le modèle Multi-machines. A partir de la Représentation Energétique Macroscopique (REM) du système puis par son inversion causale nous allons obtenir la Structure Maximale de Commande (SMC) de la machine heptaphasée mettant en évidence les diverses possibilités de commande à notre disposition. Après une rapide présentation des correcteurs pratiquement implantés nous examinerons et analyserons quelques cas typiques.

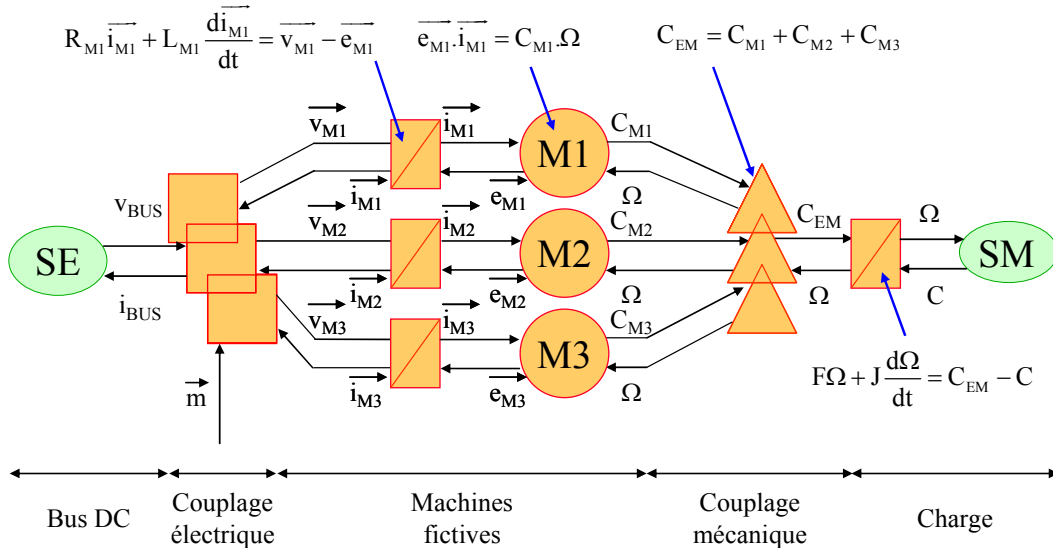


Figure 71 : REM du système heptaphasé

Les constantes de temps des machines fictives M1, M2 et M3 sont respectivement égales à :

- 17,1ms, 2,9ms et 4ms pour la structure $\rho_1 - \rho_1$,
- 20,5ms, 3,9ms et 5,6ms pour la structure $\rho_1 - \rho_2$.

La valeur de la résistance d'une phase déterminée expérimentalement est de $1,4\Omega$.

La REM du système heptaphasé (Figure 71) se décompose en cinq parties :

- le bus DC qui est la source de tension continue,
- le couplage électrique qui correspond à l'onduleur (7 bras) dans la base naturelle plus la matrice de passage $[C_7]$ (IV.2)
- les machines fictives (diphasées) totalement indépendantes les une aux autres du point de vue électromagnétique,
- le couplage mécanique signifiant qu'il n'y a qu'un seul et même arbre de rotation pour les trois machines fictives,
- la charge avec l'inertie et le couple de frottement total ainsi qu'un couple de charge C (émulé par la MCC).

Pour rappel, il n'y a pas de machine monophasée (correspondante à la machine homopolaire) car les phases de la machine « réelle » sont couplées en étoile.

$$[C_7] = \sqrt{\frac{2}{7}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{1} & \cos \frac{2\pi}{7} & \sin \frac{2\pi}{7} & \cos \frac{4\pi}{7} & \sin \frac{4\pi}{7} & \cos \frac{6\pi}{7} & \sin \frac{6\pi}{7} \\ \frac{\sqrt{2}}{1} & \cos \frac{4\pi}{7} & \sin \frac{4\pi}{7} & \cos \frac{8\pi}{7} & \sin \frac{8\pi}{7} & \cos \frac{12\pi}{7} & \sin \frac{12\pi}{7} \\ \frac{\sqrt{2}}{1} & \cos \frac{6\pi}{7} & \sin \frac{6\pi}{7} & \cos \frac{12\pi}{7} & \sin \frac{12\pi}{7} & \cos \frac{18\pi}{7} & \sin \frac{18\pi}{7} \\ \frac{\sqrt{2}}{1} & \cos \frac{8\pi}{7} & \sin \frac{8\pi}{7} & \cos \frac{16\pi}{7} & \sin \frac{16\pi}{7} & \cos \frac{24\pi}{7} & \sin \frac{24\pi}{7} \\ \frac{\sqrt{2}}{1} & \cos \frac{10\pi}{7} & \sin \frac{10\pi}{7} & \cos \frac{20\pi}{7} & \sin \frac{20\pi}{7} & \cos \frac{30\pi}{7} & \sin \frac{30\pi}{7} \\ \frac{\sqrt{2}}{1} & \cos \frac{12\pi}{7} & \sin \frac{12\pi}{7} & \cos \frac{24\pi}{7} & \sin \frac{24\pi}{7} & \cos \frac{36\pi}{7} & \sin \frac{36\pi}{7} \end{bmatrix} \quad (IV.2)$$

Dans cette partie, la machine polyphasée fonctionne en génératrice et est entraînée par la MCC. Cette machine (MCC) étant asservie en vitesse (variateur industriel de type PD3 à thyristors), nous effectuons un contrôle en couple de la machine polyphasée. Ce fonctionnement peut correspondre au fonctionnement d'une éolienne renvoyant de l'énergie sur le réseau. La machine à courant continu émulant le vent et la machine polyphasée étant la génératrice. Afin de contrôler correctement cette dernière, nous recherchons la SMC étape par étape.

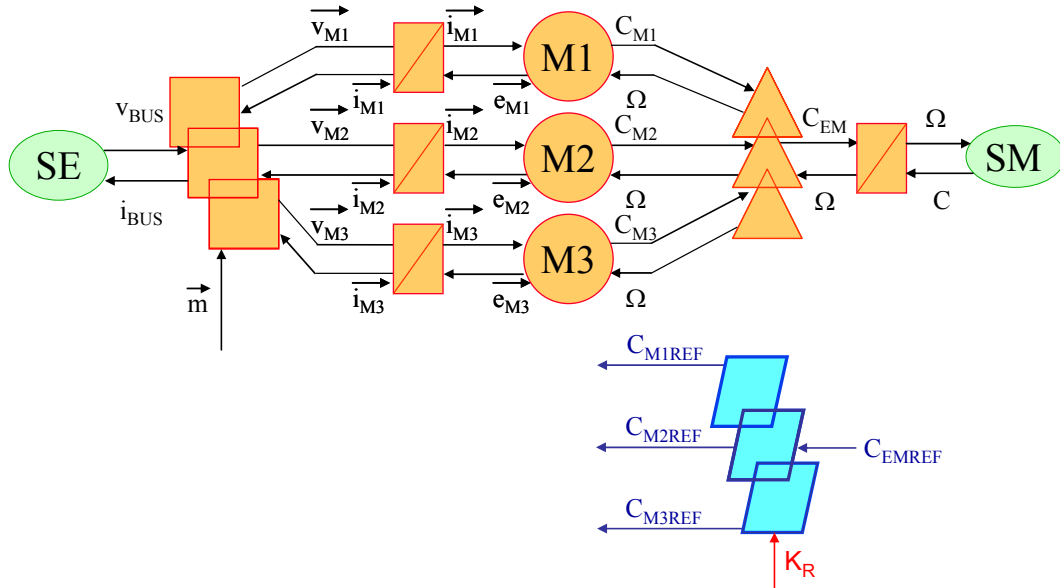


Figure 72 : Inversion du couplage mécanique

Puisque nous mettons en place un asservissement de couple, il n'est pas nécessaire d'inverser l'élément d'accumulation correspondant aux puissances mécaniques mises en jeu au niveau de l'arbre de rotation. La première étape consiste à inverser le couplage mécanique (Figure 72). La relation correspondante n'étant pas bijective, une infinité de solutions est possible. Afin de résoudre ce problème, nous mettons en place un coefficient de répartition K_R . De cette manière, nous pourrons choisir quelle machine fictive utiliser par exemple soit en fonction des disponibilités de l'alimentation électrique soit en fonction du rendement de chacune d'elle.

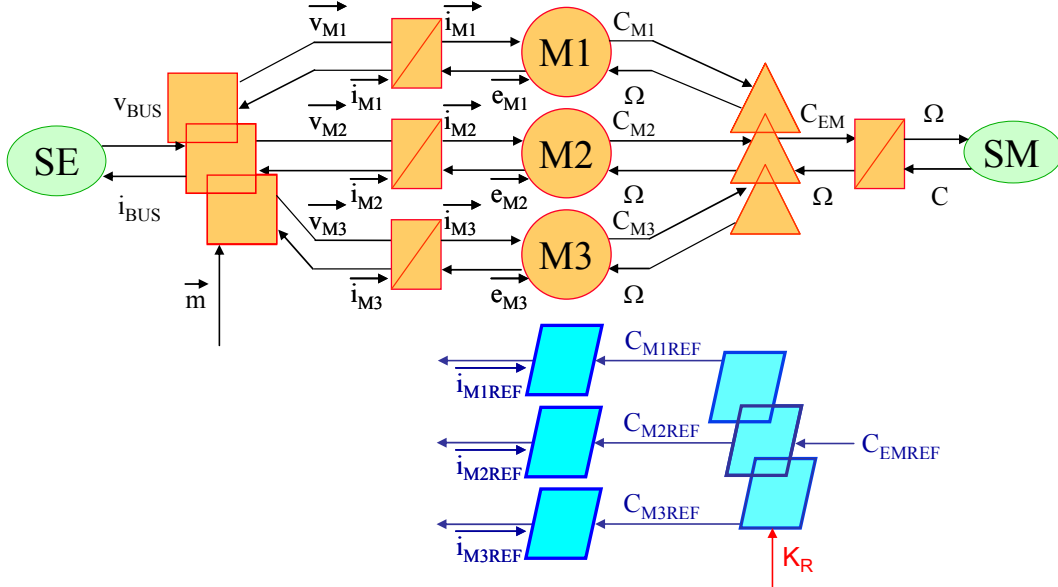


Figure 73 : Inversion du couplage électromagnétique

A partir de l'instant où nous disposons du couple référence dans chaque machine fictive, nous pouvons inverser les éléments correspondants au couplage électromagnétique. Il faut déduire les courants références à imposer des expressions de couple défini en (IV.3) :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{e_{M1}} \cdot \overrightarrow{i_{M1}} &= C_{M1} \cdot \Omega \\ \overrightarrow{e_{M2}} \cdot \overrightarrow{i_{M2}} &= C_{M2} \cdot \Omega \\ \overrightarrow{e_{M3}} \cdot \overrightarrow{i_{M3}} &= C_{M3} \cdot \Omega \end{aligned} \quad (IV.3)$$

L'inversion de l'expression (IV.3) n'étant à nouveau pas directe, il faut mettre en place une stratégie. Nous décidons de travailler à couple électromagnétique maximum pour des pertes Joule données. Les courants dans les machines fictives doivent donc être en phase avec les fem :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{i_{M1}} &= k_M \cdot \overrightarrow{e_{M1}} \\ \overrightarrow{i_{M2}} &= k_M \cdot \overrightarrow{e_{M2}} \\ \overrightarrow{i_{M3}} &= k_M \cdot \overrightarrow{e_{M3}} \end{aligned} \quad (IV.4)$$

De (IV.3) et (IV.4) nous déduisons les courants références à appliquer dans les machines fictives :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{i_{M1REF}} &= \frac{C_{EM1REF} \cdot \Omega}{\|\overrightarrow{e_{M1}}\|^2} \cdot \overrightarrow{e_{M1}} \\ \overrightarrow{i_{M2REF}} &= \frac{C_{EM2REF} \cdot \Omega}{\|\overrightarrow{e_{M2}}\|^2} \cdot \overrightarrow{e_{M2}} \\ \overrightarrow{i_{M3REF}} &= \frac{C_{EM3REF} \cdot \Omega}{\|\overrightarrow{e_{M3}}\|^2} \cdot \overrightarrow{e_{M3}} \end{aligned} \quad (IV.5)$$

A présent que nous connaissons les courants références, nous devons déterminer les tensions imposées par l'onduleur. La relation liant le courant à la tension est représentée par une accumulation d'énergie non inversible directement. Nous devons donc mettre en place un asservissement (Figure 74).

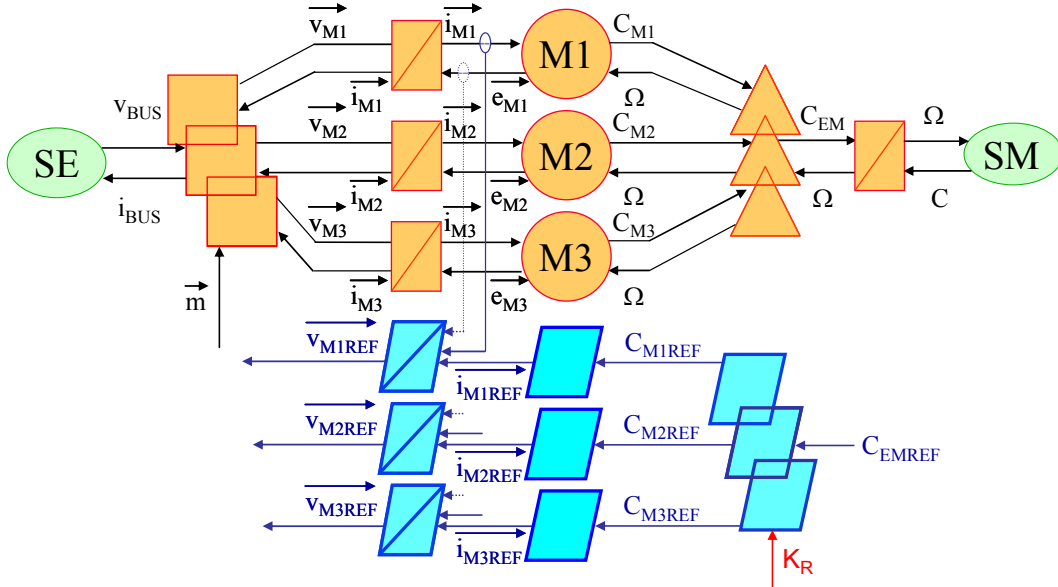


Figure 74 : Inversion de l'accumulateur d'énergie électrique

Cet asservissement se compose d'un correcteur Proportionnel Intégral (PI) et d'une compensation de perturbation (qui est dans notre cas la force électromotrice). L'utilisation de correcteur PI ne permet de travailler de façon idéale qu'avec des consignes constantes et ne permet que de rejeter des perturbations lentement variables. Pour ces raisons nous plaçons nos asservissements dans des repères, classiquement notés (dq), permettant de lever ces contraintes. Pour ce faire nous mettons en place au sein de la structure de commande des matrices de rotation, une pour chaque machine fictive.

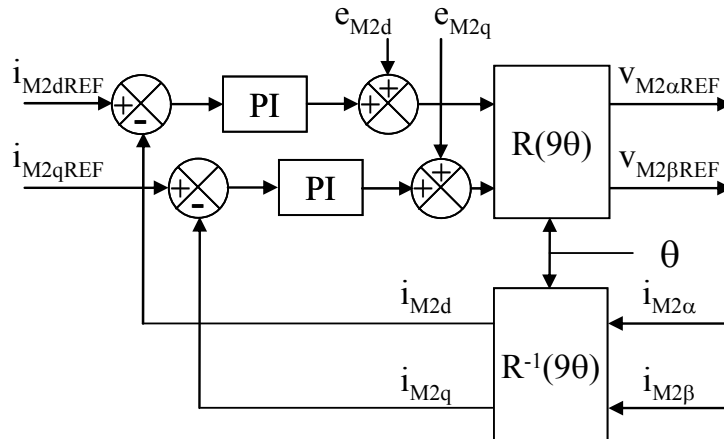


Figure 75 : Représentation de l'asservissement de courant dans la machine fictive M2

La Figure 75 donne la représentation de l'asservissement de courant pour la machine fictive M2 dans le plan (dq). La structure générique de la matrice de rotation pour passer d'un repère tournant (dq) à un repère fixe ($\alpha\beta$) est la suivante :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos p\theta & -\sin p\theta \\ \sin p\theta & \cos p\theta \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

Le choix de l'angle de la rotation R pour chaque machine fictive est déterminé par la caractérisation harmonique : il correspond au rang du premier harmonique significatif de la machine fictive. L'examen de la Figure 62 et de la Figure 64 implique qu'il faut considérer les harmoniques 1, 9 (car l'harmonique de rang 5 de la force électromotrice est quasi nul) et 3 respectivement pour les machines fictives M1, M2 et M3. Il vient les angles de rotation $p\theta$ pour la machine fictive M1, $9p\theta$ pour M2 et $3p\theta$ pour M3.

La synthèse des correcteurs a été réalisée en utilisant la méthode de la réponse harmonique symétrique [124] (optimum de Kessler). Cette méthode est moins rapide dans notre cas vis-à-vis de changements de consignes que celle de compensation du pôle dominant mais possède une dynamique meilleure pour l'élimination des perturbations.

La dernière étape correspond à l'inversion du couplage électrique. Cette inversion sert à définir les fonctions de conversions (\bar{m}). Elle se fait directement en inversant la matrice $[C_7]$ et en effectuant une linéarisation dynamique.

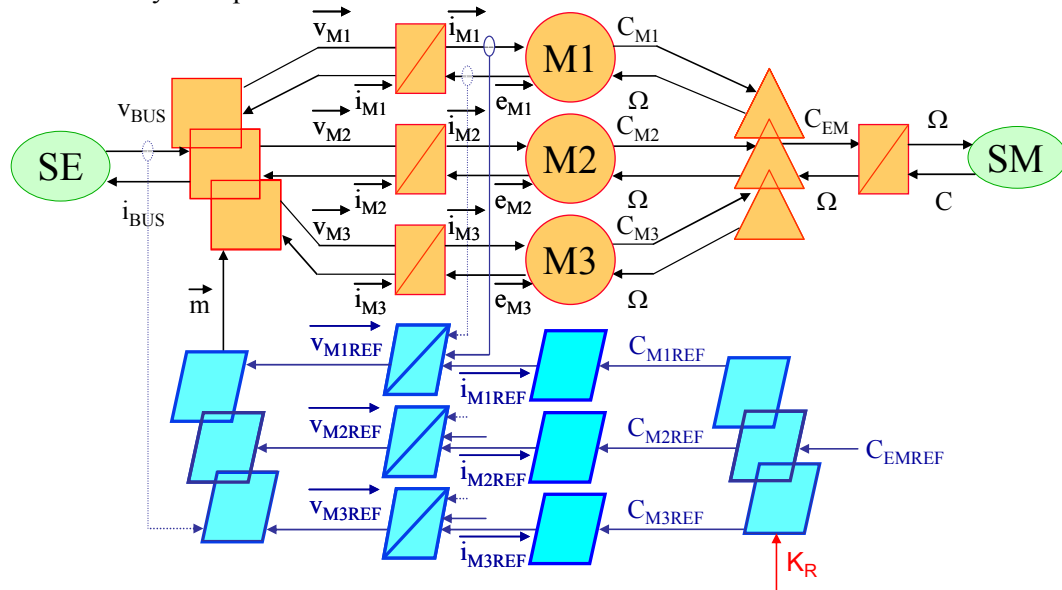


Figure 76 : Inversion du couplage électrique

La Figure 76 correspond à la représentation finale de notre REM avec sa SMC.

En Figure 77 on fournit une représentation plus classique de la structure du contrôle vectoriel en couple. On y reconnaît trois matrices de rotation avec 3 angles différents et une matrice de Concordia. La structure bien connue (1 matrice de rotation et deux correcteurs PI) d'une machine triphasée y apparaît trois fois.

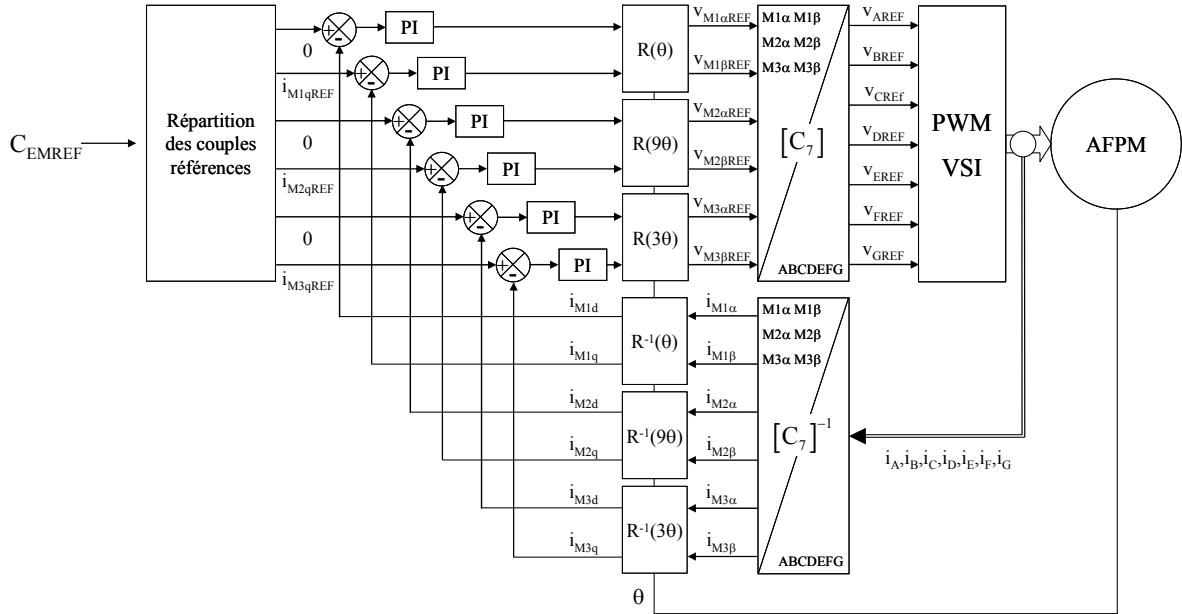


Figure 77 : Structure du contrôle vectoriel en couple

Afin de ne pas surcharger la Figure 77 nous n'avons pas représenté les compensations de fem (Figure 75). La tension de référence de la machine fictive MH (v_{MHREF}) étant fixée à 0 tout le temps, nous ne l'avons pas représentée. A titre d'exemple, nous montrons Figure 78 les couples (b) récupérés sur l'arbre de rotation (en fonctionnement en génératrice à 250tr/min) pour différentes valeurs de courants (a). Ces essais ont été réalisés sur le prototype $\rho_1 - \rho_1$ (avec deux rotors identiques).

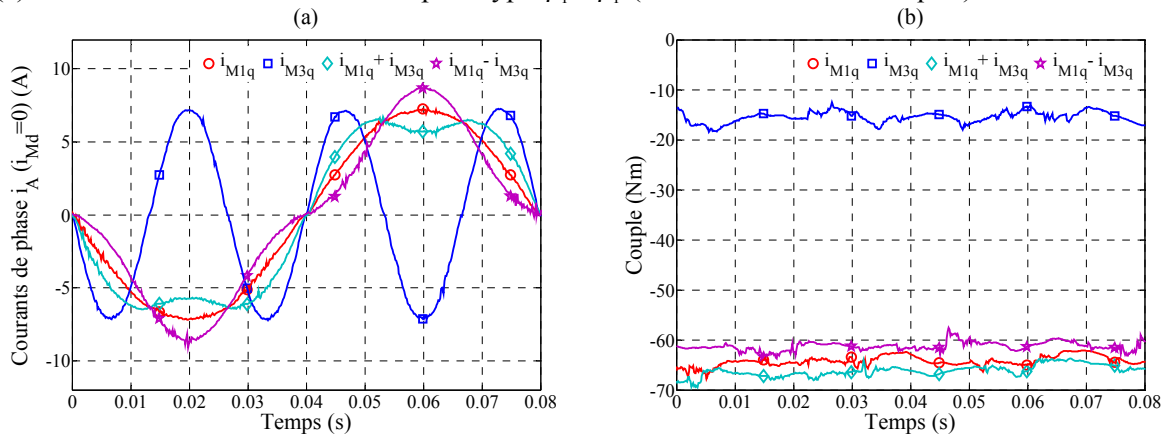


Figure 78 : Formes d'ondes de courants (a) et de couples (b) en fonctionnement normal pour différents type de références de courant

Sur la Figure 78 nous réalisons quatre essais qui correspondent à l'utilisation dans des cas typiques :

1. de la machine fictive M1 seule ($i_{M1q} = 13,5A$ et $i_{M3q} = 0$),
2. de la machine fictive M3 seule ($i_{M1q} = 0$ et $i_{M3q} = 13,5A$),
3. des machines fictives M1 et M3 avec courants en phase avec fem ($i_{M1q} = 13,5A$ et $i_{M3q} = k_M \times i_{M1q} = 2,7A$),
4. des machines fictives M1 et M3 avec courant en phase avec la fem pour M1 et courant en opposition de phase avec la fem pour M3 ($i_{M1q} = 13,5A$ et $i_{M3q} = -k_M \times i_{M1q} = -2,7A$).

La Figure 78 (b) montre que la différence de couple est importante lorsqu'on alimente les deux machines fictives M1 et M3 indépendamment par une référence de courant d'amplitude identique. En effet, l'amplitude du fondamental de la fem de M1 est plus importante que celle de M3, elles n'ont

donc pas les mêmes potentialités en terme de couple. Cet élément interviendra dans le cadre des stratégies de répartition de couple entre les différentes machines fictives. On notera aussi que dans le cas 2, la pulsation des courants est trois plus grande que la pulsation électrique classique $\omega = p\Omega$.

Le cas 3 est le plus intéressant du point de vue énergétique et donc dans le cadre de fonctionnement en régime permanent. En effet si on désire obtenir pour un niveau donné de pertes Joule le couple maximum, il faut alors que le vecteur courant soit colinéaire avec le vecteur fem. Toutefois, le contrôle du vecteur courant dans la machine M3 est plus sensible à des erreurs de modélisation puisque lié à l'harmonique de rang 3 de fem. Une légère erreur dans la détermination de la phase de l'harmonique de rang 3 dégrade les performances du contrôle de M3. Le cas 1 peut donc être considéré comme plus robuste.

Les cas 3 et 4 permettent de mettre en exergue que la machine M3 peut augmenter ou diminuer le couple fourni par la machine M1 seule (cas 1). Cette possibilité peut être intéressante dans la mesure où la machine M3 a une constante de temps électrique plus faible que M1. La dynamique dans le contrôle du couple n'est pas la même pour les deux machines. On peut ainsi imaginer que la machine M3 soit utilisée pour des régimes transitoires (accélération ou « boost » et freinage). Il est à noter qu'en régime permanent et avec un rapport $k_M = 0,2$, l'exploitation de l'harmonique de rang 3 dans le cadre de la stratégie définie en (IV.4) n'apporte qu'une augmentation de 4% sur le couple.

IV.2. Stratégies de commande des machines fictives

La création du couple peut se faire de différentes manières avec notre machine heptaphasée (car elle possède 3 machines fictives). La machine fictive M2 n'ayant pas d'aptitude à créer de couple (quasi absence de force électromotrice) nous n'exciterons que les machines M1 et M3. La machine à 7 phases est en fonctionnement moteur dans tous les essais de cette partie et est en configuration ρ_1 - ρ_2 (à deux rotors différents).

IV.2.1. Amélioration du rendement

IV.2.1.1. Utilisation de la machine fictive M1 seule

Ici, la machine fictive M1 est utilisée seule pour fournir le couple. Les références de courant dans les 3 machines fictives sont :

$$\begin{cases} i_{M1\alpha} = I_{M1} \sin(\omega t) \\ i_{M1\beta} = -I_{M1} \cos(\omega t) \\ i_{M2\alpha} = 0 \\ i_{M2\beta} = 0 \\ i_{M3\alpha} = 0 \\ i_{M3\beta} = 0 \end{cases} \quad (IV.7)$$

Pour une vitesse de rotation de 250tr/min et un courant $I_{M1} = 13,5A$, le couple moyen mesuré sur l'arbre est de 29,4Nm (Figure 79 (b) et Figure 80 (b)). La puissance mécanique utile sur l'arbre est par conséquent égale à 770W. Les pertes Joule sont approximativement égales à 255W. Afin de diminuer ces pertes non négligeables (33% de la puissance utile), nous allons activer les machines M1 et M3 ensemble.

IV.2.1.2. Utilisation des machines fictives M1 et M3

Pour créer le même couple que précédemment (29,4Nm) en utilisant simultanément M1 et M3, les nouvelles références de courant dans les machines sont :

$$\begin{cases} i_{M1\alpha} = I_{M1}' \sin(\omega t) \\ i_{M1\beta} = -I_{M1}' \cos(\omega t) \\ i_{M2\alpha} = 0 \\ i_{M2\beta} = 0 \\ i_{M3\alpha} = I_{M3}' \sin(3\omega t) \\ i_{M3\beta} = -I_{M3}' \cos(3\omega t) \end{cases} \quad (IV.8)$$

Il faut à présent déterminer les valeurs de I_{M1}' et I_{M3}' . Si nous travaillons à couple donné en se rapportant à la Figure 71, il vient :

$$C_{M1}' + C_{M3}' = 29,4 \text{ Nm} \quad (IV.9)$$

Avec C_{M1}' et C_{M3}' qui sont respectivement les couples créés par les machines M1 et M3. Sachant que ces couples sont égaux au produit courant fictif par force électromotrice fictive, (IV.9) devient :

$$E_{M1} I_{M1}' + E_{M3} I_{M3}' = 29,4 \text{ Nm} \quad (IV.10)$$

Nous nous imposons de travailler avec le rapport suivant permettant de garantir la colinéarité entre vecteur courant et fem :

$$\frac{I_{M3}'}{I_{M1}'} = \frac{E_{M3}}{E_{M1}} \quad (IV.11)$$

D'après la Figure 64 ce rapport est égal à 0,6. A partir des équations (IV.10) et (IV.11) nous pouvons déterminer I_{M1}' et I_{M3}' :

$$\begin{aligned} I_{M1}' &= \frac{29,4}{1,36 E_{M1}} = \frac{E_{M1} I_{M1}'}{1,36 E_{M1}} = \frac{I_{M1}'}{1,36} \\ I_{M3}' &= 0,6 I_{M1}' \end{aligned} \quad (IV.12)$$

La Figure 79 (a) montre le nouveau courant de phase i_A .

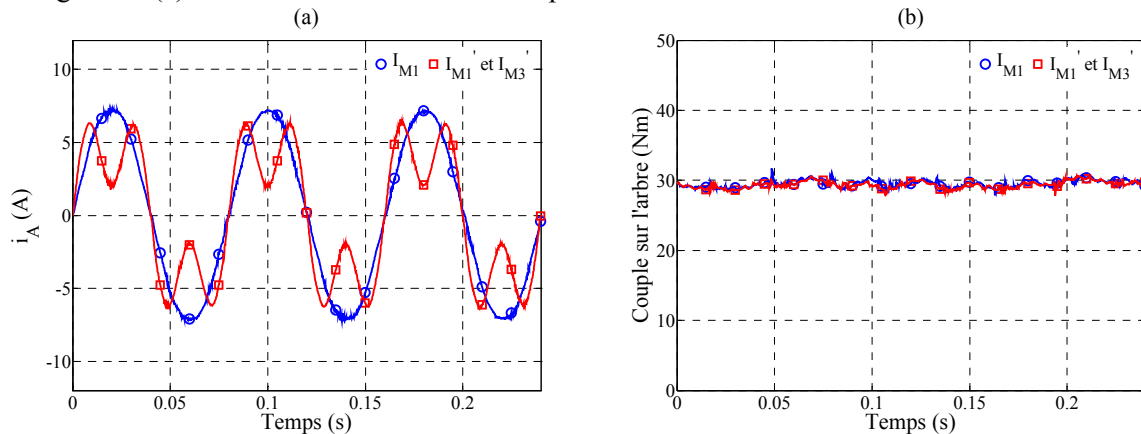


Figure 79 : Courant dans la phase A (i_A) (a) et couple sur l'arbre (b) pour les deux types d'alimentations à couple donné

La Figure 79 (b) montre qu'avec les nouvelles références de courant, le couple est resté identique. Les pertes Joule passent de 255W à 187W ce qui équivaut à une diminution d'environ 26,7%. Elles ne représentent plus que 24% de la puissance utile.

Nous venons de montrer dans cette partie qu'avec notre machine et en choisissant judicieusement les courants dans les machines fictives M1 et M3, qu'il était possible de diminuer de façon significative les pertes Joule en travaillant à couple donné et à la limite de saturation de l'onduleur (Figure 81 (a) avec une tension de bus de 200V).

IV.2.2. Augmentation du couple à pertes Joule données

Dans la partie précédente (IV.2.1), nous avons amélioré le rendement de la machine pour un couple donné en jouant sur les courants dans les machines M1 et M3. Toujours en modifiant les consignes de celles-ci, nous allons essayer d'augmenter le couple à pertes Joule données. Les nouvelles références de courants sont :

$$\begin{cases} i_{M1\alpha} = I_{M1}'' \sin(\omega t) \\ i_{M1\beta} = -I_{M1}'' \cos(\omega t) \\ i_{M2\alpha} = 0 \\ i_{M2\beta} = 0 \\ i_{M3\alpha} = I_{M3}'' \sin(3\omega t) \\ i_{M3\beta} = -I_{M3}'' \cos(3\omega t) \end{cases} \quad (IV.13)$$

Pour travailler à pertes Joule données, les courants doivent satisfaire la relation suivante :

$$I_{M1} = \sqrt{I_{M1}''^2 + I_{M3}''^2} \quad (IV.14)$$

Nous nous imposons de travailler à nouveau avec le rapport suivant

$$\frac{I_{M3}''}{I_{M1}''} = 0,6 \text{ car } \frac{E_{M3}}{E_{M1}} = 0,6 \quad (IV.15)$$

A partir de (IV.14) et de (IV.15) les courants doivent être égaux à :

$$\begin{aligned} I_{M1}'' &= \frac{I_{M1}}{\sqrt{1,36}} \\ I_{M3}'' &= 0,6 I_{M1}'' \end{aligned} \quad (IV.16)$$

La Figure 80 montre qu'avec les nouvelles références de courant (a), le couple (b) a augmenté de 15,6% (34Nm). Les pertes Joule restent constantes.

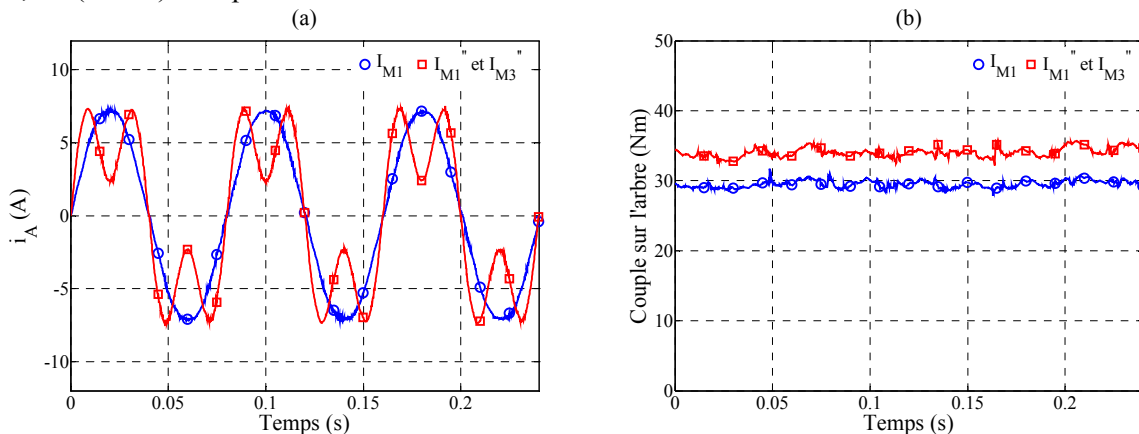


Figure 80 : Courant dans la phase A (i_A) (a) et couple sur l'arbre (b) pour les deux types d'alimentations à pertes Joule données

La Figure 81 montre que pour les deux types de fonctionnement, la valeur maximale de la tension de phase ne change pratiquement pas et reste à 100V.

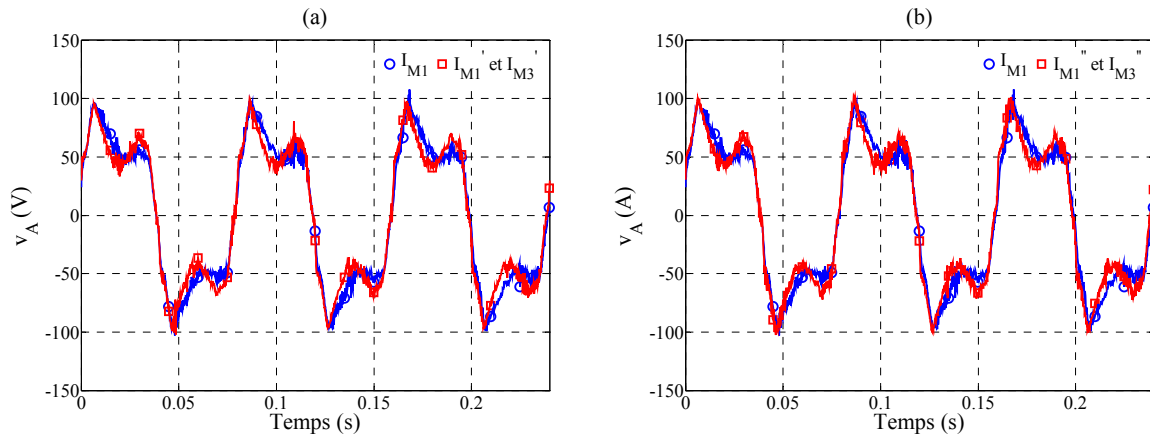


Figure 81 : Tension aux bornes de la phase A (v_A) pour les deux types d'alimentations à couple donné (a) et à pertes Joule données (b)

On peut donc sans augmenter la tension de bus continu diminuer les pertes Joule en jouant seulement sur la répartition du couple entre les 2 machines fictives M1 et M3.

IV.2.3. Exploitation maximale du bus de tension continu

Dans cette partie, nous essayons d'exploiter au maximum le bus de tension continu. Pour cela, nous exploitons chaque machine fictive en fonction des disponibilités de celui-ci. Afin de ne pas alourdir les notations, nous travaillons sur la tension de phase aux bornes de la machine.

La démarche utilisée est la suivante. En utilisant simplement la machine fictive M1, nous plaçons la machine à un point de fonctionnement nominal (29,4Nm à 250tr/min). Ce point de fonctionnement impose une valeur maximale de tension de phase (100V). A vitesse et à courant dans M1 constants, nous allons faire varier le courant dans la machine M3 sans dépasser cette tension de phase maximale. La Figure 82 montre l'évolution du couple sur l'arbre en fonction du rapport d'alimentation entre les courants I_{M3} et I_{M1} .

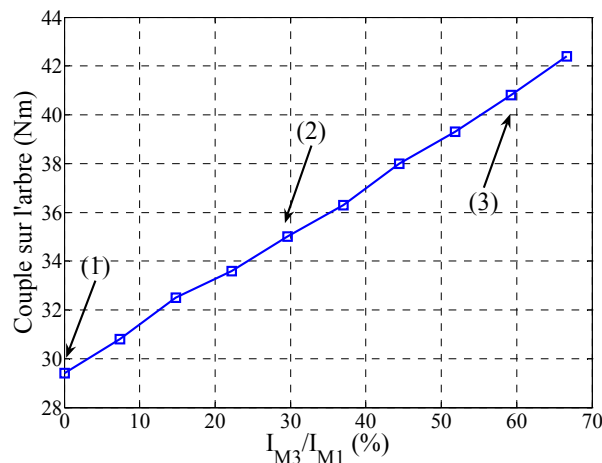


Figure 82 : Evolution du couple sur l'arbre en fonction du rapport I_{M3}/I_{M1}

Sur la Figure 82 trois points de fonctionnement ((1), (2) et (3)) correspondant à trois valeurs du rapport entre I_{M3} et I_{M1} sont représentés. La Figure 83 (a) montre l'évolution du courant de phase i_A ainsi que celle du couple sur l'arbre (b) pour ces trois points.

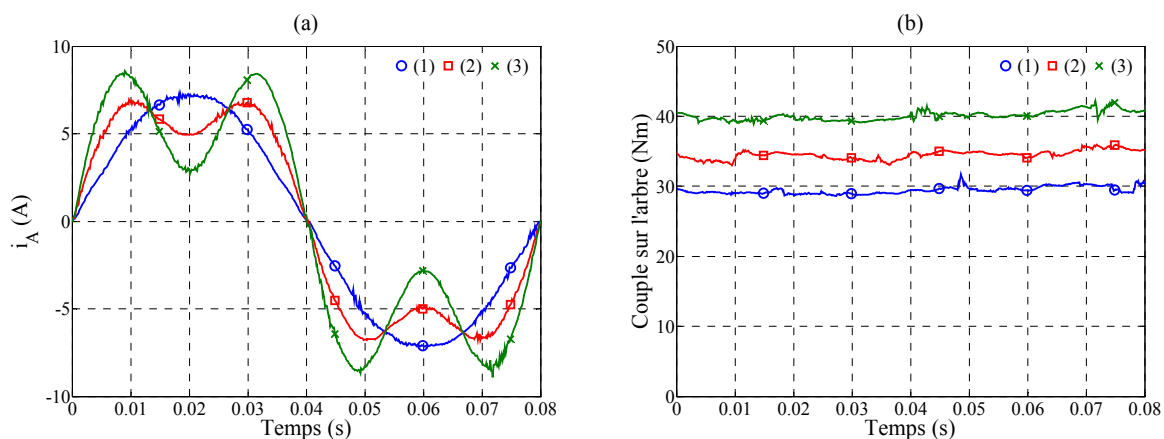


Figure 83 : Evolution du courant de phase i_A (a) et du couple sur l'arbre (b) pour les trois points de fonctionnement

La Figure 84 montre le gain en couple que nous pouvons obtenir en excitant la machine fictive M3. Pour une application donnée, lorsqu'il n'y a pas d'aspect de rendement, il peut être important d'obtenir un surcouple pendant un temps restreint. La Figure 84 montre que l'évolution du couple sur l'arbre en fonction des pertes Joule n'est pas linéaire.

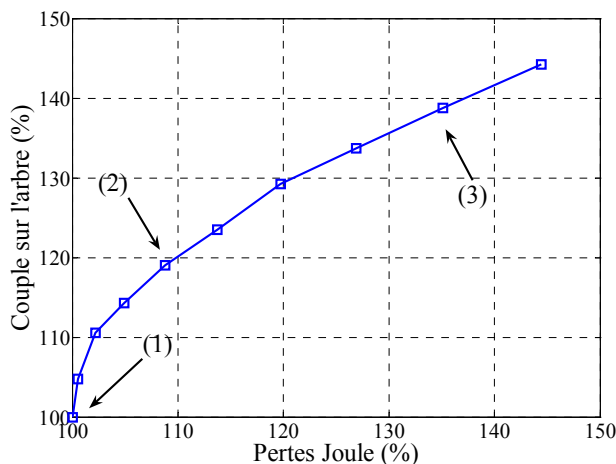


Figure 84 : Couple sur l'arbre en fonction des pertes Joule

La Figure 85 (a) montre que la valeur maximale de tension de phase est restée inchangée (100V). Les différences entre les trois signaux sont visibles sur la Figure 85 (b). On observe une augmentation de la valeur maximale de v_A sur l'intervalle 20ms/40ms (voir agrandissement Figure 85 (b)).

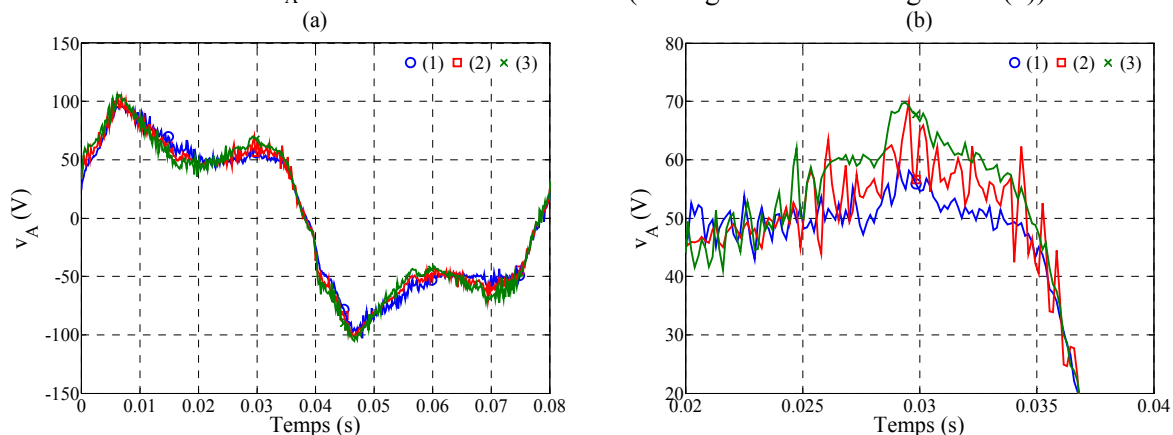


Figure 85 : Tension aux bornes de la phase A (v_A) (a) pour les trois points de fonctionnement ainsi qu'un agrandissement de (a) entre 20ms et 40ms (b)

Afin de mieux visualiser l'évolution des trois tensions de la Figure 85, nous montrons Figure 86 leurs projections (I.2.2.1.2, p. 33) dans le plan de la machine fictive M1 (a) et M2 (b).

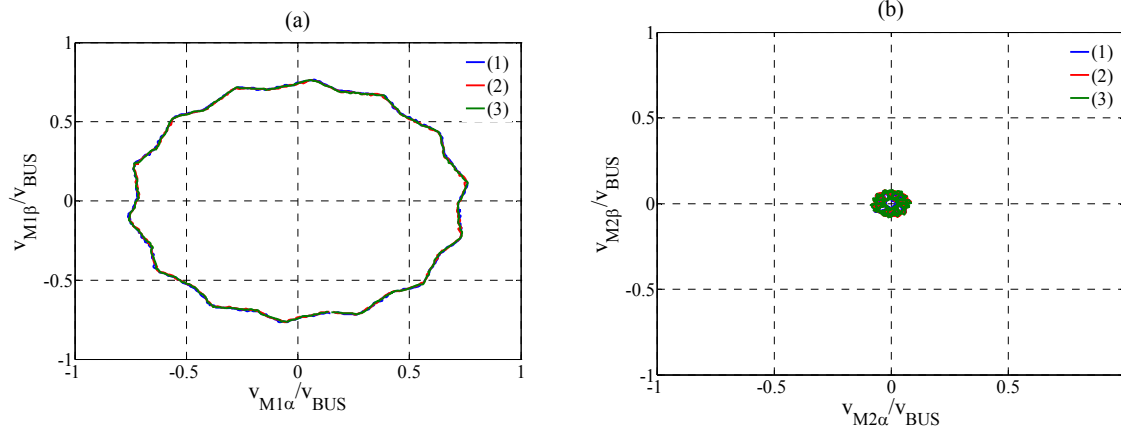


Figure 86 : Projection de la tension aux bornes de la phase A pour les trois points de fonctionnement dans le plan de la machine fictive M1 (a) et M2 (b)

La Figure 86 montre que les onduleurs fictifs des machines M1 et M2 sont quasiment utilisés de la même manière pour les trois points de fonctionnement.

En revanche la Figure 87 montre que l'onduleur fictif de la machine M3 n'est pas utilisé de la même manière pour les trois points de fonctionnement.

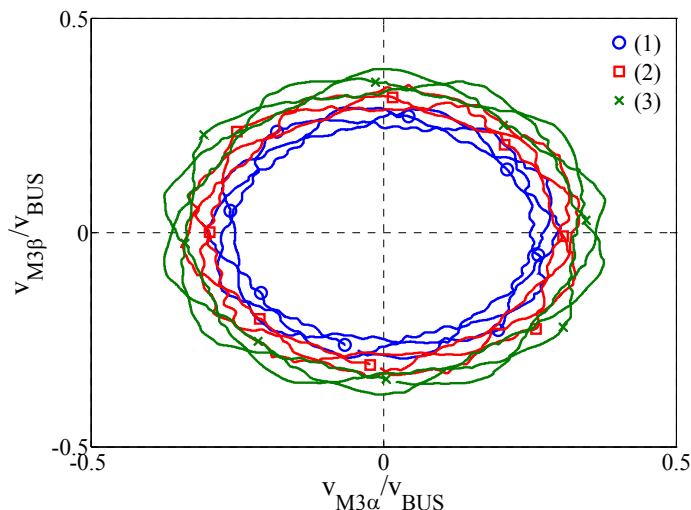


Figure 87 : Projection de la tension aux bornes de la phase A pour les trois points de fonctionnement dans le plan de la machine fictive M3

Nous avons montré dans cette partie (IV.2), par divers essais expérimentaux, qu'une machine heptaphasée possédant une répartition non sinusoïdale de ces forces électromotrices pouvait simplement :

- améliorer son rendement à couple donné (IV.2.1),
- augmenter son couple à pertes Joule données (IV.2.2),
- exploiter simplement et de façon maximale son bus de tension continu (IV.2.3).

En revanche, si la machine utilisée possède une répartition sinusoïdale de ces forces électromotrices, il ne peut pas y avoir de gain en utilisant l'onduleur fictif de la machine M3. Sauf si l'injection d'harmonique de rang 3 permet d'augmenter la valeur du fondamental (surmodulation).

IV.3. Fonctionnement en mode dégradé

IV.3.1. Principe du contrôle en mode dégradé

Contrairement aux machines triphasées, la perte d'une ou de deux phases n'est pas critique pour une machine à 7 phases. Cependant, des ondulations de couples apparaissent avec un contrôle vectoriel classique [93]-[125]-[66]-[126] avec une composante importante à la pulsation 2ω . L'amplitude de ces ondulations de couple dépend des interactions entre le système non symétrique des courants et le système symétrique des forces électromotrices. Dans [67], les auteurs déterminent de nouvelles références de courant correspondant aux courants dans le repère du stator. Ces courants sont obtenus à l'aide de correcteur de type hystérésis. Dans ce cas, la fréquence de la MLI n'est plus constante ce qui peut causer des problèmes de compatibilité électromagnétique, cette méthodologie de contrôle étant réservée aux faibles puissances. D'autres auteurs [66], utilisent deux modèles. Le premier correspond au mode normal. Le second modèle prend en compte un défaut. Une nouvelle matrice de transformation est alors définie et le contrôle des courants est effectué par des correcteurs de type Proportionnel Intégral (PI) dans le nouveau repère. Dans notre cas, nous gardons le même modèle qu'en fonctionnement normal, les correcteurs de courants sont de type PI et les repères pour les différentes machines fictives sont les mêmes qu'en mode normal. En changeant seulement les références de courant dans une des machines fictives, notre objectif est de minimiser les ondulations de couple dues à la perte d'une ou de deux phases de la machine heptaphasée.

IV.3.2. Mode dégradé avec le contrôle normal

Dans ce paragraphe, nous observons l'effet de la perte d'une et de deux phases de la machine heptaphasée (en configuration ρ_1 - ρ_1 à deux rotors identiques) lors de son utilisation dans les mêmes conditions que dans la partie IV.1 c'est à dire avec le contrôle vectoriel défini pour le régime normal. La machine fonctionne en génératrice et est entraînée à 250tr/min ($T = 80\text{ms}$). La Figure 88 montre les courants mesurés avant la dégradation. Afin de ne pas détériorer le dispositif expérimental, nous limitons le courant de phase maximum à environ 2A en fonctionnement normal ce qui équivaut à $i_{M1q} = 4\text{A}$ et $i_{M1d} = 0$.

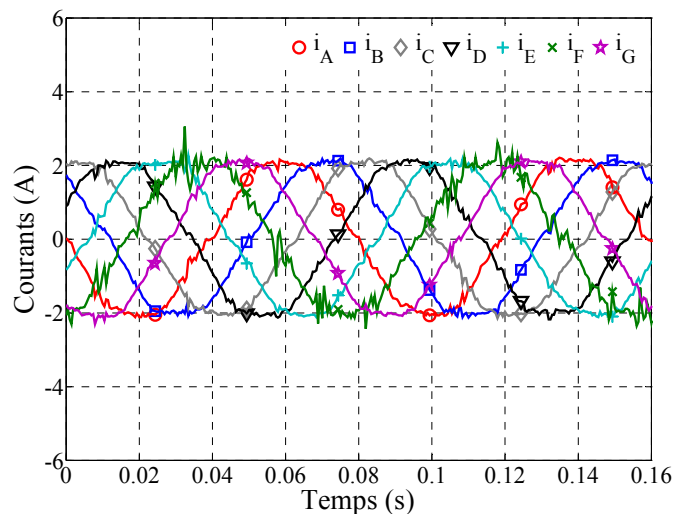


Figure 88 : Courants dans la machine en fonctionnement en mode normal

A vitesse constante, la perte de la phase A produit un système déséquilibré de courants que nous avons représenté sur la Figure 89 :

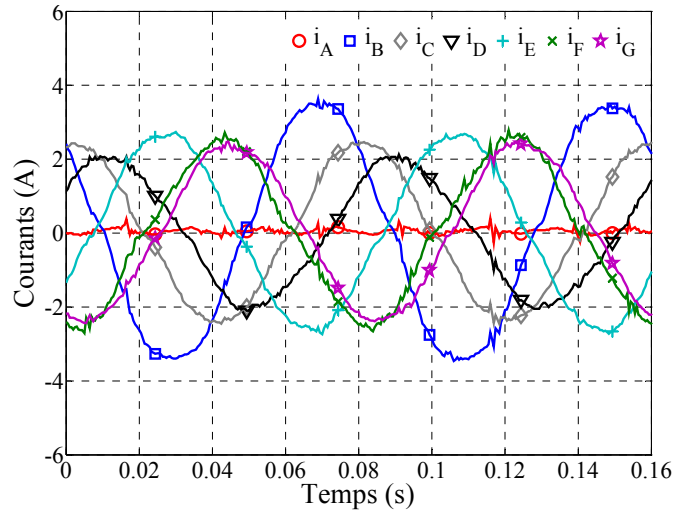


Figure 89 : Courants dans la machine lors de la perte de la phase A

L'amplitude maximale du courant est observée pour le courant de phase i_B et est égale à 3,6A ce qui correspond à une augmentation de 180 %. La Figure 90 donne le couple mesuré sur l'arbre de rotation. On retrouve bien une pulsation à 2ω .

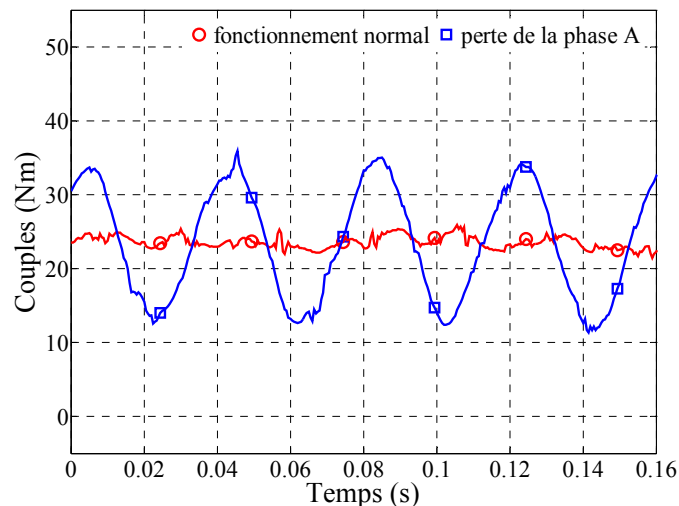


Figure 90 : Couple sur l'arbre lors de la perte de la phase A

Lors de la perte de la phase A, les ondulations de couple atteignent 10,5Nm crête alors que le couple moyen est égal à 23,5Nm en fonctionnement normal. La Figure 91 montre quant à elle, les ondulations de couple lors de la perte de deux phases. Leurs amplitudes dépendent du défaut. Les ondulations maximales (approximativement 20,5Nm) sont obtenues lorsque les phases A et D ou A et E sont ouvertes. Les valeurs minimales (approximativement 2Nm) sont mesurées lors de la perte des phases A et C ou A et F. Dans ce cas, nous considérons qu'il n'est pas nécessaire de modifier le contrôle de la machine.

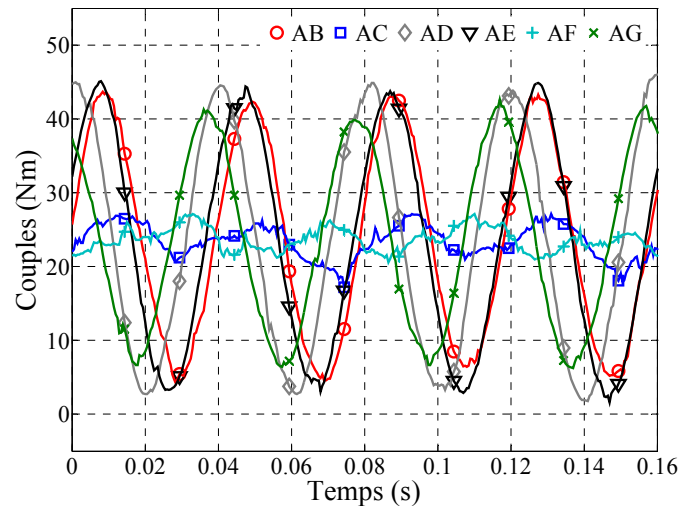


Figure 91 : Couple lors de la perte de deux phases

Deux conclusions peuvent être déduites de cette analyse :

- Lors de la perte d'une seule phase, il semble judicieux d'imposer un courant nul dans une autre phase correctement choisie afin de réduire les ondulations de couple. Ce cas a déjà été étudié dans [68]-[69].
- Lors de la perte des deux phases AC et AF, il faut continuer à imposer des courants nuls dans la machine fictive M2 (dq) pour ne pas accentuer les ondulations de couple. Dans les autres cas où deux phases sont perdues, il faut choisir les références de courant à appliquer à la machine fictive M2 pour réduire les ondulations de couple.

IV.3.3. Mode dégradé en modifiant les références de courant

Lorsqu'une 1 ou 2 phases sont ouvertes cela signifie que l'on perd 1 ou 2 degrés de liberté. Il n'est donc plus possible de piloter indépendamment les trois machines fictives M1, M2 et M3. En revanche il est encore possible de contrôler deux machines. On choisit les machines M1 et M3 dont les fem sont non nulles. Quand à la machine M2, les courants que l'on cherchera à lui imposer doivent être compatibles avec la physique du système. Ces courants n'auront toutefois que très peu d'effet sur le couple puisque la machine M2 a justement été conçue avec une fem la plus faible possible.

IV.3.3.1. Calcul des références de courant

Nous avons vu précédemment que pour réduire les ondulations de couple lors de la perte de deux phases, il faut imposer des courants « adaptés » dans la machine fictive M2. Afin de déterminer ces courants, nous nous imposons un couple constant produit seulement par la machine fictive M1. Cette hypothèse implique que :

- $i_{M1\alpha}$ et $i_{M1\beta}$ aient même module,
- $i_{M1\alpha}$ et $i_{M1\beta}$ soient en quadrature,
- $i_{M3\alpha} = i_{M3\beta} = 0$ donc $I_{M3} = 0$.

Les courants dans les trois machines fictives M1, M2 et M3 sont pour l'instant :

$$\begin{cases} i_{M1\alpha} = I_{M1} \sin(\omega t) \\ i_{M1\beta} = -I_{M1} \cos(\omega t) \\ i_{M2\alpha} = \text{inconnu} \\ i_{M2\beta} = \text{inconnu} \\ i_{M3\alpha} = 0 \\ i_{M3\beta} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

En prenant en compte (IV.17) et le couplage étoile de la machine, nous devons résoudre l'équation (IV.18).

$$[C_7] \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ I_{M1} \sin(\omega t) \\ -I_{M1} \cos(\omega t) \\ i_{M2\alpha} \\ i_{M2\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \\ i_F \\ -(i_A + i_B + i_C + i_D + i_E + i_F) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

Puisque nous avons choisi de fixer les courants dans les machines fictives M1 et M3, nous n'avons plus qu'à déterminer les courants dans la machine fictive M2 ($i_{M2\alpha}$ et $i_{M2\beta}$) en respectant la condition du défaut.

Les résultats sont différents en fonction des phases ouvertes. En prenant $i_A = i_B = 0$ lorsque les phases A et B sont ouvertes, nous avons à imposer les courants dans la machine fictive M2 suivants :

$$\begin{cases} i_{M2\alpha} = -I_{M1} \sin(\omega t) \\ i_{M2\beta} = I_{M1} (0.8 \cos(\omega t) - 0.87 \sin(\omega t)) \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Pour $i_A = i_C = 0$ au cas où nous voudrions tout de même diminuer les ondulations de couple, les valeurs sont :

$$\begin{cases} i_{M2\alpha} = -I_{M1} \sin(\omega t) \\ i_{M2\beta} = I_{M1} (-2.25 \cos(\omega t) + 1.56 \sin(\omega t)) \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

et pour $i_A = i_D = 0$ nous obtenons :

$$\begin{cases} i_{M2\alpha} = -I_{M1} \sin(\omega t) \\ i_{M2\beta} = I_{M1} (-0.55 \cos(\omega t) - 1.95 \sin(\omega t)) \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

Grâce à la circularité de la machine, l'étude des défauts dans les autres phases n'est pas nécessaire. Les 3 autres cas se déduisent facilement. Toutes les références de courant à appliquer dans la machine fictive M2 sont représentées dans le plan ($\alpha\beta$) sur la Figure 92.

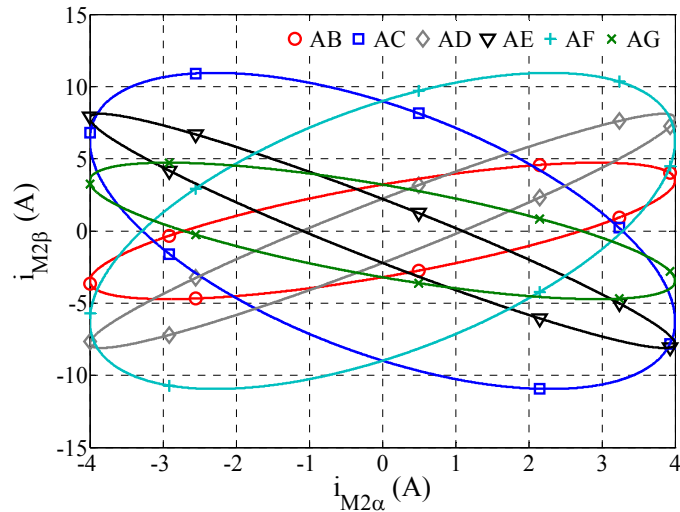


Figure 92 : Courants théoriques à appliquer dans la machine fictive M2 en fonction des différents défauts pour $I_{M1}=4A$

IV.3.3.2. Résultats expérimentaux

Comme nous l'avons vu précédemment ainsi que sur la Figure 92, les propriétés de circularité de la machine ne nous imposent qu'à étudier deux cas. D'abord, nous considérons la perte des phases A et B puis celle des phases A et D.

IV.3.3.2.1. Perte des phases A et B

Ce cas correspond à la perte de deux phases décalées d'un angle électrique de $2\pi/7$ (si ce sont les phases A et G alors l'angle électrique est égal à $12\pi/7$). La Figure 93 montre les couples obtenus avec les nouvelles références de courant (NR_{AB}). Grâce à cela, les pulsations de couple ont diminué de 18,6Nm à 2Nm.

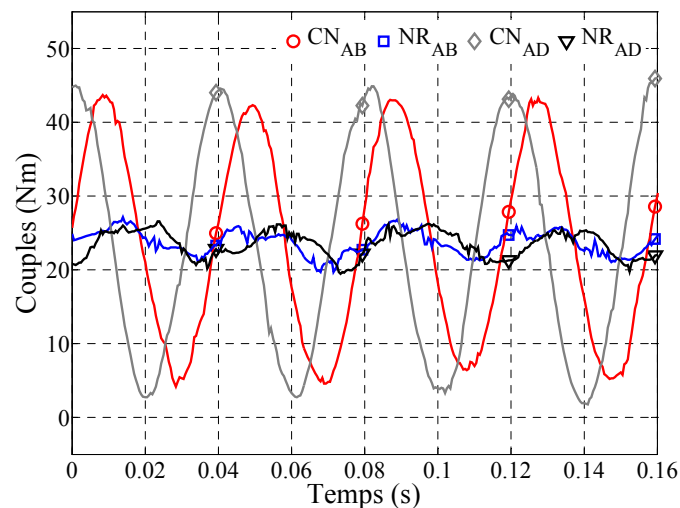


Figure 93 : Couples avec (NR) et sans modification (CN) de la commande lors de la perte de deux phases

Sur la Figure 94, nous pouvons observer les courants dans la machine fictive M2 théorique (T_{AB}), expérimentaux avec le contrôle normal (CN_{AB}) et avec les nouvelles références (NR_{AB}).

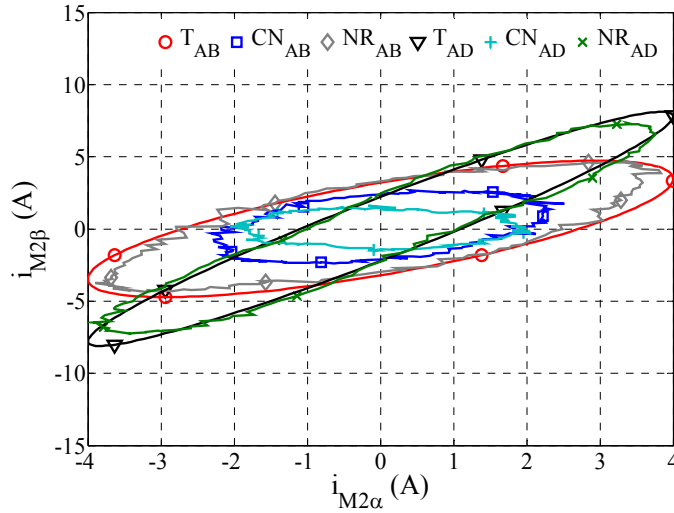


Figure 94 : Courants dans M2 avec ou sans modification de la commande

Nous vérifions sur la Figure 94 que l'erreur entre la référence de courant théorique (T_{AB}) est le courant mesuré (NR_{AB}) reste faible.

IV.3.3.2.2. Perte des phases A et D

Ce cas correspond à la perte des phases A et D qui sont décalées d'un angle électrique de $6\pi/7$ (si ce sont les phases A et E alors l'angle électrique est égal à $8\pi/7$). Avec la modification de la référence (NR_{AD}) l'amplitude des ondulations de couple diminuent de 20,5Nm à 3Nm. Comme dans le cas précédent, l'erreur entre la référence de courant théorique (T_{AD}) et le courant mesuré (NR_{AD}) reste faible. Nous pouvons comparer les 2 cas (A, B et A, D) du point de vue des contraintes sur les courants réels. L'amplitude maximale des courants est observée avec la modification des références de courant lors de la perte des phases A et D (NR_{AD}). Le courant de ligne qui possède l'amplitude maximumale est i_F . Ce courant a une amplitude égale à 6,4A ce qui fait une augmentation de 320% par rapport au fonctionnement normal (sans dégradation). Afin de ne pas mettre en défaut d'autres phases il peut être judicieux de travailler à couple réduit.

IV.3.3.3. Perte de deux phases en utilisant aussi la machine fictive M3

Afin de montrer que cette méthode peut être utilisée lorsqu'on impose un courant d'harmonique de rang 3, les courants dans les machines fictives M1 et M3 sont choisis égal à :

$$\begin{cases} i_{M1\alpha} = I_{M1} \sin(\omega t) \\ i_{M1\beta} = -I_{M1} \cos(\omega t) \\ i_{M3\alpha} = I_{M3} \sin(3\omega t) \\ i_{M3\beta} = -I_{M3} \cos(3\omega t) \end{cases} \quad (IV.22)$$

Comme pour (IV.18), nous devons résoudre une équation et trouver les nouvelles valeurs $i_{M2\alpha}$ et $i_{M2\beta}$ en fonction de I_{M1} et I_{M3} . A titre d'exemple, lors de la perte des phases A et B, la Figure 95 montre la diminution des ondulations de couple (pour $I_{M1} = 4A$ et $I_{M3} = 2A$).

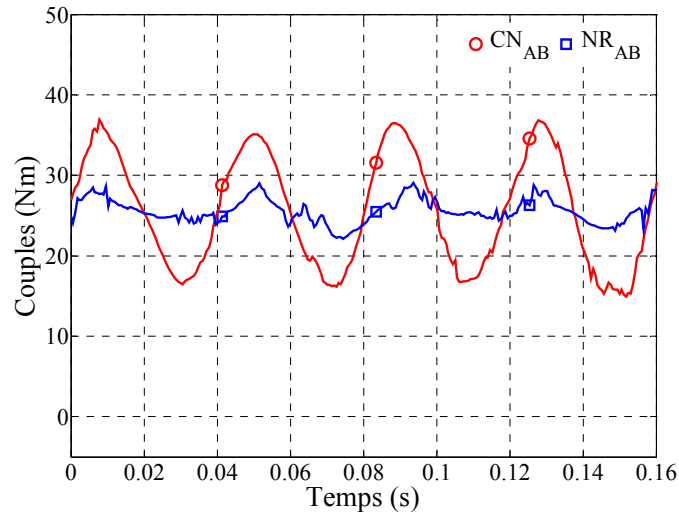


Figure 95 : Couples avec (NR_{AB}) et sans (CN_{AB}) modification des références de courant dans la machine fictive M2 lors d'injection d'harmonique de rang 3

IV.3.4. Conclusion sur le fonctionnement en mode dégradé

Dans cette partie, un type de fonctionnement en mode dégradé a été validé pour une machine heptaphasée. Les résultats ont été obtenus en suivant la démarche suivante. D'abord la machine a été spécialement conçue afin de prendre en compte certaines propriétés pour fonctionner en mode dégradé. Puis les références de courant ont été modifiées dès l'apparition d'un défaut. Cette stratégie de contrôle permet de garder les mêmes correcteurs que lors du fonctionnement en mode normal. De nouvelles références de courant dans une des machines fictives ont été calculées afin de diminuer drastiquement les ondulations de couple lors de la perte de deux phases. La modification du contrôle est réellement nécessaire dans 4 cas. Lorsque les deux phases ouvertes sont décalées de $4\pi/7$ ou $10\pi/7$ les ondulations de couple sont naturellement faibles. Lors de la perte d'une seule phase, la réduction des ondulations de couple est obtenue en mettant à 0 le courant de phase dans une autre phase décalée de $4\pi/7$ ou $10\pi/7$. La Figure 96 récapitule la stratégie de commande qui a été appliquée lors du fonctionnement en mode dégradé.

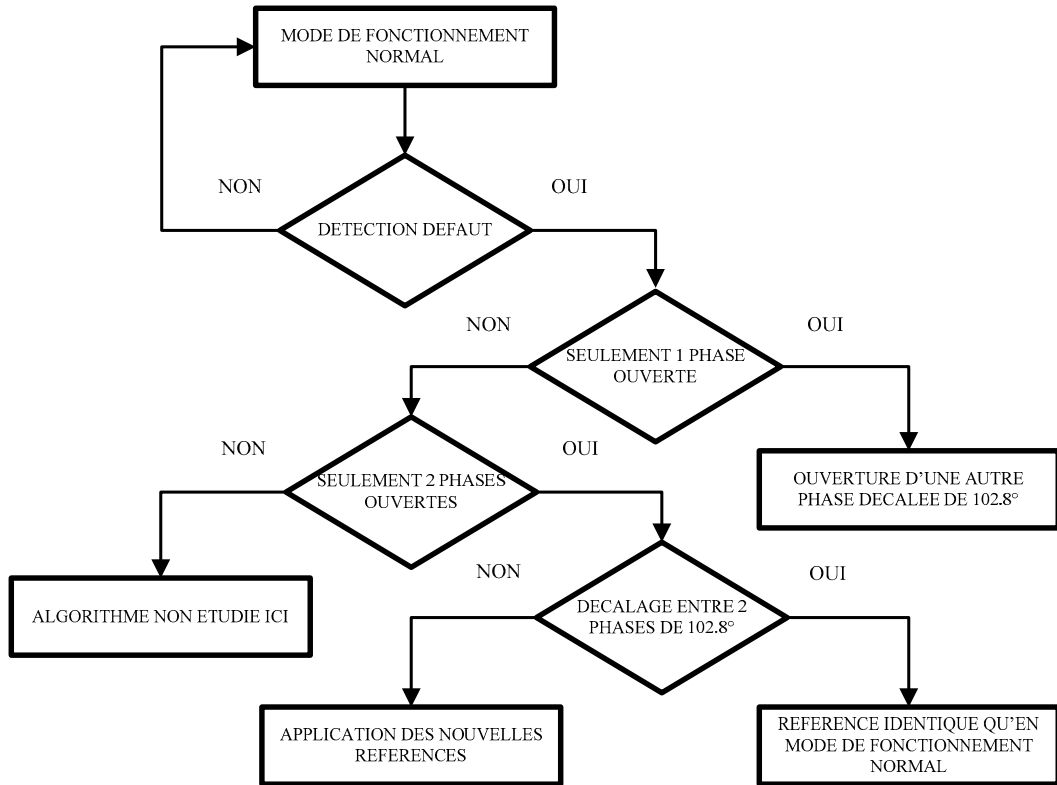


Figure 96 : Algorithme de la stratégie du fonctionnement en mode dégradé

Nous pouvons enfin conclure qu'une machine heptaphasée possédant une répartition non sinusoïdale de sa force électromotrice (ce qui favorise le développement d'un couple massique important) peut aussi posséder des caractéristiques intéressantes pour le fonctionnement en mode dégradé.

Conclusion générale

Dans ce document, notre objectif a été de concevoir une machine à n phases ($n > 3$) qui développe un couple à faible taux d'ondulation en mode normal et en mode dégradé (une ou deux phases non alimentées). Cette machine, alimentée par un onduleur de tension à n bras, est supposée être pilotée à l'aide d'une commande vectorielle qui se base sur celle implantée pour les machines synchrones triphasées à force électromotrices sinusoïdales. Un nombre de sept phases est apparu intéressant.

Pour atteindre cet objectif, nous nous sommes appuyés sur les formalismes Multi-machines et Multi-convertisseurs rappelés dans le Chapitre I. Le formalisme Multi-machines nous a permis (sous certaines hypothèses) de transformer notre machine à 7 phases couplées magnétiquement en une somme de trois machines diphasées et une machine homopolaire toutes découplées magnétiquement les unes par rapport aux autres. A partir du formalisme Multi-convertisseurs, nous avons décomposé notre onduleur à 7 bras couplés électriquement en une somme de trois onduleurs fictifs avec des potentialités différentes. Connaissant les potentialités de chaque ensemble fictif (onduleur/machine), nous avons pu commencer le dimensionnement en remarquant que les machines polyphasées sont moins contraignantes du point de vue de la conception que ne le sont les machines triphasées : les harmoniques de force électromotrice et de force magnétomotrice ne sont plus forcément préjudiciables au contraire. De ce fait, un bobinage à pas diamétral n'ayant pas de pouvoir de filtrage a été adopté.

Afin d'utiliser le premier harmonique de deux machines fictives pour la création d'un couple constant, nous avons dans le Chapitre II dimensionné en couple un prototype en considérant les harmoniques de rang 1 et 3... Pour tenir compte ensuite des contraintes de réalisations d'un prototype de petite puissance présentant un taux important (60%) d'harmonique de rang 3, nous avons choisi une structure de machine à flux axial à deux rotors externes. Cette dernière structure nous a permis, en conservant deux fois le même rotor, de considérer à peu de frais un deuxième prototype avec un rapport plus classique (20%) entre les premier et troisième harmoniques.

Dans le Chapitre III, le bon accord entre résultats expérimentaux et résultats de simulation par la méthode des éléments finis tridimensionnelle a confirmé l'intérêt de l'outil numérique tout particulièrement dans le cas des machines polyphasées dont les caractéristiques sont sensibles aux harmoniques. L'approche analytique multi-harmoniques développée a montré également sa capacité à fournir des résultats exploitables. Moyennant une généralisation de cette méthode à des bobinages plus complexes et d'autres aimantations, une méthode d'optimisation pourrait être implantée pour tenir compte des différents paramètres constructifs de la machine.

Dans le Chapitre IV, une Structure Maximale de Commande a été déduite à partir de la Représentation Energétique Macroscopique. Nous avons vu dans ce chapitre qu'en fonctionnement normal, une machine à 7 phases gardait une structure de commande identique à celle d'une machine triphasée moyennant une adaptation des machines diphasées à contrôler. Ensuite nous avons remarqué que si l'on utilise seulement le premier harmonique pour alimenter la machine fictive M1, certaines potentialités de l'onduleur n'étaient pas exploitées. Nous pouvons parler de mauvaise utilisation de l'onduleur. En exploitant mieux ces potentialités, pour un couple donné, nous avons diminué d'environ 27% les pertes Joule. Nous avons aussi pu augmenter de pratiquement 16% le couple à pertes Joule données. Pour finir le Chapitre IV, nous avons minimisé les ondulations de couple dues à

la perte d'une ou de deux phases de la machine (bras d'onduleurs) en modifiant les références de courant d'une des machines fictives.

Ce travail montre également que les outils numériques de simulation 3D ainsi que l'informatique industrielle sont suffisamment développés pour permettre de traiter le cas de la conception et de la commande d'une machine électrique à 7 phases à flux axial avec un faible taux d'ondulation de couple que ce soit en mode normal ou dégradé.

Différents points n'ont pas encore été explorés :

1. l'élaboration de bobinages plus complexes tenant compte des spécificités des machines polyphasées ;
2. la détermination optimale du nombre de phases pour une plage de fonctionnement imposée dans le plan couple/vitesse tout en tenant compte des contraintes mécaniques ;
3. la réalisation des commutations d'algorithmes d'un mode normal à un mode dégradé.

Enfin, la grande rivale des machines à aimants, à savoir la machine à induction, devrait pouvoir bénéficier de l'étude menée. Nous considérons en effet qu'en première approximation le formalisme développé [7]-[8] peut être utilisé pour cette famille de machines. Ce sont d'ailleurs les mêmes hypothèses qui ont été exploitées dans les diverses publications citées sur les machines asynchrones polyphasées au Chapitre I.

La machine à induction présente en effet un avantage par rapport aux machines synchrones à aimants : la répartition du taux des harmoniques n'est pas fixée lors de la construction puisque c'est par la commande qu'on l'impose. Or nous avons mis en évidence la nécessité pour les machines polyphasées d'exploiter au mieux les possibilités offertes par les différents onduleurs fictifs. Nous avons vu aussi en fin de Chapitre III que le fait d'accepter des harmoniques permettaient fictivement d'obtenir pour le champ magnétique dans l'entrefer un fondamental d'amplitude plus élevée et ce sans nécessité de filtrage par des bobinages. Un gain maximum de 27% peut ainsi être espéré avec un champ rectangulaire. Cela permettrait à couple donné de réduire d'autant la densité linéique de courant. Néanmoins les gains potentiels ne pourront être approchés qu'avec une commande adéquate de l'onduleur.

Annexe 1 : Calcul du couple

Cette annexe présente une approche pour calculer le couple électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents à 7 phases couplées en étoile. Cette démarche reste valable pour des machines couplées en étoile possédant un nombre impair inférieur ou supérieur à sept. Pour faire ce calcul, nous prenons comme point de départ la formule (I.14) et l'hypothèse que la force électromotrice à vide n'est pas sinusoïdale mais possède un contenu harmonique (par exemple de type « créneaux »). Cette machine étant à 7 phases, elle possède trois machines fictives diphasées (M1, M2 et M3), le couple électromagnétique C_{EM} vaut donc :

$$C_{EM} = \frac{\vec{e} \cdot \vec{i}}{\Omega} \text{ avec } \begin{cases} \vec{e} = \vec{e}_{M1} + \vec{e}_{M2} + \vec{e}_{M3} \\ \vec{i} = \vec{i}_{M1} + \vec{i}_{M2} + \vec{i}_{M3} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Ces espaces vectoriels étant orthogonaux, (A.1) devient :

$$C_{EM} = \frac{\vec{e}_{M1} \cdot \vec{i}_{M1} + \vec{e}_{M2} \cdot \vec{i}_{M2} + \vec{e}_{M3} \cdot \vec{i}_{M3}}{\Omega} \quad (\text{A.2})$$

Ces machines fictives étant diphasées, la force électromotrice à vide fictive dans la machine M1 est de la forme suivante :

$$\vec{e}_{M1} = \begin{cases} \sqrt{\frac{7}{2}} (E_1 \sqrt{2} \sin(\omega t) + E_{13} \sqrt{2} \sin(13\omega t) + E_{15} \sqrt{2} \sin(15\omega t) + \dots) \\ -\sqrt{\frac{7}{2}} (E_1 \sqrt{2} \cos(\omega t) + E_{13} \sqrt{2} \cos(13\omega t) + E_{15} \sqrt{2} \cos(15\omega t) + \dots) \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Avec E_h qui représente la valeur efficace de la force électromotrice à vide de l'harmonique de rang h (V). Les forces électromotrices à vides fictives dans les deux autres machines fictives (M2 et M3) ont la même forme et valent :

$$\vec{e}_{M2} = \begin{cases} \sqrt{\frac{7}{2}} (E_5 \sqrt{2} \sin(5\omega t) + E_9 \sqrt{2} \sin(9\omega t) + E_{19} \sqrt{2} \sin(19\omega t) + \dots) \\ -\sqrt{\frac{7}{2}} (E_5 \sqrt{2} \cos(5\omega t) + E_9 \sqrt{2} \cos(9\omega t) + E_{19} \sqrt{2} \cos(19\omega t) + \dots) \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

$$\vec{e}_{M3} = \begin{cases} \sqrt{\frac{7}{2}} (E_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t) + E_{11} \sqrt{2} \sin(11\omega t) + E_{17} \sqrt{2} \sin(17\omega t) + \dots) \\ -\sqrt{\frac{7}{2}} (E_3 \sqrt{2} \cos(3\omega t) + E_{11} \sqrt{2} \cos(11\omega t) + E_{17} \sqrt{2} \cos(17\omega t) + \dots) \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Pour simplifier le calcul et puisque c'est un des objectifs à atteindre ([O2]), nous ne prenons que le fondamental de force électromotrice à vide de chaque machine fictive, (A.3), (A.4) et (A.5) deviennent :

$$\vec{e}_{M1} = \begin{cases} \sqrt{\frac{7}{2}} E_1 \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ -\sqrt{\frac{7}{2}} E_1 \sqrt{2} \cos(\omega t) \end{cases} \quad \dots \quad \vec{e}_{M2} = \begin{cases} \sqrt{\frac{7}{2}} E_5 \sqrt{2} \sin(5\omega t) \\ -\sqrt{\frac{7}{2}} E_5 \sqrt{2} \cos(5\omega t) \end{cases} \quad \dots \quad \vec{e}_{M3} = \begin{cases} \sqrt{\frac{7}{2}} E_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t) \\ -\sqrt{\frac{7}{2}} E_3 \sqrt{2} \cos(3\omega t) \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Puisque nous voulons travailler à couple électromagnétique maximal, nous supposons que les vecteurs de forces électromotrices à vides et les vecteurs courants dans les machines fictives sont colinéaires, nous devons donc imposer les vecteurs courants (par la commande) suivants :

$$\vec{i}_{M1} = \begin{cases} \sqrt{\frac{7}{2}} I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ -\sqrt{\frac{7}{2}} I_1 \sqrt{2} \cos(\omega t) \end{cases} \quad \dots \quad \vec{i}_{M2} = \begin{cases} \sqrt{\frac{7}{2}} I_5 \sqrt{2} \sin(5\omega t) \\ -\sqrt{\frac{7}{2}} I_5 \sqrt{2} \cos(5\omega t) \end{cases} \quad \dots \quad \vec{i}_{M3} = \begin{cases} \sqrt{\frac{7}{2}} I_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t) \\ -\sqrt{\frac{7}{2}} I_3 \sqrt{2} \cos(3\omega t) \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

Avec I_h qui représente la valeur efficace du courant de phase de l'harmonique de rang h (A). A partir de (A.6), (A.7) et (A.2) nous déduisons facilement le couple électromagnétique qui est égal à :

$$C_{EM} = \frac{7}{\Omega} (E_1 I_1 + E_3 I_3 + E_5 I_5) \quad (\text{A.8})$$

De manière générale, l'expression du couple électromagnétique est de la forme :

$$C_{EM} = \frac{n}{\Omega} \sum_{i=0}^{\frac{n-3}{2}} E_h I_h \quad \text{avec } h = 2i + 1 \quad (\text{A.9})$$

Annexe 2 : Le bobinage

La Figure 97 montre une représentation du stator en 2D de notre prototype, les 42 encoches y sont représentées et numérotées.

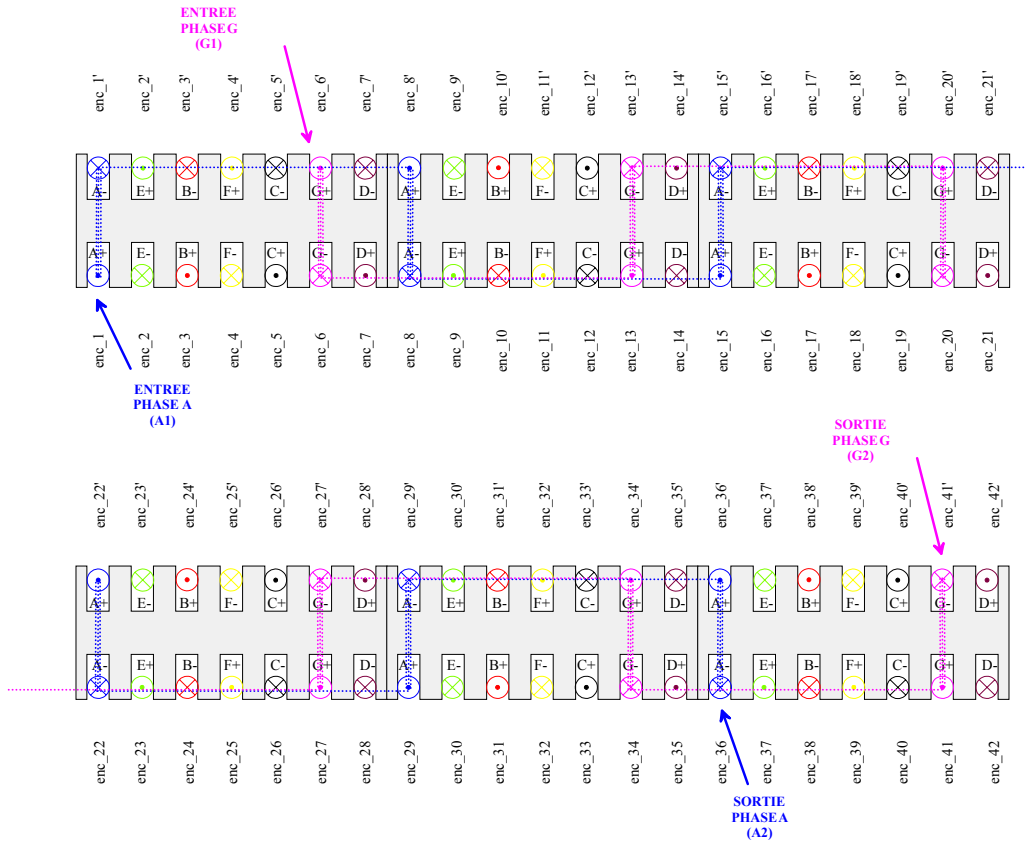


Figure 97 : Représentation du stator en 2D

A titre d'exemple, nous représentons sur la Figure 98 le bobinage de la phase A et celui de la phase G.

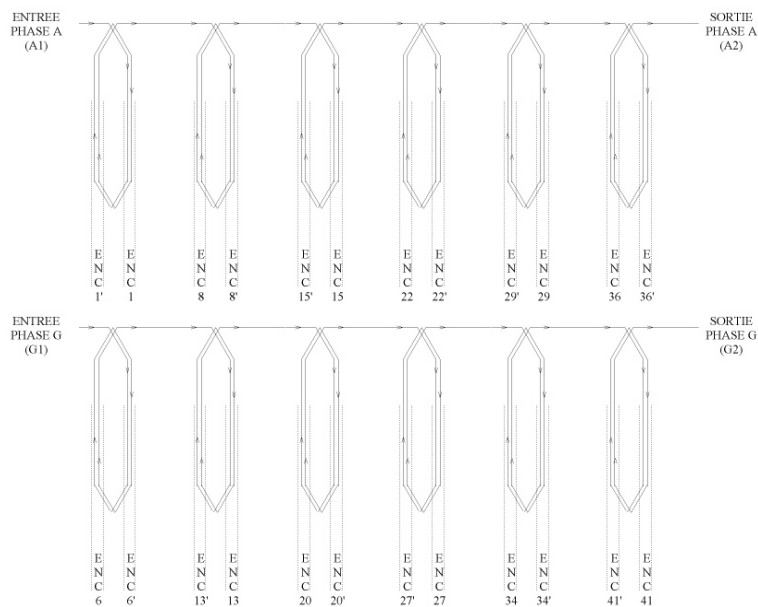


Figure 98 : Schéma de bobinage des phases A et G

Notre prototype est équipé de 5 spires exploratrices. La Figure 99 donne l'emplacement de celles-ci.

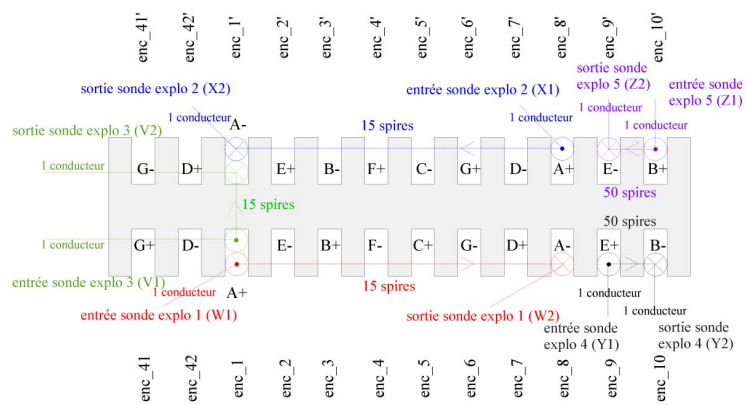


Figure 99 : Disposition des spires exploratrices

Annexe 3 : Les machines à flux axial

Les machines à flux axial existent depuis plus de cent ans, le premier système excité par des aimants permanents est apparu vers les années 1830. La mauvaise qualité des matériaux magnétiques à cette époque, n'a participé ni à l'exploitation ni au développement de ces systèmes. Il faut attendre cent ans pour voir l'apparition successive des aimants en Alnico (1931), Ferrite (1950) et Néodyme (1983) pour permettre le développement de ce type de machines. A leur apparition, les machines à flux axial ont rencontré quatre problèmes majeurs :

- fabrication du stator délicate pour réaliser des encoches avec des tôles en fer laminées,
- assemblage difficile de la machine pour garder un entrefer constant,
- attraction magnétique importante entre le rotor et le stator,
- coûts de fabrication trop importants.

Les trois principaux types de machine à flux axial sont : les machines à courant continu, les machines à induction et les machines synchrones. Dans cette annexe, nous ne nous intéressons qu'à ce dernier type de machine. La gamme de puissance des machines synchrones à flux axial peut aller d'une fraction de watt [109] à quelques mégawatt [110]. Grâce à leurs caractéristiques, ces machines sont principalement utilisées dans des applications hautes performances nécessitant une excellente maîtrise du couple. En effet, nous pouvons trouver des applications aussi diverses que l'éolien [111], la propulsion maritime [110], les véhicules électriques [112], ...

Pour comparer les machines dites « classiques » à flux radial et les machines à flux axial, le milieu scientifique utilise plusieurs critères. Les critères principaux sont : le volume des parties actives, le poids (du fer, du cuivre et des aimants) et les pertes (donc le rendement).

Le volume des parties actives

Les parties actives d'une machine correspondent aux éléments participant à la fabrication du couple électromagnétique (le fer des culasses statorique et rotorique, le cuivre, les aimants). Lorsqu'une application doit évoluer dans un espace réduit ou restreint, le volume des parties actives est un critère important. La Figure 100 donne le volume des parties actives en fonctions de différentes puissances de sorties et pour cinq topologies et géométries différentes.

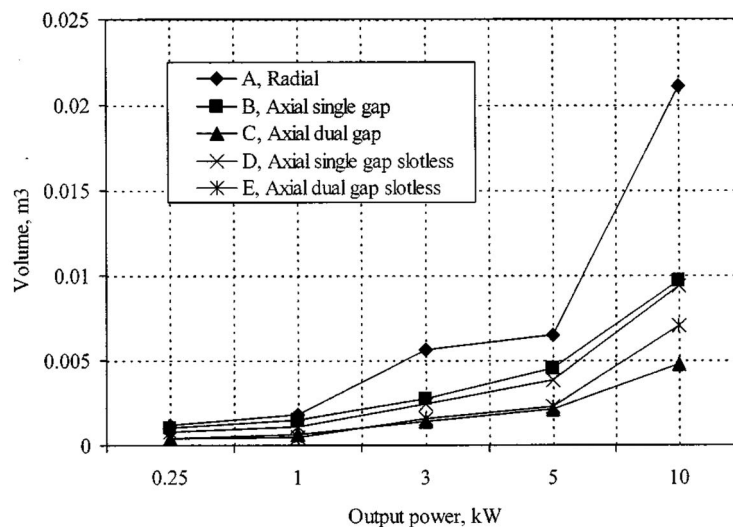


Figure 100 : Volume des parties actives en fonction de la puissance

La Figure 100 montre que lorsque la puissance augmente, le volume de la machine à flux radial devient important devant celui des différents types de machines à flux axial. Il semble intéressant de noter que la machine à flux axial à double entrefer et à encoches (C) permet d'avoir le volume le moins important sur toute la gamme de puissance.

Le poids des parties actives

Le poids des parties actives d'une machine est un critère important en fonction de son utilisation. En effet si une machine est utilisée pour faire de la variation de vitesse, il semble intéressant que son poids soit le petit possible. La Figure 101 donne sur trois graphiques différents le poids du fer, du cuivre et des aimants dans les mêmes conditions que ci-dessus (Figure 100).

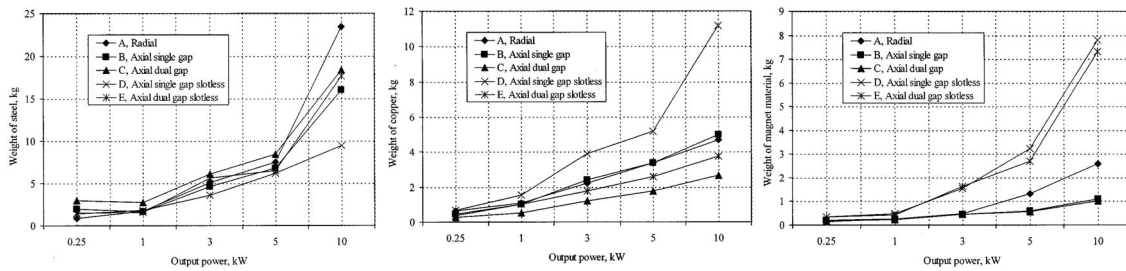


Figure 101 : Poids du fer, du cuivre et des aimants en fonction de la puissance

Pour des puissances importantes, la Figure 101 met en évidence plusieurs points. Premièrement, le poids du fer est moins important pour les machines à flux axial que pour la machine à flux radial. Deuxièmement, la machine à flux axial à double entrefer et à encoches est plus légère au niveau du cuivre. Troisièmement, les machines à flux axial sans encoches demandent le poids le plus important en aimants.

Les pertes

Ces pertes sont définies par la combinaison des pertes cuivre et des pertes fer (dans la plupart des machines, les pertes fer sont moins importantes que les pertes cuivres). Ici, nous ne tenons pas compte des pertes autres que les pertes électromagnétiques. La Figure 102 représente ces pertes.

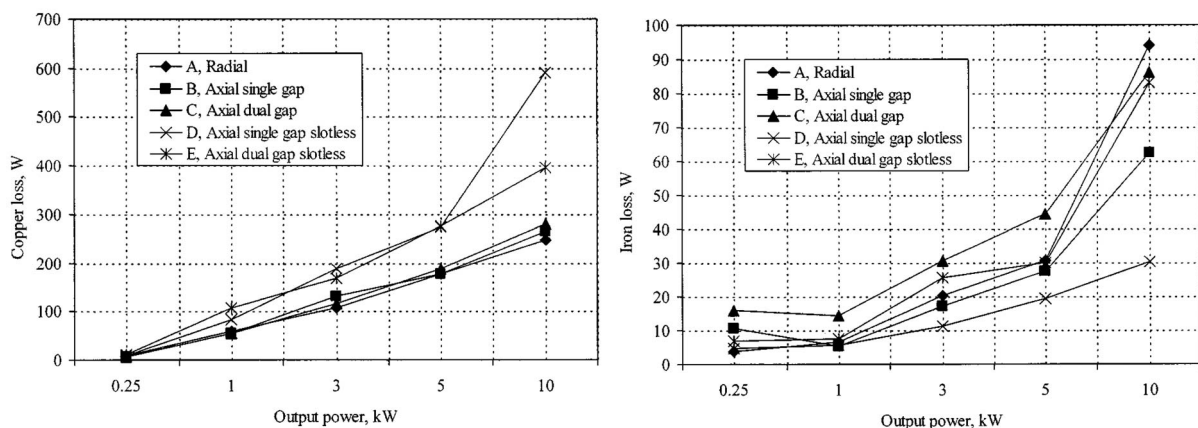


Figure 102 : Pertes cuivre et fer en fonction de la puissance

Les machines à flux axial sans encoche avec un et deux entrefers et la machine à flux radial possèdent ont environ les mêmes pertes.

Annexe 4 : Nomenclature et dimensions principales

La Figure 103 donne la nomenclature ainsi que les dimensions principales de la machine :

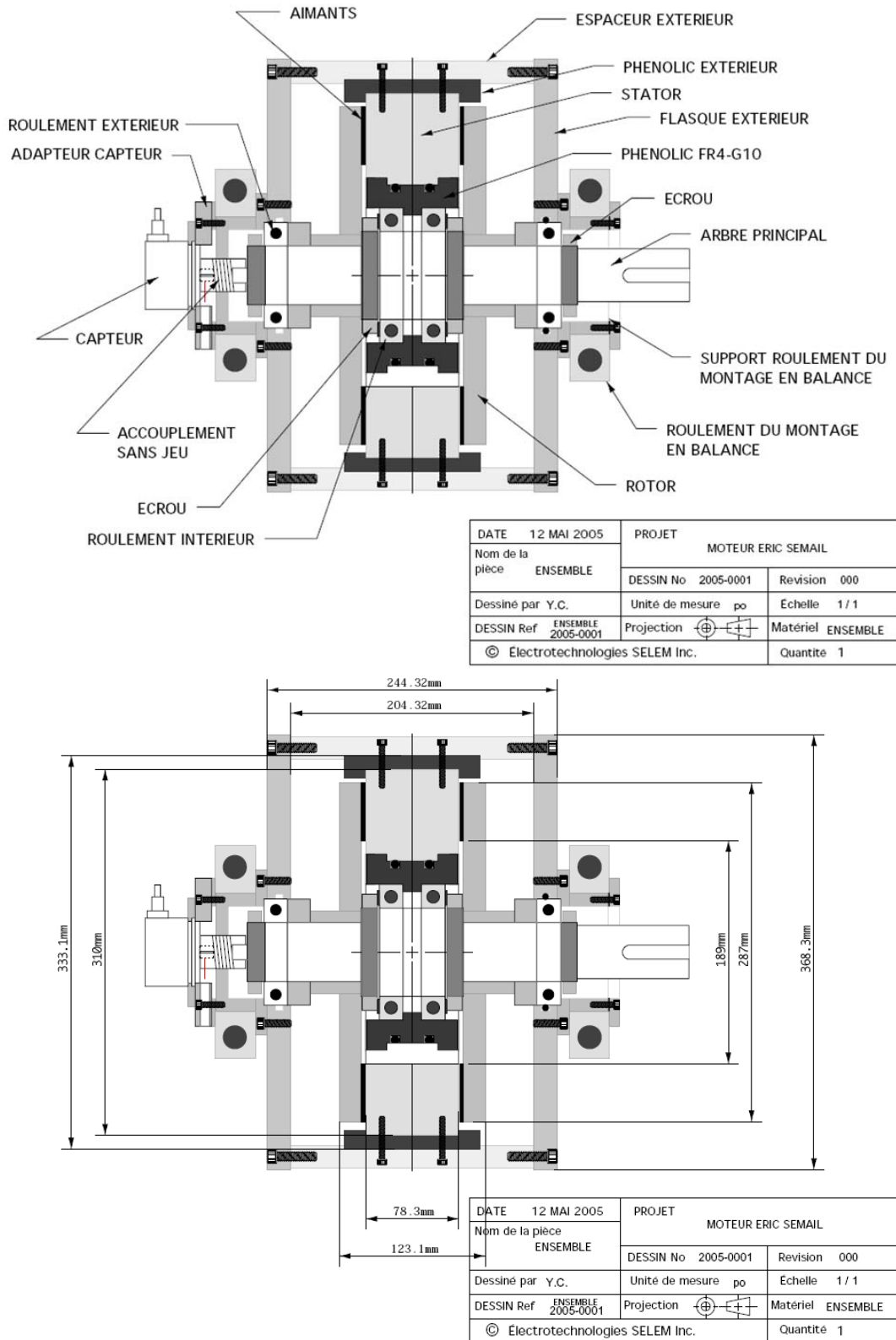


Figure 103 : Nomenclature et dimensions principales de la machine

La Figure 104 donne les dimensions du stator et les dimensions d'un rotor :

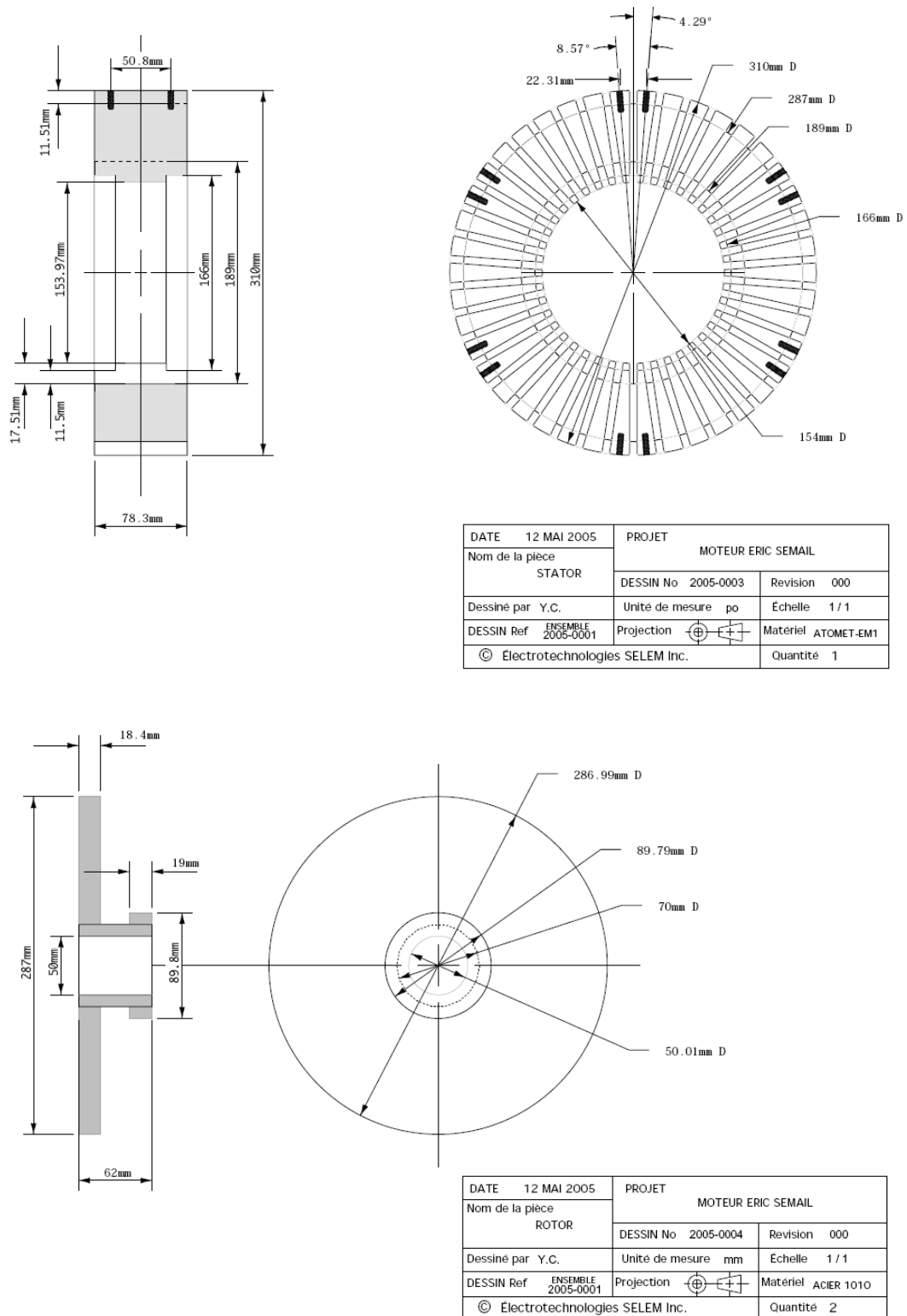


Figure 104 : Dimensions du stator et d'un rotor

Annexe 5 : Caractéristiques des aimants

La Figure 105 et la Figure 106 donnent les courbes $B=f(H)$ pour les deux types d'aimants utilisés en fonction de la température de fonctionnement.

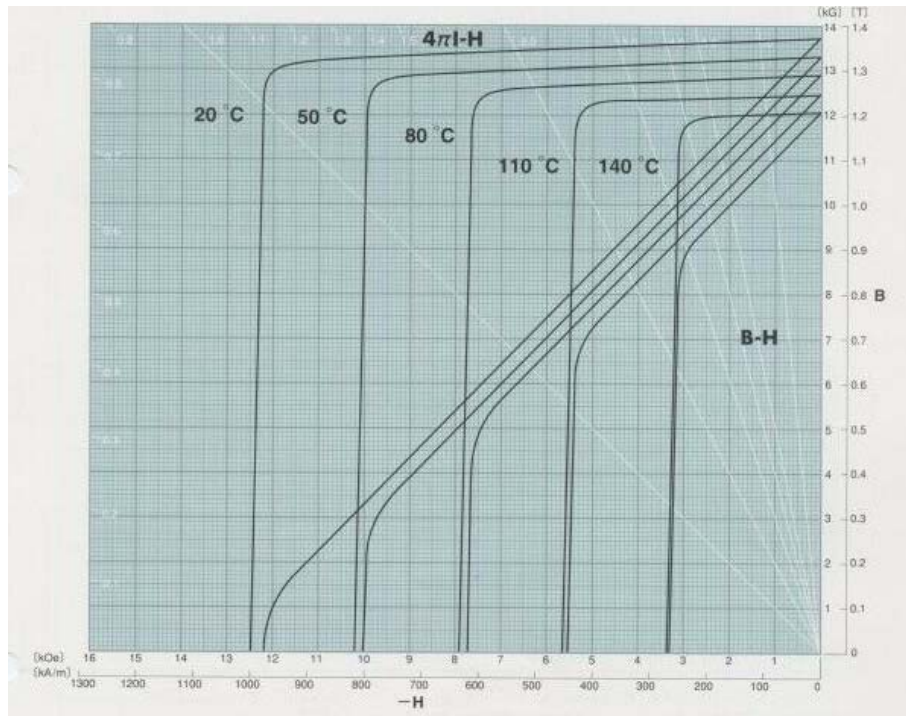


Figure 105 : Courbes $B=f(H)$ pour des aimants de type NdFeB N48 en fonction de la température de fonctionnement

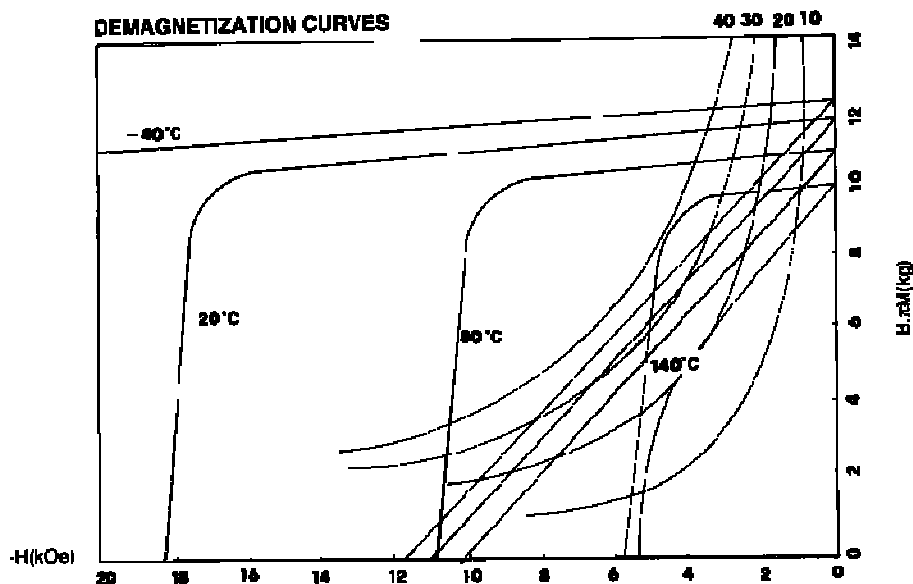


Figure 106 : Courbes $B=f(H)$ pour des aimants de type NdFeB N30H en fonction de la température de fonctionnement

Références bibliographiques

- [1] K. M. Weber, "Adjustable speed AC drive systems for North Sea gas pipelines", ABB Review Issue, no. 9/94, pp. 4-9.
- [2] H. Godfroi, P. Bosc, "Large variable speed drives using synchronous motors and frequency converters", Alstom Review, no. 6, 1986.
- [3] J. Hamel, H. May, "Locomotive à moteurs synchrones", Revue Jeumont, no. 34, 1982.
- [4] G. Pasqualini, "Alimentation par convertisseurs statiques : régimes transitoires", collection Techniques de l'Ingénieur D3562 vol. D6, 1997.
- [5] P. Vas, "Vector control of AC machines", Clarendon Press, Oxford, 1988.
- [6] E. A. Klingshirn, "Harmonic filters for six-phase and other multiphases motors on voltage source inverters". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA21. no. 4, May/June 1985.
- [7] E. Semail, "Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés. Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace", Thèse de l'université de Lille 1, 30/06/00.
- [8] X. Kestelyn, "Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles, convertisseurs-machines polyphasés", Thèse de l'université de Lille 1, 04/12/03.
- [9] E. Semail, A. Bouscayrol, J. P. Hautier, "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines", EPJ AP (European Physical Journal-Applied Physics), vol. 22, no. 3, pp. 207-220, 2003.
- [10] H. A. Toliyat, "Analysis of Concentrated Winding Induction and Reluctance Machines for Adjustable Speed Drive Application", Ph. D. Dissertation, University of Wisconsin, Madison, 1991.
- [11] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, J. C. White, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications-part II (Motor Design and Performance)", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, no. 4, pp. 685-692, Dec. 1991.
- [12] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, J. C. White, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Application Part I (Motor Analysis)", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, no. 4, pp. 679-683, 1991.
- [13] E. A. Klingshirn, "High phase order induction motors", Part I and II, IEEE Trans. Power Apparatus System, vol. PAS-102, pp. 47-49, 1983.
- [14] D. C. White, H. H. Woodson, "Electromechanical Energy Conversion", John Wiley and Sons, 1959.
- [15] N. Moubayed, F. Meibody-Tabar, B. Davat, I. Rasoanarivo, "Conditions of Safety Supplying of DSIM by two PWM-VSI", EPE '99, Lausanne.
- [16] N. Moubayed, F. Meybody-Tabar, B. Davat, "Alimentation par deux onduleurs de tension d'une machine synchrone double-étoile", Revue Internationale de Genie Electrique, vol. 1, no. 4, 1998, pp. 457-470.
- [17] F. Menneron, M. F. Benkhoris, A. Guéraud, "Modélisation et simulation d'une machine asynchrone double-étoile alimentée en tension pour la propulsion par POD", La conversion électromécanique directe, ENS de Cachan, Fév. 1999.
- [18] Y. Zhao, "Vector space decomposition modelling and control of multiphase induction machines", Ph. D. Dissertation, University of Wisconsin, Madison, 1995.

- [19] Y. Zhao, T. A. Lipo, "Space Vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Space Vector Decomposition", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31 no.5, pp 1100-1109, Sep./Oct. 1995.
- [20] Y. Zhao, T. A. Lipo, "Modeling and Control of Multi-Phase Induction Machine with Structural Unbalance", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, no. 3, pp. 578-584, Sept. 1996.
- [21] A. R. Muñoz, "Analysis and control of a dual stator winding squirrel cage induction machine drive", Ph. D. Dissertation, University of Wisconsin, Madison, 1999.
- [22] A. R. Muñoz, T. A. Lipo, "Dual Stator Winding Induction Machine Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 5, pp- 1369-1379, Sept./Oct. 2000.
- [23] R. O. C. Lyra, "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection", Ph. D. Dissertation, University of Wisconsin, Madison, 2002.
- [24] R. O. C. Lyra, T. A. Lipo, "Six-phase induction machine with third harmonic current injection", Electrimacs 18-21, Aug. 2002.
- [25] R. O. C. Lyra, T. A. Lipo, "Torque Density Improvement in a Six-Phase Induction Motor With Third Harmonic Current Injection", IEEE-IAS annual meeting 2001, Chicago (USA), Sept./Oct. 2001, CD-ROM.
- [26] R. Bojoi, M. Lazzari, F. Profumo, A. Tenconi, "Digital Field-Oriented Control for Dual Three-Phase Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, no. 3, May/June 2003.
- [27] H. Xu, H. A. Toliyat, L. J. Petersen, "Five-Phase Induction Motor Drives With DSP-Based Control System", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no 4, pp. 524-533, July 2002.
- [28] H. A. Toliyat, N. Qahtany, "Finite Element Analysis of a Concentrated Winding Multi-Phase Induction Machine", Proc. of ICEM'02, Brugge (Belgium), August 2002, CDROM.
- [29] N. Moubayed, F. Meybody-Tabar, B. Davat, "Study and simulation of magnetically coupled multi stator induction machine supplied by independent three phase voltage-source inverters", Electrimacs'99, Lisboa, Portugal, pp. 59-64, Sept. 1999.
- [30] D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, "Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motor", CIEP 2000, Acapulco, Mexico, 15-19 Oct. 2000.
- [31] D Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, "On the Modeling and Design of Dual-Stator Windings to Minimize Circulating Harmonic Currents for VSI Fed AC Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 2, March/April 2004.
- [32] S. Williamson, S. Smith, "Pulsating Torque and Losses in Multi-phase Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 4, July/August 2003.
- [33] <http://www.ship-technology.com/contractors/propulsion/alstom/index.html>
- [34] F. B. Bendixen, F. Blaabjerg, P. O. Rasmussen, P. Vadstrup, K. Krabbe, "Controlling the Dc-link Midpoint Potential in a Six-phase Motor-drive", Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen (Germany), 2004.
- [35] S. Williamson, S. Smith, "Fault tolerance in multiphase propulsion motors", Journal of Marine Engineering and Technology, no. A4, 2004.
- [36] J. M. Apsley, S. Williamson, "Analysis of multi-phase induction machines with winding faults", IEMDC05, San Antonio, Texas, May 15-18.
- [37] H. A. Toliyat, "Analysis and Simulation of Five-Phase Variable-Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13 no. 4, pp. 748-756, July 1998.

- [38] C. Gerada, K. J. Bradley, M. Sumner, P. Wheeler, "Operating Induction Motor Drives with Turn-to-Turn Faults", IEMDC05, San Antonio, Texas, May 15-18.
- [39] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, H. A. Toliyat, "A novel Concept of a Multi-phase, Multi-motor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 2, March 2004.
- [40] H. A. Toliyat, S. Ruhe, X. Huansheng, "A DSP-Based vector Control of Five-Phase Synchronous Reluctance Motor", IEEE-IAS annual meeting 2000, Roma (Italy), October 2000.
- [41] L. Xu, W. N. Fu, "Evaluation of Third Harmonic Component Effects in Five-Phase Synchronous Reluctance Motor Drive Using Time-Stepping Finite-Element Method", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 3, May/June 2002.
- [42] H. A. Toliyat, L.Y. Xue, T. A. Lipo, "A Five Phase Reluctance Motor with High Specific Torque," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 3, pp. 659-667, May/June 1992.
- [43] R. Shi, H. A. Toliyat, A. El-Antably, "Field Oriented Control of Five-phase Synchronous Reluctance Motor Drive with Flexible 3rd Harmonic Current Injection for High Specific Torque", IEEE-IAS annual meeting 2001, Chicago (USA), September/October 2001
- [44] H. A. Toliyat, S. P. Waikar, T.A. Lipo, "Analysis and Simulation of Five-Phase Synchronous Reluctance Machines Including Third Harmonic of Airgap MMF", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 2, pp. 332-339, March/April 1998.
- [45] S. Siala, E. Guette, J. L. Pouliquen, "Multi-inverter PWM control: a new generation drives for cruise ship electric propulsion", Proc. of EPE2003, Toulouse (France), September 2003, CDROM.
- [46] D. Gondouin, F. Menneron, "Nouvelles topologies de systèmes de propulsion électriques de navires", REE, n°9, 2000.
- [47] M. Merabtene, M. F. Benkhoris, N.Mokhtari, R. Le Doeuff, "Torque strategies control of the double star synchronous machine drive under fault condition", Proc. of ICEM'02, Brugge (Belgium), August 2002, CDROM.
- [48] M. F. Benkhoris, F. Terrien, J. E. Boucher, "Numerical Study of a Double Star Synchronous Motor Drive For Electrical Propulsion", International Conference on Electric Ship, Istanbul (Turkey), pp. 70-75, September 1998.
- [49] M. Merabtene, M. F. Benkhoris, "Modelling of DSSM fed by PWM inverters under fault condition", Proc. of ICEM'02, Brugge (Belgium), August 2002, CDROM.
- [50] M. Merabtene, M. F. Benkhoris, R. Le Doeuff, "An unified model to control the DSSM PWM inverter set under balanced and unbalanced functioning", Proc. of EPE2003, Toulouse (France), September 2003.
- [51] F. Terrien, "Commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs MLI. Modélisation, simulation et prototype experimental", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 07/12/2000.
- [52] B. Nogarède, "Etude de moteurs sans encoches à aimants permanents de forte puissance à basse vitesse", Thèse de doctorat préparée au LEEI de l'ENSEEIH, 07/06/90.
- [53] J. Figueroa, J. Cros, P. Viarouge, "Current Control Strategies for Seven Phase Brushless DC Motors". Proc. of ICEM'02, Brugge (Belgium), August 2002, CDROM.
- [54] J. Figueroa, J. Cros, P. Viarouge, "Polyphase PM brushless DC motor for high reliability application", Proc. of EPE2003, Toulouse (France), September 2003, CD-ROM.

- [55] R. Dhawan, Z. Soghomonian, "Seven phase brushless synchronous motor with reduced inverter size", Proc of APEC '04, vol. 2, 2004, pp. 1099 – 1105.
- [56] B. C. Mecrow, A. G. Jack, J. A. Haylock, J. Coles, "Fault-tolerant permanent magnet machine drives", IEE Proc-Electr. Power Appl., vol. 143 no.6, November 1996.
- [57] L. Chang, J. Muszynski, "Design of a 5-Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor for Automobiles", IEEE 58th Vehicular Technology Conference, 2003.
- [58] D. Vizireanu, X. Kestelyn, S. Brisset, P. Brochet, Y. Milet, D. Laloy, "Polyphased Modular Direct-Drive Wind Turbine Generator", Proc. of EPE 2005, Dresden, Germany, September 2005, CD-ROM.
- [59] J. P. Martin, E. Semail, S. Pierfederici, A. Bouscayrol, F. Meibody-Tabar, B. Davat, "Space Vector Control of 5-phase PMSM supplied by q H-bridge VSIs", ElectrIMACS 2002, Montreal, August 2002.
- [60] H. M. Ryu, J. H. Kim, S. K. Sul, "Synchronous Frame Current Control of Multi-Phase Synchronous Motor", Part I, IEEE IAS Annual Meeting 2004, Seattle, October 3-7, 2004.
- [61] H. M. Ryu, J. H. Kim, S. K. Sul, "Analysis of multi-phase space vector pulse-width modulation based on multiple d-q spaces concept", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, issue 6, Nov. 2005, pp 1364 – 1371.
- [62] L. Parsa, H. A. Toliyat, "Five-phase Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, pp.30-37, Jan./Feb. 2005.
- [63] L. Parsa, N. Kim, H. A. Toliyat, "Field Weakening Operation of a High Torque Density Five Phase Permanent Magnet Motor Drive", IEMDC05, San Antonio, Texas, May 15-18.
- [64] L. Parsa, H. A. Toliyat, "Five-Phase Interior Permanent Motor with Low Torque Pulsation", Proc. of IEEE-IAS'05, Hong-Kong, Oct. 2005, CD-ROM.
- [65] E. Robert-Dehault, M. F. Benkhoris, E. Semail, "Study of a 5-phases synchronous machine fed by PWM inverters under fault conditions", Proc. of ICEM'02, Brugge (Belgium), August 2002, CDROM.
- [66] H. M. Ryu, J. H. Kim, S. K. Sul, "Synchronous Frame Current Control of Multi-Phase Synchronous Motor, Part II. Asymmetric Fault Condition due to Open Phases", Proc. of IEEE-IAS'04, vol. 1, pp. 268-275, Seattle (USA), Oct. 2004.
- [67] L. Parsa, H. A. Toliyat, "Fault-Tolerant Five-Phase Permanent Magnet Motor Drives", Proc. of IEEE-IAS'04, vol.2, pp. 1048-1054, Seattle (USA), Oct. 2004.
- [68] J. P. Martin, F. Meibody-Tabar, B. Davat, "Multi-phase Permanent Magnet Synchronous Machine Supplied By VSIs Working Under Fault Conditions", IEEE Industry Applications Conference IAS Annual meeting, Roma (Italia), Oct. 2000.
- [69] J. P. Martin, "Contribution à l'Alimentation en tension de Machines Synchrones à Aimants Permanents à Nombre de Phase Elevé : Fonctionnement Normal et Dégradé", Thèse de doctorat préparée à l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 22/07/03.
- [70] J. Wang, K. Atallah, D. Howe, "Optimal torque control of fault-tolerant permanent magnet brushless machines", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, issue: 5, pp. 2962-2964, Sept. 2003.
- [71] J. D. Ede, K. Atallah, J. Wang, D. Howe, "Effect of optimal torque control on rotor loss of fault-tolerant permanent-magnet brushless machines", Magnetics, IEEE Transactions on ,vol.: 38, issue 5, pp. 3291-3293, Sept. 2002.
- [72] A. G. Jack, B. C. Mecrow, J. A Haylock, "A Comparative Study of Permanent Magnet and Switched Reluctance Motors for High-Performance Fault-Tolerant Applications", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 4, July/August 1996.

- [73] M. Abolhassani, "A novel Multiphase Fault Tolerant High Torque Density Permanent Magnet Motor Drive for Traction Application", IEMDC05, San Antonio, Texas, pp. 828-834, May 15-18, CDROM.
- [74] P. Letellier, "Les entrainements directs de fortes puissances et à très basses vitesses", congrès SEE, La conversion électromécanique direct, 4 février 1999, ENS Cachan.
- [75] <http://www.marine-solutions.de>
- [76] E. Semail, C. Rombaut, "Caractérisation vectorielle de convertisseurs statiques matriciels. Détermination des degrés de liberté d'une commande", RIGE, vol. 3, no. 3/2000, pp. 437 à 440.
- [77] E. Semail, C. Rombaut, "New tools for studying voltage-source inverters", IEEE Power Engineering Review, vol. 22, no. 3, pp. 47-48, March 2002.
- [78] E. Semail, A. Bouscayrol, J. P. Hautier, "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines", EPJ AP (European Physical Journal-Applied Physics), vol. 22, no. 3, pp. 207-220, 2003.
- [79] E. Semail, X. Kestelyn, "Modélisation multi-machines d'une machine synchrone polyphasée", EF'2001 (Electrotechnique du Futur), Nancy, France, 14-15 Novembre 2001.
- [80] X. Kestelyn, E. Semail, J. P. Hautier, "Vectorial Multi-machine Modeling for a Five-Phase Machine", Proc. of ICEM'02, Brugge (Belgium), August 2002, CDROM.
- [81] E. Semail, X. Kestelyn, A. Charlier, "Sensibilité d'une machine polyphasée aux harmoniques spatiaux", EF'2003, Gif-sur-Yvette, Supélec, CDROM, 9-10 décembre 2003.
- [82] X. Kestelyn, E. Semail, J. P. Hautier, "Multi-phase System Supplied by SVM VSI: A New Fast Algorithm to Compute Duty Cycles", EPE Journal, vol. 14, no. 3, august 2004.
- [83] E. Semail, X. Kestelyn, A. Bouscayrol, "Right Harmonic Spectrum for the back-electromotive force of a n-phase synchronous motor", Proc. of IEEE-IAS'04, Seattle (USA), vol. 1, pp.71-78, Oct. 2004.
- [84] E. Semail, X. Kestelyn, A. Bouscayrol, "Right Harmonic Spectrum for the back-electromotive force of a n-phase synchronous motor", Proc. of IEEE-IAS'04, vol. 1, pp.71-78, Seattle (USA), Oct. 2004.
- [85] X. Kestelyn, E. Semail, A. Bouscayrol, "Direct Torque Control of a Multi-phase Surface-Mounted Permanent Magnet Motor Drive: Application to a Five-phase One", IEMDC 2005 (International Electric Machines and Drives Conference), San Antonio, Texas, USA, 2005, CDROM.
- [86] E. Semail, F. Meibody-Tabar, M. F. Benkhoris, H. Razik, M. Pietrzak-David, E. Monmasson, A. Bouscayrol, B. Davat, Ph. Delarue, B. de Fornel, J. P. Hautier, J. P. Louis, S. Piefederici, "Représentations SMM de machines polyphasées", RIGE, Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 8, no. 2/2005, pp. 221-239.
- [87] M. Benkhoris, M. Merabtene, F. Meibody, B. Davat, E. Semail, "Approches de modélisation de la Machine Synchrone Double Etoile alimentée par des onduleurs de tension en vue de la commande", RIGE, vol. 6, no. 5-6, pp. 579-608, 2003.
- [88] F. Locment, E. Semail, X. Kestelyn, "Optimum use of DC bus by fitting the back-electromotive force of a 7-phase Permanent Magnet Synchronous machine", Proc. of EPE 2005, Dresden, Germany, September 2005, CD-ROM.
- [89] F. Locment, E. Semail, F. Piriou, "Design and Study of a Multi-phase Axial-flux machine", IEEE Transactions on Magnetics, vol. n°42, no. 4, pp. 1427-1430, april 2006.

- [90] F. Locment, T. Henneron, E. Semail, F. Piriou, "Using 3D-FEM for design of an axial flux seven-phase machine", Symposium On Electric and Magnetic Fields (EMF2006), Aussois (France), June 19-22 2006.
- [91] F. Locment, E. Semail, F. Piriou, "Soft Magnetic Composite Axial Flux Seven-Phase Machine", Proc. of ICEM'06, Chania, (Greece), Sept. 2006, CD-ROM.
- [92] F. Locment, E. Semail, X. Kestelyn, "A vector controlled axial flux seven-phase machine in fault operation", Proc. of ICEM'06, Chania, (Greece), Sept. 2006, CD-ROM.
- [93] F. Locment, E. Semail, X. Kestelyn, A. Bouscayrol, "Control of a seven-phase axial flux machine designed for fault operation", IECON'06, IEEE International Conference On Industrial Applications of Electronics, Conservatoire National des Arts & Métiers – Paris – France, November 7 – 10, 2006.
- [94] F. Scuiller, E. Semail, J. F. Charpentier, S. Clénet, "Comparison of conventionnal and unconventionnal 5-phase PM motor structures for naval application system", IASME Transactions, issue 2, vol. 1, pp 365-370, April 2004.
- [95] F. Scuiller, J. F. Charpentier, S. Clénet, E. Semail, "A Multi-phase Surface Mounted Permanent Magnet Design to Reduce Torque Ripples and Joule Losses", AES 2005 (All-Electric Ship), Paris/Versailles, France, 13-14 October 2005, CD-ROM.
- [96] F. Scuiller, J. F. Charpentier, E. Semail, S. Clénet, "A global design strategy for multi-phase machine applied to the design of a 7-phase fractional slot concentrated winding PM machine", Proc. of ICEM'06, Chania, (Greece), Sept. 2006, CD-ROM.
- [97] F. Scuiller, J. F. Charpentier, E. Semail, S. Clénet, P. Letellier, "Study Of Unconventional Designs Of Multi-phase Permanent Magnet Synchronous Machine To Increase The Torque Density For Pod Propulsion Application", T-POD'06, Conference on Podded propulsion technological Advance, Brest (France), 3-5 October 2006.
- [98] A. Bouscayrol, X. Guillaud, J. P. Hautier, Ph. Delarue, "Macro-modélisation pour les conversions électromécaniques : application à la commande des machines électriques". Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 3, no. 2, pp 257-282, Juin 2000.
- [99] Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M. Pietrzak-David, "Multi-machine multi-converter systems : applications to electromechanical drives". EPJ Applied Physics, vol. 10, no. 2, pp-131-147, May 2000.
- [100] W. Leonhard, "Control of electrical machines", Springer-Verlag, 1990.
- [101] J. R. Hendershot, T. J. E. Miller, "Design of brushless permanent-magnet motors". Magna physics publishing and clarendon press, Oxford, pp. 5-56, 1994.
- [102] G. Sturtzer, D. Flieller, J. P. Louis, "Modèles pour la commande des actionneurs électriques", Traité EGEM, série Génie électrique, Chapitre 3, Application de la transformation de Park aux machines à distribution de flux non sinusoïdale. Extension de Park pour les machines à entrefer constant, 2-7462-0917-9, Juillet 2004.
- [103] D. Grenier. "Modélisation et stratégies de commande de machines synchrones à aimants permanents à forces contre-électromotrices non sinusoïdales". Thèse de l'Ecole Normale Supérieur de Cachan, Septembre 1994.
- [104] M. Liwschitz, "Calcul des machines électriques". Tome 1 page 14, Dunod Paris.
- [105] F. Caricchi, F. Crescimbin, E. Fedeli, G. Noia. "Design and Construction of a Wheel-Coupled Axial-Flux PM Motor Prototype for EVs". Conf. Record of the 1994 Ind. Appl. Conference, Denver, Colorado, USA, vol. 1, pp. 254-261, Oct. 1994.

- [106] P. Kjellqvist. "Modeling and design of electromechanical actuators for active suspension in rail vehicles". PhD thesis Royal Institute of Technology, Dept. of Electrical Engineering, Electrical Machines and Power Electronics, Stockholm (Sweden), 2002.
- [107] H. Surong, X. Guodong, "Optimization of power density in axial-flux machine through generalized sizing equations". Journal of Shanghai University, vol. 1, no.3, 1997.
- [108] J. Gieras, R. J. Wang, M. J. Kamper, "Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines", pp 340, Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [109] P.A. Gilles, J. Delamare, O. Cugat, J.L. Schanen, "Design of a permanent magnet planar synchronous micromotor". Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, vol. 1, pp. 223-227, 8-12 Oct. 2000.
- [110] F. Caricchi, F. Crescimbin, O Honorati, "Modular Axial-Flux Permanent-Magnet Motor for Ship Propulsion Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 3, September 1999.
- [111] B.J. Chalmers, W. Wu, "An axial-flux permanent-magnet generator for a gearless wind energy system", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 2, June 1999.
- [112] F. Caricchi, F. Crescimbin, E. Santini, L. Solero. "High-Efficiency Low-Volume Stator/Alternator for Automotive Applications", IEEE Industry Applications Conference, vol. 1, 2000.
- [113] A. Letelier, J. A. Tapia, R. Wallace, A. Valenzuela, "Cogging Torque Reduction in an Axial Flux PM Machine with Extended Speed Range", Electric Machines and Drives, IEEE International Conference, pp. 1261-1267, 15 May 2005.
- [114] M. Aydin, R. Qu, T. A. Lipo, "Cogging torque minimization technique for multiple-rotor, axial-flux, surface-mounted-PM motors: alternating magnet pole-arcs in facing rotors", Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 555-561, 12-16 Oct. 2003.
- [115] G. Barakat, T. El-Meslouhi, B. Dakyo, "Analysis of the cogging torque behavior of a two-phase axial flux permanent magnet synchronous machine", IEEE Trans. Mag., vol. 37, issue 4, part 1, pp. 2803-2805, July 2001.
- [116] F. Caricchi, F. G. Capponi, F. Crescimbin, L. Solero, "Experimental study on reducing cogging torque and no-load power loss in axial-flux permanent-magnet machines with slotted winding", IEEE Trans. on Industry Appl., vol. 40, issue 4, pp. 1066-1075 July-Aug 2004.
- [117] S. Huang, M. Aydin, T.A. Lipo, "TORUS Concept Machines: Pre-Prototyping Assessment for Two Major Topologies", Proc. of IEEE-IAS'01, pp. 1619-1625, Chicago (USA), Oct. 2001.
- [118] S. Huang, M. Aydin, T.A. Lipo, "Torque Quality Assessment and Sizing Optimization for Surface Mounted Permanent Magnet Machines", Proc. of IEEE-IAS'01, pp. 1603-1610, Chicago (USA), Oct. 2001.
- [119] K. Rahman, N. Patel, T. Ward, J. Nagashima, F. Caricchi, F. Crescimbin, "Application of Direct Drive Wheel Motor for Fuel Cell Electric and Hybrid Electric Vehicle Propulsion System", Proc. of IEEE-IAS'04, Seattle (USA), Oct. 2004, CD-ROM.
- [120] F. Caricchi, F. Crescimbin, O. Honorati, G. Lo Bianco, E. Santini, "Performance of Coreless-Winding Axial-Flux Permanent-Magnet Generator With Power Output at 400 Hz, 3000 r/min", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 6, pp 1263-1269, Nov./Dec. 1998.
- [121] T. W. Preston, A. B. J. Reece, P. S. Sangha, "Induction motor analysis by time-stepping techniques", IEEE Trans. Magn. vol. 24, no. 1, pp. 471-474, 1988.

Références bibliographiques

- [122] Y. Kawase, T. Yamaguchi, Y. Hayashi, "Analysis of Cogging Torque of Permanent Magnet Motor by 3-D finite Element Method", IEEE Trans. Magn. vol. 31, no. 3, pp. 2044-2047, 1995.
- [123] B. Boualem, F. Piriou, "Numerical models for rotor cage induction machines using finite element method", IEEE Trans. Magn. vol. 34, no. 5, pp. 3202-3205, 1998.
- [124] H. Buhler, "Conception de systèmes automatiques", Presses Polytechniques Romandes, pp 330.
- [125] J. Wang, K. Atallah, D. Howe, "Optimal torque control of fault-tolerant permanent magnet brushless machines", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 39, no. 5, pp. 2962-2964, Sept 2003.
- [126] Y. Crevits, X. Kestelyn, E. Semail, "Investigation on vector control of three-phase synchronous machines under supply fault condition", Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on May, 23rd-26th, pp. 439-444, 2006.
- [127] M. Aydin, S. Huang, T. A. Lipo, "Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review", Proc. of EPE-PEMC'04, Riga, Latvia, Sept. 2004, CDROM.
- [128] J. P. Louis, "Modélisation des machines électriques en vue de leur commande : Concepts généraux", Traité EGEM, série Génie électrique, 2-7462-0916-0, Juillet 2004.