



HAL
open science

MACHINES À INDUCTION BOBINÉES SUR DENTS

Gilles Desbiens

► **To cite this version:**

Gilles Desbiens. MACHINES À INDUCTION BOBINÉES SUR DENTS. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2003. Français. NNT: . tel-00381904

HAL Id: tel-00381904

<https://theses.hal.science/tel-00381904>

Submitted on 6 May 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.

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

T H E S E

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : Génie Electrique

préparée au Laboratoire d' Electrotechnique de Grenoble
dans le cadre de l'**Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique,
Télécommunications, Signal »**

présentée et soutenue publiquement

par

Gilles DESBIENS

le 1 Octobre 2003

Titre :

MACHINES À INDUCTION BOBINÉES SUR DENTS

Directeurs de thèse :

Albert FOGGIA
Christian CHILLET

JURY

M. R. PERRET	, Président du jury
M. A. ABOU-AKAR	, Examineur
M. J-P. LOUIS	, Rapporteur
M. G. ROJAT	, Rapporteur
M. A. FOGGIA	, Directeur de thèse
M. C. CHILLET	, Co-encadrant

Remerciements

Le travail présenté ici a été réalisé dans le cadre de l'équipe Machines Electriques du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, et a été l'objet d'un contrat CIFRE entre le laboratoire et la société Moteurs Leroy-Somer.

Je tiens tout d'abord à remercier les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail. Je remercie Robert PERRET pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider ce jury. Je remercie Jean Paul LOUIS et Gérard ROJAT pour avoir accepté d'être rapporteur de ce mémoire. Je remercie également Albert FOGGIA et Atef ABOU-AKAR pour les bons conseils et l'aide précieuse qu'ils m'ont apportés tout au long de ce travail.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Messieurs François PELTIER et Jacques SAINT-MICHEL, directeurs technique et scientifique de la société Moteurs Leroy-Somer, pour la confiance qu'ils m'ont accordé en me permettant de réaliser cette thèse.

Je tiens à remercier Yves BRUNET et Jean Pierre ROGNON, directeur et ancien directeur du laboratoire pour m'avoir accueilli au sein du LEG.

Je profite de l'occasion pour exprimer tout le plaisir que j'ai eu à travailler avec Christian CHILLET. Tout d'abord, je voudrais le remercier pour sa très grande disponibilité. Il n'a jamais hésité à m'accorder de son temps quelque soit sa charge de travail. Je tiens aussi à lui dire combien j'ai apprécié sa critique toujours constructive qui m'a incontestablement apporté un soutien scientifique incomparable. Enfin, je voudrais le remercier pour ces lectures toujours très attentives de tout ce que j'ai pu écrire au cours de cette thèse.

Je remercie l'ensemble des ingénieurs et techniciens qui ont contribué à l'élaboration de ce travail, soit par leur aide technique, soit simplement par leur bonne humeur.

Je remercie chaleureusement toutes les personnes que j'ai connu de près ou de loin avec lesquelles j'ai fait ce bout de route pendant trois années : Djidji, Jacqueline, Jean Christophe et Audrey, David, Damien, Nicolas, Hervé, Thierry et Manuela, Farid, Fleur et Damien, Seb et Gaëlle, Rafou (mon prez adoré), Ccm (mon babysitter préféré, enfin celui de ma fille) et Banban (mon binôme depuis que le monde est monde) et Sandrine.

Enfin, je ne peux pas terminer ces remerciements sans parler des trois femmes (à ce jour) de ma vie : mon épouse Maya et mes deux petites filles Marine et Aurore. Sans leur soutien et leurs attentions quotidiennes, je n'aurais jamais été capable de mener à bien cette thèse.

<i>Introduction</i>	<i>7</i>
---------------------	----------

<i>Chapitre I Généralités sur la machine asynchrone</i>	<i>11</i>
---	-----------

I-1. INTRODUCTION	12
I-2. PRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	12
I-2.1. LE DISQUE D'ARAGO.....	12
I-2.2. CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	13
I-2.2.1. <i>Le stator</i>	14
I-2.2.2. <i>Le rotor</i>	14
I-2.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	14
I-2.4. BILAN DE PUISSANCE	16
I-2.5. AVANTAGES ET INCONVENIENTS.....	16
I-3. FABRICATION INDUSTRIELLE.....	17
I-3.1. OBTENTION DU STATOR BOBINE AVANT EMMANAGEMENT DANS LE CARTER.....	19
I-3.1.1. <i>Découpe des tôles rotor et stator</i>	19
I-3.1.2. <i>Le stator bobiné</i>	19
I-3.2. OBTENTION DU ROTOR.....	22
I-3.3. CHAÎNE DE MONTAGE	22
I-4. LE BOBINAGE ET LES ENROULEMENTS TRIPHASES	23
I-4.1. FORCE MAGNÉTO-MOTRICE (FMM) D'UN STATOR TRIPHASÉ BIPOLAIRE	23
I-4.1.1. <i>Cas d'une bobine diamétrale</i>	23
I-4.1.2. <i>La répartition des bobines</i>	24
I-4.1.3. <i>Le raccourcissement des bobines</i>	26
I-4.1.4. <i>Le coefficient de bobinage k_b</i>	27
I-4.1.5. <i>Fmm triphasée résultante, champ tournant bipolaire</i>	28
I-4.2. CAS DES MACHINES MULTIPOLAIRES.....	29
I-4.3. DESIGNATION ET REPRESENTATION DES DIFFERENTS BOBINAGES.....	30
I-4.3.1. <i>Schéma de bobinage développé (le long de l'entrefer)</i>	30
I-4.3.1. <i>Enroulements triphasés à une ou deux couches</i>	31
I-4.4. CONCLUSIONS SUR LE BOBINAGE DES MACHINES A COURANT ALTERNATIF.....	32
I-5. COUPLES PARASITES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.....	33
I-5.1. COUPLES PARASITES ASYNCHRONES.....	33
I-5.2. LES HARMONIQUES DE DENTURES, COEFFICIENT DE CARTER.....	34
I-5.3. COUPLES PARASITES SYNCHRONES.....	35
I-5.4. COUPLES VIBRATOIRES.....	35
I-6. CONCLUSIONS	35

<i>Chapitre III Le bobinage sur dents</i>	<i>37</i>
---	-----------

II-1. INTRODUCTION	38
II-2. LE BOBINAGE SUR DENTS :	38
II-2.1. INTERETS.....	38
II-2.2. PRINCIPE.....	39
II-2.3. LES DIFFERENTS MODES DE BOBINAGE	40

II-2.4.	LE DECOMPTE DES SOLUTIONS.....	41
II-2.5.	LE CLASSEMENT DES SOLUTIONS.....	41
II-3.	LES SOLUTIONS OBTENUES	42
II-3.1.	LES HYPOTHESES DE CALCUL.....	42
II-3.2.	LE CAS DE REFERENCE.....	43
II-3.3.	L'ELIMINATION DES HARMONIQUES PAIRS.....	44
II-3.3.1.	<i>Les solutions pour la structure de base à deux faisceaux.....</i>	44
II-3.3.2.	<i>Les solutions pour la structure de base à un faisceau.....</i>	45
II-3.3.3.	<i>Les solutions pour la structure de base concentrique.....</i>	45
II-3.4.	LES AUTRES SOLUTIONS (HARMONIQUES PAIRS PRESENTS).....	46
II-3.4.1.	<i>Les solutions pour la structure de base à deux faisceaux.....</i>	46
II-3.4.2.	<i>Les solutions pour la structure de base à un faisceau.....</i>	47
II-3.4.3.	<i>Les solutions pour la structure de base concentrique.....</i>	47
II-3.5.	RECAPITULATIF.....	48
II-3.6.	CONCLUSIONS.....	49
II-4.	OPTIMISATION DE STRUCTURES	50
II-4.1.	INTRODUCTION.....	50
II-4.2.	STRUCTURE PLOT DE BASE.....	50
II-4.3.	STRUCTURE CONCENTRIQUE MIXTE A QUATRE BOBINES PAR PHASE.....	51
II-4.3.1.	<i>Ouverture de la bobine extérieure fixée à 60°.....</i>	52
II-4.3.2.	<i>Ouverture de la bobine extérieure variable.....</i>	55
II-4.4.	CONCLUSIONS DE L'OPTIMISATION.....	57
II-5.	CONCLUSIONS	58

Chapitre III Réduire les harmoniques d'espace de fmm 59

III-1.	INTRODUCTION.....	60
III-2.	ETUDE SUR LA FMM PAR PHASE.....	60
III-2.1.	PRINCIPE.....	60
III-2.2.	AJOUT D'UN NIVEAU DE FMM PAR PHASE.....	61
III-2.2.1.	<i>Approche théorique.....</i>	61
III-2.2.2.	<i>Résultats.....</i>	63
III-2.3.	AJOUT DE DEUX NIVEAUX DE FMM PAR PHASE.....	64
III-2.3.1.	<i>Approche théorique.....</i>	64
III-2.3.2.	<i>Résultats.....</i>	66
III-2.4.	CONCLUSIONS.....	66
III-3.	LE DOUBLE BOBINAGE.....	67
III-3.1.	PRINCIPE.....	67
III-3.2.	ELIMINATION DE H5.....	67
III-3.2.1.	<i>Schéma du bobinage.....</i>	67
III-3.2.2.	<i>Calculs.....</i>	68
III-3.2.3.	<i>Spectres des différents bobinages.....</i>	68
III-3.3.	ELIMINATION DE H5 ET DE H7.....	69
III-3.3.1.	<i>Schéma du bobinage.....</i>	69
III-3.3.2.	<i>Calculs.....</i>	70
III-3.3.3.	<i>Résultats.....</i>	70
III-3.4.	CONCLUSIONS.....	71
III-4.	LA DOUBLE ALIMENTATION.....	72
III-4.1.	PRINCIPE.....	72
III-4.2.	FMM DU STATOR TRIPHASE, CAS GENERAL.....	72
III-4.2.1.	<i>Première source de courant.....</i>	72
III-4.2.2.	<i>Seconde source de courant.....</i>	73

III-4.3.	EVOLUTION DES FMM AU COURS DU TEMPS POUR UN POINT DU ROTOR.....	74
III-4.3.1.	Moteur à l'arrêt.....	74
III-4.3.2.	Moteur en marche :.....	75
III-4.4.	EVOLUTION DE CETTE FMM AU COURS DU TEMPS POUR UN POINT QUELCONQUE DU ROTOR:.....	75
III-4.4.1.	Moteur à l'arrêt :.....	75
III-4.4.2.	Variation de la phase de I_2 par rapport à I_1	76
III-4.5.	CONCLUSIONS.....	77
III-5.	CONCLUSIONS GENERALES	77

Chapitre IV L'efficacité du stator

79

IV-1.	INTRODUCTION.....	80
IV-2.	MISE EN PLACE DU CRITERE D'EFFICACITE DU STATOR.....	80
IV-2.1.	DEFINITION DU CRITERE.....	80
IV-2.2.	LE COEFFICIENT DE BOBINAGE.....	81
IV-3.	CALCULS ET VERIFICATIONS DU CRITERE E/V SUR UN CAS SIMPLE.....	83
IV-3.1.	HYPOTHESES DE CALCULS.....	83
IV-3.1.1.	Géométrie du moteur.....	83
IV-3.1.2.	Paramètres de simulations.....	84
IV-3.2.	EXPLOITATION DES RESULTATS.....	85
IV-3.2.1.	Calcul du flux fondamental d'entrefer vu par un pôle.....	85
IV-3.2.2.	Calcul du flux embrassé par une bobine d'alimentation.....	86
IV-3.2.3.	Calcul de E, V et de l'efficacité du stator.....	87
IV-3.3.	CONCLUSIONS.....	88
IV-4.	ETUDE A ENCOCHES DROITES	88
IV-4.1.	GEOMETRIE DU STATOR.....	88
IV-4.2.	HYPOTHESES DE SIMULATIONS.....	89
IV-4.3.	RAYON D'ENTREFER INITIAL	90
IV-4.4.	RAYON D'ENTREFER VARIABLE (R_{EXT} FIXE)	91
IV-5.	CONCLUSIONS	93

Chapitre V La puissance transmise au rotor

95

V-1.	INTRODUCTION.....	96
V-2.	LE PREMIER CRITERE.....	97
V-2.1.	MISE EN PLACE DE LA MODELISATION	97
V-2.2.	DEMARCHE.....	97
V-2.3.	DEFINITION DU CRITERE.....	99
V-2.4.	EXPLOITATION DES SIMULATIONS ANTERIEURES.....	99
V-2.4.1.	Rayon d'entrefer initial.....	99
V-2.4.2.	Rayon d'entrefer variable.....	100
V-2.4.3.	Conclusions de l'exploitation.....	101
V-2.5.	SIMULATIONS COMPLETES DES MOTEURS.....	102
V-2.5.1.	Le stator.....	102
V-2.5.2.	Le rotor.....	104
V-2.5.3.	Le prototype.....	105
V-2.5.4.	Les paramètres de simulations.....	105
V-2.5.5.	Les résultats	107
V-2.5.6.	Conclusions des simulations complètes	108
V-2.6.	CONCLUSIONS.....	108

V-3.	MODIFICATION DU PREMIER CRITERE.....	109
V-3.1.	MODELISATION DU ROTOR.....	109
V-3.1.1.	<i>Epaisseur de la couche du modèle.....</i>	<i>109</i>
V-3.1.2.	<i>Résistivité équivalente.....</i>	<i>109</i>
V-3.2.	RETOUR SUR LE CRITERE.....	110
V-3.3.	EXPLOITATION DES SIMULATIONS ANTERIEURES.....	110
V-3.3.1.	<i>Nouveaux paramètres.....</i>	<i>110</i>
V-3.3.2.	<i>Définition d'un meilleur rotor.....</i>	<i>111</i>
V-3.3.3.	<i>Résultats.....</i>	<i>112</i>
V-3.4.	CONCLUSIONS DE LA MODIFICATION.....	113
V-4.	LE SECOND CRITERE.....	114
V-4.1.	RETOUR SUR LA MODELISATION INITIALE.....	114
V-4.2.	CALCUL DE LA DENSITE LINEIQUE A VIDE DU STATOR.....	115
V-4.3.	DEMARCHE ET DEFINITION DU CRITERE.....	115
V-4.4.	APPLICATION AU PROTOTYPE REALISE.....	117
V-4.4.1.	<i>Saturation du moteur.....</i>	<i>117</i>
V-4.4.2.	<i>Anisotropie des tôles.....</i>	<i>117</i>
V-4.4.3.	<i>Validation de la résolution des équations de Maxwell.....</i>	<i>117</i>
V-4.4.4.	<i>Retour au moteur réel.....</i>	<i>119</i>
V-4.4.5.	<i>Conclusions.....</i>	<i>122</i>
V-4.5.	CONCLUSIONS DU SECOND CRITERE.....	122
V-5.	CONCLUSIONS	122

Chapitre VI Le bobinage hybride

123

VI-1.	INTRODUCTION	124
VI-2.	LE BOBINAGE DE TYPE « ANNEAU »	124
VI-3.	BOBINAGE HYBRIDE A BASE DE 1 ENC/POLE/PHASE.....	125
VI-3.1.	REDUCTION DES HARMONIQUES.....	125
VI-3.2.	RECAPITULATIF DES RESULTATS ET CONCLUSIONS.....	128
VI-4.	BOBINAGE HYBRIDE A BASE DE 2 ENC/POLE/PHASE.....	129
VI-4.1.	DISPOSITION DE BASE.....	129
VI-4.1.1.	<i>Réduction des harmoniques.....</i>	<i>129</i>
VI-4.1.2.	<i>Récapitulatif des résultats et conclusions.....</i>	<i>130</i>
VI-4.2.	AJOUT DU BOBINAGE SUR DENTS AU BOBINAGE « ANNEAU » DE BASE ELIMINANT H5.....	131
VI-4.2.1.	<i>Réduction des harmoniques.....</i>	<i>131</i>
VI-4.2.2.	<i>Récapitulatif des résultats et conclusions.....</i>	<i>132</i>
VI-4.3.	AJOUT DU BOBINAGE SUR DENTS AU BOBINAGE « ANNEAU » DE BASE A ENCOCHES UNIFORMEMENT REPARTIES 133	
VI-4.3.1.	<i>Réduction des harmoniques.....</i>	<i>133</i>
VI-4.3.2.	<i>Récapitulatif des résultats et conclusions.....</i>	<i>135</i>
VI-5.	BOBINAGE HYBRIDE A BASE DE 3 ENC/POLE/PHASE.....	136
VI-5.1.	DISPOSITION DE BASE.....	136
VI-5.1.1.	<i>Réduction des harmoniques.....</i>	<i>136</i>
VI-5.1.2.	<i>Récapitulatif des résultats et conclusions.....</i>	<i>138</i>
VI-5.2.	AJOUT DU BOBINAGE SUR DENTS AU BOBINAGE « ANNEAU » DE BASE A ENCOCHES UNIFORMEMENT REPARTIES 139	
VI-5.2.1.	<i>Réduction des harmoniques.....</i>	<i>139</i>
VI-5.2.2.	<i>Récapitulatif des résultats et conclusions.....</i>	<i>140</i>
VI-6.	ETUDE DES PERTES JOULE EN FONCTION DE LA GEOMETRIE.....	141
VI-6.1.	BOBINAGE CLASSIQUE.....	141

VI-6.2.	BOBINAGE « ANNEAU ».....	142
VI-6.3.	COMPARAISONS.....	143
VI-7.	CONCLUSIONS	145

<i>Conclusions générales et perspectives</i>	<i>147</i>
--	------------

<i>Annexe A Le coefficient de bobinage</i>	<i>149</i>
--	------------

<i>Annexe B Caractéristiques des matériaux</i>	<i>153</i>
--	------------

<i>Annexe C Calcul de la surface d'aluminium</i>	<i>155</i>
--	------------

<i>Références bibliographiques</i>	<i>159</i>
------------------------------------	------------

Introduction

L'existence des harmoniques d'espace dans l'entrefer nuit considérablement au travail efficace des machines électriques alternatives. L'étude et la connaissance du bobinage de ces machines ont permis, dès le début du XX^{ème} siècle, de rendre le plus sinusoïdal possible les ondes présentes dans l'entrefer grâce, notamment, à la réduction du pas d'enroulement ou encore à la distribution des bobines d'une même phase. Le bobinage des machines alternatives n'a guère évolué depuis de nombreuses décennies.

Cependant, on a vu apparaître des machines synchrones dont le bobinage est inhabituel. En effet, certains moteurs à aimants présentent la particularité de posséder un bobinage dit « sur dents » : une bobine est enroulée autour de chaque dent statorique. Ce type de bobinage possède des avantages tels que la facilité de mise en œuvre, une nette séparation des phases dans les têtes de bobines et surtout des chignons beaucoup plus courts, d'où un gain de place considérable. Par contre, le défaut majeur provient de la richesse en harmoniques d'espace de l'induction dans l'entrefer. Ce défaut n'est finalement pas très gênant pour le bon fonctionnement d'une machine à aimants : le champ du rotor n'est quasiment pas perturbé et les pertes dans les aimants, dues à ces harmoniques d'espaces, sont très faibles.

C'est dans ce cadre de bobinage que s'insère notre étude. Elle concerne par contre la conception d'une machine à induction à cage. Il est alors certain que le principal défaut de ce bobinage ne pourra plus être ignoré dans le fonctionnement du moteur. En effet, les harmoniques d'espace dans l'entrefer vont donner naissance à des harmoniques de courants parcourant la cage du rotor. Ces derniers vont s'opposer au fondamental du courant rotorique circulant dans la cage et créant le couple de la machine.

De manière plus générale, le cahier des charges auquel doit répondre le bobinage de l'étude est le suivant :

- croisements de phases interdits au niveau des têtes de bobines,
- têtes de bobines les plus courtes possibles.

La société Moteurs Leroy Somer s'est lancée dans cette piste novatrice en réalisant un prototype de test du bobinage sur dents. Le stator a été dimensionné afin de réduire au maximum le taux d'harmoniques d'espace 11 et 13. Sa cage à 14 barres inclinées de $2\pi/10$ devait permettre la réduction des effets des harmoniques d'espace 7 et 5 respectivement.

Comme on s'y attendait, il a été mis en évidence sur ce prototype que les effets des harmoniques d'espace sont très importants. En effet, les performances électriques et mécaniques de ce prototype sont conformes aux calculs mais ne sont pas comparables à celle d'un moteur dont le bobinage est traditionnel.

Dans cette thèse, il s'agira de répondre aux deux questions suivantes :

- quel est le meilleur moteur asynchrone possible en utilisant le bobinage sur dent ?
- est-il envisageable d'un point de vue industriel ?

Le premier chapitre rappelle brièvement comment fonctionne une machine à induction. Par ailleurs, on s'est attardé plus longuement à décrire et expliquer le bobinage traditionnel des machines alternatives.

Le second chapitre traite des différentes structures possibles de bobinage sur dents. On y calcule la force magnétomotrice (fmm) triphasée résultante. Les meilleures structures du point de vue du fondamental de cette fmm sont également optimisées suivant quelques paramètres du stator.

On s'est intéressé au troisième chapitre à réduire les harmoniques d'espace de fmm des meilleures structures, dégagées au chapitre précédent, par d'autres manières que celles de jouer sur les paramètres intrinsèques des structures étudiées. On a ainsi été capable d'éliminer certains harmoniques d'espace.

En vue de dimensionner l'ensemble des paramètres géométriques du stator, on a défini au quatrième chapitre un « critère d'efficacité du stator ». Il nous donne une image du fondamental du flux créé dans l'entrefer par rapport au flux total d'entrefer. On a mis en place au cinquième chapitre un second critère donnant cette fois-ci une image de la puissance transmise au rotor. Le couplage de ces deux critères doit permettre d'établir la meilleure machine : celle dont le fondamental d'entrefer et la puissance utile sont maximales.

Enfin, on a étudié une nouvelle structure de machine au sixième chapitre. Celle-ci, bien que ne pouvant être qualifiée de bobinage sur dents, en reprend ses principaux avantages que sont la faible longueur des têtes de bobines et le non croisement de phase. Cette structure répond donc parfaitement au cahier des charges initial du bobinage.

Chapitre I

I-1.	INTRODUCTION	12
I-2.	PRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	12
I-2.1.	LE DISQUE D'ARAGO.....	12
I-2.2.	CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	13
I-2.2.1.	Le stator.....	14
I-2.2.2.	Le rotor.....	14
I-2.3.	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	14
I-2.4.	BILAN DE PUISSANCE	16
I-2.5.	AVANTAGES ET INCONVENIENTS.....	16
I-3.	FABRICATION INDUSTRIELLE.....	17
I-3.1.	OBTENTION DU STATOR BOBINE AVANT EMMANAGEMENT DANS LE CARTER.....	19
I-3.1.1.	Découpe des tôles rotor et stator.....	19
I-3.1.2.	Le stator bobiné.....	19
I-3.2.	OBTENTION DU ROTOR.....	22
I-3.3.	CHAINE DE MONTAGE	22
I-4.	LE BOBINAGE ET LES ENROULEMENTS TRIPHASES	23
I-4.1.	FORCE MAGNETO-MOTRICE (FMM) D'UN STATOR TRIPHASE BIPOLAIRE	23
I-4.1.1.	Cas d'une bobine diamétrale.....	23
I-4.1.2.	La répartition des bobines.....	24
I-4.1.3.	Le raccourcissement des bobines.....	26
I-4.1.4.	Le coefficient de bobinage k_b	27
I-4.1.5.	Fmm triphasée résultante, champ tournant bipolaire.....	28
I-4.2.	CAS DES MACHINES MULTIPOLAIRES.....	29
I-4.3.	DESIGNATION ET REPRESENTATION DES DIFFERENTS BOBINAGES.....	30
I-4.3.1.	Schéma de bobinage développé (le long de l'entrefer).....	30
I-4.3.1.	Enroulements triphasés à une ou deux couches.....	31
I-4.4.	CONCLUSIONS SUR LE BOBINAGE DES MACHINES A COURANT ALTERNATIF.....	32
I-5.	COUPLES PARASITES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.....	33
I-5.1.	COUPLES PARASITES ASYNCHRONES.....	33
I-5.2.	LES HARMONIQUES DE DENTURES, COEFFICIENT DE CARTER.....	34
I-5.3.	COUPLES PARASITES SYNCHRONES.....	35
I-5.4.	COUPLES VIBRATOIRES.....	35
I-6.	CONCLUSIONS	35

I-1. Introduction

Dans ce premier chapitre, le fonctionnement d'un moteur asynchrone est rappelé: son principe, sa constitution et son intérêt. Nous nous attardons ensuite sur le process de fabrication de ce moteur chez un industriel, en expliquant particulièrement la réalisation de son bobinage. Afin de bien comprendre l'intérêt des différents enroulements, la création du champ tournant est détaillée et les harmoniques d'espace sont mis en lumière. La dernière partie illustre les problèmes de couple liés à ces derniers.

I-2. Présentation de la machine asynchrone

I-2.1. Le disque d'Arago

Arago inaugure cette expérience en 1820. Il fait tourner un disque de cuivre d'axe vertical ce qui provoque la rotation d'une aiguille aimantée posée sur une plaque de verre au-dessus du disque. Il l'interprète comme la création d'un magnétisme par rotation d'un conducteur. Il s'agit en fait de la démonstration de l'existence de courants induits dans le disque de cuivre par le champ magnétique de l'aiguille aimantée. Ces courants créent eux-mêmes un champ magnétique agissant sur cette aiguille (courants du type de ceux auxquels Foucault un peu plus tard laisse son nom). En pratiquant des fentes radiales dans le disque, le phénomène ne se produit plus. La forme des lignes de courant change; les courants induits sont plus localisés et la résistance électrique augmentant, ils sont notablement affaiblis.

De plus, Arago observe qu'un aimant suspendu à un fil au voisinage d'un disque de cuivre, animé d'un mouvement circulaire, tend à suivre les mouvements du disque (Fig.I-1). A l'inverse, lorsque l'aimant est animé d'un mouvement de rotation, le disque suit les mouvements de l'aimant.

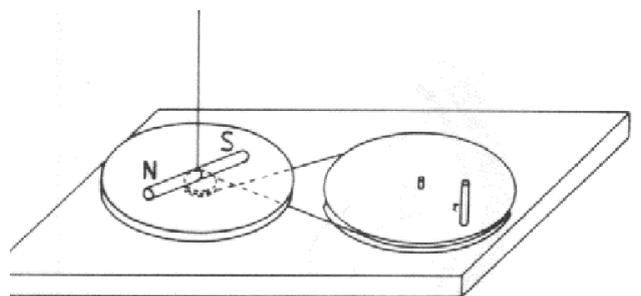
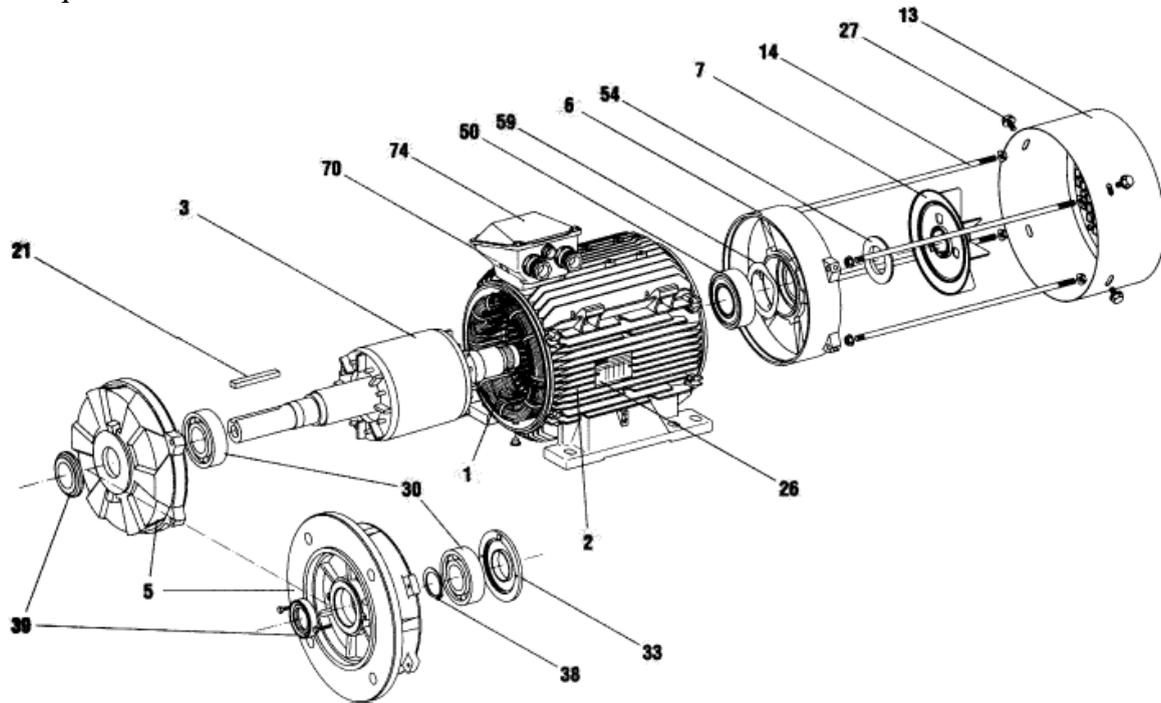


Fig.I-1 Principe

Cette expérience conduit au moteur à induction.

I-2.2. Constitution de la machine asynchrone

Les machines asynchrones sont formées de plusieurs éléments dont les deux principaux sont le stator et le rotor séparés par un entrefer d'épaisseur constante très mince (Fig.I-2). Le stator correspond généralement à la partie fixe du moteur alors que le rotor est celle qui est en rotation.



- 1 : Stator bobiné
- 2 : Carter
- 3 : Rotor
- 5 : Flasque côté accouplement
- 6 : Flasque arrière
- 7 : Ventilateur
- 13 : Capot de ventilation
- 14 : Tiges de montage
- 21 : Clavette
- 26 : Plaque signalétique
- 27 : Vis de fixation du capot
- 30 : Roulement côté accouplement
- 33 : Chapeau intérieur côté accouplement
- 38 : Circlips de roulement côté accouplement
- 39 : Joint côté accouplement
- 50 : Roulement arrière
- 54 : Joint arrière
- 59 : Rondelle de précharge
- 70 : Corps de boîte à bornes
- 74 : Couvercle de boîte à bornes

Fig.I-2 Vue éclatée d'une machine asynchrone (avec l'aimable autorisation de Leroy Somer).

I-2.2.1. Le stator

Il s'agit de la partie du moteur formé par le circuit magnétique et le bobinage qui est alimenté par la source électrique. Le circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches. Elles permettent le passage des conducteurs qui constituent l'enroulement statorique polyphasé à p paires de pôles. Dans la suite du mémoire, le bobinage statorique est triphasé.

I-2.2.2. Le rotor

Il comporte également un empilage de disques de tôles dans lesquelles sont toujours découpées des encoches. Sauf cas particuliers, l'enroulement rotorique est en court-circuit. Il existe deux familles de rotor : les rotors bobinés et les rotor à cage. Dans la suite, seuls les rotors à cage sont détaillés.

Le rotor à cage est simplement constitué de barres en cuivre ou en aluminium logées dans des encoches rotoriques. Ces barres sont reliées entre elles à chacune des extrémités par un anneau de court-circuit (Fig.I-3). Le bobinage du rotor forme une cage d'écureuil, d'où le nom de moteur à cage.

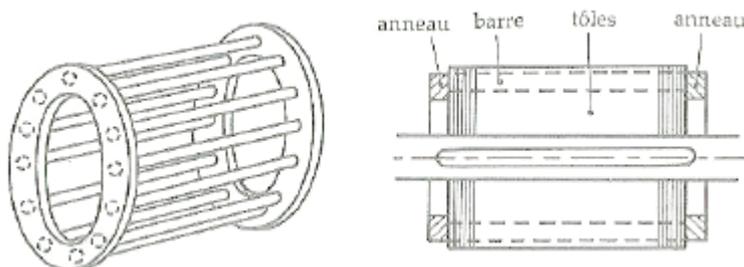


Fig.I-3 Cage (à droite) et rotor à cage (à gauche) [SEG-96].

I-2.3. Principe de fonctionnement

Les courants statoriques de pulsation ω_s créent un flux tournant à la vitesse dite de synchronisme $\Omega_s = \omega_s / p$ où p est le nombre de paires de pôles du moteur. Ce flux traverse le bobinage rotorique et y induit des forces électromotrices (fem). Ces fem produisent des courants car le bobinage du rotor est en court-circuit. L'action du flux tournant sur les courants qu'il a lui-même induits crée le couple. Ce moteur est souvent appelé machine d'induction.

Si le rotor tourne à la vitesse de synchronisme Ω_s , soit aussi rapidement que le flux tournant, le flux à travers chaque bobine rotorique est constant. Les fem induites n'existent plus au rotor donc plus de courant ni de couple. Il faut donc que Ω_r vitesse de rotation du rotor diffère de Ω_s vitesse de synchronisme pour qu'il y ait un couple d'où le nom de machine asynchrone. Le fonctionnement du moteur est caractérisé par l'écart relatif entre ces deux vitesses : il s'agit du glissement g défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (I.1)$$

On montre que la pulsation des courants rotoriques est $g\omega_s$. De plus, quel que soit g , les flux dus aux courants statoriques et rotoriques tournent à la même vitesse, ω_s par rapport au stator. En pratique, ils se composent pour créer dans l'entrefer le flux tournant réel.

L'interaction entre le stator et le rotor crée un couple. L'allure de la courbe couple vitesse ou encore couple glissement car la vitesse du rotor dépend directement du glissement est donnée Fig.I-4 pour un fonctionnement à fréquence et tension fixes. Au synchronisme, $g = 0$, le couple est nul. Au démarrage, $g = 1$, il vaut C_d et il est maximum pour $g_{C_{max}}$. La zone de fonctionnement normal de la machine pour une alimentation à tension et fréquence fixes est comprise entre $g = 0$ et $g = g_n < g_{C_{max}}$. g_n est le glissement nominal du moteur donné par le constructeur. Il est généralement inférieur à 5% pour les moteurs de petites et moyennes puissances.

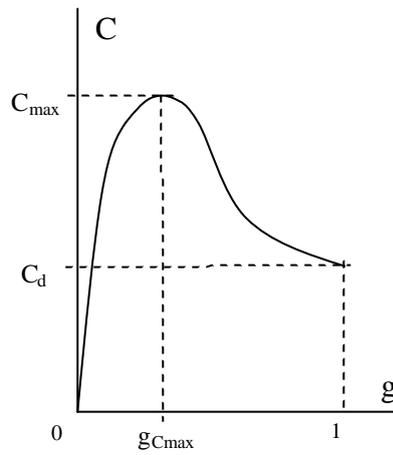


Fig.I-4 Caractéristique couple glissement d'une machine asynchrone à fréquence et tension fixes.

I-2.4. Bilan de puissance

La machine absorbe une puissance active P_{abs} . Une partie de cette puissance est dissipée en pertes Joule au stator p_{JS} et en pertes dans le fer du stator p_{fS} . Le reste traverse l'entrefer : c'est la puissance transmise au rotor P_{tr} . De nouveau, une partie de la puissance transmise est perdue en pertes Joule au rotor p_{JR} et pertes dans le fer du rotor p_{fR} : on obtient la puissance mécanique. Il ne reste plus qu'à soustraire les pertes mécanique p_{mec} pour avoir la puissance utile du moteur P_u . La Fig.I-5 montre ce transfert de puissance de l'entrée à la sortie du moteur.

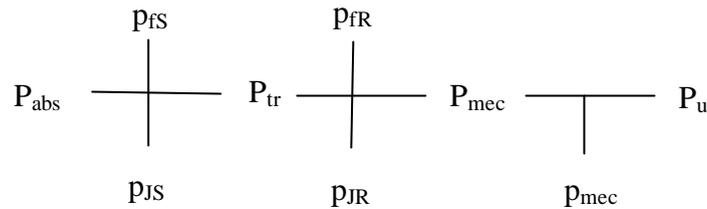


Fig.I-5 Bilan de puissance de la machine asynchrone.

I-2.5. Avantages et inconvénients

Le moteur asynchrone est de beaucoup le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. Les machines triphasées, alimentées directement sur le réseau, représentent la grande majorité des applications ; supplantant les machines monophasées aux performances bien moindres et au couple de démarrage nul sans artifices.

I-3. Fabrication industrielle

Le process global de fabrication est illustré aux Fig.I-6 et Fig.I-7.

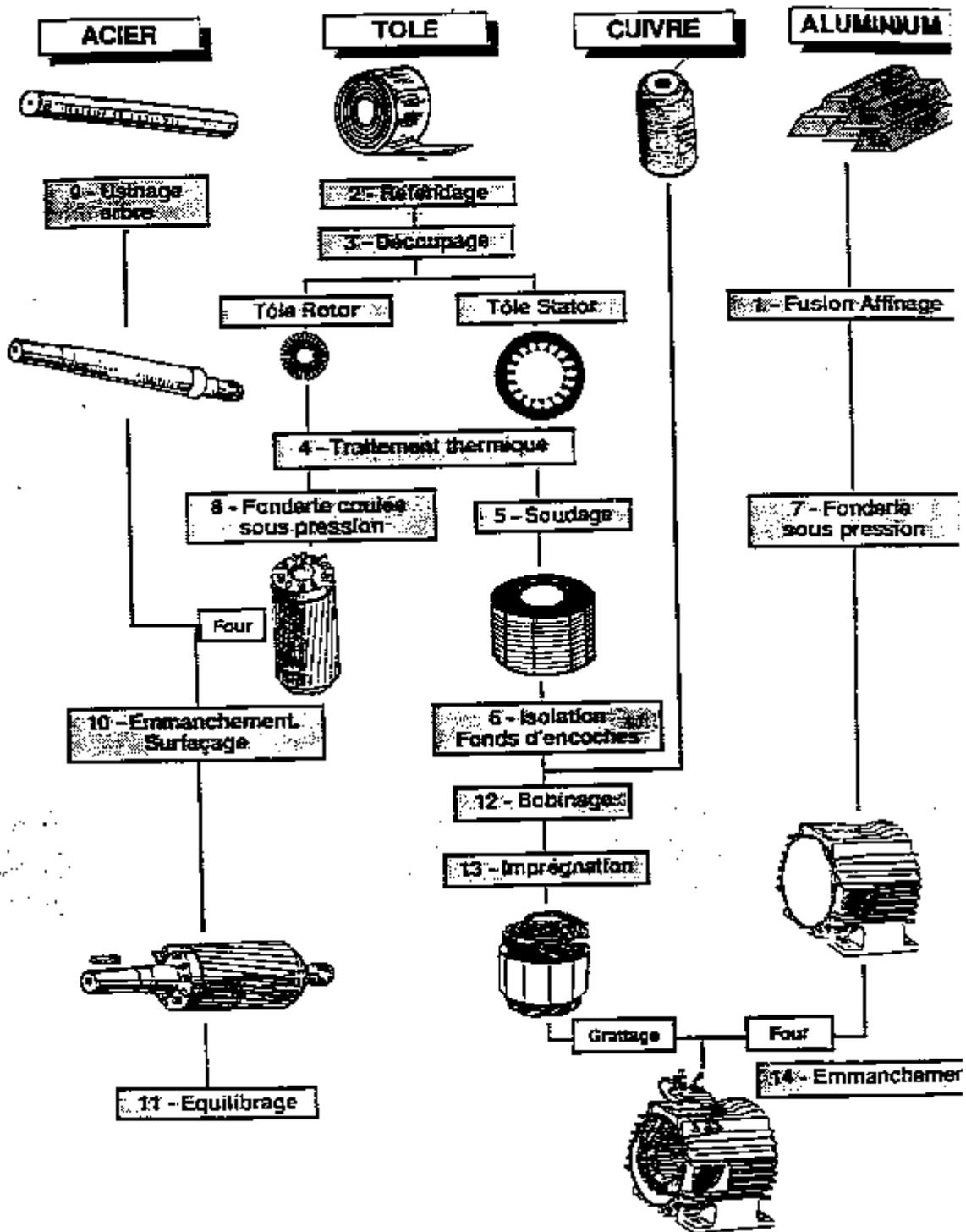


Fig.I-6 Schéma du process global 1 (avec l'aimable autorisation de Leroy Somer).

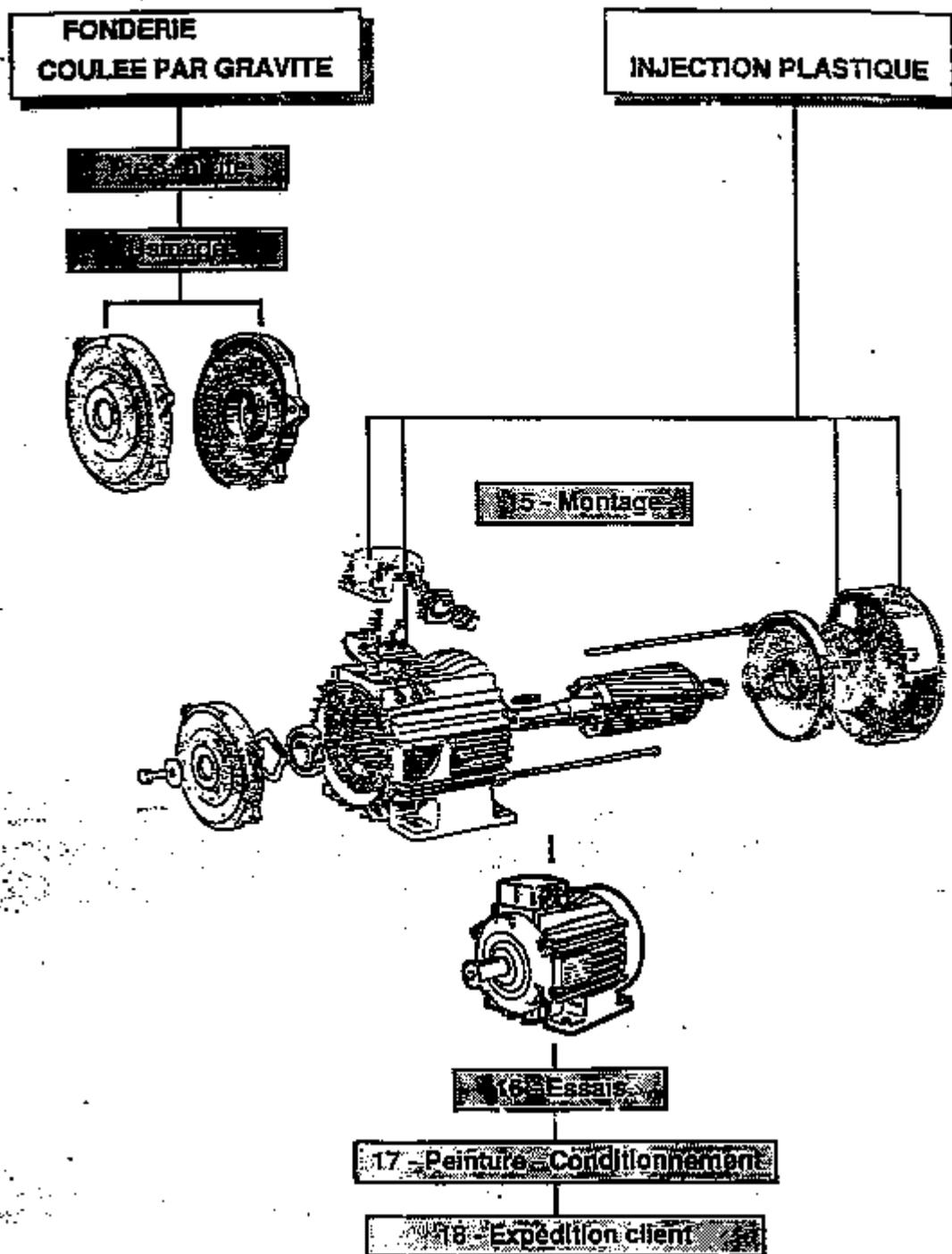


Fig.I-7 Schéma du process global 2 (avec l'aimable autorisation de Leroy Somer).

I-3.1. Obtention du stator bobiné avant emmanchement dans le carter

I-3.1.1. Découpe des tôles rotor et stator

Les rouleaux de tôles arrivent directement des laminoirs. Les tôles sont découpées en plusieurs postes sur d'énormes presses. On découpe dans cet ordre les encoches rotor, le rotor, les encoches stator et le stator.

Si la puissance de la presse n'est pas suffisante, on découpe uniquement les tôles stator et rotor sur la même pièce puis on utilise les encocheuses qui découpent les encoches et séparent les tôles stator et rotor.

I-3.1.2. Le stator bobiné

I-3.1.2.1. Le stator

Il est réalisé à partir d'empilage des tôles découpées par la presse puis chauffées à 800°C en vue d'obtenir une isolation tôle-tôle, de relâcher les contraintes de la tôle et d'améliorer leurs propriétés magnétiques. Elles sont ensuite soudées ou plus couramment agrafées entre elles après avoir été précontraintes par un « poids » de 6 à 10 tonnes. L'isolation des fonds d'encoches est réalisée grâce à une machine qui coupe l'isolant, le plie, le forme et l'insère dans l'encoche.

I-3.1.2.2. Le bobinage manuel

Les bobines sont faites par la bobineuse : l'opérateur choisit ses nombres de tours (spires), le type de fil de cuivre dans les fûts (\neq diamètres) et il détermine les bonnes longueurs de spires grâce aux réglages donnés par la feuille de commande et la notice (Fig.I-8 à gauche).

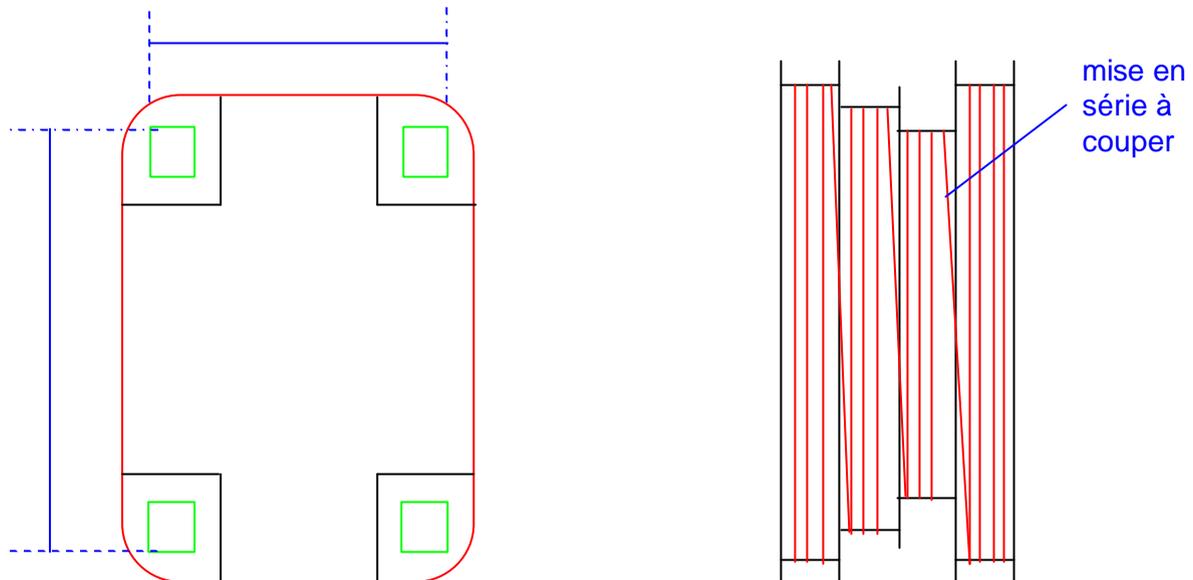


Fig.I-8 Réglages des longueurs des bobines et du type de bobinage (ici concentrique).

Le bobinage d'une phase est constitué d'un certain nombre de bobines mises en série lors de leur élaboration (Fig.I-8 à droite).

L'insertion est manuelle ou semi-automatique (pour les très gros 2 pôles). Le type de bobinage, le pas et la longueur de fer sont donnés par la feuille de commande et la notice. S'il y a plusieurs couches dans la même encoche, on place un isolant entre elles.

Pour insérer la bobine, on met dans l'encoche 2 feuilles protectrices servant de guide et de protection pour ne pas rayer le vernis du fil (Fig.I-9), puis on met l'isolant et une baguette ou alors la cale d'encoche. Finalement on forme les têtes de bobine au maillet pour leur donner leur aspect rectangulaire. Entre chaque phase, on place un isolant sur les têtes de bobines.

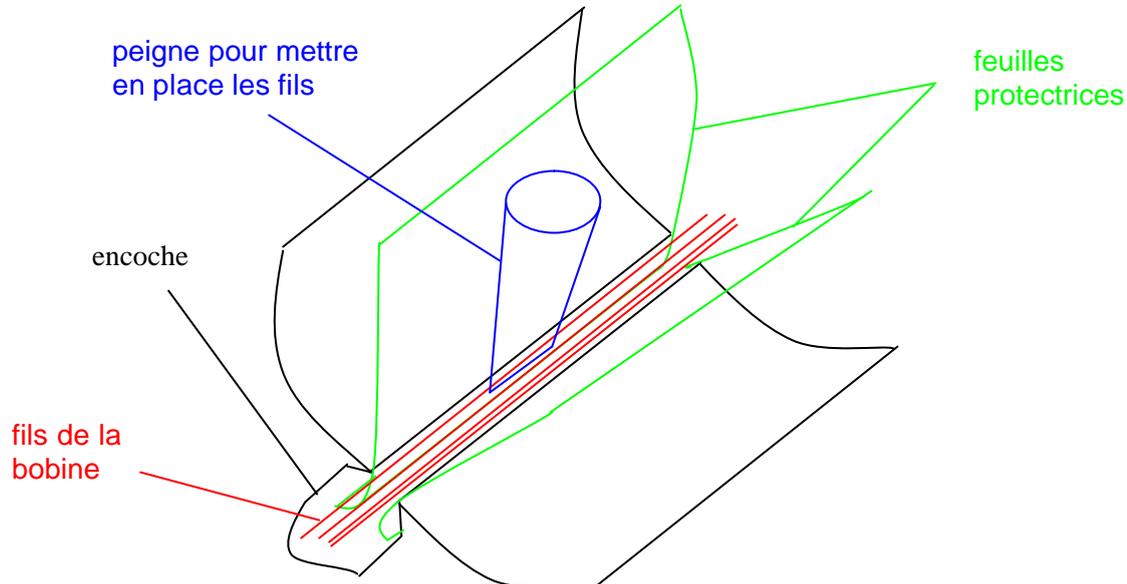


Fig.I-9 Mise en place de la bobine dans l'encoche.

Les connexions sont ensuite réalisées et les chignons sont cousus à la main ou à la machine.

I-3.1.2.3. Bobinage machine

Il concerne les grandes séries, l'insertion se faisant en une ou plusieurs fois. Dans tous les cas, il y a formage simple (manuel au maillet ou grâce à un axe rétractable) puis formage sous presse une fois le moteur bobiné entièrement.

L'opérateur place les bobines sur un peigne pour les insérer dans les griffes de la machine à insérer. Il existe 2 types d'insertions :

- insertion horizontale
- insertion verticale.

Elle détermine le mode de parcours des stators tout au long de la chaîne par la suite (convoyage et stockage horizontal ou vertical). Tous les stators convergent vers les noueuses qui permettent de coudre les chignons.

I-3.1.2.4. Tests diélectriques

Ces tests permettent de déterminer si le bobinage et les connexions sont « parfaites ». Ils consistent à effectuer à l'aide des 3 entrées et des 3 sorties du bobinage triphasé :

- un essai de résistance entre ces 6 bornes
- un essai de tenue en tension
- un essai de tenue en courant.

I-3.1.2.5. Imprégnation

Cette étape permet d'isoler et de rigidifier les têtes de bobines avec l'ensemble du stator. Elle est constituée de plusieurs phases :

- la préchauffe
- l'imprégnation dans la cuve à vernis
- la cuisson
- l'usinage du stator pour retirer le vernis des parties actives.

L'ensemble converge alors vers la chaîne de montage.

I-3.2. Obtention du rotor

On empile les tôles rotor pour obtenir la longueur active. L'aluminium arrive de la fonderie (extérieur de l'usine) à $\sim 1100^{\circ}\text{C}$ (rouge incandescent). L'injection s'effectue en plusieurs étapes :

- forte injection
- temps d'attente ou l'alu se refroidit
- faible injection pour compenser le retrait (dû au refroidissement) grâce aux masselottes (réserve d'alu liquide).

On obtient un rotor brut sans arbre. L'arbre brut est usiné pour obtenir l'encochage (rainure de la clavette) et les paliers de roulements. On chauffe le rotor pour pouvoir l'emboîter sur l'arbre puis on l'usine. L'équilibrage est réalisé par ajout de masse de 20g (ou perçage). Finalement on usine les flasques et les brides d'accouplement, le tout étant envoyé aux chaînes de montage.

I-3.3. Chaîne de montage

C'est la dernière étape avant l'expédition chez le client. Il s'agit :

- d'insérer les stators bobinés dans leur carter
- d'y assembler le rotor et ses flasques
- de mettre en place le ventilateur et son cache
- de connecter la boîte à bornes
- de peindre l'ensemble
- d'effectuer les tests à vide
- de l'emballer dans des caisses ou sur des palettes.

I-4. Le bobinage et les enroulements triphasés

I-4.1. Force magnéto-motrice (fmm) d'un stator triphasé bipolaire

I-4.1.1. Cas d'une bobine diamétrale

La Fig.I-10 montre une bobine diamétrale. Il y a deux encoches par phase. La première encoche contient les conducteurs aller et la seconde les conducteurs retour. Les têtes de bobines ne sont pas représentées. Cette bobine comporte n spires et est parcourue par le courant i avec le sens indiqué (sortant du plan de la feuille pour le point et entrant pour la croix). Le bobinage triphasé est obtenu en mettant deux autres bobines décalées dans l'espace respectivement de 120° et 240° . Le stator a donc 6 encoches.

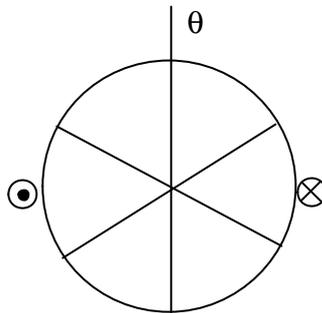


Fig.I-10 Bobine diamétrale.

On trace la Fig.I-11 donnant la fmm e le long de l'entrefer développé en négligeant l'effet d'encoche et les ampères tours consommés par le fer devant ceux de l'entrefer.

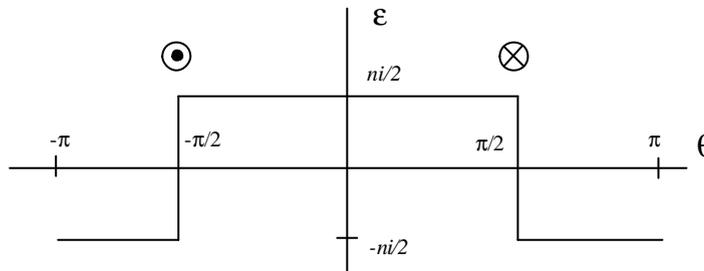


Fig.I-11 Fmm d'une phase en fonction de l'angle ?.

La décomposition en série de Fourier de la fmm donnée à la Fig.I-11 ne comporte que des harmoniques impaires et, en prenant une origine des angles convenable, que des termes en cosinus d'où :

$$F_{mm} = i \cdot (A_1 \cdot \cos\theta + A_3 \cdot \cos 3\theta + \dots + A_h \cdot \cos h\theta) \quad (I.2)$$

$$\text{avec } h = 2k+1 \text{ alors } A_{2k+1} = \frac{4 \cdot n}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot k + 1)} \cdot (-1)^k \quad (I.3)$$

On crée une onde pulsante : c'est une onde stationnaire avec une amplitude non constante. La fmm est rectangulaire. Pour se rapprocher un peu plus d'une fmm sinusoïdale, on va répartir les bobines le long de l'entrefer.

I-4.1.2. La répartition des bobines

Sur la Fig.I-10, les conducteurs aller ou retour de chaque phase peuvent occuper un débattement angulaire de 60° . On va le découper en m encoches par pôle et par phase ($m = 3$ sur la Fig.I-12). Chaque encoche de la phase comporte n/m spires.

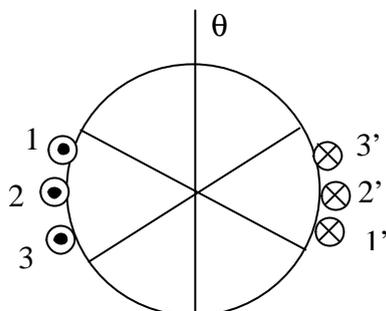


Fig.I-12 Bobines diamétrales réparties

Pour $m = 1$, on a une seule bobine d'ouverture 180° électriques par phase et par paire de pôles créant une fmm de forme rectangulaire (Fig.I-11).

Pour m supérieur à 1, on a m bobines de n/m spires, d'ouverture 180° électriques, décalées deux à deux de l'écart angulaire β entre deux encoches voisines. Ceci revient à répartir les bobines sur l'espace polaire.

Pour le cas de la Fig.I-12 ($m = 3$), il y a trois fmm d'amplitude ni/m décalées entre elles de 20° . Sur la Fig.I-13.a, les fmm en trait plein, pointillé et mixte correspondent respectivement aux bobines $22'$, $11'$ et $33'$. La fmm résultante ϵ_{res} est en escalier et d'amplitude ni (Fig.I-13.b).

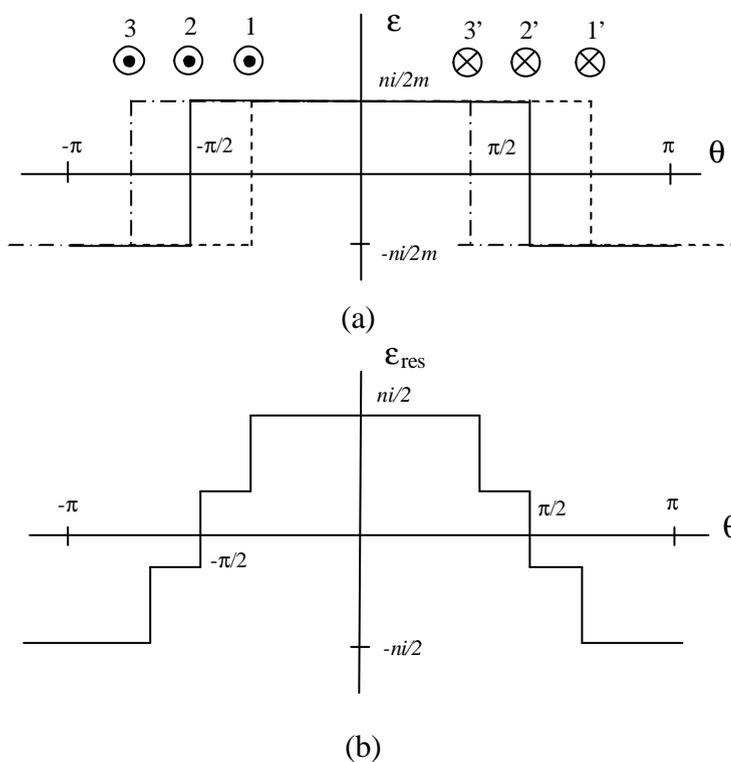


Fig.I-13 Fmm des bobines réparties.

Pour le fondamental et les divers harmoniques, le coefficient de distribution k_d est le rapport entre ce que donne le bobinage réel et ce que donnerait le bobinage si tous les conducteurs d'une phase pour une paire de pôles étaient regroupés dans deux encoches :

$$k_{d_h} = \frac{\sin\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right)}{m \cdot \sin\left(\frac{h \cdot \pi}{6 \cdot m}\right)} \quad (I.4)$$

La décomposition en série de Fourier est identique à celle obtenue pour une bobine diamétrale au facteur multiplicatif k_{d_h} près (relation I.2) avec $h = 2k+1$ et

$$A_{2 \cdot k+1} = \frac{4 \cdot n}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot k + 1)} \cdot (-1)^k \cdot k_{d_{2 \cdot k+1}} \quad (I.5)$$

Le Tableau I-1 donne les valeurs de A_h pour différents nombres d'encoches par pôle et par phase. Il montre que dès que m est supérieur à 1, tous les coefficients sont inférieurs à 1. La fmm a une valeur efficace inférieure à celle que donnerait $m = 1$.

m	1	2	3	4	$\rightarrow \infty$
A_1	1.000	0.966	0.960	0.958	0.955
A_5	0.200	0.052	0.043	0.041	0.038
A_7	0.143	0.037	0.025	0.023	0.019
A_{11}	0.091	0.088	0.016	0.011	0.008
A_{13}	0.077	0.074	0.017	0.010	0.006

Tableau I-1 Evolution du coefficient de la série de Fourier pour les harmoniques d'espace 1, 5, 7, 11 et 13 en fonction du nombre m d'encoches par pôle et par phase.

L'augmentation de m réduit donc le taux des divers harmoniques et rend la forme de la fmm créée par chaque phase plus voisine de la sinusoïde.

I-4.1.3. Le raccourcissement des bobines

Jusqu'à maintenant, les bobines étaient diamétrales : leur ouverture était de 180°. On parle de pas diamétral pour ces bobines. Utiliser un pas raccourci signifie que l'ouverture des bobines est inférieure à 180° : il vaut $180^\circ \cdot d$ où d est le facteur de raccourcissement. Pour $m = 2$ et un raccourcissement d d'un pas dentaire (distance séparant les axes de deux encoches successives), $d = 5/6$ (Fig.I-14). Il est à noter que le raccourcissement est toujours un multiple du pas dentaire.

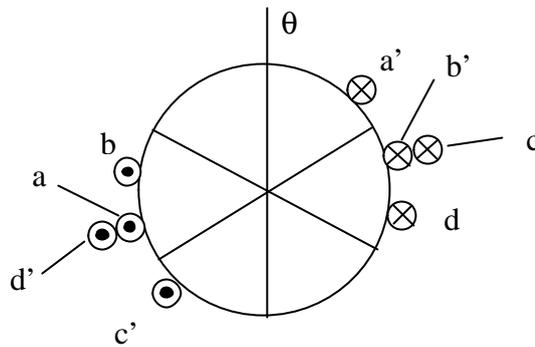


Fig.I-14 Raccourcissement d'un pas dentaire pour un stator à 2 encoches par pôle et par phase.

On s'aperçoit que certaines encoches vont contenir deux phases différentes. Dès qu'il y a raccourcissement de pas, l'enroulement est dit à deux couches. Pour le cas de la Fig.I-14, les quatre bobines sont réparties en deux groupes de deux bobines créant deux fmm identiques mais décalées de 30° (aa' avec cc' en trait plein et bb' avec dd' en trait pointillé sur la Fig.I-15.a). L'allure de la fmm résultante par phase ϵ_{res} est donnée à la Fig.I-15.b.

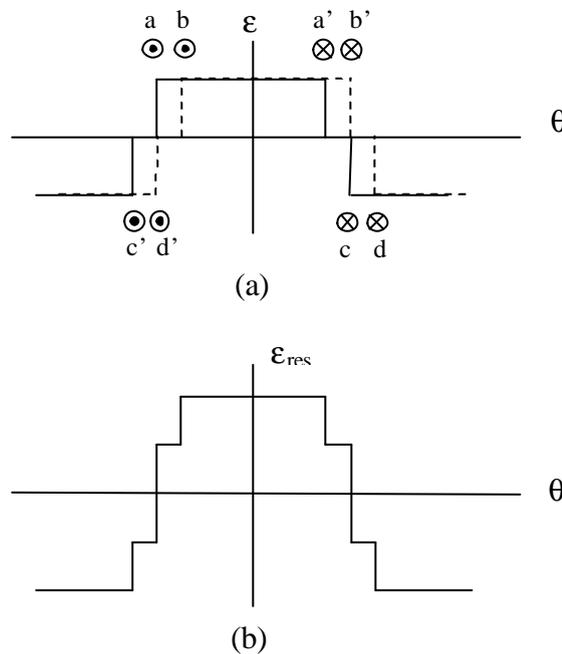


Fig.I-15 Fmm par phase du bobinage de la Fig.I-14.

Pour le fondamental et les divers harmoniques, le coefficient de raccourcissement k_r est le rapport entre ce que donne le bobinage réel et ce que donnerait le bobinage à pas diamétral :

$$k_{r_h} = \sin\left(\frac{h \cdot \delta \cdot \pi}{2}\right) \tag{I.6}$$

I-4.1.4. Le coefficient de bobinage kb_h

Il s'agit du produit du coefficient de distribution par le coefficient de raccourcissement :

$$kb_h = kd_h \cdot kr_h \quad (I.7)$$

La décomposition en série de Fourier est identique à celle obtenue pour une bobine diamétrale au facteur multiplicatif kb_h près (relation I.2) avec $h = 2k+1$ et

$$A_{2\cdot k+1} = \frac{4 \cdot n}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot k + 1)} \cdot (-1)^k \cdot kb_{2\cdot k+1} \quad (I.8)$$

Le Tableau I2 indique la valeur de A_h . Il montre que le raccourcissement du pas d'enroulement permet de réduire, voire d'annuler les harmoniques d'espace 5 et 7 qui sont les plus gênants.

d facteur de raccourcissement	rang de l'harmonique				
	1	5	7	11	13
<i>m = 1</i>					
3/3	1.000	0.020	0.143	0.091	0.077
2/3	0.866	0.173	0.124	0.079	0.866
<i>m = 2</i>					
6/6	0.966	0.052	0.037	0.088	0.074
5/6	0.933	0.013	0.010	0.085	0.072
4/6	0.837	0.045	0.032	0.076	0.065
<i>m = 3</i>					
9/9	0.960	0.044	0.025	0.016	0.017
8/9	0.945	0.028	0.009	0.006	0.011
7/9	0.902	0.008	0.019	0.012	0.003
6/9	0.831	0.038	0.022	0.014	0.014
<i>m = 4</i>					
12/12	0.958	0.041	0.023	0.011	0.010
11/12	0.949	0.033	0.014	0.001	0.001
10/12	0.925	0.011	0.006	0.011	0.009
9/12	0.885	0.016	0.021	0.004	0.004
8/12	0.829	0.036	0.019	0.010	0.008
7/12	0.760	0.041	0.003	0.007	0.006
<i>m = 5</i>					
15/15	0.957	0.040	0.021	0.010	0.008
14/15	0.951	0.035	0.016	0.004	0.002
13/15	0.936	0.020	0.002	0.007	0.007
12/15	0.910	0.000	0.013	0.009	0.005
11/15	0.874	0.020	0.021	0.001	0.005
10/15	0.829	0.035	0.018	0.009	0.007

Tableau I-2 Evolution du coefficient de la série de Fourier pour les harmoniques d'espace 1, 5, 7, 11 et 13 en fonction du nombre m d'encoches par pôle et par phase et du facteur de raccourcissement d .

En pratique, on fixe un facteur de raccourcissement $d > 2/3$ pour ne pas trop réduire l'amplitude de la fmm fondamentale. L'optimum se trouve autour de $d = 4/5$, valeur qui annule l'harmonique d'espace 5.

I-4.1.5. Fmm triphasée résultante, champ tournant bipolaire

L'enroulement est formé de trois bobinages identiques décalés dans l'espace de $2p/3$ près et parcouru par des courants triphasés équilibrés (trois courants identiques au déphasage de $2p/3$ près). On suppose que les courants sont sinusoïdaux. Par contre chaque phase crée dans l'entrefer une fmm à répartition non sinusoïdale : il apparaît alors des harmoniques d'espace.

La décomposition en série de Fourier de la fmm par phase tenant compte de la répartition des bobines et du raccourcissement de pas est donnée par la relation I.2 avec A_h vérifiant la relation I.8. On obtient pour chaque phase :

$$F_{mm1} = I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \cdot (A_1 \cdot \cos\theta + A_3 \cdot \cos 3\theta + \dots + A_h \cdot \cos h\theta) \quad (I.9)$$

$$F_{mm2} = I_m \cdot \cos\left(\omega_s \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot \left[A_1 \cdot \cos\left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + A_3 \cdot \cos 3\left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \dots + A_h \cdot \cos h\left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \quad (I.10)$$

$$F_{mm3} = I_m \cdot \cos\left(\omega_s \cdot t - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \cdot \left[A_1 \cdot \cos\left(\theta - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) + A_3 \cdot \cos 3\left(\theta - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) + \dots + A_h \cdot \cos h\left(\theta - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \right] \quad (I.11)$$

La fmm résultante est :

$$F_{mm} = F_{mm1} + F_{mm2} + F_{mm3} \quad (I.12)$$

$$F_{mm} = \frac{3}{2} \cdot A_1 \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t - \theta) + \frac{3}{2} \cdot A_5 \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t + 5 \cdot \theta) + \frac{3}{2} \cdot A_7 \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t - 7 \cdot \theta) \dots \quad (I.13)$$

$$+ \frac{3}{2} \cdot A_h \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t + -h \cdot \theta)$$

La fmm résultante est la somme des fmm dues :

- aux harmoniques d'espace de rang $h = 3k + 1$ créant des ondes à répartition sinusoïdale tournant dans le sens direct à la vitesse ω_s/h
- aux harmoniques d'espace de rang $h = 3k - 1$ créant des ondes à répartition sinusoïdale tournant dans le sens inverse à la vitesse ω_s/h .

Les harmoniques multiples de trois ont une contribution nulle.

Le bobinage fournit donc une fmm comportant :

- $1/5 \times kb_5$ d'harmoniques d'espace de rang 5
- $1/7 \times kb_7$ d'harmoniques d'espace de rang 7
- $1/h \times kb_h$ d'harmoniques d'espace de rang h (h impair et non multiple de 3)

Pour le fondamental, la fmm vaut :

$$F_{mm} = \frac{3}{2} \cdot A_1 \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t - \theta) \quad (\text{I.14})$$

L'expression de cette fmm fondamentale est celle d'une onde sinusoïdale d'amplitude constante (I_m étant constant) tournant sans se déformer à la vitesse angulaire ω_s la pulsation des courants. Le stator crée une fmm analogue à celle produite par deux pôles, l'un Nord et l'autre Sud tournant à la vitesse angulaire ω_s , d'où le nom de champ tournant bipolaire.

I-4.2. Cas des machines multipolaires

Pour que l'onde de fmm créée dans l'entrefer corresponde à $2p$ pôles, il faut grouper sur un $p^{\text{ième}}$ de la surface interne du stator l'enroulement bipolaire et le reproduire $p-1$ fois. D'une façon générale, pour $2p$ pôles :

- les trois phases sont identiques à $2p/3p$ près
- la fmm due à chaque phase varie comme le cosinus de p fois l'angle entre le point de l'entrefer considéré et l'axe d'une bobine de cette phase.

L'angle géométrique θ coïncide avec un angle électrique $p\theta$. D'une manière analogue à ce qui précède, la fmm fondamentale vaut :

$$F_{mm} = \frac{3}{2} \cdot A_1 \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t - p \cdot \theta) \quad (\text{I.15})$$

De nouveau, l'expression de cette fmm est une onde formée de $2p$ alternances d'amplitude constante tournant à la vitesse angulaire $\omega_s = \omega_s / p$ (vitesse de synchronisme).

I-4.3. Désignation et représentation des différents bobinages

I-4.3.1. Schéma de bobinage développé (le long de l'entrefer)

Plusieurs paramètres sont importants en vue de représenter un enroulement :

- m , le nombre d'encoches par pôle et par phase :
il y a $6pm$ encoches avec p le nombre de paires de pôles,
- τ , le pas polaire : distance mesurée à la périphérie de l'entrefer et séparant les axes de deux pôles magnétiques successifs de polarité différente :

$$\tau = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{ent}}{2 \cdot p} = \frac{\pi \cdot R_{ent}}{p} \quad (I.16)$$

- τ_d , le pas dentaire :

$$\tau_d = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{ent}}{6 \cdot p \cdot m} = \frac{\tau}{3 \cdot m} \quad (I.17)$$

avec R_{ent} rayon de l'entrefer.

Connaissant ces paramètres, il devient possible de développer le bobinage le long de l'entrefer. La Fig.I-16 illustre ceci pour un stator quadripolaire à deux encoches par pôle et par phase ($p=2$ et $m=2$). Ce schéma est très visuel et est essentiellement utilisé pour les calculs sur le bobinage des machines. Il ne prend pas en compte les têtes de bobines.

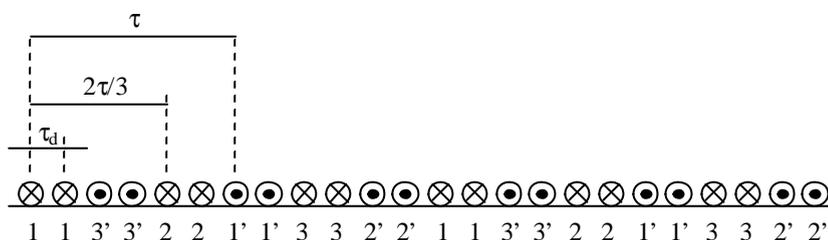


Fig.I-16 Moteur quadripolaire à 2 encoches par pôle et par phase.

Sur le schéma utilisé par le bobineur, il est précisé comment sont les têtes de bobines. En effet, si l'enroulement est constitué de plusieurs bobines élémentaires concentriques, il s'agit d'un enroulement en bobines. Les bobines élémentaires sont réalisées sur des gabarits différents. Si l'enroulement utilise des bobines élémentaires toutes identiques, c'est un enroulement en sections. Les sections formant le bobinage sont décalées d'un pas dentaire.

L'enroulement est par pôle si chaque phase comporte un groupe de bobines ou de sections pour chaque pôle. Il est par pôle conséquent si chaque phase ne comporte qu'un groupe de bobines ou de sections pour chaque paire de pôles.

La Fig.I-17 donne les schémas des bobinages possibles pour un moteur à 4 encoches par pôle et par phase quadripolaire. Les connexions ne sont représentées que pour la phase 1, elles sont identiques à $2p/3p$ et $4p/3p$ près pour les deux autres. On parle également de bobinage concentrique pour les enroulements en bobines et de bobinage imbriqué pour les enroulements en sections. Il est à noter que quelque soit le mode de bobinage choisi, les mêmes conducteurs sont dans les mêmes encoches parcourus par le même courant dans le même sens.

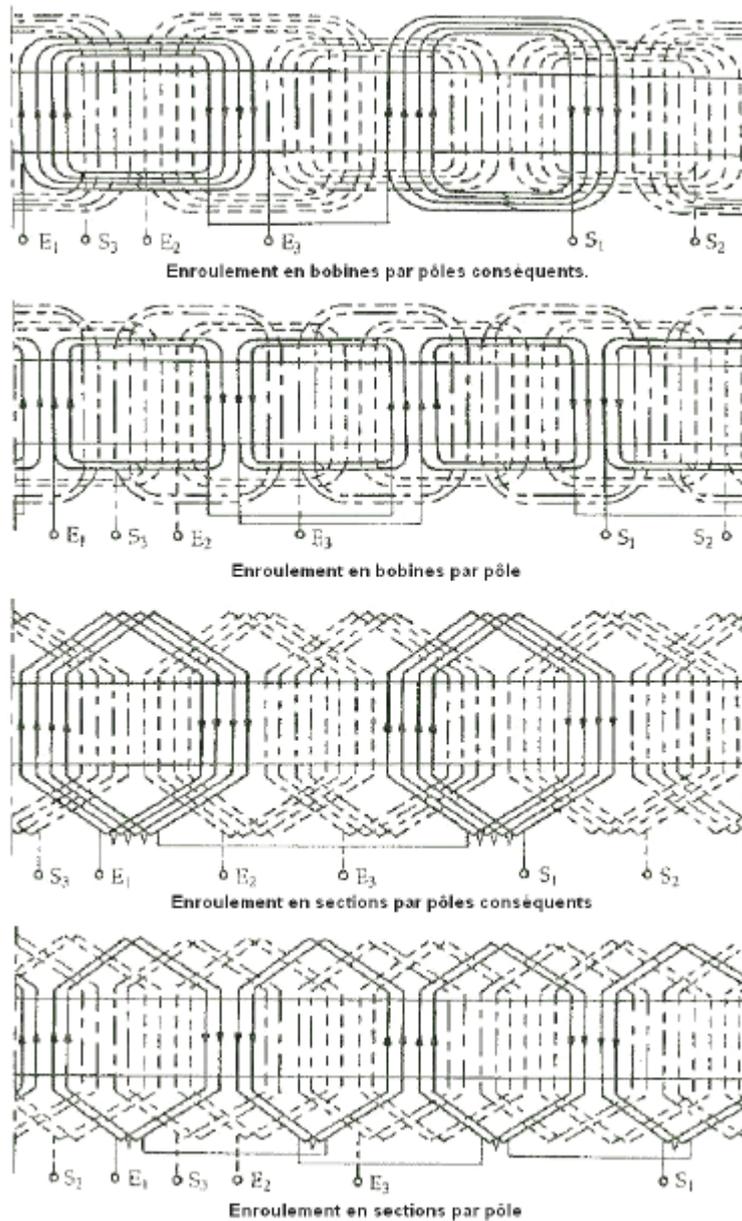


Fig.I-17 Différents schémas de bobinages pour un moteur quadripolaire et à 4 encoches par pôle et par phase [SEG-96].

I-4.3.1. Enroulements triphasés à une ou deux couches

Quand il n'y a pas de raccourcissement de pas, l'enroulement est dit à une couche. Tous les conducteurs de l'encoche appartiennent à la même bobine ou section suivant le mode de bobinage.

Par contre, dès qu'un raccourcissement de pas est réalisé, l'enroulement est à deux couches (Fig.I-18). En effet, comme l'illustre la Fig.I-14 du paragraphe I-4.1.3, chaque encoche contient deux paquets de conducteurs appartenant à deux sections différentes qui peuvent être de la même phase ou non. Cela conduit à renforcer l'isolement entre les deux sections présentes dans la même encoche. L'enroulement à deux couches ou encore deux faisceaux par encoche n'est utilisé qu'avec des sections.

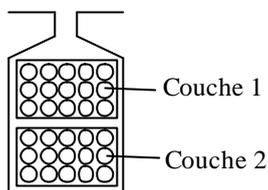


Fig.I-18 Encoche à deux couches.

I-4.4. Conclusions sur le bobinage des machines à courant alternatif

Les machines traditionnelles à courant alternatif, qu'elles soient asynchrones ou synchrones, sont toutes constituées d'un bobinage statorique comme décrit dans ce qui précède. L'étude de ces enroulements montre qu'un bobinage réparti avec ou sans raccourcissement de pas permet d'obtenir des ondes très sinusoïdales dans l'entrefer.

Le calcul analytique des performances des machines traditionnelles est rendu assez simple. On ne prend alors en compte que les ondes fondamentales se trouvant dans l'entrefer en négligeant les effets des harmoniques d'espace : c'est l'hypothèse du premier harmonique.

Même si la majeure partie des machines alternatives utilise un bobinage traditionnel, il existe d'autres types de bobinages :

- bobinage radial par rapport au moteur pour les machines à flux transverse
- bobinage sur dents pour les moteurs à reluctance variable et pour certaines machines synchrones (Fig.I-19).



Fig.I-19 Machine synchrone bobinée sur dents.

C'est ce dernier bobinage, le bobinage sur dents, qui nous intéresse. L'objectif de cette thèse concerne les machines à induction bobinées sur dents.

I-5. Couples parasites d'une machine asynchrone

Le couple principal est créé par les fondamentaux du flux et du courant rotorique. Cependant, il existe des couples parasites dans les machines asynchrones [KOS-69] qui peuvent perturber le fonctionnement du moteur.

I-5.1. Couples parasites asynchrones

Ce sont les couples créés par les harmoniques supérieurs de fmm. Le paragraphe I-4.1.5 montre que ces harmoniques créent des flux tournants à la vitesse $\pm O_s/h$ avec $O_s = \omega_s/p$ vitesse de synchronisme du fondamental et h le rang de l'harmonique (sens direct pour $h = 3k + 1$, sens inverse pour $h = 3k - 1$). On définit le glissement harmonique $g_h = 1 \pm (1-g) \times h$ où g est le glissement principal du au courant rotorique induit par le flux tournant fondamental. Les flux tournants harmoniques induisent à leur tour des courants rotoriques harmoniques de pulsation $\omega_{rh} = g_h \omega_s$ et produisent des couples ajoutant leurs effets au couple du au flux tournant fondamental.

En fonctionnement normal (g faible), toutes les fmm dues aux harmoniques d'espace balayent le rotor en sens inverse de Q et créent toutes des couples résistants. Le couple moteur est réduit et les pertes Joule rotor augmentent.

La Fig.I-20 illustre les effets des deux premiers harmoniques d'espace 5 et 7. Pour $0 < g < 1$ alors $1 < g_5 < 6$, $-6 < g_7 < 1$ et g_7 est nul pour $g = 6/7$. Le couple résultant est la somme des trois couples. Il arrive que lors de sa montée en vitesse un moteur à cage fortement chargé atteigne une vitesse proche du septième de la vitesse de synchronisme et ne la dépasse pas.

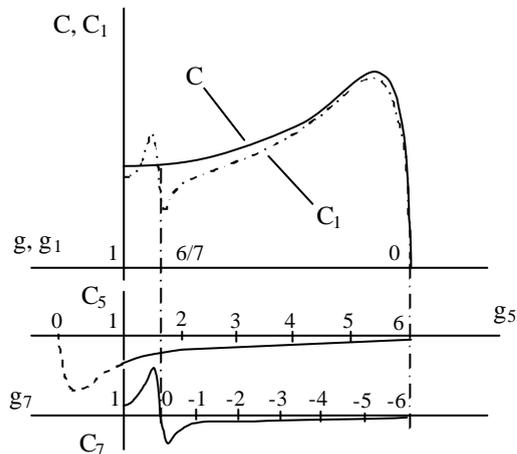


Fig.I-20 Courbe des couples asynchrones dus aux harmoniques 1, 5 et 7 en fonction du glissement.

Les enroulements répartis et à pas raccourci permettent de réduire ces couples parasites asynchrones. L'inclinaison des encoches stator et rotor est également un moyen de lutte efficace.

I-5.2. Les harmoniques de dentures, coefficient de Carter

En général, pour calculer l'induction à partir de la fmm, on suppose l'entrefer des machines asynchrones lisse, ce qui revient à négliger les dentures stator et rotor. En réalité, les ouvertures d'encoches modifient la forme de l'induction. La Fig.I-21.b montre la forme de l'induction le long d'un double pas polaire. Elle est la superposition d'une onde rectangulaire Fig.I-21.c et de celle due aux harmoniques de dentures Fig.I-21.d. Le coefficient de Carter prend en compte ce phénomène [ALG-65]. On multiplie l'entrefer initial par un coefficient qui dépend de la géométrie de l'encoche.

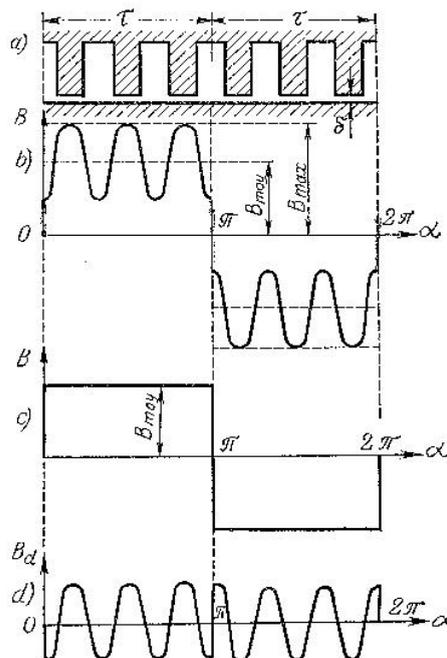


Fig.I-21 Modification de la forme de l'induction par la denture stator [ALG-65].

Le choix judicieux du nombre d'encoches stator et rotor permet de lutter contre ces harmoniques de dentures, il faut alors choisir :

$$q_2 \leq 1.25 \cdot \left(\frac{q_1}{p} + -1 \right) \cdot p \leq 1.25 \cdot (q_1 + -p) \quad (\text{I.18})$$

avec q_1 et q_2 nombre respectif d'encoches stator et rotor.

L'inclinaison des encoches permet aussi la réduction de cet effet.

I-5.3. Couples parasites synchrones

Il s'agit cette fois ci du couple prenant naissance suite à l'interaction des harmoniques du même ordre du stator et du rotor pour une vitesse de ce dernier telle que ces harmoniques tournent à leur vitesse de synchronisme. Par exemple, lors de l'existence des harmoniques de dentures stator et rotor de même ordre, un couple synchrone apparaît pour une certaine vitesse du rotor tournant à la vitesse de synchronisme de ces harmoniques.

De nouveau le choix du nombre d'encoches stator et rotor est primordial : il faut éviter

$$q_1 = q_2 \quad (\text{I.19})$$

$$q_1 - q_2 = \pm 2p \quad (\text{I.20})$$

I-5.4. Couples vibratoires

Des variations d'inductions dans les dentures stator et rotor produisent des variations de forces entre rotor et stator. Il en résulte des déplacements induisant d'une manière générale du bruit.

Ceci conduit à éviter les nombres d'encoches stator et rotor tels que :

$$q_1 - q_2 = \pm 2 \pm 4p \quad (\text{I.21})$$

$$q_2 \text{ impair} \quad (\text{I.22})$$

I-6. Conclusions

Nous venons de rappeler le principe de fonctionnement des machines asynchrones et leur process de fabrication industrielle, en particulier la réalisation de l'enroulement statorique. En effet, passer d'un bobinage traditionnel à un bobinage sur dents entraînera des modifications dans leurs réalisations. Il a paru également important de bien comprendre ce que crée un bobinage classique. L'apparition des harmoniques d'espace et leur réduction par différents enroulements ont été mises en évidence (pas raccourci et bobinages répartis). Certains de ces harmoniques (5, 7 et les harmoniques de denture) créent des couples parasites et nuisibles au fonctionnement du moteur. L'inclinaison des encoches et le choix judicieux des nombres d'encoches stator et rotor permettent de les réduire. Dans le chapitre qui suit, on pose les bases de notre étude : la création des forces magnétomotrices par le bobinage sur dents.

Chapitre II

II-1.	INTRODUCTION	38
II-2.	LE BOBINAGE SUR DENTS :	38
II-2.1.	INTERETS.....	38
II-2.2.	PRINCIPE.....	39
II-2.3.	LES DIFFERENTS MODES DE BOBINAGE	40
II-2.4.	LE DECOMPTE DES SOLUTIONS.....	41
II-2.5.	LE CLASSEMENT DES SOLUTIONS.....	41
II-3.	LES SOLUTIONS OBTENUES	42
II-3.1.	LES HYPOTHESES DE CALCUL.....	42
II-3.2.	LE CAS DE REFERENCE.....	43
II-3.3.	L'ELIMINATION DES HARMONIQUES PAIRS.....	44
II-3.3.1.	<i>Les solutions pour la structure de base à deux faisceaux.....</i>	<i>44</i>
II-3.3.2.	<i>Les solutions pour la structure de base à un faisceau.....</i>	<i>45</i>
II-3.3.3.	<i>Les solutions pour la structure de base concentrique.....</i>	<i>45</i>
II-3.4.	LES AUTRES SOLUTIONS (HARMONIQUES PAIRS PRESENTS).....	46
II-3.4.1.	<i>Les solutions pour la structure de base à deux faisceaux.....</i>	<i>46</i>
II-3.4.2.	<i>Les solutions pour la structure de base à un faisceau.....</i>	<i>47</i>
II-3.4.3.	<i>Les solutions pour la structure de base concentrique.....</i>	<i>47</i>
II-3.5.	RECAPITULATIF.....	48
II-3.6.	CONCLUSIONS.....	49
II-4.	OPTIMISATION DE STRUCTURES	50
II-4.1.	INTRODUCTION.....	50
II-4.2.	STRUCTURE PLOT DE BASE.....	50
II-4.3.	STRUCTURE CONCENTRIQUE MIXTE A QUATRE BOBINES PAR PHASE.....	51
II-4.3.1.	<i>Ouverture de la bobine extérieure fixée à 60°.....</i>	<i>52</i>
II-4.3.2.	<i>Ouverture de la bobine extérieure variable.....</i>	<i>55</i>
II-4.4.	CONCLUSIONS DE L'OPTIMISATION	57
II-5.	CONCLUSIONS	58

II-1. Introduction

Le chapitre précédent rappelait brièvement le fonctionnement d'une machine asynchrone et sa réalisation industrielle. Nous avons vu comment sont créées les forces magnétomotrices suivant le type de bobinage utilisé et notamment les effets de leurs harmoniques d'espace sur le comportement de la machine.

Dans le chapitre II, on explique comment obtenir un bobinage sur dents et on énumère tous les bobinages sur dents possibles à partir de certaines conditions. On les classe par la suite en fonction de la force magnétomotrice créée dans l'entrefer, ce qui met en évidence deux structures intéressantes. Enfin, on cherche à les exploiter au mieux en faisant varier quelques paramètres géométriques et électriques.

II-2. Le bobinage sur dents :

II-2.1. Intérêts

L'intérêt majeur du bobinage sur dent est la réduction significative de la longueur des têtes de bobines. De ce fait, les chignons sont bien plus courts. Il s'offre alors deux possibilités :

- garder la longueur de la carcasse identique, ce qui implique une longueur active de fer plus importante donc de meilleures performances (couple)
- garder la longueur active de fer identique, ce qui implique une carcasse plus petite (possibilité de faire des moteurs extra courts).

Il apparaît également que les phases des têtes de bobines peuvent être nettement séparées. En supposant des encoches droites, la partie bobinage du stator est rendue beaucoup plus facile.

Cependant, ce type de bobinage génère des ondes dans l'entrefer très riche en harmoniques d'espace. Ceci a pour conséquence de créer au rotor des harmoniques de courants élevés.

II-2.2. Principe

Le bobinage classique à pas diamétral consiste pour un moteur bipolaire à remplir une encoche de conducteurs aller d'une bobine et l'encoche diamétralement opposée des conducteurs retour de cette même bobine. On obtient pour le bobinage triphasé le plus simple (à une encoche par pôle et par phase) d'un moteur bipolaire le schéma de la Fig.II-1. L'entrefer est symbolisé par le cercle. Le rotor, non dessiné, est à l'intérieur alors que le stator est à l'extérieur. Les seuls éléments visibles du stator sont les bobines (les encoches et la culasse n'étant pas dessinées). Ces bobines et leurs têtes sont représentées respectivement par les conducteurs entrant et sortant et par le fil reliant ces deux conducteurs : la phase a est en trait plein, la phase b en trait mixte et la phase c en trait pointillé. L'espace entre les conducteurs constitue la dent statorique. Ce type de schéma, très simple, n'est évidemment pas à l'échelle mais permet de mieux visualiser le bobinage.

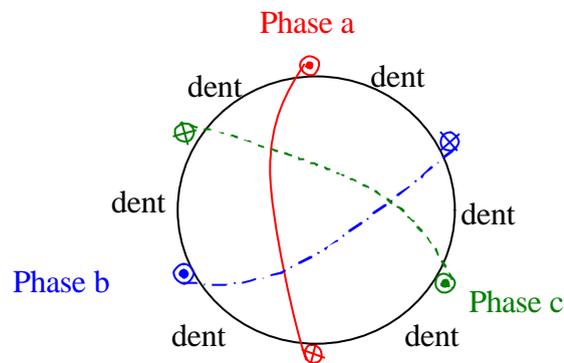


Fig.II-1 Le bobinage classique.

Dans le bobinage sur dents, les bobines se trouvent autour des dents statoriques. Le bobinage de la Fig.II-2 est le plus simple pour un stator bipolaire. Il est obtenu avec un stator à trois dents (trois encoches également). Les bobines sont bien décalées de 120° l'une par rapport à l'autre. Chaque encoche contient deux conducteurs de phase différente : c'est un bobinage à deux faisceaux par encoche.

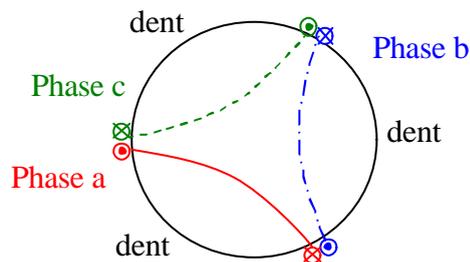


Fig.II-2 Le bobinage sur dents.

II-2.3. Les différents modes de bobinage

On recherche les différentes façons d’obtenir un bobinage sur dents en fonction du nombre de bobines par phase, ce nombre pouvant aller jusqu’à quatre. La répartition des spires entre les bobines de la même phase est uniforme : chaque bobine a le même nombre de spires. Le stator triphasé est bipolaire. Les croisements de phases sont interdits. Dans un premier temps, la répartition des encoches du stator est uniforme.

Quatre structures de base se dégagent. Elles sont représentées à la Fig.II-3. Les encoches de la structure à deux faisceaux (Fig.II-3.a) sont remplies par des conducteurs de bobines de phases différentes : les conducteurs sont côte à côte sur le schéma, l’espace les séparant étant le plot magnétique (dent statorique). Celles de la structure à un faisceau (Fig.II-3.b) sont entièrement remplies par les conducteurs de la même phase. La troisième structure, structure concentrique, tient son nom du fait que quel que soit le nombre de bobines par phase (qui commence forcément à 2), les bobines sont concentriques. D’un côté, il y a les structures concentriques mixtes : leurs encoches sont à une ou deux faisceaux (Fig.II-3.c). De l’autre, il y a les structures concentriques à un seul faisceau (Fig.II-3.d). La phase a est en trait plein, la phase b en trait mixte et la phase c en trait pointillé.

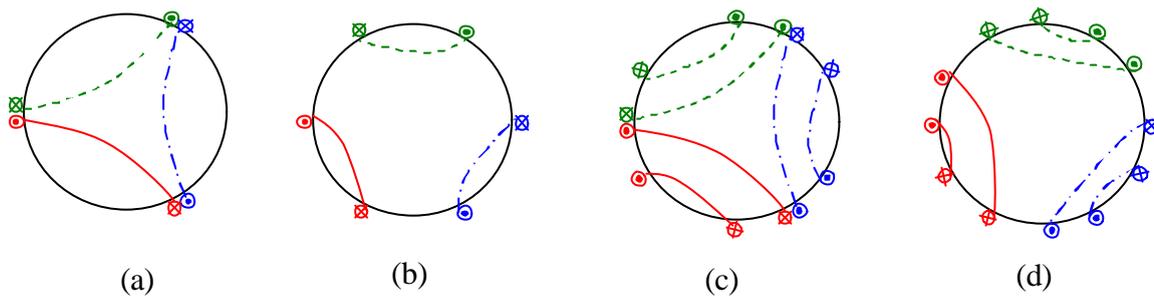


Fig.II-3 Les différents modes de bobinage sur dents :
 (a) *structure bobinée sur dents à deux faisceaux*
 (b) *structure bobinée sur dents à un faisceau*
 (c) *structure concentrique mixte*
 (d) *structure concentrique à un faisceau.*

II-2.4. Le décompte des solutions

Le Tableau II-1 résume le nombre de solutions existantes découlant des structures de bases présentées ci-dessus. L'étude a été faite de manière systématique en fonction du nombre de bobines par phase, tout en respectant le non croisement des bobines et la répartition spatiale uniforme des encoches. De cette façon, aucune solution n'a été omise.

	1 bob/phase	2 bob/phase	3 bob/phase	4 bob/phase	Total
2 faisceaux/encoches	1	4	12	64	81
1 faisceau/encoche	1	4	12	64	81
Concentrique	0	8	8	32	48
Total	2	16	32	160	210

Tableau II-1 Nombre total de solutions.

II-2.5. Le classement des solutions

Le Tableau II-1 montre qu'il y a plus de 200 solutions à traiter. Il faut maintenant savoir quelles sont les solutions les plus intéressantes. Les solutions du type de la Fig.II-4.a, solutions où les bobines ne sont pas toutes enroulées dans le même sens, créent une fmm dont le fondamental est inférieur aux solutions obtenues avec des bobines enroulées toutes dans le même sens (Fig.II-4.b). Un grand nombre de solutions est mis de côté sur ce principe.

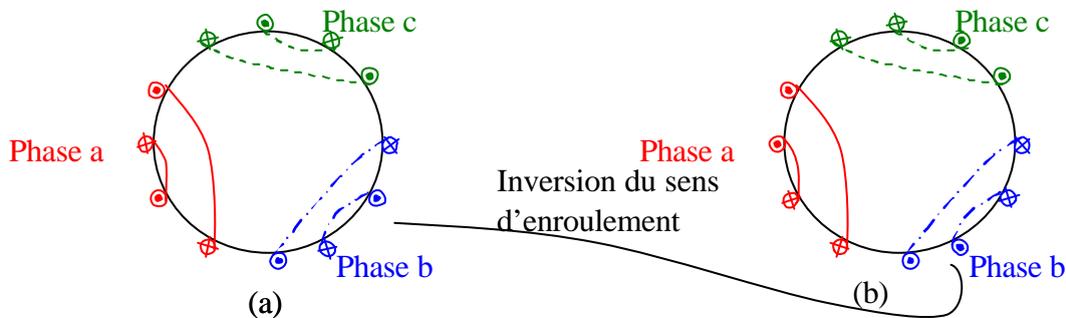


Fig.II-4 Inversion du sens d'enroulement.

Pour classer celles qui restent, on calcule la fmm créée dans l'entrefer ainsi que sa répartition spatiale. On considère que les fmm sont rectangulaires, que l'ouverture d'encoche est négligée et que le stator est bipolaire.

La fmm de chaque bobine est calculée par décomposition en série de Fourier. La fmm d'une phase est obtenue en superposant les fmm de toutes les bobines appartenant à une même phase. Les fmm des deux autres phases sont déduites par déphasage dans le temps et l'espace. De nouveau par superposition, on obtient la fmm du système triphasé.

En tenant compte des hypothèses sur la fmm, l'amplitude de l'harmonique n de la série de Fourier de la fmm créée par une bobine vaut :

$$A_n = \frac{4 \cdot N_{\text{bob}} \cdot I \cdot \sin\left(n \cdot \frac{O_{\text{bob}}}{2}\right)}{2 \cdot \pi \cdot n} \quad (\text{II.1})$$

avec N_{bob} nombre de spires en série par bobine
 O_{bob} ouverture angulaire de la bobine
 I courant circulant dans la bobine
 n rang de l'harmonique d'espace considéré.

O_{bob} est déterminé comme décrit sur la Fig.II-5.

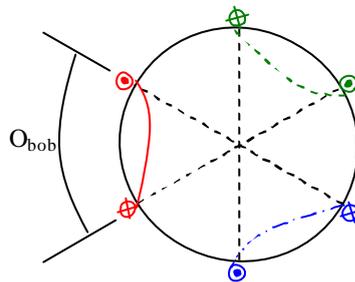


Fig.II-5 Détermination de O_{bob} .

II-3. Les solutions obtenues

II-3.1. Les hypothèses de calcul

Pour comparer les résultats entre eux, on garde le même nombre d'ampère-tour le long de l'entrefer. Le courant efficace par phase est fixé à 1 A. Les bobines d'une même phase sont mises en série. Le nombre de spires en série par phase vaut 1, d'où le nombre de spires par bobine $N_{\text{bob}} = 1/\text{bob}$ où bob est le nombre de bobines par phase.

II-3.2. Le cas de référence

La référence est le stator à pas diamétral à une encoche par pôle et par phase. Le spectre de la fmm, le schéma de bobinage et les principaux résultats, à savoir l'amplitude du fondamental et les amplitudes relatives des harmoniques 5 et 7 d'espace par rapport au fondamental sont donnés Fig.II-6.

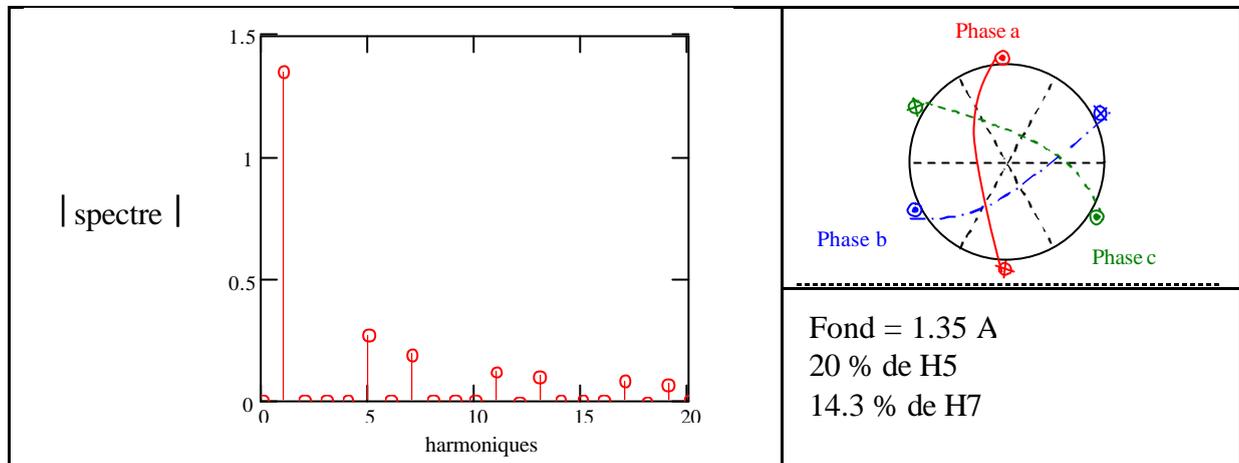


Fig.II-6 Spectre de la fmm du stator à bobinage diamétral à 1 enc/pôle/phase, schéma, amplitude du fondamental et amplitude relative de H5 et H7 par rapport au fondamental.

Lorsqu'on fait varier le nombre d'encoches par pôle et par phase de 1 à 4, l'amplitude de l'harmonique 5 passe de 20 % à 4.3 % du fondamental alors que le fondamental passe de 1.35 A à 1.293 A. Le bobinage réparti permet bien d'atténuer les harmoniques sans trop toucher au fondamental.

Dans la suite de ce chapitre, on ne présente que les solutions aboutissant à un stator bipolaire et telles que l'amplitude du fondamental reste acceptable.

II-3.3. L'élimination des harmoniques pairs

II-3.3.1. Les solutions pour la structure de base à deux faisceaux

La Fig.II-7 montre la seule solution éliminant les harmoniques pairs et dont l'amplitude du fondamental est significative. Elle comporte deux bobines par phase.

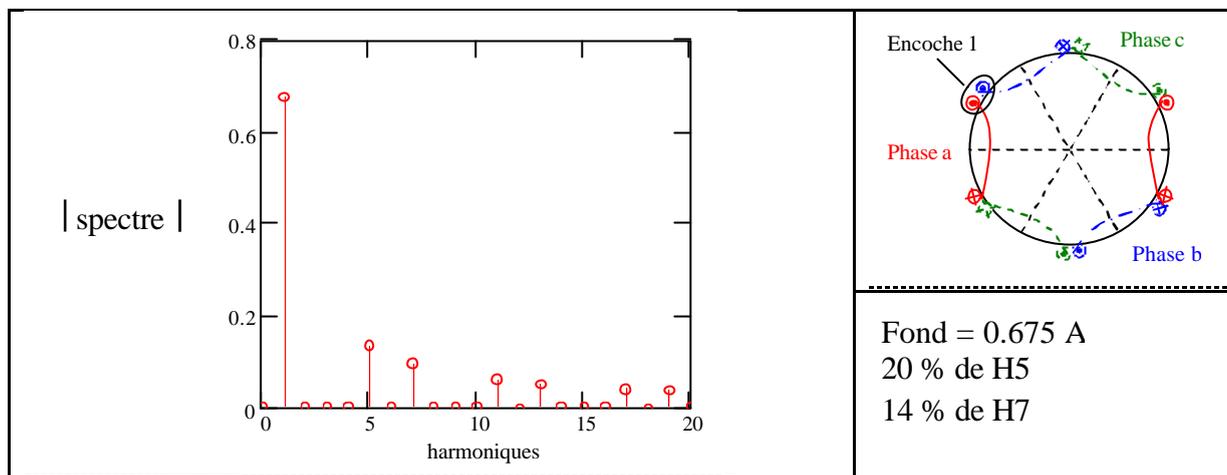


Fig.II-7 Spectre de la fmm du stator de la solution 1, schéma, amplitude du fondamental et amplitude relative de H5 et H7 par rapport au fondamental.

Par rapport au cas de référence, le spectre semble strictement divisé par deux. En effet, dans chaque encoche, il y a deux phases différentes. Par exemple, dans l'encoche 1, il y a la phase +a et +b. Comme les courants sont triphasés et équilibrés, on peut remplacer ces deux faisceaux par la phase -c (phase c enroulée dans l'autre sens). En faisant de même dans les autres encoches, on arrive au schéma équivalent de la Fig.II-8.

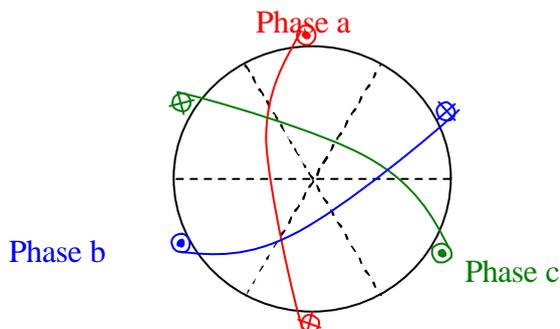


Fig.II-8 Schéma équivalent à la solution 1.

Il s'agit du stator classique à une encoche par pôle et par phase. Ceci explique pourquoi la décomposition spectrale de la fmm de la solution 1 est identique à celle du stator classique diamétral à une encoche par pôle et par phase. Il reste à comprendre le rapport deux entre ces deux cas. Chaque bobine de la Fig.II-7 comporte 1/2 spire car il y a deux bobines par phase et le nombre de spires en série par phase est unitaire. Il y a donc dans chaque encoche du schéma équivalent 1/2 spire également car :

$$\frac{1}{2} \cdot i_a + \frac{1}{2} \cdot i_b = \frac{-1}{2} \cdot i_c \quad (\text{II.2})$$

Il faut alors diviser par deux la fmm du stator classique diamétral à une encoche par pôle et par phase pour obtenir celle de la solution 1.

Cela signifie également qu'à nombre d'ampère tours constant, il faudra deux fois plus de spires par phase (deux fois plus de cuivre) ou le double de courant par phase pour retrouver les résultats d'un stator classique.

II-3.3.2. Les solutions pour la structure de base à un faisceau

Il n'y a qu'une solution possible : il s'agit toujours d'une solution à deux bobines par phase. Cependant, l'amplitude du fondamental est assez faible : elle est comparable à celle de l'harmonique 5 (Fig.II-9).

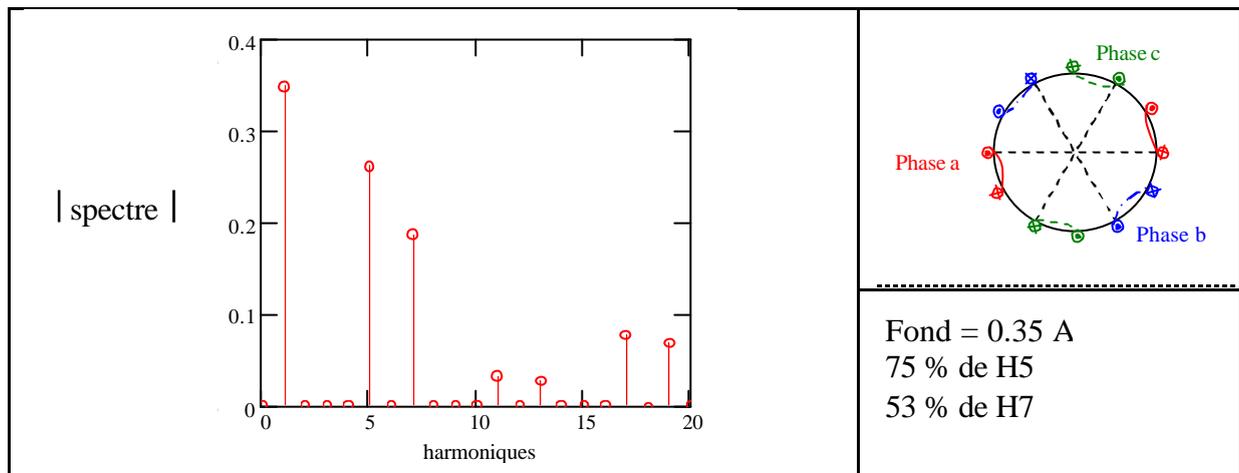


Fig.II-9 Spectre de la fmm du stator de la solution 2, schéma, amplitude du fondamental et amplitude relative de H5 et H7 par rapport au fondamental.

II-3.3.3. Les solutions pour la structure de base concentrique

Deux solutions existent : elles ont toutes deux 4 bobines par phase. Les encoches de la solution 3 sont alternativement à 1 et 2 faisceaux (structure concentrique mixte) alors que celles de la solution 4 sont toutes à un faisceau (structure concentrique à un faisceau).

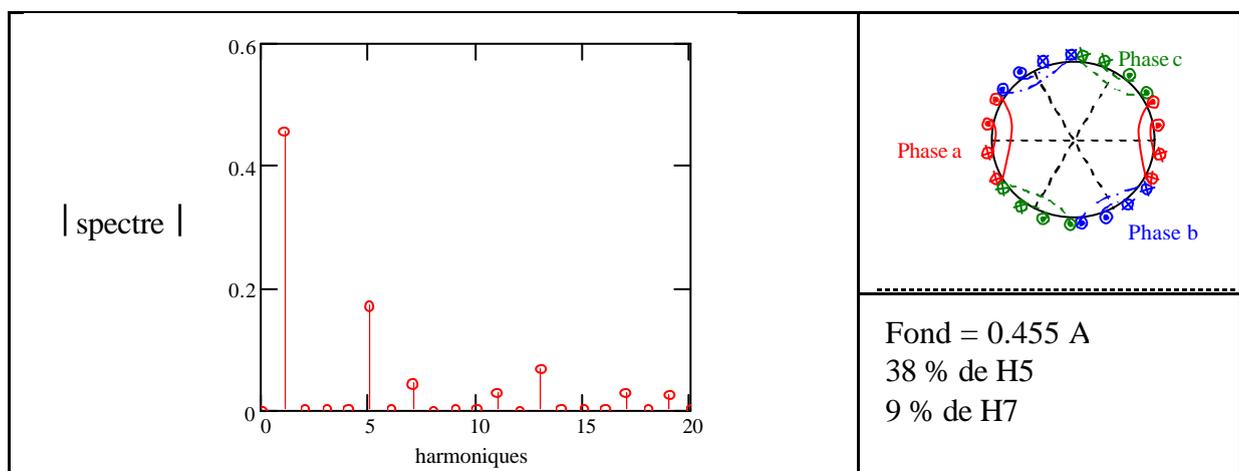


Fig.II-10 Spectre de la fmm du stator de la solution 3, schéma, amplitude du fondamental et amplitude relative de H5 et H7 par rapport au fondamental.

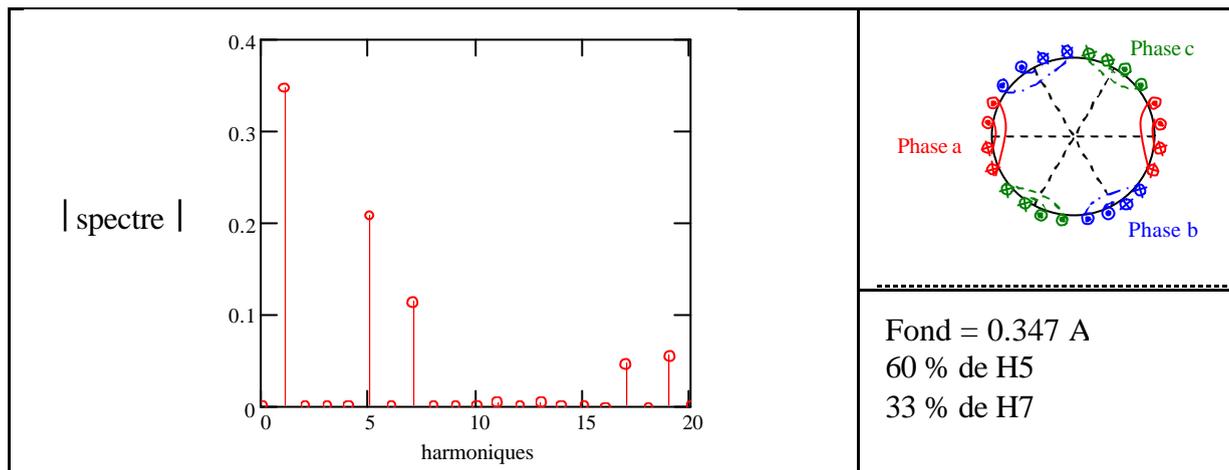


Fig.II-11 Spectre de la fmm du stator de la solution 4, schéma, amplitude du fondamental et amplitude relative de H5 et H7 par rapport au fondamental.

II-3.4. Les autres solutions (harmoniques pairs présents)

Dans ce paragraphe, on présente les solutions qui n'atténuent pas trop l'amplitude du fondamental de la fmm du stator. Mis à part l'harmonique 2 de fmm qui est très important dans ce cas, le contenu harmonique de ces solutions est assez réduit comme on pourra le constater sur les spectres.

II-3.4.1. Les solutions pour la structure de base à deux faisceaux

La seule solution qui ne détériore pas trop le fondamental est celle qui contient une bobine par phase (Fig.II-12).

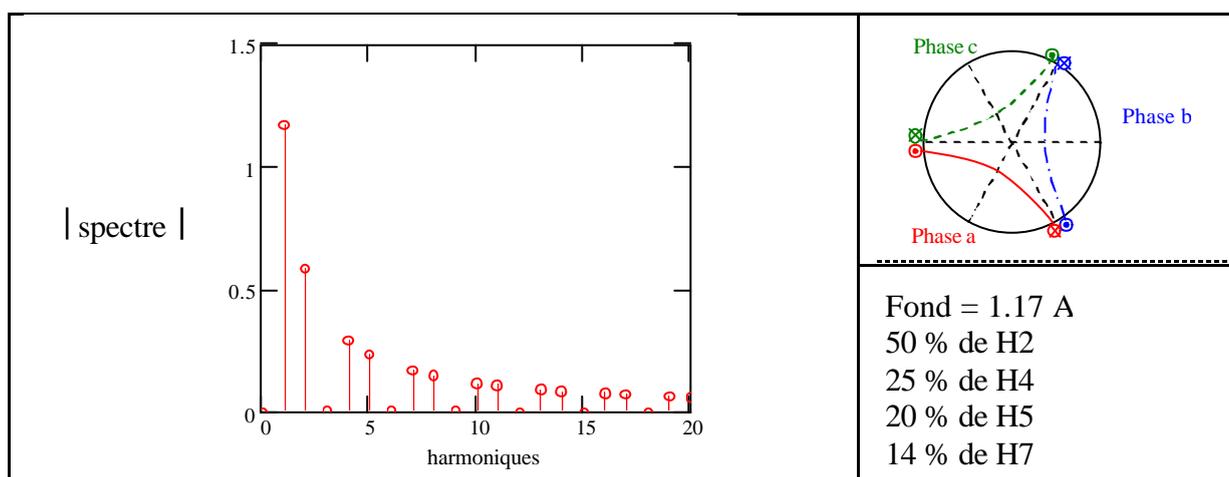


Fig.II-12 Spectre de la fmm du stator de la solution 5, schéma, amplitude du fondamental et amplitude relative de H2, H4, H5 et H7 par rapport au fondamental.

II-3.4.2. Les solutions pour la structure de base à un faisceau

Une nouvelle fois, la solution à une bobine par phase est la plus intéressante car elle n'atténue pas trop le fondamental même si l'harmonique 2 est très présent (Fig.II-13).

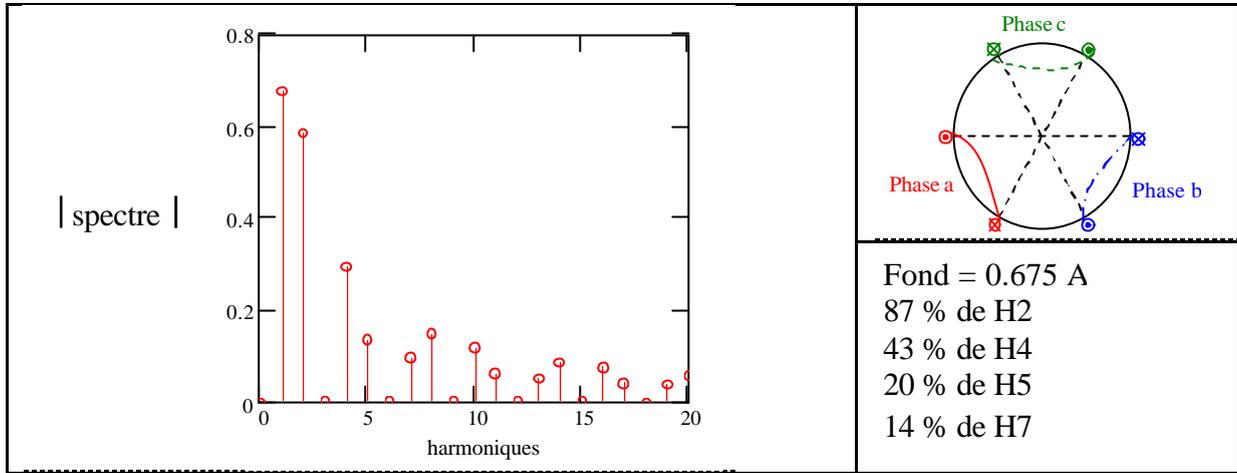


Fig.II-13 Spectre de la fmm du stator de la solution 6, schéma, amplitude du fondamental et amplitude relative de H2, H4, H5 et H7 par rapport au fondamental.

II-3.4.3. Les solutions pour la structure de base concentrique

Les solutions les plus intéressantes sont celles qui possèdent quatre bobines par phase. En effet, le contenu harmonique de la fmm est très réduit sauf pour l'harmonique 2 et l'amplitude du fondamental de fmm n'a pas trop chuté. Il y a deux solutions : la première correspond à un bobinage concentrique mixte (Fig.II-14) et la seconde à un bobinage concentrique à un faisceau (Fig.II-15).

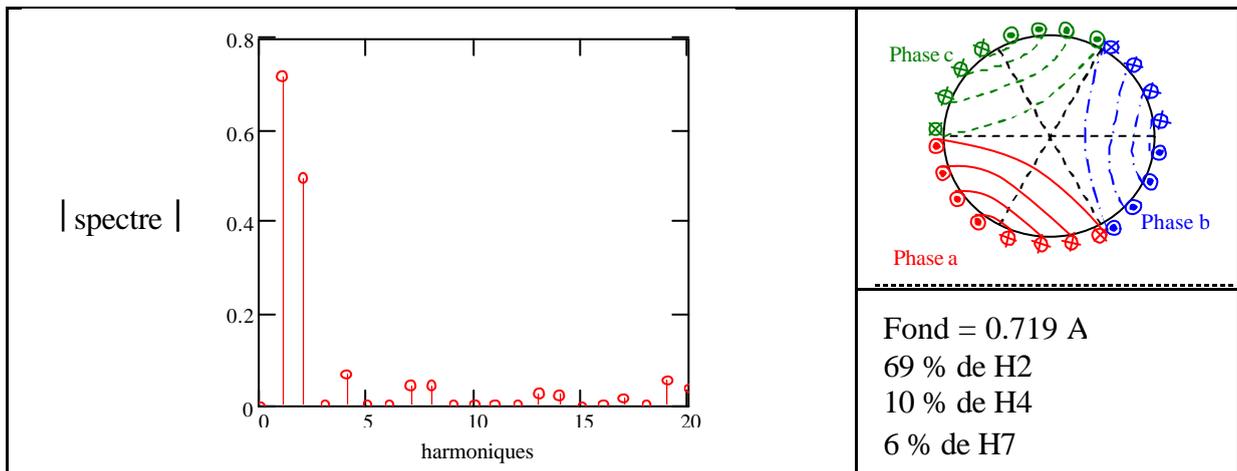


Fig.II-14 Spectre de la fmm du stator de la solution 7, schéma, amplitude du fondamental et amplitude relative de H2, H4 et H7 par rapport au fondamental.

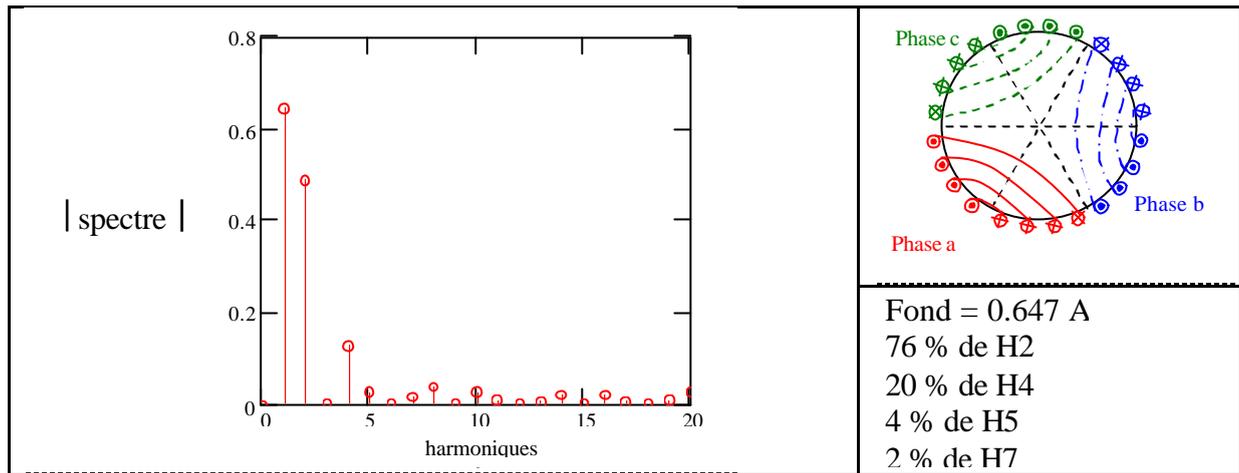


Fig.II-15 Spectre de la fmm du stator de la solution 8, schéma, amplitude du fondamental et amplitude relative de H2, H4, H5 et H7 par rapport au fondamental.

II-3.5. Récapitulatif

Le Tableau II-2 rappelle les solutions intéressantes obtenues. Elles sont classées par ordre d'intérêt décroissant pour l'amplitude du fondamental de fmm créé pour chaque cas : celles éliminant les harmoniques pairs et celles ne les éliminant pas. On rappelle également l'amplitude relative des harmoniques 2, 4, 5 et 7 par rapport au fondamental suivant les structures annulant les harmoniques pairs ou non.

Cas	Fond (A)	Amplitude relative de H5 (%)		Amplitude relative de H7 (%)	
Structures éliminant les harmoniques pairs					
Cas de référence Stator classique (1 bob/phase)	1.35	20		14	
Solution 1 (plot de base) Structure à 2 faisceaux (2 bob/phase)	0.675	20		14	
Solution 3 Concentrique mixte (4 bob/phase)	0.455	38		9	
Solution 4 Concentrique 1 faisceau (4 bob/phase)	0.347	60		33	
Solution 2 Structure à 1 faisceau (2 bob/phase)	0.35	75		53	
Structures n'éliminant pas les harmoniques pairs					
	Fond (A)	H2 (%)	H4 (%)	H5 (%)	H7 (%)
Solution 5 Structure à 2 faisceaux (1 bob/phase)	1.169	50	25	20	14
Solution 7 Concentrique mixte (4 bob/phase)	0.719	69	10	0	6
Solution 6 Structure à 1 faisceau (1 bob/phase)	0.675	87	43	20	14
Solution 8 Concentrique 1 faisceau (4 bob/phase)	0.647	76	20	4	2

Tableau II-2 Résumé des 8 meilleures solutions.

II-3.6. Conclusions

Nous avons mis en évidence plusieurs phénomènes.

Pour éliminer les harmoniques pairs, il faut que les structures comportent un nombre pair de bobines par phase. De plus, il faut qu'elles soient disposées symétriquement si on se ramène à un stator bipolaire. Enfin, le sens d'enroulement doit convenir (Fig.II-16).

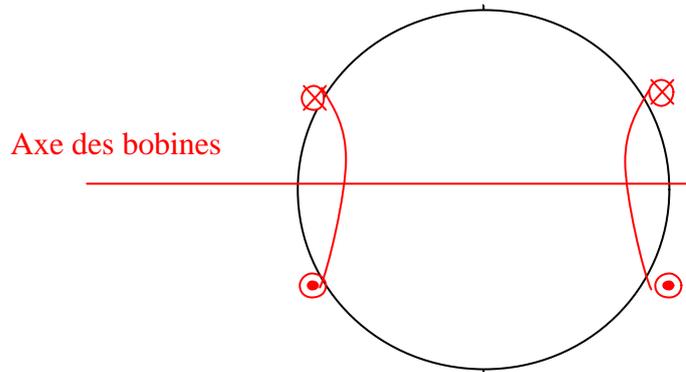


Fig.II-16 Disposition des bobines et sens d'enroulement pour éliminer les harmoniques pairs.

Si les axes des bobines de la même phase ne sont pas confondus (Fig.II-17), l'amplitude du fondamental de fmm diminue fortement et on crée des polarités qui renforcent certains harmoniques. Le stator n'est plus bipolaire.

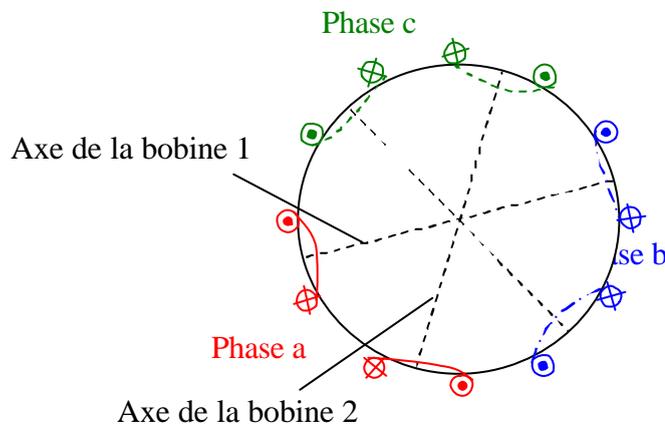


Fig.II-17 Les axes des deux bobines de la même phase ne sont pas confondus.

Enfin, plus l'ouverture des bobines est faible, plus la fmm créée par le bobinage est faible et plus son fondamental est petit.

Au regard du Tableau II-2, la solution 1 est la plus intéressante. Dans la suite du mémoire, elle s'appellera solution plot de base. Il s'agit d'un bobinage à deux faisceaux et deux bobines par phase. Elle permet d'éliminer les harmoniques pairs. Elle est également celle dont le contenu harmonique est le plus réduit.

Dans le paragraphe suivant, on cherche à minimiser les harmoniques 5 et 7 de la fmm créée par le bobinage statorique en jouant sur certains paramètres de la structure.

II-4. Optimisation de structures

II-4.1. Introduction

On s'intéresse aux structures ne comportant que des harmoniques impairs. Nous étudierons les deux meilleures solutions (voir Tableau II-2 du paragraphe II-3.5). Il s'agit de la structure plot de base (deux faisceaux et deux bobines par phase) et de la structure concentrique mixte à quatre bobines par phase.

Nous cherchons à réduire ou annuler les harmoniques de fmm les plus gênants, c'est-à-dire les harmoniques 5 et 7. La démarche consiste à étudier le contenu harmonique d'une seule bobine. On applique le résultat à toutes les bobines pour obtenir la fmm du stator dont le contenu harmonique sera identique à celui d'une bobine (mis à part l'annulation des harmoniques paires et multiples de trois pour la fmm triphasée).

Pour ce faire, l'ouverture des bobines va varier. Ceci conduit à ne plus avoir un stator dont les encoches sont uniformément réparties. De plus, la répartition des spires entre les bobines de la même phase n'est plus forcément uniforme.

II-4.2. Structure plot de base

Il s'agit de la solution 1 du paragraphe précédent rappelée à la Fig.II-18.

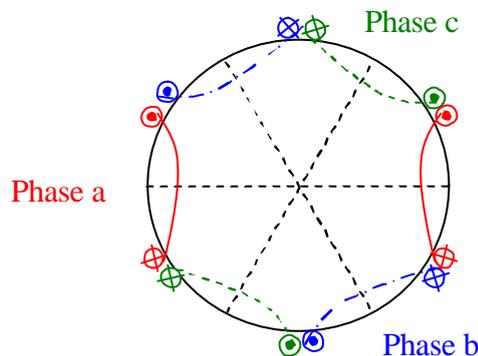


Fig.II-18 Solution plot de base.

Le seul paramètre de la structure qui peut varier est l'ouverture des bobines. Elle peut passer de 0° à 60°, l'ouverture de 60° correspondant à la solution 1.

L'amplitude de l'harmonique n de la série de Fourier de la fmm d'une bobine vérifie la relation II.1. Pour annuler alors cet harmonique n , il faut :

$$\sin\left(n \cdot \frac{O_{\text{bob}}}{2}\right) = 0 \quad (\text{II.3})$$

Ainsi, pour éliminer l'harmonique d'espace 5 de fmm d'une bobine, il faut une ouverture de bobines de $360^\circ/5 = 72^\circ$. Malheureusement, cette ouverture n'est pas atteignable.

Par contre, il est possible d'annuler l'harmonique 7 de fmm. En effet, pour une ouverture de bobines de $360^\circ/7 = 51.4^\circ$, l'harmonique 7 est nul. En contrepartie, l'harmonique 5 de fmm atteint 36% du fondamental de fmm. Ce dernier perd un peu plus de 13% par rapport à la solution plot de base. On obtient :

- $O_{\text{bob}} = 51.4^\circ$
- $\text{Ampl_H5}/\text{Ampl_Fond} = 36\%$
- $\text{Ampl_H7}/\text{Ampl_Fond} = 0\%$
- $\text{Ampl_Fond} = 0.586 \text{ A}$ (-13.2% du fondamental de la solution plot de base).

Il y a un compromis à définir si on désire seulement réduire l'harmonique 7 de fmm. Diminuer l'ouverture des bobines (de 60° à 51.4°) permet de réduire H7 mais en contrepartie, on réduit également le fondamental et on augmente H5 (Fig.II-19). Les calculs ont toujours été réalisés avec un courant de 1 A efficace par phase et un nombre de spires en série par phase égal à 1 ($N_{\text{bob}} = 1/2$ car il y a deux bobines par phase).

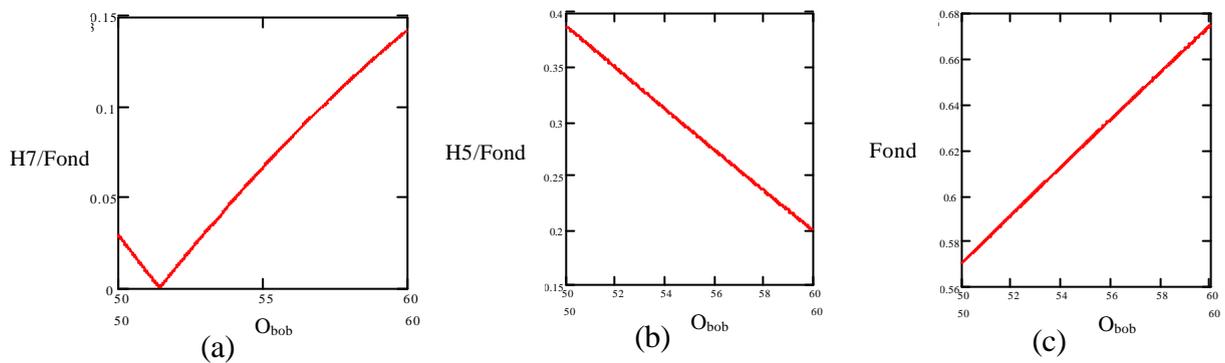


Fig.II-19 Amplitude de H7 / Amplitude du fondamental de fmm (a)
 Amplitude de H5 / Amplitude du fondamental de fmm (b)
 Amplitude du fondamental de fmm du stator (c)
 en fonction de l'ouverture des bobines.

II-4.3. Structure concentrique mixte à quatre bobines par phase

C'est la solution 3 (Fig.II-20) : il y 18 encoches réparties uniformément (20° entre chaque encoche). Le courant vaut 1 A efficace par phase et les quatre bobines sont mises en série. Le nombre de spires en série par phase vaut toujours 1 et $N_{\text{bob}} = 1/4$.

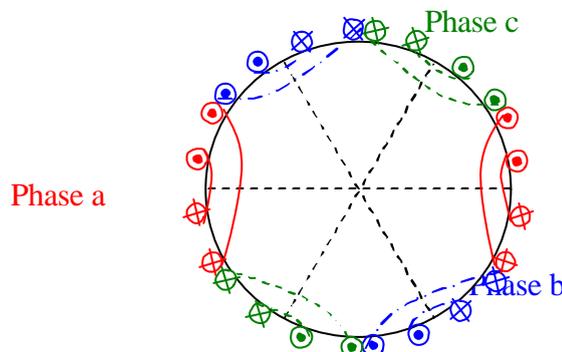
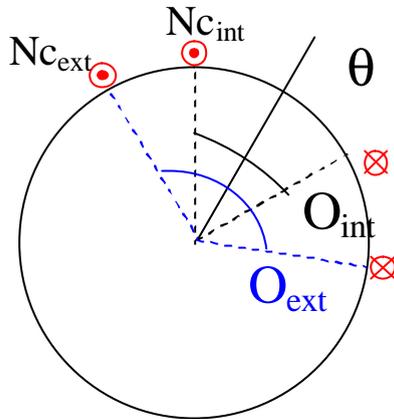


Fig.II-20 Solution 3.

La Fig.II-21 ne représente qu'une demi phase : $N_{\text{c_int}}$ et O_{int} , $N_{\text{c_ext}}$ et O_{ext} sont respectivement le nombre de spires par bobine et l'ouverture de la bobine intérieure puis extérieure. Il est possible de jouer sur les ouvertures de la bobine extérieure et intérieure ainsi

que sur la répartition des spires entre elles, de sorte que le nombre de spires en série par phase reste égal à 1. Le sens d'enroulement pourra être inversé entre les quatre bobines d'une même phase en vue de réduire les harmoniques ciblés. C'est pour cette raison que la contrainte sur $N_{c_{int}}$ se pose en valeur absolue : lorsque $N_{c_{int}}$ devient négatif, le sens d'enroulement de la bobine intérieure est inversé. La structure impose également une contrainte sur les ouvertures des bobines.



Contraintes :

$$|N_{c_{int}}| + N_{c_{ext}} = 1/2$$

$$O_{int} \leq O_{ext} \leq 60^\circ$$

Fig.II-21 Paramètres variables.

D'une manière générale, en partant de la relation II.1, ces deux bobines donne un harmonique d'espace n de fmm dont l'amplitude est proportionnelle à :

$$H_n = \frac{1}{n} \cdot \left(N_{c_{int}} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{O_{int}}{2}\right) + N_{c_{ext}} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{O_{ext}}{2}\right) \right) \quad (II.4)$$

II-4.3.1. Ouverture de la bobine extérieure fixée à 60°

Dans ce paragraphe, on fixe l'ouverture de la bobine extérieure à 60°.

II-4.3.1.1. Réduction de l'harmonique 5 de fmm

L'amplitude de l'harmonique 5 et du fondamental de fmm sont obtenues en prenant $n = 1$ et 5 dans la relation II.4 :

$$\frac{H_5}{\text{Fond}} = \frac{\frac{1}{5} \cdot \left(N_{c_{int}} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{O_{int}}{2}\right) + N_{c_{ext}} \cdot \sin(150) \right)}{N_{c_{int}} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{O_{int}}{2}\right) + N_{c_{ext}} \cdot \sin(30)} \quad (II.5)$$

De plus, la contrainte sur le nombre de spires donne :

$$N_{c_{ext}} = \frac{1}{2} - |N_{c_{int}}| \quad (II.6)$$

La Fig.II-22 représente le module de l'amplitude de H5 sur celle du fondamental de fmm en fonction du nombre de spires de la bobine intérieure ($N_{c_{int}}$ varie de $-\frac{1}{2}$ à $\frac{1}{2}$). Chaque courbe correspond à une ouverture de la bobine intérieure différente (O_{int} varie de 10° à 50° par 10°).

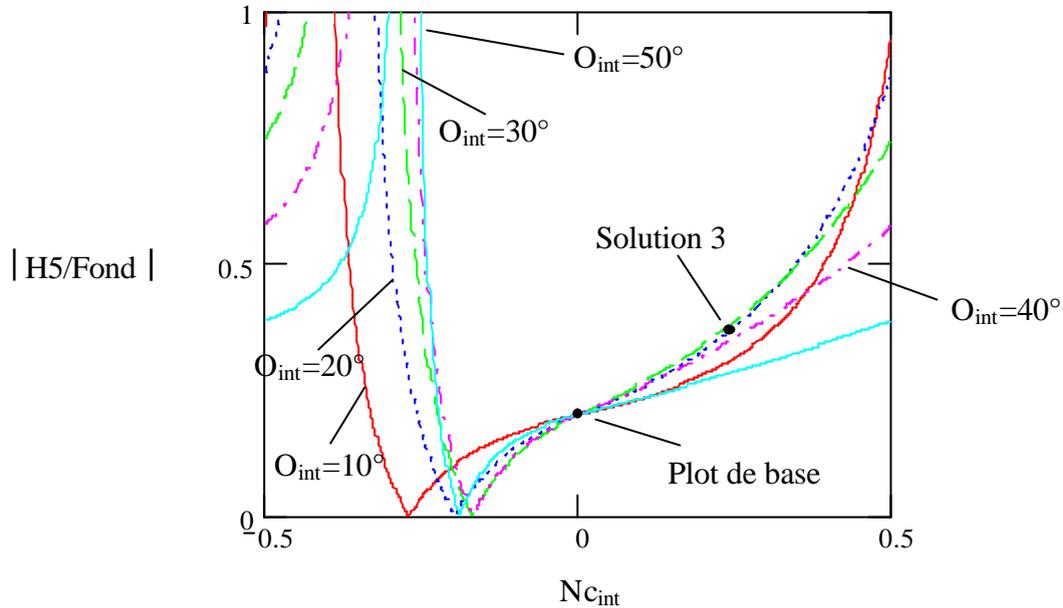


Fig.II-22 Module de l'Ampl_H5/Ampl_Fond en fonction de $N_{c_{int}}$ pour différentes valeurs de O_{int} .

Quand $|N_{c_{int}}|$ vaut $\frac{1}{2}$, $N_{c_{ext}}$ est nul : il n'y a plus de bobine extérieure. A l'opposé, si $N_{c_{int}}$ est nul, $N_{c_{ext}} = \frac{1}{2}$ et il n'y a plus de bobine intérieure. On retrouve la structure de la solution plot de base car $O_{ext} = 60^\circ$. La solution 3 est obtenue pour $N_{c_{int}} = \frac{1}{4}$ et $O_{int} = 20^\circ$. On s'aperçoit que H5 nul entraîne $N_{c_{int}}$ négatif. Les deux bobines sont enroulées dans le sens opposé l'une par rapport à l'autre ce qui conduit à un fondamental de fmm d'autant plus faible.

II-4.3.1.2. Réduction de l'harmonique 7 de fmm

On veut réduire maintenant l'amplitude de l'harmonique 7 de fmm par rapport à celle du fondamental.

Le raisonnement suivi est identique à celui du paragraphe précédent mais en prenant l'harmonique 7 à la place de l'harmonique 5 de fmm. Les calculs mènent à la Fig.II-23. Comme précédemment, l'amplitude de l'harmonique 7 de fmm par rapport à celle du fondamental est tracée en fonction du nombre de spires de la bobine intérieure (compris entre $-\frac{1}{2}$ et $\frac{1}{2}$) pour différentes ouvertures de la bobine intérieure (de 10° à 50° par 10°).

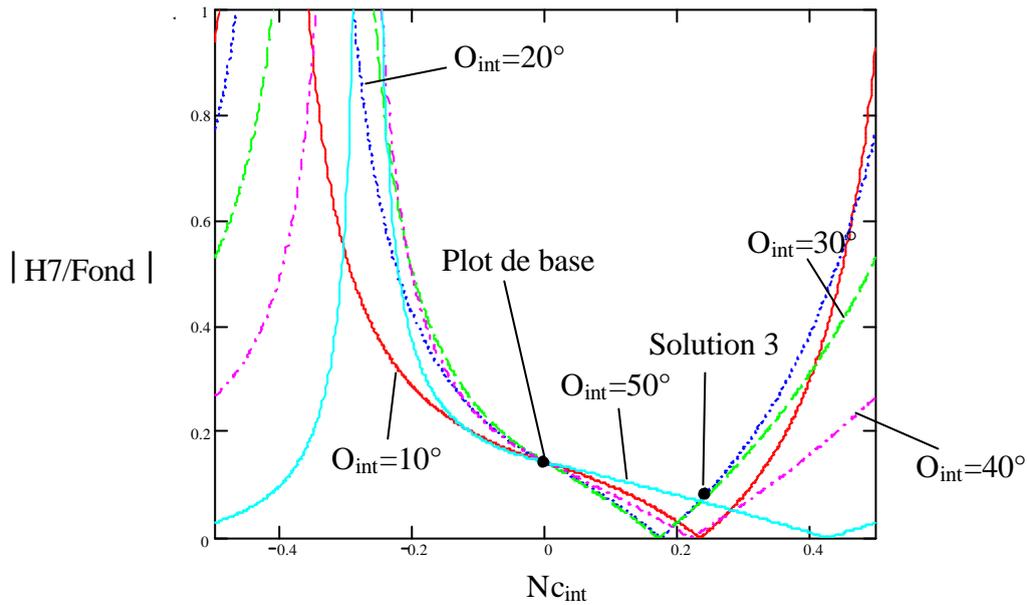


Fig.II-23 $Ampl_{H7}/Ampl_{Fond}$ en fonction de $N_{c_{int}}$ pour différentes valeurs de O_{int} .

De nouveau, on retrouve la solution plot de base pour $N_{c_{int}}$ nul et la solution 3 pour $N_{c_{int}} = \frac{1}{4}$ et $O_{int} = 20^\circ$. Il est possible d'éliminer H7 pour des valeurs de $N_{c_{int}}$ positives. La meilleure solution est celle qui permet d'avoir le fondamental de fmm le plus important. Dans tous les cas, dès que la bobine intérieure existe, ce fondamental de fmm sera inférieur à celui de la solution plot de base (pas de bobine intérieure). En effet, les spires de la bobine intérieure créent un fondamental de fmm moins important que ce même nombre de spires placées dans la bobine extérieure. On recherche la solution qui atténue le moins possible le fondamental par rapport à la solution plot de base. Elle est obtenue pour :

- $N_{c_{int}} = 0.381$ et $O_{int} = 48.9^\circ$, $N_{c_{ext}} = 0.119$
(76% des spires dans les deux bobines intérieures et 24% dans les deux bobines extérieures par phase)
- $Ampl_{H5}/Ampl_{Fond} = 35.2\%$
- $Ampl_{H7}/Ampl_{Fond} = 0\%$
- $Ampl_{Fond} = 0.586$ A (-13.2% du fondamental de la solution plot de base).

II-4.3.2. Ouverture de la bobine extérieure variable

L'ouverture de la bobine extérieure n'est plus fixée à 60° : elle est laissée libre sous réserve de la contrainte $O_{int} \leq O_{ext} \leq 60^\circ$.

II-4.3.2.1. Réduction de l'harmonique 5 de fmm

Il faut annuler H5. Les valeurs de $N_{c_{int}}$ permettant d'éliminer H5 sont toutes négatives. De nouveau, annuler H5 conduit à enrayer dans un sens différent les bobines l'une par rapport à l'autre et atténuer fortement le fondamental de fmm.

II-4.3.2.2. Réduction de l'harmonique 7

On désire éliminer H7 en laissant libre l'ouverture de la bobine extérieure. En raisonnant sur ce qui a été fait précédemment, il y aura au moins deux solutions différentes. La première consistera à ne former qu'une bobine d'ouverture 51.4° ($360/7$) : c'est la structure à deux faisceaux et deux bobines par phase du paragraphe II-4.2. La seconde est celle correspondant à la structure concentrique à quatre bobines par phase décrite dans le paragraphe II-4.3.1.2. Existe-t-il d'autres solutions ?

On trace sur la Fig.II-24 l'amplitude de l'harmonique 7 de fmm par rapport à celle du fondamental en fonction du nombre de spires de la bobine intérieure (compris entre $-\frac{1}{2}$ et $\frac{1}{2}$). On fait également varier l'ouverture des bobines intérieure et extérieure : O_{ext} varie de 20° à 60° par pas de 10° et O_{int} variant de 10° à $O_{ext}-10^\circ$ par pas de 10° . Il y a 5 faisceaux de courbes suivant O_{ext} .

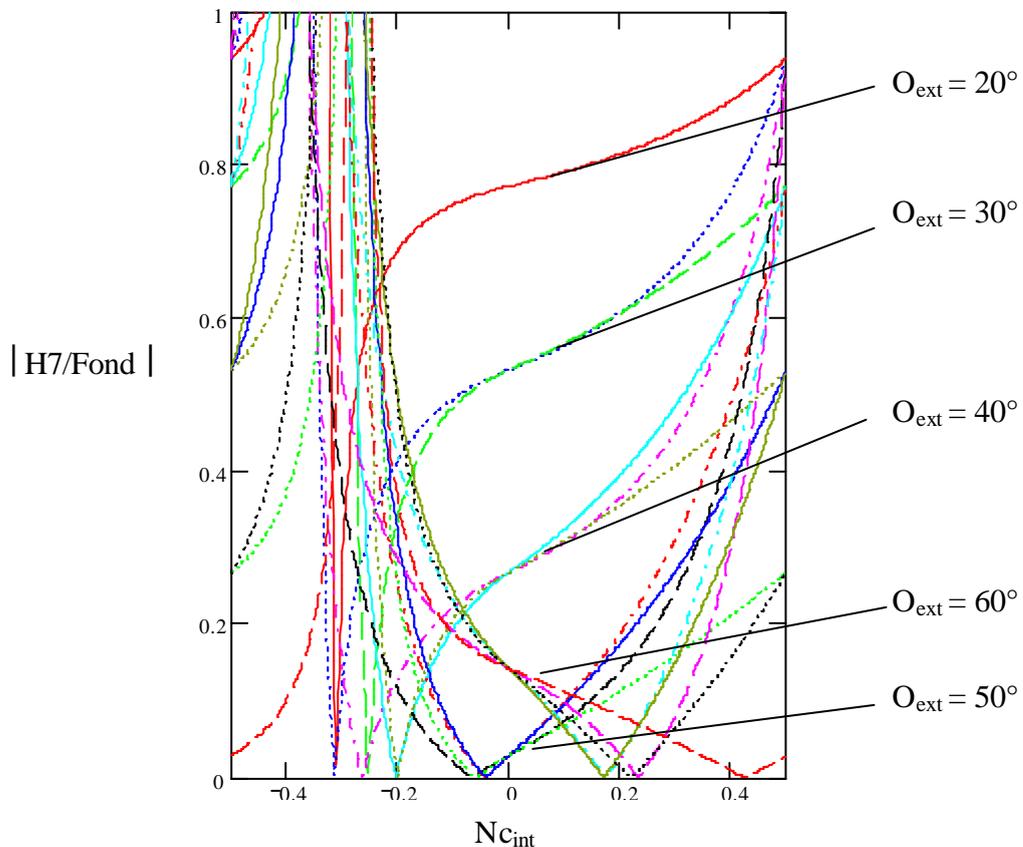


Fig.II-24 $Ampl_{H7}/Ampl_{Fond}$ en fonction de $N_{c_{int}}$ pour différentes valeurs de O_{int} et O_{ext} .

Pour O_{ext} variant de 20° à 50° et quelque soit O_{int} , les valeurs de $N_{c_{int}}$ éliminant H7 sont toutes négatives. On voit également qu'il est possible d'éliminer H7 pour $N_{c_{int}}$ positif à partir d'une ouverture de bobine extérieure supérieure à 50° .

La première valeur de O_{ext} annulant H7 pour $N_{c_{int}}$ nul vaut 51.4° . Que vaut alors O_{int} pour la meilleure solution (celle dont le fondamental de fmm est le plus fort)? Sachant que plus l'ouverture de bobine est faible, plus le fondamental de fmm l'est aussi, il faut que l'ouverture de la bobine intérieure soit la plus grande possible. On retrouve la solution où les deux bobines sont confondues (solution du paragraphe II-4.2).

On désire trouver la meilleure solution annulant H7 pour $N_{c_{int}}$ non nul et $O_{int} \neq O_{ext}$: on impose la présence de la bobine intérieure. On rappelle qu'on peut jouer sur les deux ouvertures des bobines et sur la répartition des spires entre elles. On ne peut pas dire de manière évidente que la meilleure solution éliminant H7 revient à avoir la plus grande ouverture possible pour la bobine extérieure : cette solution mène à avoir 24% des spires dans les deux bobines extérieures et 76% dans les deux bobines intérieures par phase. Il est possible d'imaginer des bobines extérieures moins ouvertes mais plus remplies avec des bobines intérieures plus ouvertes et moins remplies et un fondamental de fmm plus important. Dans tous les cas, les variations sur les ouvertures des bobines sont assez faibles ($51.4^\circ < O_{int} < O_{ext} \leq 60^\circ$).

A O_{ext} fixé, on recherche le couple O_{int} , $N_{c_{int}}$ annulant H7 et on calcule l'amplitude du fondamental de fmm créé. La Fig.II-25 montre le fondamental obtenu (à H7 nul) en fonction de l'ouverture de la bobine intérieure et pour différentes ouvertures de la bobine extérieure.

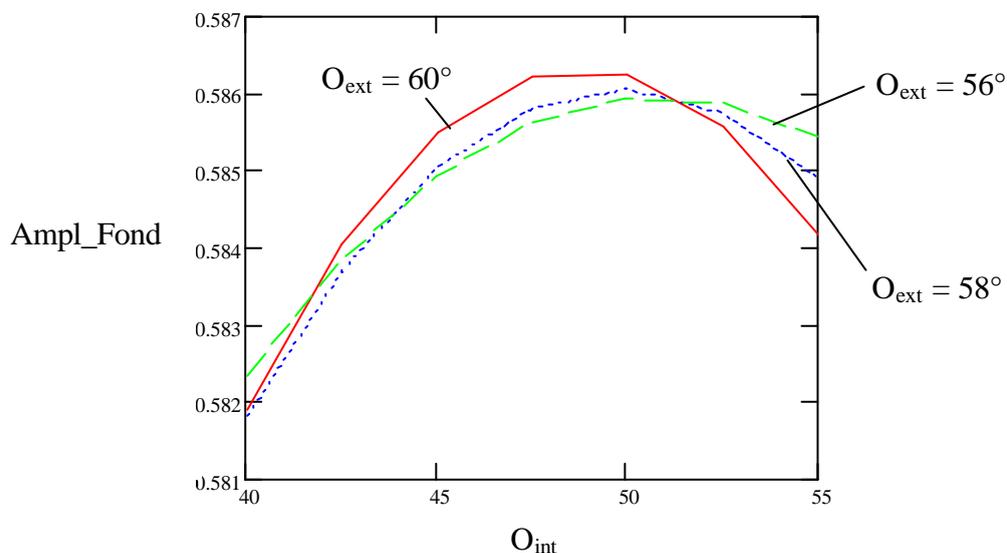


Fig.II-25 $Ampl_Fond$ (à H7 nul) en fonction de O_{int} pour différentes valeurs de O_{ext} .

Cette courbe montre que la solution qui atténue le moins le fondamental correspond à la solution dont l'ouverture de la bobine extérieure est maximum (solution du paragraphe II-4.3.1.2).

Les deux solutions prévues au début de ce paragraphe sont les deux meilleures structures (du point de vue fondamental le plus fort) annulant l'harmonique 7 de fmm. On rappelle leurs caractéristiques :

- Solution à deux bobines par phase :
 - $O_{\text{bob}} = 51.4^\circ$
 - $\text{Ampl_H5}/\text{Ampl_Fond} = 36\%$
 - $\text{Ampl_H7}/\text{Ampl_Fond} = 0\%$
 - $\text{Ampl_Fond} = 0.586 \text{ A}$ (-13.2% du fondamental de la solution plot de base)
- Solution à quatre bobines par phase :
 - $N_{\text{cint}} = 0.381$ et $O_{\text{int}} = 48.9^\circ$, $N_{\text{cext}} = 0.119$
(76% des spires dans les deux bobines intérieures et 24% dans les deux bobines extérieures par phase)
 - $\text{Ampl_H5}/\text{Ampl_Fond} = 35.2\%$
 - $\text{Ampl_H7}/\text{Ampl_Fond} = 0\%$
 - $\text{Ampl_Fond} = 0.586 \text{ A}$ (-13.2% du fondamental de la solution plot de base).

Ces deux solutions ont des performances équivalentes. Par contre, la solution à deux bobines par phase est bien plus simple à réaliser que celle à quatre bobines.

II-4.4. Conclusions de l'optimisation

Annuler l'harmonique 5 de fmm revient à atténuer fortement le fondamental car cela revient dans tous les cas à placer deux bobines concentriques enroulées dans un sens opposé l'une par rapport à l'autre.

Il est possible d'éliminer l'harmonique 7 de fmm en jouant sur l'ouverture des bobines et la répartition des spires entre elles à partir des solutions plot de base et solution 3 du paragraphe II-3.5. Il en résulte deux solutions l'une à deux bobines par phase et l'autre à quatre bobines par phase ayant des résultats identiques du point de vue amplitude du fondamental de fmm et de l'harmonique 5. Par contre, la solution à deux bobines par phase est bien plus simple à réaliser.

II-5. Conclusions

Ce chapitre a permis de recenser les différents bobinages sur dents qui répondent à la condition de non croisement de phase, en ayant jusqu'à 4 bobines par phase. On a également développé un modèle de calcul de la fmm triphasée résultante qui a permis de classer les différentes structures. Ce modèle est applicable à n'importe quel type de bobinage possédant jusqu'à 4 bobines par phase. On a essayé dans un premier temps de ranger au mieux les spires des bobines de chaque phase et dans un second de jouer sur l'ouverture des bobines et la répartition de spires entre elles afin de trouver les meilleures structures. Ceci a conduit à deux structures particulièrement intéressantes.

La première structure permet de maximiser le fondamental de fmm mais en contrepartie, on subit H5 et H7. De plus, cette structure crée une fmm dont le contenu harmonique est identique mais deux fois plus petite en amplitude que le stator bipolaire à pas diamétral à une encoche par pôle et par phase à volume de conducteurs identique. L'intérêt de la seconde structure est d'éliminer l'harmonique 7 de fmm mais au détriment du fondamental (13% de moins) et d'une augmentation de H5 (presque doublé) par rapport à la première structure.

Dans le chapitre suivant, on cherche à réduire le contenu harmonique de la fmm, spécialement les harmoniques 5 et 7 par différentes astuces plus complexes que la simple modification de paramètres géométriques ou électriques comme ce qui a été fait dans le paragraphe II-4 de ce chapitre.

Chapitre III

III-1. INTRODUCTION	60
III-2. ETUDE SUR LA FMM PAR PHASE.....	60
III-2.1. PRINCIPE.....	60
III-2.2. AJOUT D'UN NIVEAU DE FMM PAR PHASE	61
III-2.2.1. Approche théorique.....	61
III-2.2.2. Résultats.....	63
III-2.3. AJOUT DE DEUX NIVEAUX DE FMM PAR PHASE	64
III-2.3.1. Approche théorique.....	64
III-2.3.2. Résultats.....	66
III-2.4. CONCLUSIONS.....	66
III-3. LE DOUBLE BOBINAGE.....	67
III-3.1. PRINCIPE.....	67
III-3.2. ELIMINATION DE H5	67
III-3.2.1. Schéma du bobinage.....	67
III-3.2.2. Calculs.....	68
III-3.2.3. Spectres des différents bobinages.....	68
III-3.3. ELIMINATION DE H5 ET DE H7	69
III-3.3.1. Schéma du bobinage.....	69
III-3.3.2. Calculs.....	70
III-3.3.3. Résultats.....	70
III-3.4. CONCLUSIONS.....	71
III-4. LA DOUBLE ALIMENTATION.....	72
III-4.1. PRINCIPE.....	72
III-4.2. FMM DU STATOR TRIPHASE, CAS GENERAL	72
III-4.2.1. Première source de courant.....	72
III-4.2.2. Seconde source de courant.....	73
III-4.3. EVOLUTION DES FMM AU COURS DU TEMPS POUR UN POINT DU ROTOR	74
III-4.3.1. Moteur à l'arrêt.....	74
III-4.3.2. Moteur en marche :.....	75
III-4.4. EVOLUTION DE CETTE FMM AU COURS DU TEMPS POUR UN POINT QUELCONQUE DU ROTOR:.....	75
III-4.4.1. Moteur à l'arrêt :.....	75
III-4.4.2. Variation de la phase de I_2 par rapport à I_1	76
III-4.5. CONCLUSIONS.....	77
III-5. CONCLUSIONS GENERALES	77

III-1. Introduction

Le chapitre précédent expliquait le principe du bobinage sur dents. La fmm que ce type de bobinage crée possède un contenu harmonique non négligeable. Nous les avons réduit avec plus ou moins de succès en jouant sur les deux structures qui donnaient un fondamental maximum et qui éliminaient les harmoniques d’espace pairs (paramètres géométriques et électriques).

Dans ce chapitre, ce contenu harmonique est réduit par des moyens plus complexes. La fmm par phase est rendue plus sinusoïdale en ajoutant des bobinages secondaires bien placés. Des bobinages imbriqués comportant un bobinage bipolaire et un bobinage à p paires de pôles ($p = 5$ pour éliminer H_5 par exemple) ont également été étudiés. Enfin, on a injecté des harmoniques de temps dans l’alimentation du stator afin de contrer les harmoniques d’espace de fmm créés.

III-2. Etude sur la fmm par phase

III-2.1. Principe

La structure de départ de ce paragraphe est la solution plot de base du chapitre précédent (Fig.III-1.a) créant une fmm par phase donnée à la Fig.III-1.b. L’ouverture d’encoches est toujours négligée et les fmm sont rectangulaires.

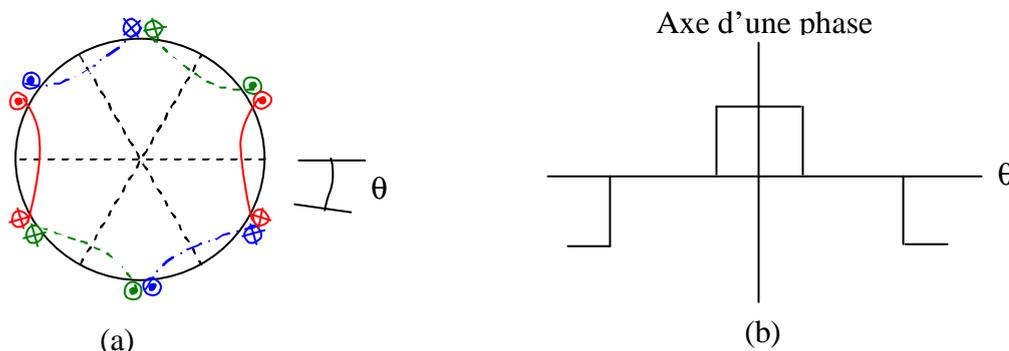


Fig.III-1 Allure de la fmm par phase.

Plus la fmm par phase sera proche d’une sinusoïde, plus la fmm tournante créée par les trois phases le sera également. Pour diminuer les harmoniques d’espace de la fmm par phase, son allure est modifiée par ajout de paliers de fmm comme illustré à la Fig.III-2.

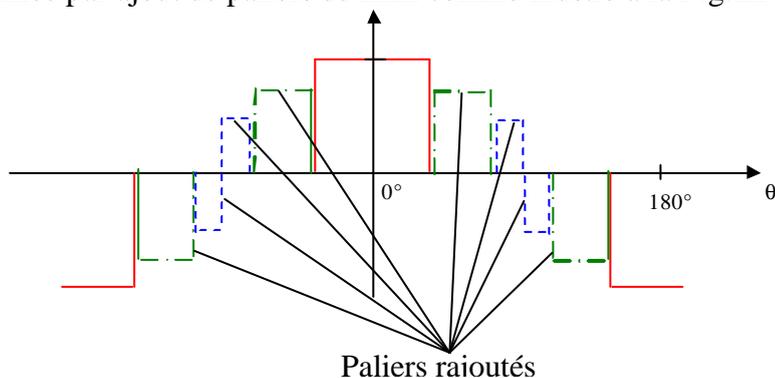


Fig.III-2 Ajout de paliers à la fmm par phase.

III-2.2. Ajout d'un niveau de fmm par phase

III-2.2.1. Approche théorique

Ajouter un niveau de fmm par phase revient à ajouter quatre paliers (Fig.III-3). Il s'agit toujours d'avoir une contribution nulle des harmoniques pairs de fmm et de ne pas détruire la symétrie de la structure. Pour ces raisons, à un palier positif situé à $+\gamma$ par rapport à l'axe de la phase considérée, correspond un palier négatif à $-180^\circ-\gamma$ (pas d'harmoniques pairs) et un palier positif à $-\gamma$ (symétrie de la structure) qui entraîne un palier négatif à $180^\circ-\gamma$ (pas d'harmoniques pairs). Chaque palier en trait pointillé correspond à une bobine d'ouverture 2β et de $Nc2$ spires. Chaque palier en trait plein correspond à une bobine d'ouverture 60° et de $Nc1$ spires.

Toutes les bobines étant en série, les amplitudes des paliers de fmm créés sont proportionnelles aux nombres de spires des bobines correspondantes. Le bobinage principal de la phase est celui qui crée la fmm en trait plein, le bobinage secondaire crée la fmm en trait pointillé.

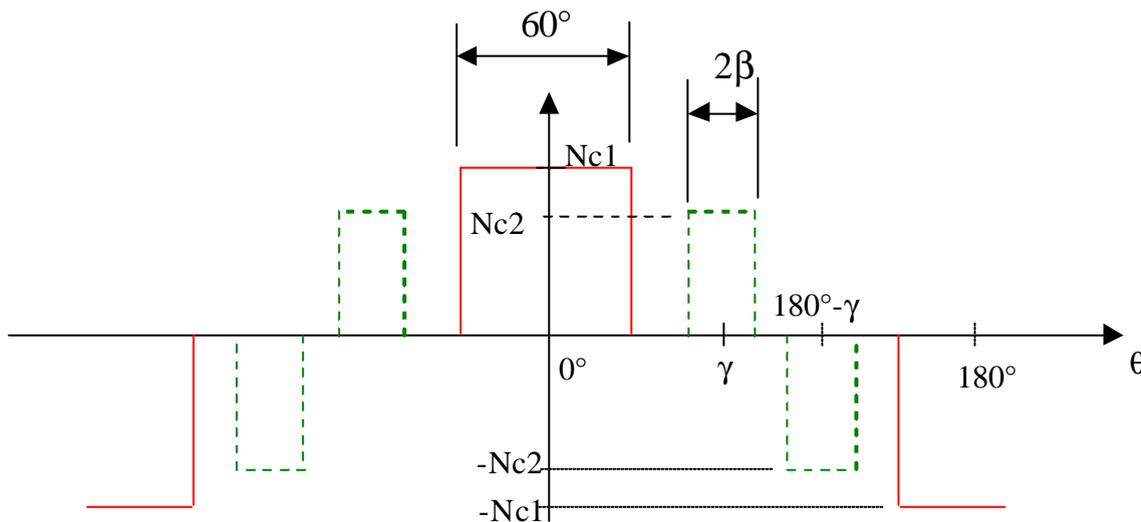


Fig.III-3 Ajout d'un niveau de fmm par phase.

La fmm du bobinage secondaire peut se décomposer en série de Fourier. Le coefficient de cette série vaut pour l'harmonique n d'espace créé :

$$A_n = 4 \cdot \frac{[1 + (-1)^{n+1}]}{\pi \cdot n} \cdot \cos(n \cdot \gamma) \cdot \sin(n \cdot \beta) \cdot Nc2 \cdot I \cdot \sqrt{2} \quad (\text{III.1})$$

avec γ déphasage entre l'axe de la bobine et l'axe de la phase

β demi ouverture de la bobine

$Nc2$ nombre de spires de la bobine

I courant efficace par phase

n rang de l'harmonique considéré.

En remplaçant le bobinage secondaire dans un schéma de bobinage avec les trois phases, la condition de non croisement des phases n'est respectée que pour $\gamma = 45^\circ$ et $\beta = 15^\circ$ comme le montre la Fig.III-4. Les bobines principales et secondaires de deux phases différentes sont juxtaposées mais ne se croisent pas.

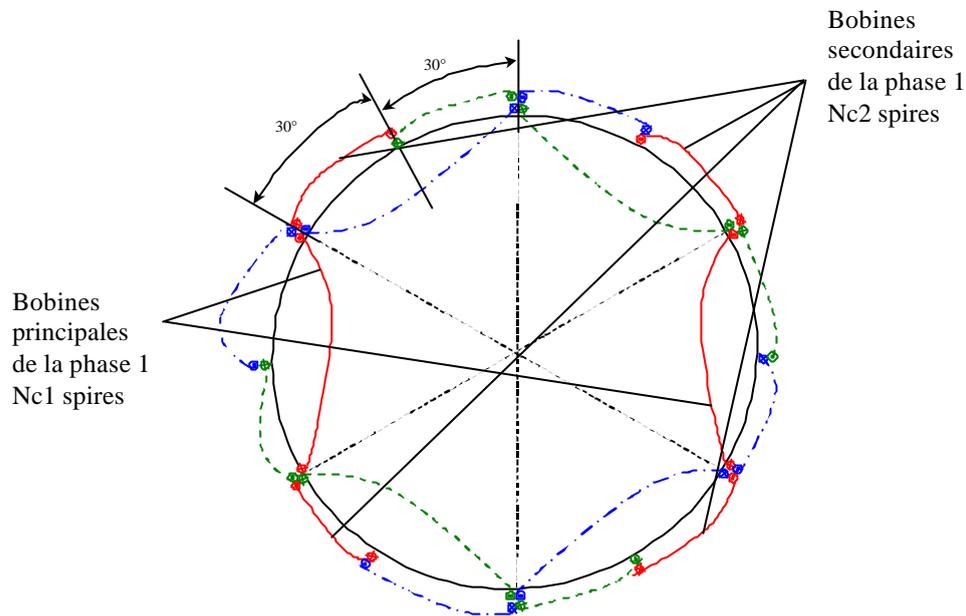


Fig.III-4 Schéma de bobinage.

La fmm par phase a l'allure de la Fig.III-5. Il ne reste plus qu'à trouver le meilleur rapport entre Nc1 et Nc2 pour réduire l'harmonique considéré.

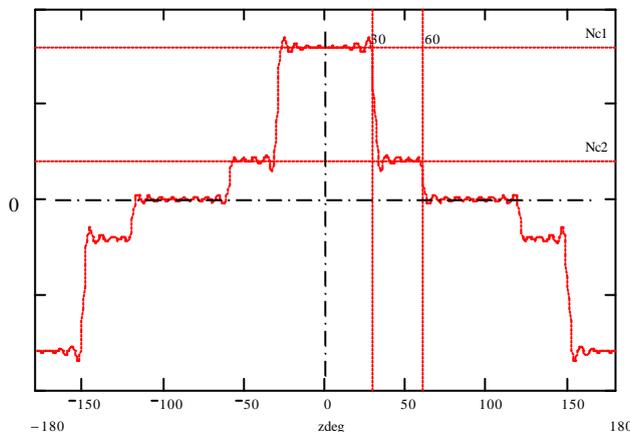


Fig.III-5 Allure de la fmm par phase pour $g = 45^\circ$ et $b = 15^\circ$.

La série de Fourier de la fmm créée par le bobinage principal peut s'écrire de la même manière que celle créée par le bobinage secondaire en prenant $\gamma = \beta = 15^\circ$ et en remplaçant Nc2 par Nc1. On définit le taux de l'harmonique n de la façon suivante :

$$H(n) = \frac{A_{\text{prin}n} + A_{\text{sec}n}}{A_{\text{prin}n} + A_{\text{sec}n}} \quad (\text{III.2})$$

avec $A_{\text{prin}n}$ coefficient de l'harmonique n de la série de Fourier du bobinage principal
 $A_{\text{sec}n}$ coefficient de l'harmonique n de la série de Fourier du bobinage secondaire.

On simplifie la relation III.2 et on remplace les angles β et γ par leur valeur respective pour chaque bobinage :

$$H(n) = \frac{Nc1 \cdot \cos(n \cdot 15) \cdot \sin(n \cdot 15) + Nc2 \cdot \cos(n \cdot 45) \cdot \sin(n \cdot 15)}{n \cdot ((Nc1 \cdot \cos(15) \cdot \sin(15) + Nc2 \cdot \cos(45) \cdot \sin(15))} \quad (III.3)$$

Pour éliminer l'harmonique n, il faut que le rapport $Nc2/Nc1$ réponde à :

$$\frac{Nc2}{Nc1} = -\frac{\cos(n \cdot 15) \cdot \sin(n \cdot 15)}{\cos(n \cdot 45) \cdot \sin(n \cdot 15)} \quad (III.4)$$

Le signe de ce rapport montre s'il faut inverser le sens d'enroulement entre les bobines secondaires et principales (rapport négatif).

III-2.2.2. Résultats

Le rapport $Nc2/Nc1 = 0.366$ permet d'annuler H5 et H7 (cas 3 du Tableau III-1) alors que $Nc2/Nc1 = -1.366$ annule H11 et H13 (inversion du sens d'enroulement entre bobines secondaires et principales).

Le rapport permettant d'éliminer H11 et H13 annule également le fondamental de la fmm : il n'est pas possible d'éliminer H11 et/ou H13 par cette structure.

On cherche ensuite à imposer un gabarit pour H5 et H7 : ils ne doivent pas être supérieurs à 3% puis à 5% (cas 4 et 5 du Tableau III-1).

Le Tableau III-1 récapitule les résultats obtenus pour un nombre de spires en série par phase unitaire. Le premier et le second cas correspondent respectivement à une structure à pas diamétral à 1 enc/pôle/phase (référence) et à la structure sans bobinage secondaire (solution plot de base).

Les conditions des calculs, à savoir $Nc1$ le nombre de spires des bobines principales puis $Nc2$ le nombre de spires des bobines secondaires sont indiquées

Le fondamental de chaque cas est présenté en pourcentage du fondamental du cas de référence. Pour chaque cas, on expose enfin les principaux harmoniques H5, H7, H11 et H13. Ils sont exprimés en pourcentage du fondamental de chaque cas. Le signe négatif du taux montre que l'harmonique d'espace de fmm considéré est en opposition de phase par rapport au fondamental.

	Cas 1 référence	Cas 2 Plot de base	Cas 3 H5 et H7 nul	Cas 4 H < 3%	Cas 5 H < 5%
Nc1	1	0,5	0,288	0,312	0,33
Nc2	0	0	0,106	0,094	0,085
Fond (%)	100	50	36,6	38,1	39,2
H5 (%)	20	20	0	3	5
H7 (%)	-14,3	-14,3	0	-2,1	-3,6
H11 (%)	-9,1	-9,1	-9,1	-9,1	-9,1
H13 (%)	7,7	7,7	7,7	7,7	7,7

Tableau III-1 Contenu harmonique pour un bobinage secondaire.

Le nombre de spires en série est bien unitaire. Le cas 1 est à part (bobine diamétrale) ; il n'y a qu'une bobine par phase d'où $N_{c1} = 1$. Pour les autres cas, on a 2 bobines principales et 4 bobines secondaires d'où la relation liant les nombres de spires des bobines :

$$2 \cdot N_{c1} + 4 \cdot N_{c2} = 1 \quad (\text{III.5})$$

On ne réussit à jouer ni sur H11 et ni sur H13 : toutes les structures gardent le même taux pour ces deux harmoniques.

Le fondamental est encore atténué par rapport au plot de base (cas 2) si on veut réduire H5 ou H7 (cas 3, 4 ou 5). Ceci est normal car toutes les spires n'ont plus l'ouverture maximale de 60° à cause de la présence du bobinage secondaire.

III-2.3. Ajout de deux niveaux de fmm par phase

III-2.3.1. Approche théorique

Un second niveau (trait en pointillé de la Fig.III-6) est ajouté à la fmm par phase du paragraphe précédent.

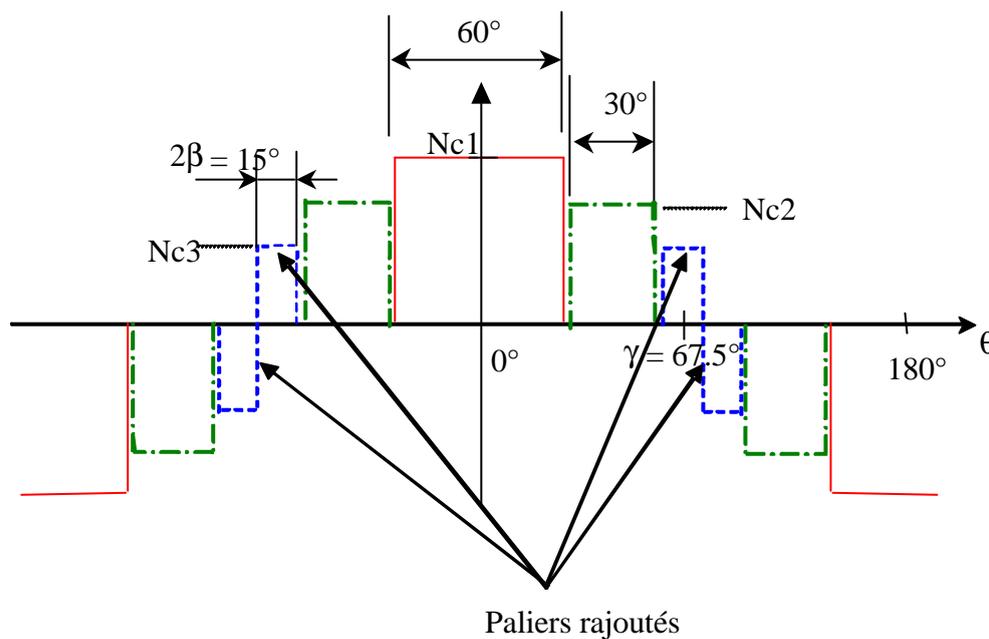


Fig.III-6 Allure de la fmm par phase.

Les bobines sont replacées à la périphérie de l'entrefer ce qui donne le schéma pour une phase de la Fig.III-7. Il y a maintenant un bobinage principal à Nc1 spires par bobine et deux bobinages secondaires à respectivement Nc2 et Nc3 spires par bobine.

Pour respecter la condition de non croisement des phases, il faut prendre $\gamma = 67.5^\circ$ et $\beta = 7.5^\circ$.

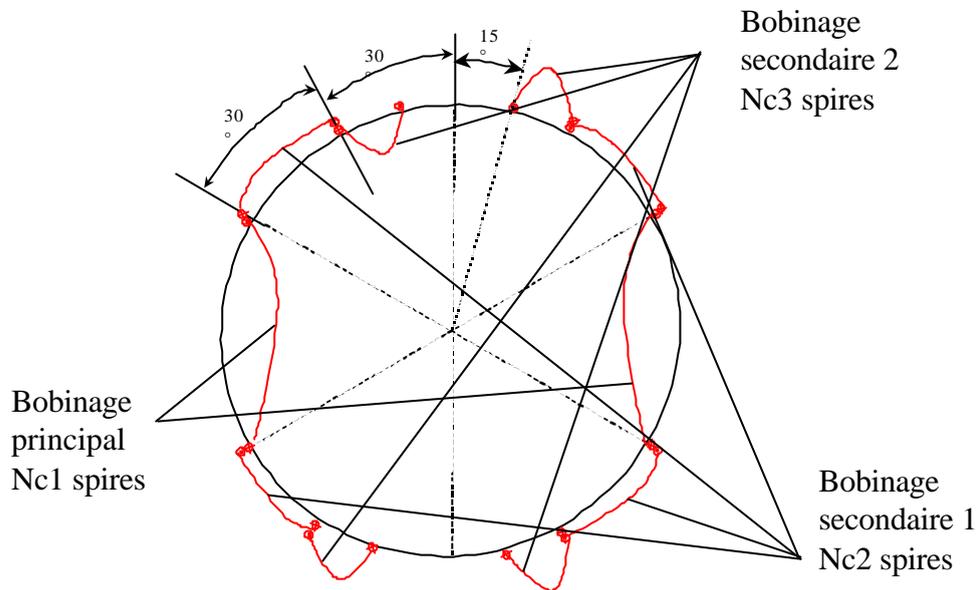


Fig.III-7 Schéma de bobinage pour une phase.

On reprends la formule III.1 avec $\gamma = 67.5^\circ$, $\beta = 7.5^\circ$ et Nc3 à la place de Nc2 pour obtenir la décomposition en série de Fourier de la fmm créée par le bobinage secondaire 2. Pour les trois bobinages, le taux d'harmonique est défini par :

$$H(n) = \frac{A_{\text{prin}n} + A_{\text{sec}1n} + A_{\text{sec}2n}}{A_{\text{prin}n} + A_{\text{sec}1n} + A_{\text{sec}2n}} \quad (\text{III.6})$$

En remplaçant les valeurs des angles β et γ pour chaque bobinage, ce taux s'écrit :

$$H(n) = \frac{Nc1 \cdot \cos(n \cdot 15) \cdot \sin(n \cdot 15) + Nc2 \cdot \cos(n \cdot 45) \cdot \sin(n \cdot 15) + Nc3 \cdot \cos(n \cdot 67.5) \cdot \sin(n \cdot 7.5)}{n \cdot ((Nc1 \cdot \cos(15) \cdot \sin(15) + Nc2 \cdot \cos(45) \cdot \sin(15) + Nc3 \cdot \cos(67.5) \cdot \sin(7.5))} \quad (\text{III.7})$$

Les seuls paramètres variables sont les nombres de spires des bobines : Nc1, Nc2 et Nc3.

Eliminer l'harmonique de rang n revient à annuler le numérateur de la formule III.7. Il faut également maximiser son dénominateur pour avoir le plus grand fondamental possible. Enfin, le nombre de spires en série par phase vaut l'unité.

III-2.3.2. Résultats

Le Tableau III-2 récapitule les résultats obtenus. Le premier et le second cas rappellent respectivement les caractéristiques du bobinage de référence et du bobinage plot de base. Les cas 3 et 4 correspondent aux triplés (Nc1, Nc2, Nc3) qui permettent d'annuler le plus efficacement possible les harmoniques 5 et 7 ou 11 et 13. Les derniers cas (cas 5 et 6) coïncident avec une contrainte imposée sur le gabarit de H5, H7, H11 et H13 (inférieur à 5% puis 3%) pour des triplés (Nc1, Nc2, Nc3) maximisant le fondamental.

	Cas 1 référence	Cas 2 plot de base	Cas 3 H5 nul H7 nul	Cas 4 H11 nul H13 nul	Cas 5 H < 5%	Cas 6 H < 3%
Nc1	1	0,5	0,288	0,206	0,244	0,203
Nc2	0	0	0,106	0,075	0,091	0,099
Nc3	0	0	0	0,071	0,037	0,049
Fond (%)	100	50	36,6	27,6	31,8	28,5
H5 (%)	20	20	0	11,6	5	3
H7 (%)	-14,3	-14,3	0	4,4	-1,8	0,4
H11 (%)	-9,1	-9,1	-9,1	0	-5	-3
H13 (%)	7,7	7,7	7,7	0	4,2	2,5

Tableau III-2 Contenu harmonique pour deux bobinages secondaires.

On vérifie bien une nouvelle fois que le nombre total de spires par phase vaut l'unité. Dans chaque cas (sauf pour le cas 1), il y a maintenant 2 bobines principales, 4 bobines secondaires 1 et 4 bobines secondaires 2. Les nombres de spires respectent la relation suivante :

$$2 \cdot Nc1 + 4 \cdot Nc2 + 4 \cdot Nc3 = 1 \quad (III.8)$$

Cette fois-ci, il est possible d'éliminer H11 et H13 (cas 4) mais H5 passe alors au-dessus des 10% du fondamental qui est également bien atténué.

Avec les deux bobinages secondaires, il est possible d'imposer un gabarit aux harmoniques 5, 7, 11 et 13 mais le fondamental est de plus en plus atténué.

III-2.4. Conclusions

En jouant sur l'allure de la fmm par phase, nous sommes capables d'éliminer H5 et H7 ou H11 et H13 en même temps. Il est également possible d'imposer un gabarit à ces 4 harmoniques. Cependant, les fondamentaux qui en découlent sont réduits par rapport à la solution plot de base.

Quand un seul niveau de fmm est ajouté, la solution la plus intéressante conduit à annuler H5 et H7 sans toucher à H11 et H13. Cependant, le fondamental ne vaut plus que 37% de celui du bobinage de référence.

Dans ce paragraphe, nous avons cherché à modifier l'allure de la fmm par phase ce qui nous a conduit à ajouter un ou deux bobinages secondaires. Dans le paragraphe suivant, le point de départ est d'imbriquer un bobinage secondaire à n paires de pôles où n est le rang de l'harmonique d'espace de fmm à réduire.

III-3. Le double bobinage

III-3.1. Principe

Le bobinage principal est un bobinage bipolaire. La fmm principale créée contient un harmonique de rang n à éliminer. Le second bobinage, ou bobinage secondaire, est un bobinage à n paires de pôles. Le fondamental de la fmm secondaire créée correspond alors au rang de l'harmonique n de la fmm principale. Il suffit d'adapter les deux amplitudes et que ces deux harmoniques soient en opposition de phase pour que leur combinaison élimine l'harmonique de rang n .

La structure d'étude contient deux bobinages dont le nombre de paires de pôles est différent. Pour cette raison, on parle de structures à double bobinage.

III-3.2. Elimination de H5

III-3.2.1. Schéma du bobinage

Le bobinage principal est exactement celui de la solution plot de base à $Nc1$ spires par bobine. Quant au bobinage secondaire, c'est également celui de la solution plot de base mais à 5 paires de pôles avec $Nc2$ spires par bobine.

Il faut que les deux fmm tournent dans le même sens (même succession de phases pour chaque bobinage). On prend l'axe de la phase a comme axe de référence : il faut donc que les sens d'enroulement des bobines principales et secondaires soient inversés pour réaliser l'opposition de phase. Le schéma de bobinage développé le long de l'entrefer est illustré à la Fig.III-8. Les flèches donnent le sens d'enroulement des bobines, les traits pleins, mixtes et pointillés représentent toujours respectivement les phases a , b et c .

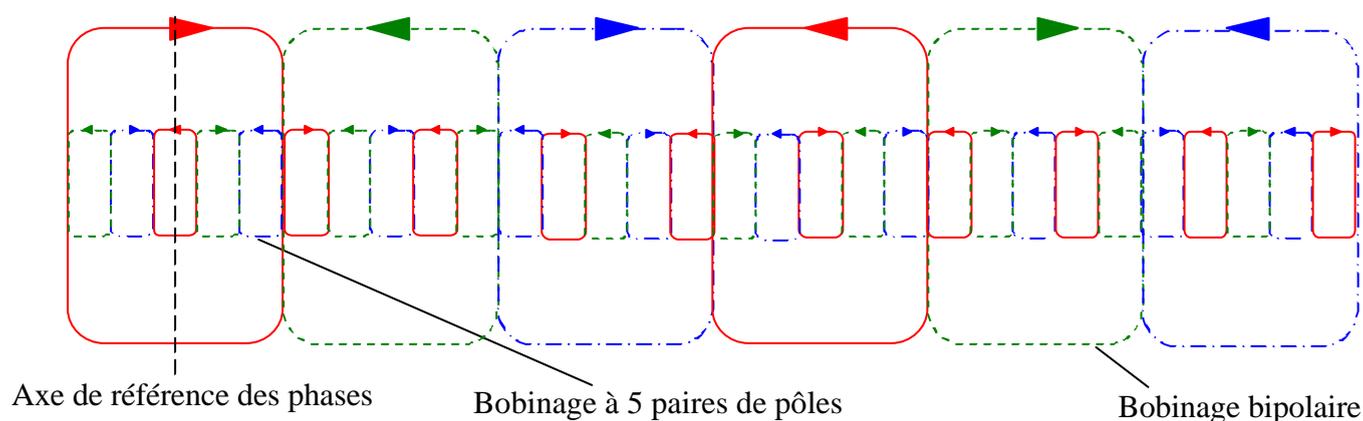


Fig.III-8 Schéma de bobinage complet du stator (vue développée le long de l'entrefer).

III-3.2.2. Calculs

Le fondamental du bobinage secondaire doit compenser l’harmonique 5 du bobinage principal. Les fmm principale et secondaire sont respectivement proportionnelles à N_{c1} et N_{c2} . La fmm principale contient 20% de H5, d’où :

$$N_{c2} = 20\% \cdot N_{c1} \quad (III.9)$$

De plus, pour un nombre de spires en série par phase unitaire, sachant qu’il y a 2 bobines principales et 10 bobines secondaires, la relation structurelle liant N_{c1} à N_{c2} est :

$$2 \cdot N_{c1} + 10 \cdot N_{c2} = 1 \quad (III.10)$$

Ceci conduit à $N_{c1} = 1/4$ et $N_{c2} = 0.05$. Le nombre de spires par bobine pour la solution plot de base vaut $1/2$. Il y a une atténuation du fondamental de fmm de 50% entre la solution plot de base et la solution à double bobinage.

III-3.2.3. Spectres des différents bobinages

Les spectres des fmm principale, secondaire et du stator complet sont présentés respectivement aux Fig.III-9.a et b, et Fig.III-10.a. Le spectre de la solution plot de base est rappelé Fig.III-10.b.

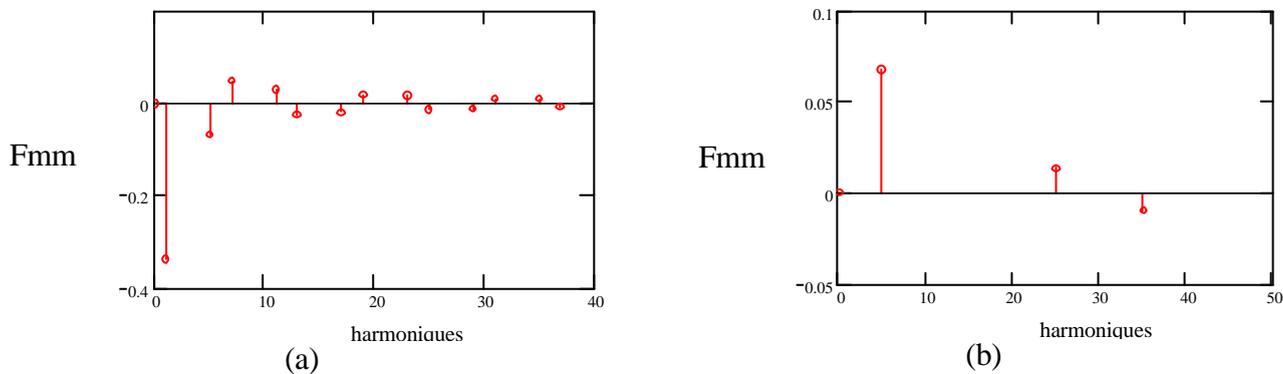


Fig.III-9 Spectre de la fmm principale (a) et secondaire (b).

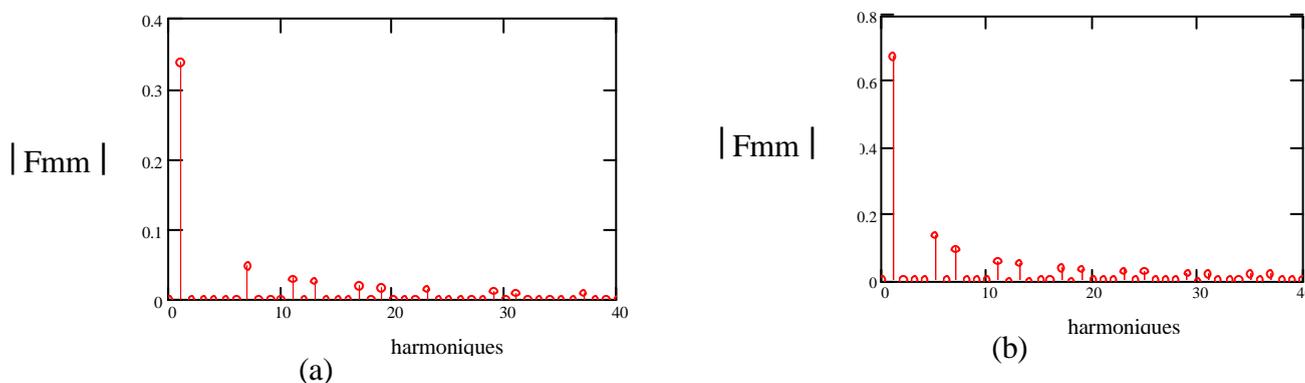


Fig.III-10 Spectre de la fmm du stator complet (a) et de la solution plot de base (b).

Le bobinage principal crée une fmm bipolaire et le bobinage secondaire crée une fmm à 5 paires de pôles. La fmm du stator ne contient plus d'harmonique multiple de 5 mais elle est divisée par deux par rapport à celle de la solution 1. On garde également le reste du contenu harmonique de la solution 1 : $H7 = 14\%$...

III-3.3. Elimination de H5 et de H7

III-3.3.1. Schéma du bobinage

On cherche à éliminer à la fois H5 et H7. Pour cela, on utilise un bobinage principal qui annule H7 (Fig.III-11). Il s'agit du bobinage de la solution 2 décrit dans les conclusions du chapitre II.

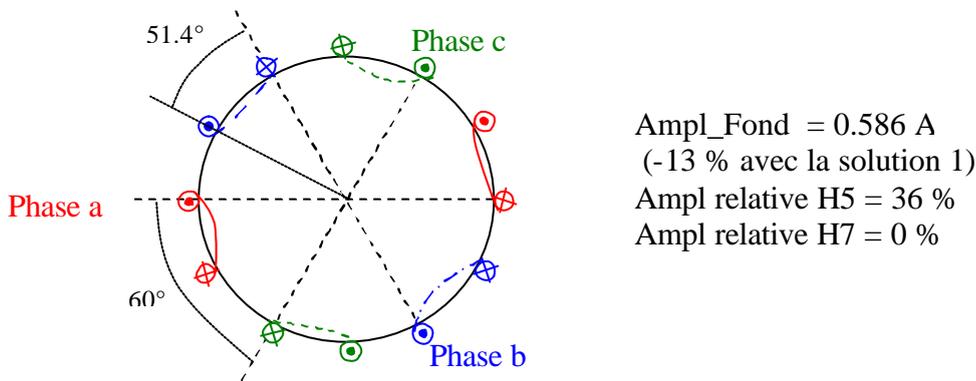


Fig.III-11 Solution 2.

Le bobinage secondaire reste identique à celui du paragraphe précédent. L'ouverture des bobines principales passe de 60° à 51.4° ce qui conduit à modifier l'ouverture des bobines secondaires de 12° à 10.3° .

Le schéma du bobinage du stator est représenté à la Fig.III-12 (vue développée le long de l'entrefer).

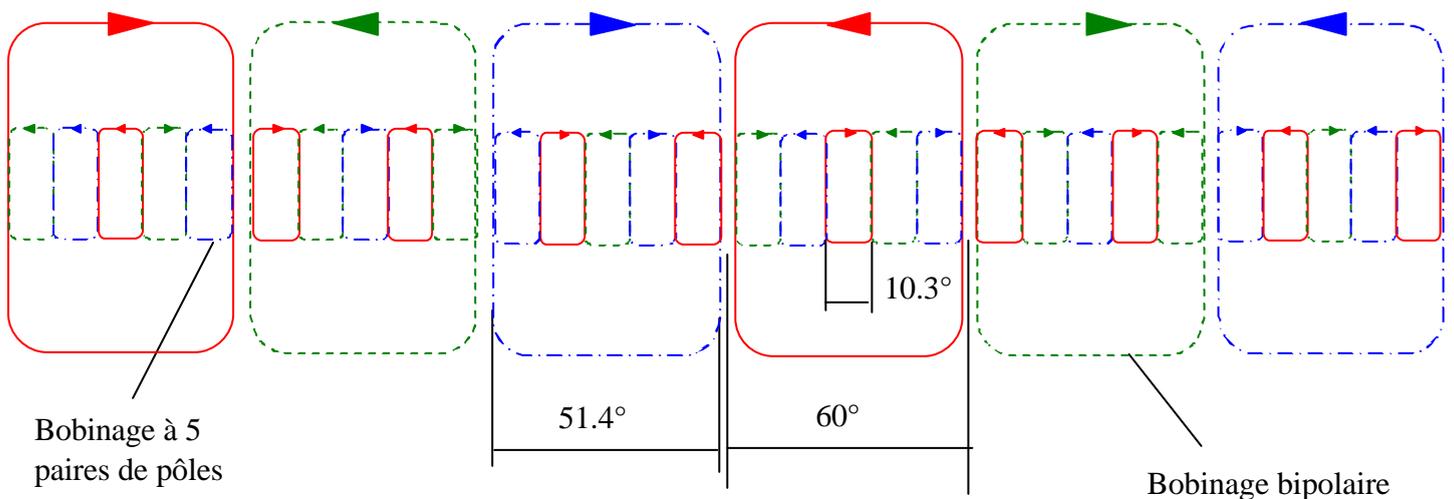


Fig.III-12 Schéma de bobinage complet du stator (vue développée le long de l'entrefer).

III-3.3.2. Calculs

Comme la fmm principale contient 36% d'harmonique 5, il faut que le bobinage secondaire vérifie :

$$Nc2 = 36\% \cdot Nc1 \quad (III.11)$$

La relation III.9 reste valable.

Ceci mène à $Nc1 = 0.18$ et $Nc2 = 0.064$. Sachant que le nombre de spires des bobines de la solution 2 vaut $\frac{1}{2}$, le fondamental sera donc atténué de 64%.

III-3.3.3. Résultats

Les Fig.III-13, Fig.III-14 et Fig.III-15 illustrent les spectres respectifs du bobinage principal, secondaire et du stator.

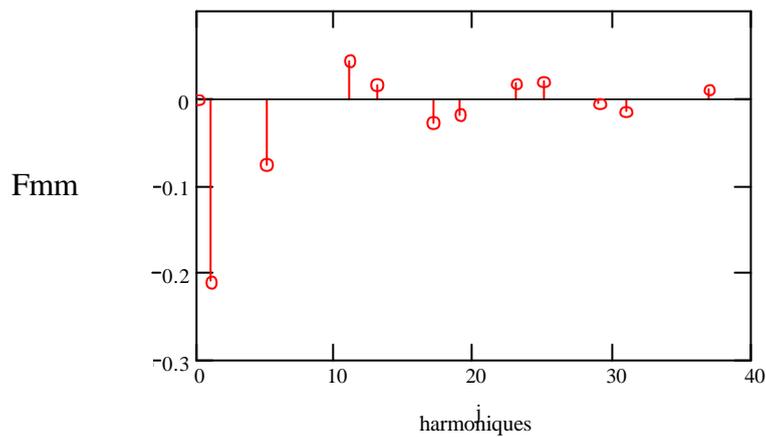


Fig.III-13 Spectre de la fmm principale.

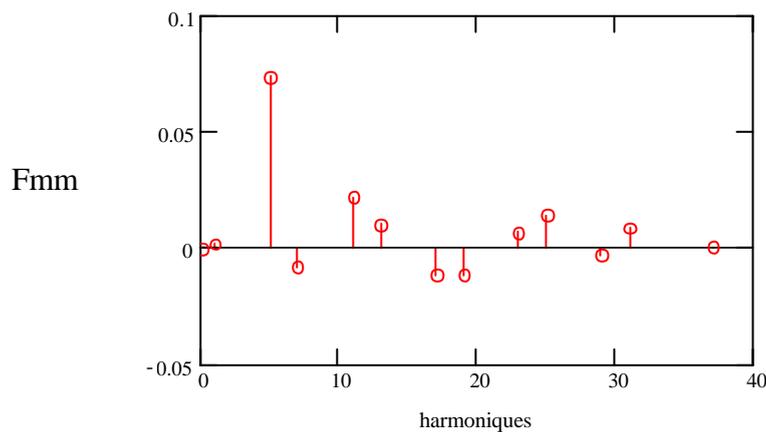


Fig.III-14 Spectre de la fmm secondaire.

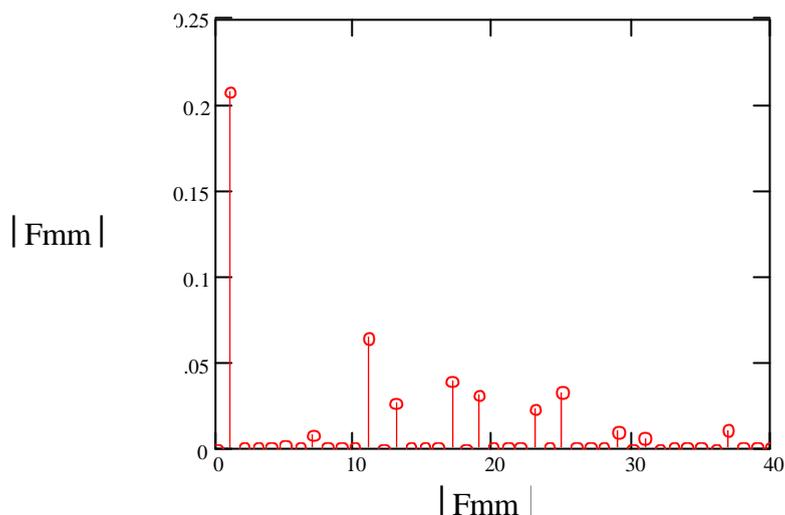


Fig.III-15 Spectre de la fmm du stator complet.

La fmm principale ne contient pas d'harmonique 7. La fmm secondaire n'est pas parfaitement à 5 paires de pôles. En effet, le bobinage secondaire n'est pas parfaitement symétrique car six dents statoriques ne sont pas utilisées magnétiquement (il n'y pas d'enroulement autour). Il crée des harmoniques autres que ceux multiples de 5, en particulier H7 et H11. Ceci explique qu'il existe encore H7 dans le stator complet.

De plus, le bobinage secondaire renforce H11 qui passe à 31% du fondamental. L'harmonique 5 est éliminé dans le stator complet.

III-3.4. Conclusions

Il est possible d'éliminer H5 et/ou H7 en utilisant un bobinage secondaire imbriqué dans un bobinage principal adéquat. Cependant, le fondamental de fmm résultant est très atténué. Si on annule H5, il perd 50% par rapport à la solution plot de base et si on annule H5 et H7, il perd 69% par rapport à cette même solution.

Le contenu harmonique de la solution éliminant H5 est réduit par rapport à celui de la solution plot de base (plus d'harmoniques multiple de 5 et les autres restent inchangés). Celui éliminant H5 et H7 est plus important du fait de la non symétrie du bobinage secondaire : H11, H17, H19... sont augmentés.

Nous venons de voir qu'il est possible d'éliminer un harmonique d'espace de fmm du bobinage principal en générant un « contre harmonique ». Nous avons créé ce « contre harmonique » d'espace de fmm en imbriquant un bobinage secondaire adéquat. Dans le paragraphe qui suit, on essaye de produire ce « contre harmonique » d'espace en utilisant une double alimentation.

III-4. La double alimentation

III-4.1. Principe

L'alimentation du stator est décomposée en deux sources sinusoïdales de pulsation différente. De ce fait, cette alimentation n'est plus purement sinusoïdale.

La première source correspond à la fréquence classique de 50 Hz. Elle crée par l'intermédiaire du bobinage une première fmm d'espace dans l'entrefer avec un certain contenu harmonique (d'espace) dont un harmonique d'espace n à éliminer. La seconde source sera à $h \times 50$ Hz où h est le rang de l'harmonique de temps considéré. Elle va donc créer par l'intermédiaire du même bobinage une seconde fmm d'espace.

III-4.2. Fmm du stator triphasé, cas général

On se place dans le cas d'un moteur bipolaire.

III-4.2.1. Première source de courant

Le stator alimenté par un courant $I_1(t)$ à la pulsation ω_s produit une fmm de la forme :

$$f_{mm1}(t, \theta) = \frac{3}{2} \cdot (I_{1m} \cdot A_1 \cdot \cos(\omega_s \cdot t - \theta) + I_{1m} \cdot A_5 \cdot \cos(\omega_s \cdot t + 5\theta)) \quad (\text{III.12})$$

avec I_{1m} courant max de la première source
 A_1 amplitude du fondamental d'espace de la fmm par phase par ampère
 A_5 amplitude de l'harmonique d'espace 5 par phase par ampère
 ω_s pulsation de la source de courant 1.

On crée au rotor «deux » types de courants induits :

- celui induit par le fondamental d'espace qui a comme pulsation :

$$\omega_{\text{fond_rot}}(g) = \omega_s - (1 - g) \cdot \omega_s \quad (\text{III.13})$$

- celui induit par l'harmonique d'espace 5 qui a comme pulsation :

$$\omega_{\text{Iro}}(g) = \omega_s + 5 \cdot (1 - g) \cdot \omega_s \quad (\text{III.14})$$

avec g glissement de la machine (dépend de la vitesse de rotation du rotor Ω)

$$g = \frac{\Omega - \Omega_s}{\Omega_s} \quad (\text{III.15})$$

III-4.2.2. Seconde source de courant

On désire rendre le rotor insensible aux courants induits par l'harmonique d'espace 5 de la première source. Pour ce faire, on alimente maintenant le stator par un courant $I_2(t)$ à la pulsation $h\omega_s$ ce qui donne la fmm suivante :

$$f_{mm2}(t, \theta) = \frac{3}{2} \cdot (I_{2m} \cdot A_1 \cdot \cos(h \cdot \omega_s \cdot t - \theta) + I_{2m} \cdot A_5 \cdot \cos(h \cdot \omega_s \cdot t + 5\theta)) \quad (\text{III.16})$$

avec I_{2m} courant max de la seconde source
h harmonique de temps.

L'harmonique d'espace 5 du courant I_2 ne nous intéresse pas : il est laissé de côté dans la suite de l'étude.

Le premier point est d'obtenir le même sens de rotation de ces 2 ondes. Il suffit d'alimenter le stator dans l'ordre inverse pour le courant I_2 (inversion de 2 phases par rapport à l'alimentation par le courant I_1). La fréquence des courants induits au rotor par le fondamental d'espace du courant I_2 vaut :

$$\omega_{2rot}(g) = h \cdot \omega_s + (1 - g) \cdot \omega_s \quad (\text{III.17})$$

Il faut que les 2 courants induits aient la même pulsation soit $\omega_{1rot} = \omega_{2rot}$.

L'harmonique de temps h doit suivre la loi en fonction de g, donc de la vitesse de rotation du moteur :

$$h(g) = 1 + 4 \cdot (1 - g) \quad (\text{III.18})$$

On met ainsi en évidence le fait qu'au démarrage ($g = 1$) h vaudra 1 et qu'au synchronisme ($g = 0$) h vaudra 5 : h dépend bien de la vitesse de rotation du moteur.

III-4.3. Evolution des fmm au cours du temps pour un point du rotor

III-4.3.1. Moteur à l'arrêt

On s'intéresse à ce que voit un point fixé appartenant au rotor.

L'hypothèse de l'élimination des effets de l'harmonique 5 du courant I_1 pour le bobinage de la solution plot de base ($A_5 = 20\% \times A_1$) conduit à :

- $I_{2m} = 20\% \times I_{1m}$
- le courant I_2 est déphasé de 180° par rapport au courant I_1 .

Pour $t = 0$, le point du rotor est fixé sur l'axe d'un pôle. Ce cas est appelé $\theta_{rot} = 0$.

Sur la période électrique T_s , les fmm vues par ce point $\theta_{rot} = 0$ pour le moteur à l'arrêt sont obtenues à la Fig.III-16.

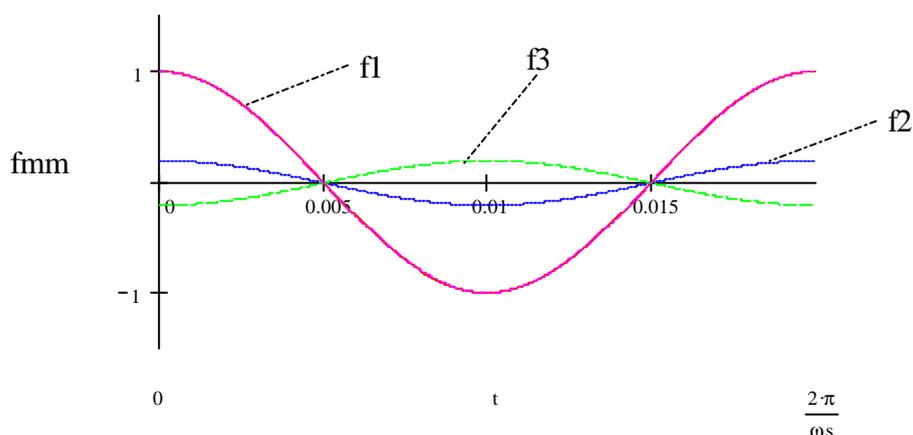


Fig.III-16 Fmm vues par le point $q_{rot} = 0$ pour $W = 0$ sur la période électrique T_s

- f1* : fondamental d'espace du courant I_1
- f2* : harmonique d'espace 5 du courant I_1
- f3* : fondamental d'espace du courant I_2
- f4* : fmm totale (confondue avec *f1*).

Lorsque le moteur ne tourne pas, on retrouve bien le fait qu'un point du rotor voit toutes les ondes pulser à ω_s . On a réussi à éliminer les effets de l'harmonique d'espace 5 pour le point du rotor $\theta_{rot} = 0$ car la fmm totale suit la fmm due au fondamental d'espace du courant I_1 .

On rappelle également que pour $\Omega = 0$, $\omega_{rot} = \omega_s$ ce qui montre que les courants induits par l'harmonique d'espace 5 de I_1 et le fondamental d'espace de I_2 sont bien à la pulsation ω_s .

III-4.3.2. Moteur en marche :

On regarde maintenant sur la Fig.III-17 ce qui se passe pour le même point du rotor $\theta_{rot} = 0$ lorsque ce dernier tourne à la vitesse de synchronisme.

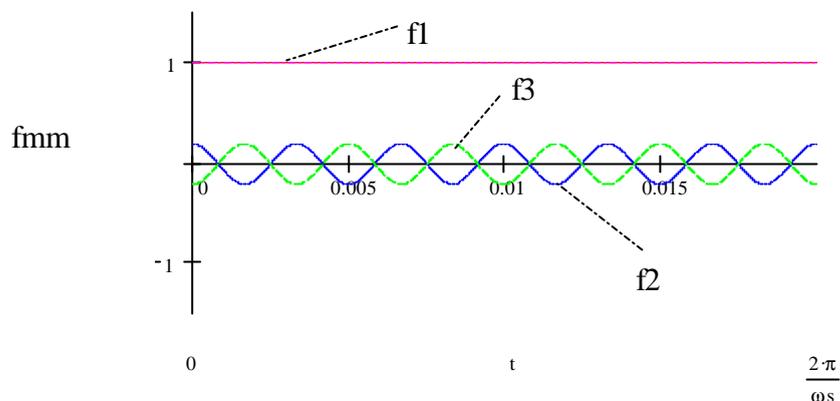


Fig.III-17 Fmm vues par le point $q_{rot} = 0$ pour $N_{rot} = N_s$ sur la période électrique T_s

- f1* : fondamental d'espace du courant I_1
- f2* : harmonique d'espace 5 du courant I_1
- f3* : fondamental d'espace du courant I_2
- f4* : fmm totale (confondue avec *f1*).

Le point du rotor $\theta_{rot} = 0$ ne voit pas de variation de fmm : elle est constante. Ceci explique bien qu'au synchronisme, le couple de la MAS est nul. Par contre, il voit bien la variation de fmm due à l'harmonique d'espace 5 de I_1 en $6 \times \omega_s$ qui est encore compensée par la fmm du fondamental d'espace de I_2 pour le point $\theta_{rot} = 0$.

III-4.4. Evolution de cette fmm au cours du temps pour un point quelconque du rotor:

III-4.4.1. Moteur à l'arrêt :

On reste toujours dans l'hypothèse de l'élimination des effets de l'harmonique d'espace 5 pour la répartition spatiale précédente

- $I_{2m} = 20\% \times I_{1m}$
- le courant I_2 est déphasé de 180° par rapport au courant I_1 .

A l'arrêt du moteur et pour $t = 0$, le point du rotor en face d'un pôle correspond toujours à la position $\theta_{rot} = 0$.

L'influence de la position de ce point sur le rotor est recherchée : θ_{rot} varie entre 0 et 2π lorsque le moteur est à l'arrêt.

Sur la Fig.III-18, voici les fmm vues par le point $\theta_{rot} = \pi/4$ pour le moteur à l'arrêt.

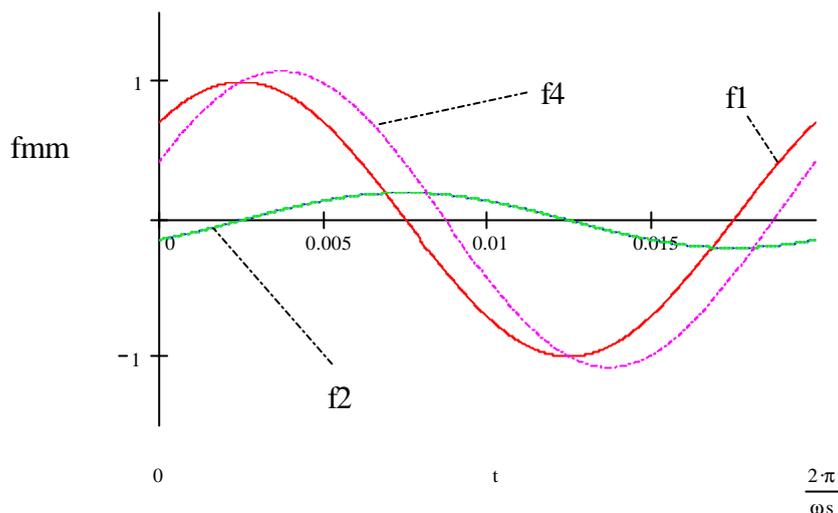


Fig.III-18 Fmm vues par le point $q_{rot} = p/4$ pour $N_{rot} = 0$ sur la période électrique T_s

- f1 :** fondamental d'espace du courant I_1
- f2 :** harmonique d'espace 5 du courant I_1
- f3 :** fondamental d'espace du courant I_2 (confondue avec f2)
- f4 :** fmm totale.

Les fmm vues par ce point pulsent toujours à ω_s mais les effets ne sont plus annulés. Il s'agit du cas le plus défavorable car les deux fmm « parasites » sont superposées ici. L'effet de l'harmonique d'espace 5 de I_1 est multiplié par 2 pour cette position $\theta_{rot} = \pi/4$. La fmm totale ne suit plus la fmm due au fondamental d'espace de I_1 .

En faisant varier la position du point sur le rotor pour $\theta_{rot} \in [0, 2\pi]$, seules 4 positions permettent d'annuler les effets de cet harmonique. Les points obtenus sont en quadrature les uns par rapport aux autres. Tous les autres points du rotor voient les effets de cet harmonique, renforcés jusqu'à 100% pour 4 autres points du rotor qui sont également en quadrature les uns par rapport aux autres et décalés de 45° par rapport aux points pour lesquels les effets de l'harmonique d'espace 5 sont annulés.

Lorsque le moteur tourne à la vitesse de synchronisme, les conclusions sont identiques. On ne réussit à annuler les effets de l'harmonique d'espace 5 qu'en 4 endroits du rotor.

III-4.4.2. Variation de la phase de I_2 par rapport à I_1

Jusqu'à maintenant, I_2 était en opposition de phase avec I_1 . Changer la phase revient à changer la position des 4 points du rotor (toujours en quadrature les uns par rapport aux autres) annulant les effets de l'harmonique d'espace 5. Pour une opposition de phase entre I_2 et I_1 , un des points du rotor est dans l'axe d'un pôle. Pour I_2 déphasé de $180^\circ + \theta$ par rapport à I_1 , un des points du rotor est déphasé de θ par rapport à l'axe d'un pôle.

III-4.5. Conclusions

La fmm due au fondamental du courant I_2 est incapable de compenser la fmm due à l'harmonique 5 du courant I_1 en tout point du rotor. Certes, elle annule ces effets en 4 points « arbitraires » du rotor (dépend de la phase du courant I_2 par rapport au courant I_1) mais pour tous les autres, elle les renforce (jusqu'à 100% pour 4 autres points).

Il est donc impossible d'annuler globalement les effets d'un harmonique d'espace par injection d'un harmonique de temps.

III-5. Conclusions générales

Dans ce chapitre, nous avons cherché à éliminer les harmoniques les plus gênants (H5 et H7) en modifiant l'allure de la fmm par phase, en ajoutant un bobinage secondaire et en utilisant une double alimentation.

Nous avons su annuler certains harmoniques d'espace de fmm en jouant sur la forme de la fmm par phase. Cependant, les solutions résultantes voient leur fondamental de fmm bien réduire par rapport à la solution plot de base.

En utilisant un bobinage secondaire à cinq paires de pôles, nous pouvons éliminer les harmoniques multiples de cinq. Une nouvelle fois, le fondamental de fmm est affaibli par rapport à la solution plot de base.

Enfin, nous avons montré qu'il est impossible d'annuler globalement les effets d'un harmonique d'espace par injection d'un harmonique de temps.

Dans le chapitre IV, on cherche à obtenir une idée du contenu harmonique de l'induction d'entrefer en prenant maintenant en compte l'intégralité des paramètres géométriques du stator et notamment l'ouverture des bobines négligée jusqu'à présent. L'objectif est de déterminer la forme optimale du stator.

Chapitre IV

IV-1. INTRODUCTION	80
IV-2. MISE EN PLACE DU CRITERE D'EFFICACITE DU STATOR.....	80
IV-2.1. DEFINITION DU CRITERE.....	80
IV-2.2. LE COEFFICIENT DE BOBINAGE.....	81
IV-3. CALCULS ET VERIFICATIONS DU CRITERE E/V SUR UN CAS SIMPLE.....	83
IV-3.1. HYPOTHESES DE CALCULS.....	83
IV-3.1.1. Géométrie du moteur.....	83
IV-3.1.2. Paramètres de simulations.....	84
IV-3.2. EXPLOITATION DES RESULTATS.....	85
IV-3.2.1. Calcul du flux fondamental d'entrefer vu par un pôle.....	85
IV-3.2.2. Calcul du flux embrassé par une bobine d'alimentation.....	86
IV-3.2.3. Calcul de E, V et de l'efficacité du stator.....	87
IV-3.3. CONCLUSIONS.....	88
IV-4. ETUDE A ENCOCHES DROITES	88
IV-4.1. GEOMETRIE DU STATOR.....	88
IV-4.2. HYPOTHESES DE SIMULATIONS.....	89
IV-4.3. RAYON D'ENTREFER INITIAL	90
IV-4.4. RAYON D'ENTREFER VARIABLE (R_{EXT} FIXE)	91
IV-5. CONCLUSIONS	93

IV-1.Introduction

Le chapitre III traite de la réduction des harmoniques d'espaces de fmm. Il est possible d'éliminer certains harmoniques d'espace en modifiant l'allure de la fmm par phase ou en imbriquant un bobinage multipolaire. Cependant, dans tous les cas, le fondamental de fmm est alors très réduit.

Ne réussissant pas à éliminer les harmoniques d'espace sans atténuer fortement la fmm d'entrefer, on a cherché à étudier différents stators sans négliger les ouvertures d'encoches en se fixant le bobinage plot de base. Il s'agit de déterminer la forme optimale des encoches stator et son rayon d'entrefer en vue de maximiser le fondamental de l'induction dans l'entrefer. On a utilisé des simulations numériques par éléments finis car le modèle mathématique développé ne prend pas en compte l'encoche du stator.

IV-2.Mise en place du critère d'efficacité du stator

IV-2.1. Définition du critère

On veut connaître l'influence de différents paramètres géométriques du stator sur le fondamental de l'induction d'entrefer. Seul le stator est pris en compte dans les calculs qui suivent. On considère que le rotor ne sert qu'à reboucler le flux : il est inutile d'encoche ses tôles. Ceci revient à dire qu'on travaillerait à vide avec un moteur complet.

Afin de pouvoir les comparer entre eux, les pertes Joule statoriques sont maintenues constantes entre les différentes géométries de stator. Les têtes de bobines sont négligées dans le calcul de ces pertes.

On définit le critère d'efficacité du stator par le rapport :

$$C_e = \frac{E}{E_{\text{tot}}} \quad (\text{IV.1})$$

avec E fem créée par le fondamental d'entrefer
 E_{tot} fem totale.

Il traduit le rapport entre le fondamental de fem d'entrefer par rapport à la fem totale d'entrefer. Plus le critère « C_e » sera grand, plus le fondamental de fem sera important par rapport à la fem totale, et à priori le contenu harmonique deviendra faible.

Sachant que le moteur est à vide, on obtient le schéma équivalent électrique par phase du moteur (Fig.IV-1). La tension V est la tension simple d'alimentation par phase alors que E_{tot} est la tension induite par le flux total d'entrefer ramenée au bobinage stator. On néglige la chute de tension résistive devant la force électromotrice créée par le bobinage stator ce qui conduit à $V = E_{tot}$.

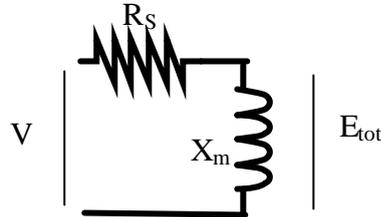


Fig.IV-1 Schéma équivalent par phase à vide du moteur.

Le critère d'efficacité du stator devient :

$$C_e = \frac{E}{V} \quad (IV.2)$$

avec E fem fondamental d'entrefer vu par une bobine d'alimentation
 V tension simple aux bornes d'une bobine d'alimentation.

IV-2.2. Le coefficient de bobinage

A cause du bobinage sur dents, les bobines n'ont pas une ouverture angulaire correspondant au pas polaire. La tension induite par le flux fondamental d'entrefer calculé sur le pas polaire et celle vue du bobinage stator ne sont pas égales. Un coefficient intervient alors pour ramener le flux d'entrefer au niveau des bobines d'alimentation : c'est le coefficient de bobinage.

Après calcul, (voir annexe A), pour le bobinage plot de base, le coefficient de bobinage s'écrit en fonction de la proportion de fer (au niveau de l'entrefer coté stator) α :

$$coef_{rep} = \frac{\cos\left(\alpha \cdot \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)}{\frac{\pi}{6} \cdot (1 - \alpha)} \quad (IV.3)$$

$$avec \quad \alpha = \frac{largeur_den}{pas_dentaire} \quad (IV.4)$$

La Fig.IV-2 montre l'évolution de ce coefficient en fonction de la proportion de fer au niveau de l'entrefer coté stator. Les encoches sont fermées pour $\alpha = 1$. Pour α nul, le coefficient réparti ne l'est pas : il vaut 0.259. En effet, le flux embrassé par les spires tend effectivement vers 0 lorsque l'ouverture angulaire de la spire tend vers 0. Mais le flux embrassé par la bobine est la somme continue des flux embrassés par chaque spire. Toutes les spires n'ayant pas une ouverture angulaire nulle, le flux embrassé par la bobine ne peut pas être nul.

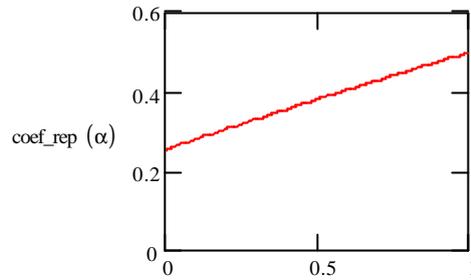


Fig.IV-2 Evolution du coefficient de bobinage en fonction de la proportion de fer α .

IV-3. Calculs et vérifications du critère E/V sur un cas simple

IV-3.1. Hypothèses de calculs

IV-3.1.1. Géométrie du moteur

Le stator simulé est celui du prototype réalisé par l'industriel (voir introduction général). Il s'agit d'un moteur 4 pôles, 12 encoches droites et dont la proportion de fer vaut $\frac{1}{2}$ (largeur d'encoche = largeur de dent). La géométrie d'un pôle est donnée à la Fig.IV-3. Il y a trois encoches. Chacune d'elle comprend deux faisceaux de bobines appartenant à deux phases différentes. Pour chaque encoche, on a précisé les noms des régions surfaciques de la simulation associée (bob1 jusqu'à bob6), l'appartenance à la phase du conducteur qui y est logé (A, B ou C) ainsi que son sens de parcours (+ correspondant au conducteur aller et - au conducteur retour). Le rotor n'est pas encoché.

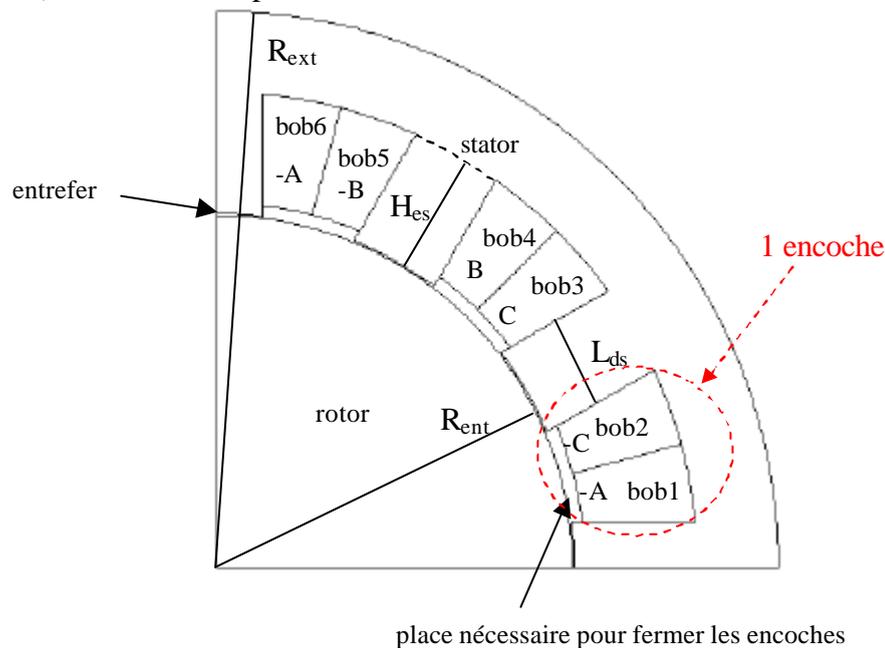


Fig.IV-3 Géométrie du stator.

Les paramètres géométriques valent :

- $R_{ent} = 75$ mm rayon d'entrefer
- $ent = 0.4$ mm entrefer
- $L_{ds} = L_{ds \text{ proto}}$ largeur d'encoche
- $H_{es} = H_{es \text{ proto}}$ profondeur d'encoche.
- $L = L_{\text{proto}}$ longueur active du stator
- $R_{ext} = R_{ext \text{ proto}}$ rayon extérieur du stator.

IV-3.1.2. Paramètres de simulations

La densité de courant en charge du prototype vaut 7 Aeff/mm^2 . On considère que la densité de courant est divisée par deux quand on est à vide. De plus, les encoches sont remplies à moitié (coefficient de remplissage de $\frac{1}{2}$). Le stator est alors alimenté en courant par un système triphasé de densité de courant de valeur efficace 1.75 Aeff/mm^2 .

Que l'on utilise une résolution magnétodynamique (les grandeurs sont sinusoïdales dans le temps) ou une résolution magnétique évolutive (succession dans le temps de résolutions magnétostatiques), le rapport E/V reste quasiment identique. Dans la suite, on a choisi la résolution magnétodynamique à 50 Hz pour sa rapidité de calcul.

Les conditions aux limites sont données à la Fig.IV-4.

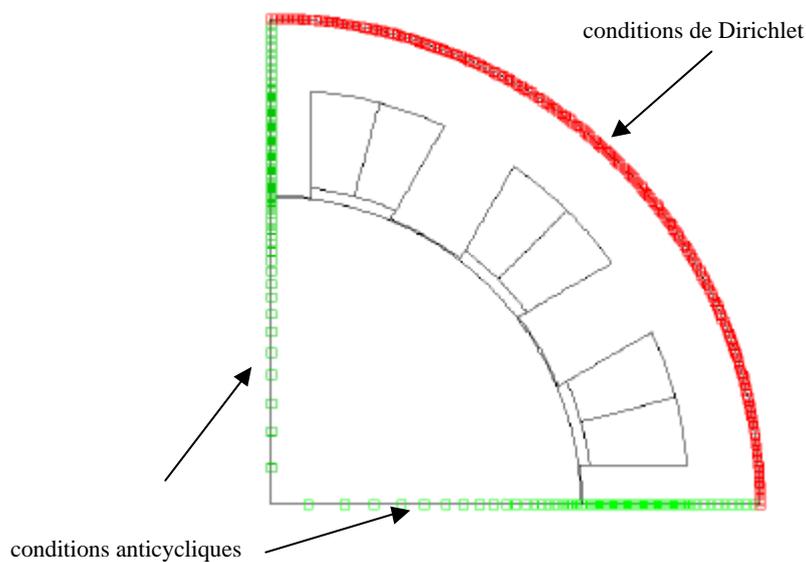


Fig.IV-4 Conditions aux limites.

IV-3.2. Exploitation des résultats

IV-3.2.1. Calcul du flux fondamental d'entrefer vu par un pôle

IV-3.2.1.1. Méthode 1

On se place à l'instant où le courant est maximum dans la phase a. Les modules des 3 premiers harmoniques (1,5 et 7) de la composante radiale du rotationnel du potentiel vecteur sont relevés sur le chemin donné à la Fig.IV-5. Ils sont ensuite multipliés par 2 pour obtenir le flux sous le pôle (le rotationnel du potentiel vecteur est calculé sur le chemin valant le demi périmètre correspondant à la surface du pôle) :

- $\Phi_1 = 9.58 \text{ mWb}$
- $\Phi_5 = 1.32 \text{ mWb}$
- $\Phi_7 = 0.62 \text{ mWb}$.

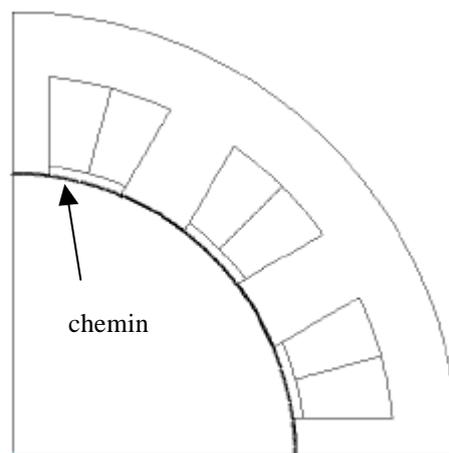


Fig.IV-5 Chemin passant au milieu de l'entrefer.

IV-3.2.1.2. Méthode 2

Les harmoniques du flux sous le pôle sont calculés d'une manière différente afin de valider cette exploitation directe des résultats issus de la simulation numérique par la méthode des éléments finis.

Les 3 premiers harmoniques de l'induction sont maintenant relevés, toujours sur ce même chemin :

- $B_1 = 0.99 \text{ T}$
- $B_5 = 0.68 \text{ T}$
- $B_7 = 0.45 \text{ T}$.

La formule classique donnant le flux sous le pôle à partir de l'induction est :

$$\Phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot B_h \cdot \frac{\tau}{h} \quad (\text{IV.5})$$

avec h le rang de l'harmonique d'espace considéré
 τ le pas polaire.

Ceci conduit à :

- $\Phi'_1 = 9.60 \text{ mWb}$
- $\Phi'_5 = 1.32 \text{ mWb}$
- $\Phi'_7 = 0.62 \text{ mWb}$.

IV-3.2.1.3. Conclusions

Les flux des différents harmoniques sous un pôle sont identiques quelque soit la méthode d'exploitation. Par la suite, le flux fondamental d'entrefer sous le pôle est calculé par la méthode du potentiel vecteur.

IV-3.2.2. Calcul du flux embrassé par une bobine d'alimentation

IV-3.2.2.1. Méthode 1

Le flux (module et phase) est relevé dans les régions bob2 et bob3 :

- bob2 : 5.3 mWb et 60.05°
- bob3 : 5.3 mWb et -0.05°

Le module du flux dans la bobine C correspond au module du flux embrassé par la bobine (flux du conducteur aller – flux du conducteur retour) :

- $\Phi_{emb} = 5.3 \text{ mWb}$.

IV-3.2.2.2. Méthode 2

Le flux embrassé par une bobine est de nouveau calculé d'une autre manière en vue de valider l'exploitation directe des résultats de simulation.

Les 3 premiers harmoniques du flux (module et phase) sous le pôle sont calculés sur le chemin de la Fig.IV-6:

- $\Phi_1 = 9.58 \text{ mWb}$ et 90.3°
- $\Phi_5 = 1.62 \text{ mWb}$ et 91.4°
- $\Phi_7 = 0.86 \text{ mWb}$ et 92.2°.

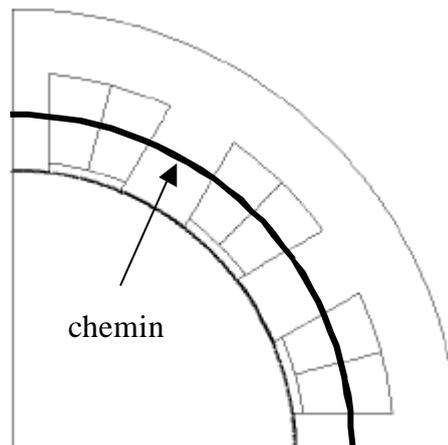


Fig.IV-6 Chemin passant par le milieu des bobines.

Le coefficient de bobinage vérifie la relation :

$$\text{coef}(h, \alpha) := \frac{\cos\left(h \cdot \alpha \cdot \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\frac{h \cdot \pi}{6}\right)}{h \cdot \frac{\pi}{6} \cdot (1 - \alpha)} \quad (\text{IV.6})$$

avec h rang de l'harmonique d'espace considéré
 α donné par la relation V.4.

Il s'agit de la relation IV.3 étendue à l'harmonique de rang h. D'après la relation IV.4, α dépend du pas dentaire : il faut donc le recalculer pour tenir compte du chemin passant par le milieu des bobines. Les coefficients de bobinage sont calculés pour les premiers harmoniques et le fondamental :

- $\text{coef}_1 = 0.363$
- $\text{coef}_5 = 0.870$
- $\text{coef}_7 = 0.418$.

Le flux pour chaque harmonique, vu par une bobine d'alimentation vaut alors :

- $\Phi_{1\text{bob}} = 3.48 \text{ mWb}$ et 90.3°
- $\Phi_{5\text{bob}} = 1.46 \text{ mWb}$ et 91.4°
- $\Phi_{7\text{bob}} = 0.36 \text{ mWb}$ et 92.2° .
-

La somme de ces 3 modules, sachant que la phase de ces trois flux est identique, vaut le module de la somme. Ceci n'est autre que le flux embrassé par la bobine :

- $\Phi_{1\text{bob}} + \Phi_{5\text{bob}} + \Phi_{7\text{bob}} = 5.3 \text{ mWb}$.

IV-3.2.2.3. Conclusions

Le flux embrassé par la bobine est identique quelque soit la méthode de calcul. Dans la suite, le flux embrassé est calculé par différence de flux entre les conducteurs aller et retour. Ceci permet également de vérifier le calcul du coefficient de bobinage.

IV-3.2.3. Calcul de E, V et de l'efficacité du stator

E est par définition la tension induite par le flux fondamental d'entrefer vu par une bobine d'alimentation. On calcule E à partir du flux fondamental d'entrefer sous un pôle $\Phi_{\text{fond ent}}$ par la formule :

$$E = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{\sqrt{2}} \cdot \Phi_{\text{fond ent}} \cdot \text{coef} \quad (\text{IV.7})$$

avec f fréquence de l'alimentation
 coef coefficient de bobinage pour le fondamental d'espace.

Le pas dentaire utilisé dans le calcul du coefficient réparti doit être calculé au niveau du chemin passant au milieu des bobines (voir Fig.IV-6). E est donné en V/spire.

Le flux fondamental d'entrefer vaut 9.58 mWb (voir paragraphe IV-3.2.1). Le coefficient réparti pour le fondamental est égal à 0.363 (voir paragraphe IV-3.2.2). La fréquence de l'alimentation est de 50 Hz d'où :

- $E = 0.77$ V/spire.

V est la tension d'alimentation par bobine. Elle est calculée à partir du flux embrassé par une bobine d'alimentation Φ_{emb} et elle est donnée en V/spire :

$$V = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{\sqrt{2}} \cdot \Phi_{emb} \quad (IV.8)$$

Le flux embrassé par une bobine d'alimentation vaut 5.30 mWb, d'où :

- $V = 1.18$ V/spire.

On en déduit l'efficacité du stator au sens du critère défini au paragraphe IV-2.1 :

- $C_e = E/V = 0.65$.

IV-3.3. Conclusions

Les résultats issus de simulations numériques par éléments finis sont cohérents entre eux. Le calcul du coefficient de bobinage est également validé.

IV-4. Etude à encoches droites

IV-4.1. Géométrie du stator

La géométrie du stator est identique au paragraphe précédent. Elle est rappelée à la Fig.IV-7.

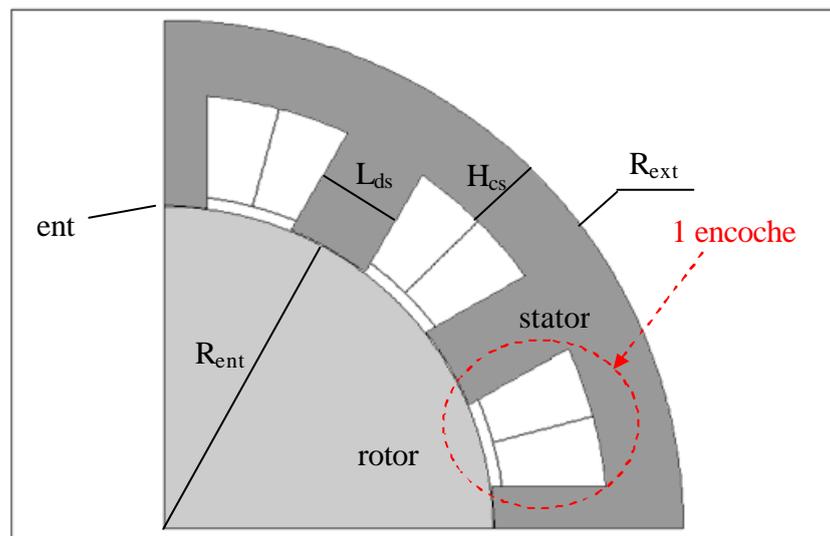


Fig.IV-7 Géométrie du stator à encoches droites.

Les paramètres géométriques fixes sont :

- $ent = 0.4$ mm entrefer
- $R_{ext} = R_{ext\ proto}$ rayon extérieur du stator

Les paramètres qui varieront sont :

- R_{ent} rayon d'entrefer
- L_{ds} largeur de dent
- H_{es} profondeur d'encoche
- $H_{cs} = L_{ds}$ hauteur de culasse.

On a imposé l'égalité entre largeur de dent et hauteur de culasse afin d'avoir le même état magnétique dans les dents et dans la culasse aux instants les plus critiques (instants où l'une des trois phases est à son maximum).

IV-4.2. Hypothèses de simulations

Comme au paragraphe IV-3.1.1, chaque encoche est décomposée en deux régions surfaciques parcourues par les faisceaux des bobines des phases correspondantes (voir Fig.IV-8).

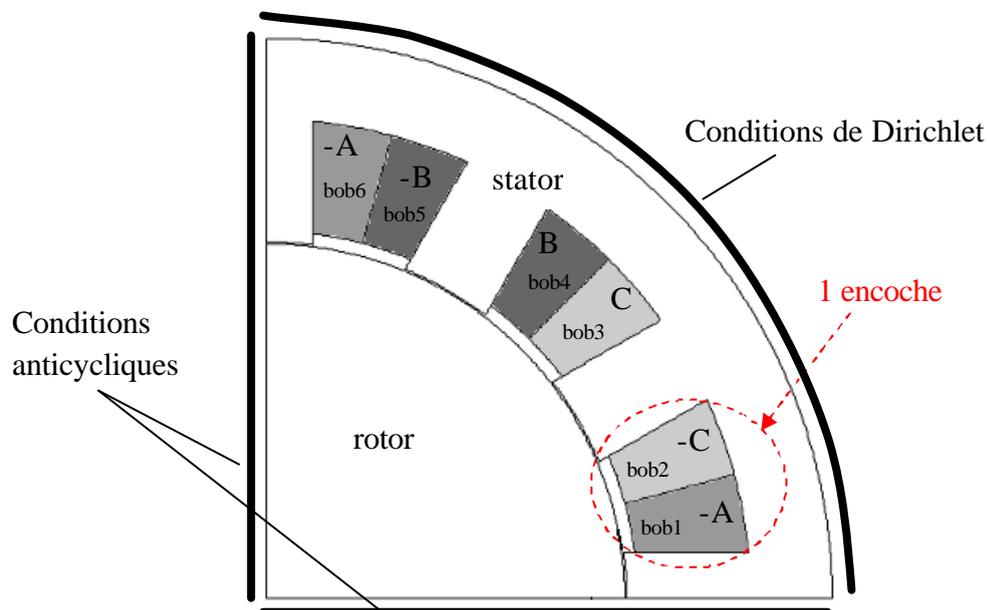


Fig.IV-8 Affectation des faisceaux de bobines par demi encoche et conditions aux limites.

Les pertes Joule statoriques sont constantes entre tous les essais. Le stator du proto à vide dont les régions surfaciques sont parcourues par une densité de courant de 1.75 Aeff/mm^2 est pris comme référence. Connaissant S la section d'une demi encoche qui va varier en fonction des paramètres géométriques, il suffit d'ajuster J pour garder J^2S constant :

- $J^2S = 980 \text{ A}^2/\text{mm}^2$.

Il est à noter que plus les encoches sont petites, plus la densité de courant parcourant les conducteurs est grande (J^2S constant).

Le matériau utilisé est caractérisé à l'annexe B.

Les conditions aux limites sont celles de la Fig.IV-8.

Enfin, les résolutions sont magnétodynamiques.

IV-4.3. Rayon d'entrefer initial

De chaque simulation, le potentiel vecteur fondamental d'entrefer, les flux du conducteur aller et du conducteur retour de la même bobine et le rayon du chemin passant au milieu des bobines sont relevés. Ces résultats permettent de calculer E , V et le critère d'efficacité du stator C_e .

Dans ce paragraphe, le rayon d'entrefer vaut 75 mm (valeur du proto). Le but est de comprendre ce qui se passe lorsqu'on fait seulement varier la largeur de dent L_{ds} et donc la proportion de fer au niveau de l'entrefer coté stator.

L'évolution du critère efficacité du stator C_e en fonction de la proportion de fer α est illustrée à la Fig.IV-9.

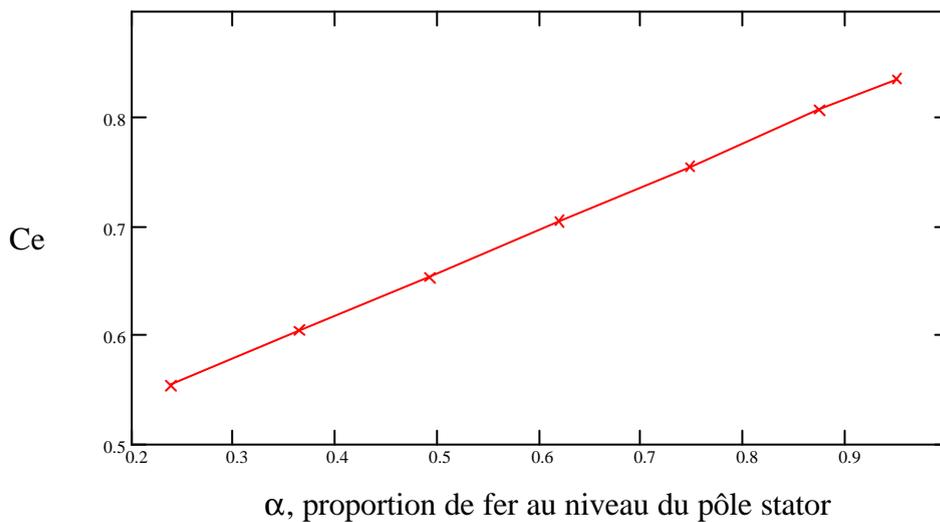


Fig.IV-9 Evolution de l'efficacité du stator C_e en fonction de la proportion de fer α pour un rayon d'entrefer de 75 mm.

Le critère C_e augmente avec la proportion de fer. Ceci était prévisible puisque plus la proportion de fer est grande, plus fines sont les encoches : les harmoniques d'espace deviennent moins importants par rapport au fondamental. Le rapport E/V doit alors croître, ce que l'on observe.

Le Tableau IV-1 donne le contenu harmonique de l'induction d'entrefer pour les deux cas extrêmes de proportion de fer des essais ($\alpha = 0.236$ et $\alpha = 0.949$).

Contenu harmonique de l'induction d'entrefer	Encoches larges $\alpha = 0.236$	Encoches fines $\alpha = 0.949$
H5/Fond (%)	86.1	23.5
H7/Fond (%)	75	12.4
H11/Fond (%)	55.1	11.8
H13/Fond (%)	45.4	5.2

Tableau IV-1 Contenu harmonique de l'induction d'entrefer pour les 2 proportions de fer extrêmes.

Il apparaît que pour une faible proportion de fer l'induction d'entrefer est très riche en harmoniques d'espace. A l'inverse, elle contient bien moins d'harmoniques d'espace quand cette proportion de fer est presque unitaire.

Ceci valide bien l'évolution du critère d'efficacité du stator suivant la proportion de fer.

IV-4.4. Rayon d'entrefer variable (R_{ext} fixe)

La Fig.IV-10 présente le critère d'efficacité du stator C_e en fonction de la proportion de fer au niveau de l'entrefer coté stator α pour différents rayons d'entrefer R_{ent} (60, 70, 80 et 90 mm). Les valeurs limites du rayon d'entrefer viennent du fait que le rayon extérieur du stator ainsi que le diamètre d'alésage de l'arbre portant le rotor sont fixes. Les deux essais entourés (l'un pour $R_{ent} = 60$ mm et l'autre pour $R_{ent} = 90$ mm pour une même proportion de fer) correspondent aux deux stators analysés par la suite.

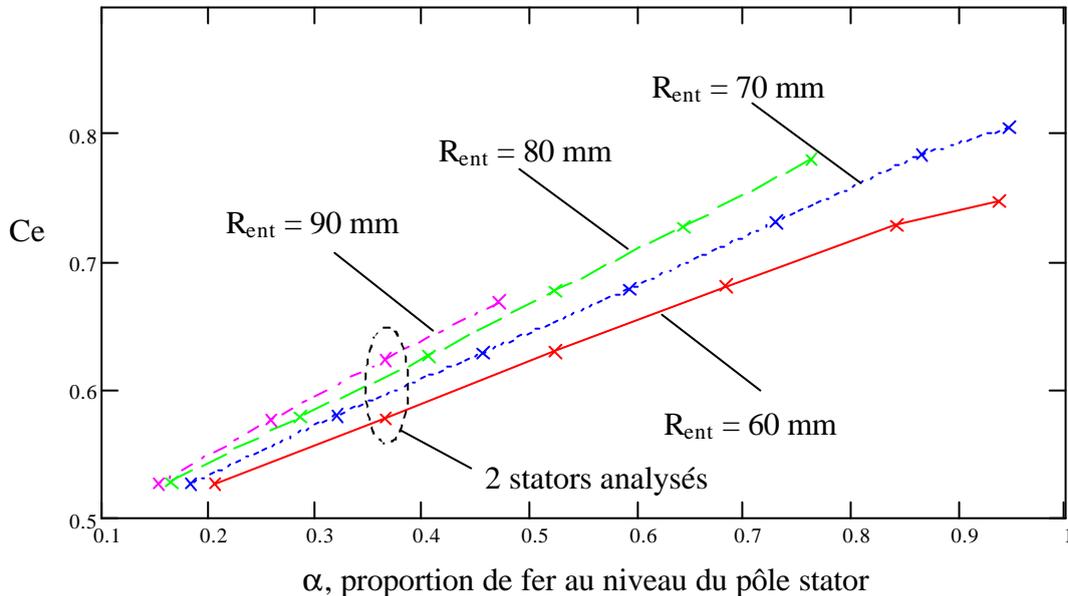


Fig.IV-10 Evolution de l'efficacité du stator C_e en fonction de la proportion de fer α pour un rayon d'entrefer variable.

On s'est arrêté à $\alpha = 0.8$ et $\alpha = 0.5$ respectivement pour $R_{ent} = 80$ mm et $R_{ent} = 90$ mm. En effet, le rayon d'entrefer extérieur étant fixe, lorsqu'on dépasse ces valeurs, la culasse devient trop faible : la condition d'égalité entre largeur de culasse et largeur de dent m_e peut plus être respectée.

Quelque soit le rayon d'entrefer, l'efficacité du stator augmente avec la proportion de fer. De même, quelque soit la proportion de fer, C_e croît avec le rayon d'entrefer. Il n'y a donc pas d'optimum d'efficacité du stator à proportion de fer ou rayon d'entrefer donnés.

Quelque soit le rayon d'entrefer, cette efficacité semble converger vers la même valeur pour une proportion de fer nulle. En effet, il n'y a alors plus de dent statorique : l'induction dans l'entrefer ne dépend plus que de la largeur de l'entrefer qui est identique dans tous les cas.

La Fig.IV-10 montre que plus le rayon d'entrefer est grand, plus grand est le critère d'efficacité du stator à même proportion de fer. On s'intéresse alors aux deux stators entourés à la Fig.IV-10. Il s'agit des deux seuls essais à proportion de fer identique où les rayons d'entrefer prennent les valeurs extrêmes.

Le Tableau IV-2 donne le contenu harmonique de l'induction d'entrefer pour ces deux stators :

Contenu harmonique de l'induction d'entrefer	$R_{ent} = 60 \text{ mm}$	$R_{ent} = 90 \text{ mm}$
H5/Fond (%)	76.8	81.3
H7/Fond (%)	60	64.7
H11/Fond (%)	28.5	31.7
H13/Fond (%)	13.5	15.9

Tableau IV-2 Contenu harmonique de l'induction d'entrefer pour deux stators de rayons d'entrefer différent à proportion de fer identique.

Même s'il est du même ordre de grandeur, le contenu harmonique de l'induction est plus faible pour le stator dont le rayon d'entrefer est plus petit.

Ceci montre que le critère d'efficacité du stator ne permet pas de conclure quant au contenu harmonique de l'induction dans l'entrefer : il s'intéresse seulement au niveau du fondamental par rapport à l'induction « totale ».

La différence sur le contenu harmonique s'explique par la déformation des encoches qui n'est pas homothétique suivant le rayon d'entrefer. Pour un rayon d'entrefer petit, les encoches sont plus profondes que larges alors que pour un grand rayon d'entrefer, elles sont plus larges que profondes car le rayon extérieur est fixe. Les formes des encoches de nos deux stators pour un rayon d'entrefer de 60 mm et 90 mm à proportion de fer identique ($\alpha = 0.36$) sont respectivement illustrées aux Fig.IV-11.a et Fig.IV-11.b.

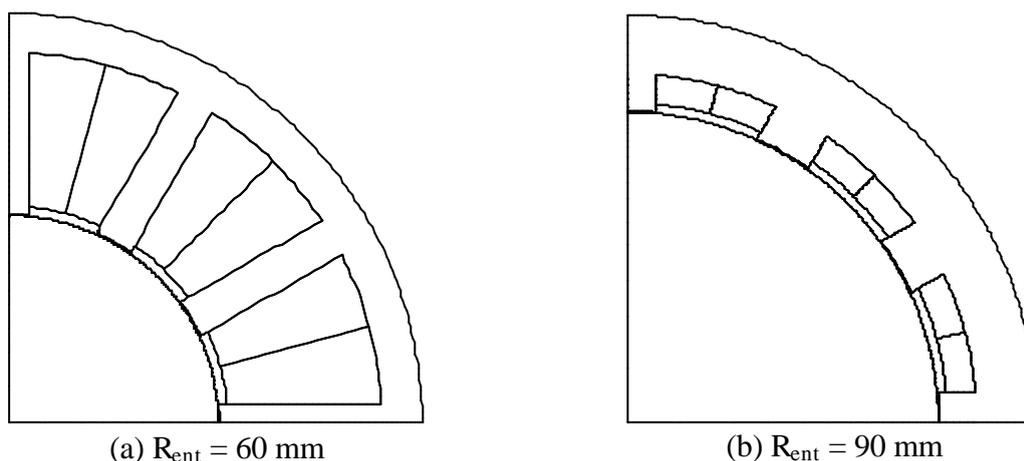


Fig.IV-11 Formes des encoches pour deux rayons d'entrefer différents à même proportion de fer.

IV-5. Conclusions

Ce chapitre a permis de déterminer une image du fondamental de l'induction par rapport à l'induction « totale » dans l'entrefer : c'est le critère d'efficacité du stator. En ramenant ce critère aux bobines d'alimentation, il est apparu un coefficient de bobinage non négligeable et dépendant du rapport largeur de dent sur pas dentaire.

Un cas simple a montré la pertinence des analyses issues des simulations numériques par éléments finis ainsi que le calcul du coefficient de bobinage.

L'étude à rayon d'entrefer fixe a permis de valider le critère d'efficacité du stator. Plus les dents sont larges, plus le fondamental de fem est important par rapport à la fem totale d'entrefer.

Cependant, il n'existe pas de rayon d'entrefer optimum pour le critère d'efficacité du stator en fonction de la largeur de dent ou en fonction du rayon d'entrefer. Ainsi ce critère seul ne permet pas de définir la géométrie complète du stator. Certes, il faut que la largeur des dents soit la plus grande possible pour que l'efficacité soit la meilleure ainsi que le contenu harmonique le plus petit. Mais on ne peut conclure quant au rayon d'entrefer qui, s'il est grand donne une efficacité accrue mais un contenu harmonique plus important.

Dans le chapitre V, on s'intéresse au couplage entre le stator et le rotor qui était jusqu'à présent non pris en compte. Ceci doit permettre d'avoir une idée de la puissance utile disponible en sortie et de définir les paramètres géométriques du moteur complet.

Chapitre V

V-1.	INTRODUCTION	96
V-2.	LE PREMIER CRITERE.....	97
V-2.1.	MISE EN PLACE DE LA MODELISATION	97
V-2.2.	DEMARCHE.....	97
V-2.3.	DEFINITION DU CRITERE.....	99
V-2.4.	EXPLOITATION DES SIMULATIONS ANTERIEURES.....	99
V-2.4.1.	<i>Rayon d'entrefer initial.....</i>	<i>99</i>
V-2.4.2.	<i>Rayon d'entrefer variable.....</i>	<i>100</i>
V-2.4.3.	<i>Conclusions de l'exploitation.....</i>	<i>101</i>
V-2.5.	SIMULATIONS COMPLETES DES MOTEURS.....	102
V-2.5.1.	<i>Le stator.....</i>	<i>102</i>
V-2.5.2.	<i>Le rotor.....</i>	<i>104</i>
V-2.5.3.	<i>Le prototype.....</i>	<i>105</i>
V-2.5.4.	<i>Les paramètres de simulations.....</i>	<i>105</i>
V-2.5.5.	<i>Les résultats.....</i>	<i>107</i>
V-2.5.6.	<i>Conclusions des simulations complètes.....</i>	<i>108</i>
V-2.6.	CONCLUSIONS.....	108
V-3.	MODIFICATION DU PREMIER CRITERE.....	109
V-3.1.	MODELISATION DU ROTOR.....	109
V-3.1.1.	<i>Epaisseur de la couche du modèle.....</i>	<i>109</i>
V-3.1.2.	<i>Résistivité équivalente.....</i>	<i>109</i>
V-3.2.	RETOUR SUR LE CRITERE.....	110
V-3.3.	EXPLOITATION DES SIMULATIONS ANTERIEURES.....	110
V-3.3.1.	<i>Nouveaux paramètres.....</i>	<i>110</i>
V-3.3.2.	<i>Définition d'un meilleur rotor.....</i>	<i>111</i>
V-3.3.3.	<i>Résultats.....</i>	<i>112</i>
V-3.4.	CONCLUSIONS DE LA MODIFICATION.....	113
V-4.	LE SECOND CRITERE.....	114
V-4.1.	RETOUR SUR LA MODELISATION INITIALE	114
V-4.2.	CALCUL DE LA DENSITE LINEIQUE A VIDE DU STATOR	115
V-4.3.	DEMARCHE ET DEFINITION DU CRITERE.....	115
V-4.4.	APPLICATION AU PROTOTYPE REALISE	117
V-4.4.1.	<i>Saturation du moteur.....</i>	<i>117</i>
V-4.4.2.	<i>Anisotropie des tôles.....</i>	<i>117</i>
V-4.4.3.	<i>Validation de la résolution des équations de Maxwell.....</i>	<i>117</i>
V-4.4.4.	<i>Retour au moteur réel.....</i>	<i>119</i>
V-4.4.5.	<i>Conclusions.....</i>	<i>121</i>
V-4.5.	CONCLUSIONS DU SECOND CRITERE.....	122
V-5.	CONCLUSIONS	122

V-1. Introduction

Un critère d'efficacité du stator a été défini au chapitre IV. Il permet d'avoir une image du fondamental de l'induction dans l'entrefer par rapport à l'induction totale. Cependant, la connaissance de ce seul critère est insuffisante pour définir entièrement un meilleur stator. Le rayon d'entrefer reste inconnu.

Dans ce chapitre, l'introduction du rotor permet d'évaluer ses pertes Joule afin d'obtenir une image de la puissance transmise au rotor et donc de la puissance utile disponible en sortie du moteur. Ainsi, en couplant la puissance transmise et l'efficacité du stator, on espère pouvoir définir un meilleur moteur (stator et rotor).

La manière la plus simple pour obtenir la puissance de sortie est de faire une simulation complète (stator et rotor) du moteur à la charge désirée, d'en déduire le couple et connaissant la vitesse de rotation du rotor, de calculer cette puissance. Dans le chapitre précédent, on avait déjà une trentaine de stators différents. Pour chacun d'entre eux, il va falloir dimensionner le rotor sachant que tous les paramètres sont plus ou moins variables, y compris le nombre de barres de la cage. On peut facilement estimer qu'une dizaine de rotors seront nécessaires pour chaque stator, ce qui nous conduit à 300 simulations au minimum. Ceci n'est pas envisageable, car trop long, et trop coûteux en place mémoire.

La puissance de sortie est calculée de manière analytique en repartant de la résolution des équations de Maxwell. Il est également fait plusieurs simplifications pour prendre en compte le rotor.

V-2. Le premier critère

V-2.1.Mise en place de la modélisation

Le rotor est développé le long de l'entrefer et on ne s'intéresse qu'à un pôle du moteur. Le rotor est modélisé par une couche uniforme de matériau conducteur de résistivité ρ , de perméabilité μ , d'épaisseur e_p , de longueur le pas polaire τ et de profondeur la longueur active L du stator (voir Fig.V-1). Le stator est alors simplement représenté par son induction fondamentale d'entrefer à vide (composante radiale uniquement). En effet, les grandeurs utiles (couple, puissance) proviennent de l'interaction entre le rotor et les fondamentaux des ondes présentes dans l'entrefer.

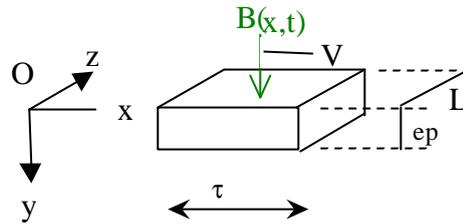


Fig.V-1 Modélisation du rotor et du stator.

L'induction fondamentale d'entrefer a une période spatiale de 2τ et elle se déplace à la vitesse V par rapport au rotor :

$$v = \frac{2\tau}{T_r} \quad (V.1)$$

avec T_r période électrique du rotor.

Elle dépend donc de deux paramètres : l'abscisse x et le temps t . Elle a pour composante dans le repère (O, x, y, z) :

$$B(x, t) = \begin{pmatrix} 0 \\ B_0 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{T_r} \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot \tau} \cdot x\right) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (V.2)$$

avec B_0 induction fondamentale d'entrefer maximale.

V-2.2.Démarche

Avant de résoudre les équations de Maxwell, certaines hypothèses simplificatrices sont posées afin de simplifier grandement le problème :

- la résistivité ρ , la perméabilité μ et l'épaisseur e_p de la couche de matériau uniforme représentant un « pôle » du rotor sont constants (ces paramètres vont être indépendants du rotor réel).
- les courants induits sont négligés dans le calcul du champ électrique E
- les moteurs travaillent à glissement identique.

Le champ électrique E et le courant j induit dans le rotor s'exprime dans le repère (O, x, y, z) :

$$E(x,t) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{2 \cdot \tau \cdot B_0}{T_r} \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{T_r} \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot \tau} \cdot x\right) \end{pmatrix} \quad (V.3)$$

$$j(x,t) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{2 \cdot \tau \cdot B_0}{\rho \cdot T_r} \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{T_r} \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot \tau} \cdot x\right) \end{pmatrix} \quad (V.4)$$

Les pertes Joule dissipées par l'élément de volume dV soumis au champ électrique E et parcouru par le courant j sont calculées. En intégrant selon x sur la largeur du pôle, les pertes Joule sur le pôle sont obtenues (Fig.V-2).

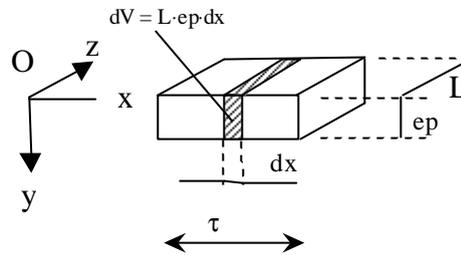


Fig.V-2 Calcul des pertes Joule sur le pôle du rotor.

Les pertes Joule sur le pôle valent :

$$P_J = \frac{2 \cdot L \cdot ep \cdot \tau^3 \cdot (B_0)^2}{\rho \cdot (T_r)^2} \quad (V.5)$$

Les moteurs travaillant toujours au même glissement, et ρ , μ , et ep étant indépendants du rotor, P_J est proportionnel au produit de τ^3 par B_0^2 . On fait apparaître le rayon d'entrefer R_{ent} et le flux fondamental d'entrefer Φ_0 car ce sont les paramètres utilisés dans les simulations du chapitre IV :

$$\tau = \frac{R_{ent} \cdot \pi}{p} \quad (V.6)$$

$$\phi_0 = \frac{2}{\pi} \cdot B_0 \cdot \tau \cdot L \quad (V.7)$$

avec p nombre de paires de pôles du moteur.

Les pertes Joule du pôle rotor modélisé sont proportionnelles au produit du rayon d'entrefer par le carré du flux fondamental d'entrefer :

$$P_t = k \cdot R_{ent} \cdot (\phi_0)^2 \quad (V.8)$$

$$k = \frac{ep \cdot \pi^3}{2 \cdot p \cdot \rho \cdot (T_r)^2 \cdot L} \quad (V.9)$$

et

V-2.3. Définition du critère

En se plaçant au même glissement, les pertes Joule du rotor modélisé ont été calculées. Le nombre de pôles est identique, il s'agit, en l'occurrence, de celui des simulations déjà effectuées (4 pôles). La relation V.8 donne alors une image de la puissance transmise : P_J est le premier critère de puissance.

V-2.4. Exploitation des simulations antérieures

Le flux fondamental des stators et leur rayon d'entrefer sont connus grâce aux simulations du chapitre précédent. Les encoches du stator sont droites.

V-2.4.1. Rayon d'entrefer initial

Les résultats de l'étude pour le rayon d'entrefer initial de 75 mm sont repris pour connaître l'évolution du critère P_J suivant la proportion de fer au niveau de l'entrefer coté stator (Fig.V-3). La courbe est obtenue par interpolation linéaire « des croix » représentant les essais.

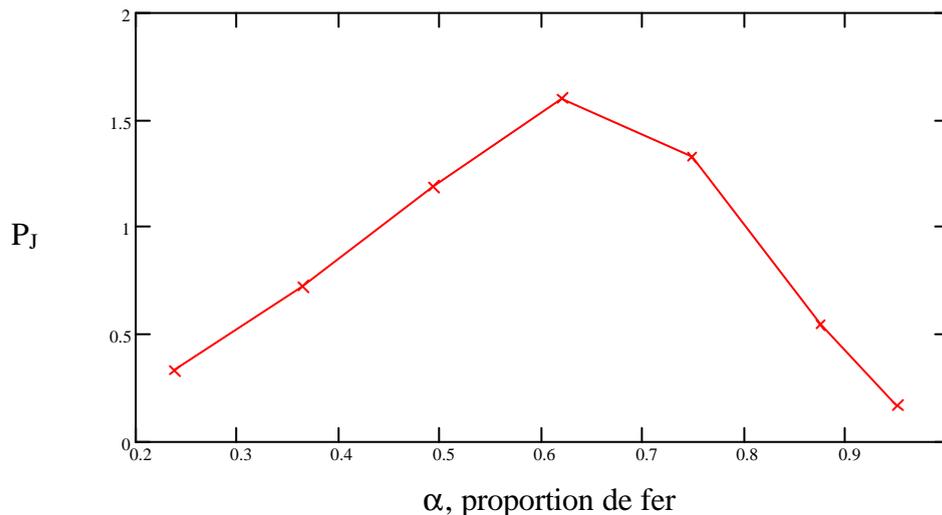


Fig.V-3 Evolution du critère de puissance transmise P_J en fonction de la proportion de fer α pour un rayon d'entrefer de 75 mm.

Il existe une proportion de fer optimale pour rendre maximum la puissance transmise au rotor. L'interpolation linéaire n'est pas très précise : le maximum du critère P_J se trouve pour une proportion de fer comprise entre 0.5 et 0.7. Dans la suite, on proposera une interpolation par la méthode des splines cubiques.

V-2.4.2. Rayon d'entrefer variable

Les résultats des simulations du dernier chapitre pour les rayons d'entrefer de 60 mm, 70 mm, 80 mm et 90 mm sont récupérés pour connaître les évolutions du critère de puissance P_t en fonction de la proportion de fer. Les « croix » représentent les essais. Les résultats pour le rayon d'entrefer initial de 75 mm après interpolation par les splines cubiques (courbe sans croix) sont ajoutés. Le stator du prototype ($R_{ent} = 75$ mm) est indiqué (proportion de fer de $\frac{1}{2}$).

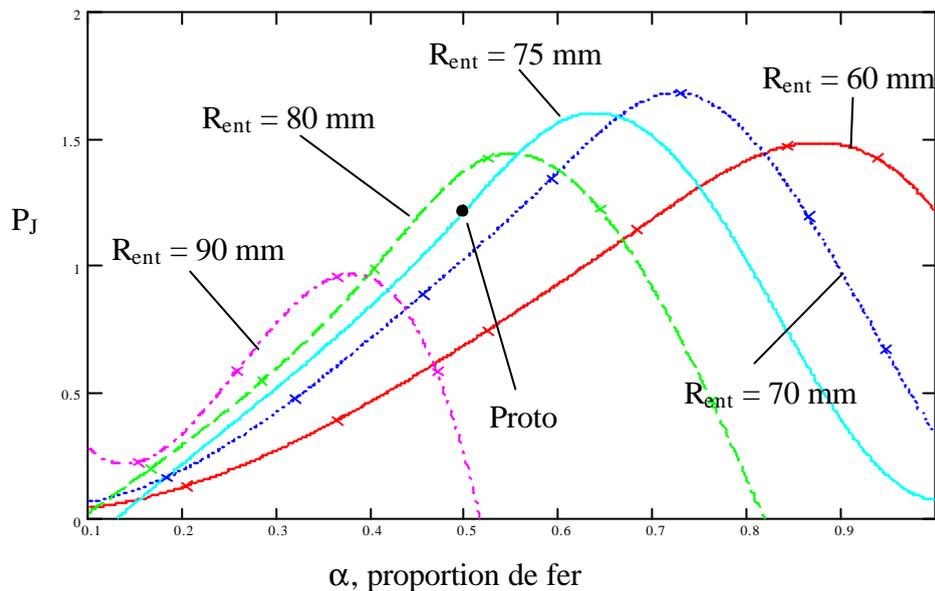


Fig.V-4 Evolution du critère de puissance transmise P_J en fonction de la proportion de fer α pour un rayon d'entrefer de 60 mm, 70 mm, 75 mm, 80 mm et 90 mm .

Il existe une proportion de fer optimale qui rend la puissance transmise maximum pour chaque rayon d'entrefer. Les maxima du critère de puissance P_t sont supérieures au critère de puissance développé par le prototype, sauf pour $R_{ent} = 90$ mm.

De plus, il existe un couple (R_{ent}, α) optimum pour obtenir la puissance maximale. Le rayon d'entrefer correspondant à ce couple se situe aux alentours de 70 mm. Pour des raisons de faisabilité, le rayon d'entrefer a été fixé à la valeur de 68 mm.

Le rayon d'entrefer étant fixé (68 mm) : quatre nouvelles simulations sont effectuées pour une proportion de fer variant de 0.65 à 0.8. La Fig.V-5 donne l'allure du critère de puissance P_J en fonction de la proportion de fer.

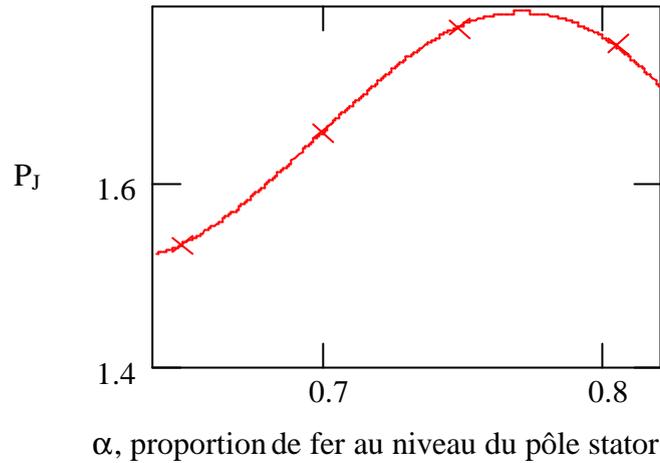


Fig.V-5 Evolution du critère de puissance transmise P_J en fonction de la proportion de fer α pour un rayon d'entrefer de 68 mm.

La proportion de fer optimale vaut 0.77 et le critère de puissance correspondant atteint 1.79 alors que pour le prototype, ce critère vaut 1.22. On gagne donc presque 47 % de puissance transmise.

De plus, la proportion de fer passe de 0.5 à 0.77, ce qui implique d'une part que l'efficacité du stator (voir chapitre IV) sera meilleure et d'autre part que le contenu harmonique diminuera.

V-2.4.3. Conclusions de l'exploitation

Il est possible en jouant sur le rayon d'entrefer et sur la proportion de fer d'améliorer le moteur vis-à-vis de ce critère. Il faut maintenant valider ce résultat. Quelques simulations complètes du moteur vont permettre ou non d'infirmer le critère de puissance transmise P_J .

V-2.5. Simulations complètes des moteurs

V-2.5.1. Le stator

V-2.5.1.1. Les paramètres géométriques

Le stator est dimensionné afin de rendre le critère de puissance maximum : la proportion de fer et le rayon d'entrefer valent :

- $\alpha = 0.77$
- $R_{ent} = 68 \text{ mm}$.

Le rayon extérieur des tôles stator et l'entrefer ne changent pas. Ceci permet de déduire la largeur de dent, la hauteur de culasse, la largeur d'encoche et la profondeur d'encoche (voir Fig. V-6):

- $R_{ext} = R_{ext \text{ proto}}$
- $ent = 0.4 \text{ mm}$
- $L_{ds} = 27.4 \text{ mm}$ largeur de dent stator
- $H_{cs} = L_{ds}$ hauteur de culasse stator
- $L_{es} = 8.2 \text{ mm}$ largeur d'encoche stator
- $H_{es} = 24.6 \text{ mm}$ profondeur d'encoche stator.

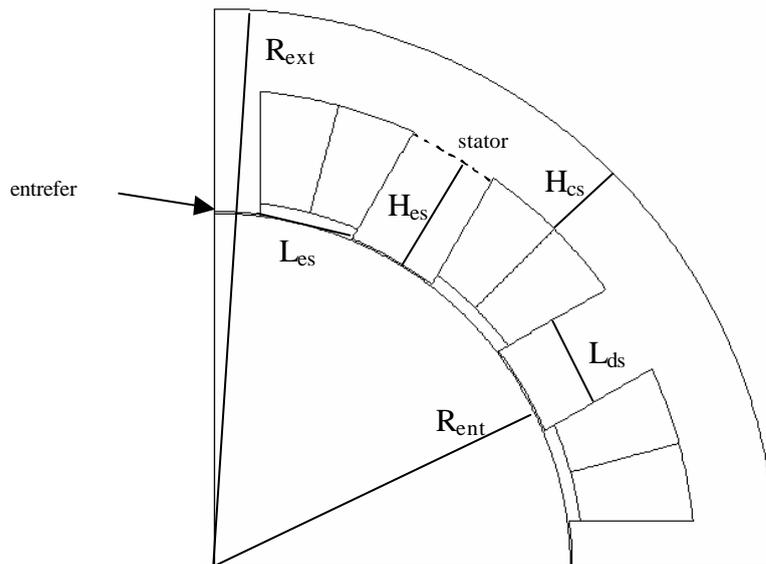


Fig.V-6 Paramètres géométriques du stator.

V-2.5.1.2. Les paramètres électriques

En calculant le critère d'efficacité stator, la tension d'alimentation V est obtenue. Chaque phase statorique est constituée de 4 bobines: deux groupes de deux bobines en série et ces deux groupes sont mis en parallèle (voir Fig.V-7). Chaque phase est soumise à la tension d'alimentation de 230 V. Le nombre de spires par bobine vaut donc:

$$N = \frac{230}{2 \cdot V} \quad (V.10)$$

On $V = 1.244$ V/spire d'où $N = 92$ spires.

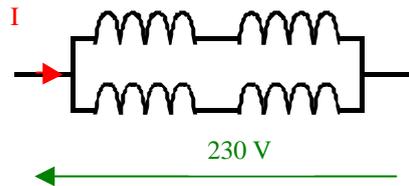


Fig.V-7 Les 4 bobines par phase.

Les pertes Joule dans les têtes de bobines sont maintenant prise en compte. La résistivité équivalente du cuivre est calculée comme suit.

La longueur du conducteur dans les encoches vaut la longueur active L de la machine et ρ est sa résistivité. Les têtes de bobine ont une forme cylindrique de diamètre le pas dentaire stator d'où, en première approximation:

$$L_{tete} = \frac{pas_dentaire \cdot \pi}{2} \quad (V.11)$$

et

$$pas_dentaire = \frac{R_{ent} \cdot 2\pi}{N_s} \quad (V.12)$$

avec N_s nombre d'encoches stator.

Le conducteur de longueur $L + L_{tete}$ et de résistivité ρ est remplacé par un conducteur de longueur L et de résistivité ρ_1 et de même section soit:

$$\rho_1 = \frac{L + L_{tete}}{L} \cdot \rho \quad (V.13)$$

Pour notre stator, $R_{ent} = 68$ mm et $N_s = 12$ d'où :

$$L_{tete} = 0.43 \cdot L \quad (V.14)$$

La résistivité du cuivre à 80°C (température crédible pour le stator) est de $2.26 \cdot 10^{-8} \Omega.m$ ce qui donne comme résistivité tenant compte des têtes de bobine $3.23 \cdot 10^{-8} \Omega.m$.

Le coefficient de remplissage vaut 0.525 (valeur exacte du proto).

V-2.5.2. Le rotor

La Fig.V-8 montre les paramètres géométriques utiles à la définition du rotor :

- $N_r = 14$ nombre de barres de la cage (nombre de barres du proto)
- $D_{ar} = 58 \text{ mm}$ diamètre d'arbre rotor standard
- H_{cr} hauteur de culasse rotor
- H_{er} profondeur d'encoche rotor
- L_{er} largeur d'encoche rotor à la base ($L_{er_min} = 2\text{mm}$)
- L_{dr} largeur de la dent rotor ($L_{dr_min} = 4\text{mm}$)
- $L_{or} = L_{or\ proto}$ ouverture d'encoche rotor (valeur du proto)
- $H_{or} = H_{or\ proto}$ profondeur du bec d'encoche rotor (valeur du proto)
- $\alpha_r = 30^\circ$ angle du bec d'encoche rotor.

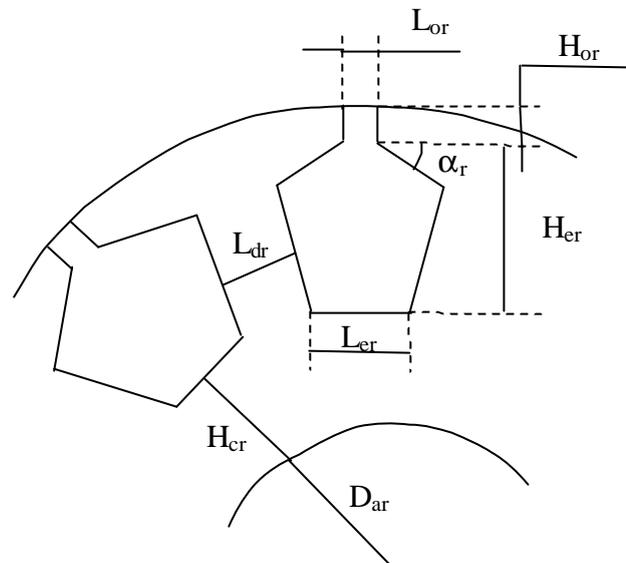


Fig.V-8 Paramètres géométriques du rotor.

Il faut imposer un état magnétique au rotor proche de celui du stator. On écrit deux contraintes permettant la déduction des derniers paramètres :

$$H_{cr} = k \cdot H_{cs} \quad (\text{V.15})$$

et

$$N_r \cdot L_{dr} = k \cdot N_s \cdot L_{ds} \quad (\text{V.16})$$

pour $k = 0.95, 0.85$ ou 0.75 .

La relation V.15 est basée sur la hauteur des culasses : elles doivent être sensiblement identiques pour éviter la saturation locale. La relation V.16 tient compte du fait que les surfaces de fer devant l'entrefer doivent être proches pour que les fuites entre rotor et stator soient faibles.

Il y a alors trois géométries à tester. Plus k est grand, plus les barres rotor sont petites comme le montre la Fig.V-9.

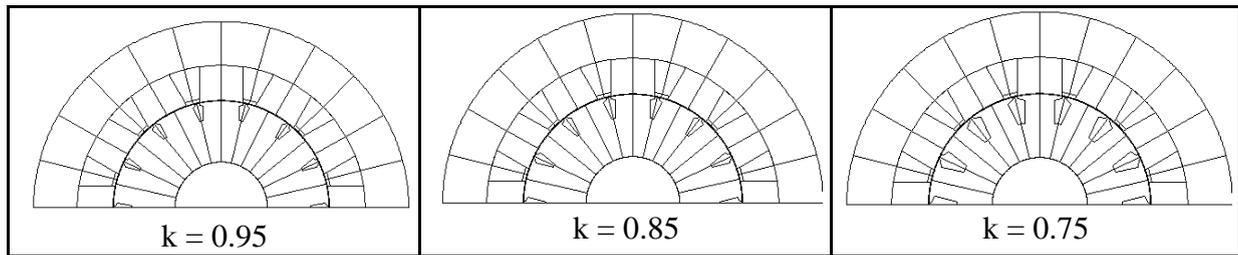


Fig.V-9 Les trois géométries de test.

V-2.5.3. Le prototype

La géométrie du prototype a été rentrée. Le calcul de l'efficacité stator du prototype a conduit à une tension d'alimentation de 0.991 V/spire soit 116 spires par bobine. De plus, la résistivité équivalente tenant compte des têtes de bobines vaut $3.3 \cdot 10^{-8} \Omega.m$.

V-2.5.4. Les paramètres de simulations

Les propriétés physiques sont les suivantes:

- tôles rotor et stator avec le matériau décrit à l'annexe B
- barres rotor en alu A7L à 165°C (résistivité de $3 \cdot 10^{-8} \Omega.m$, coefficient de variation thermique de résistivité de $4.4 \cdot 10^{-3}/^{\circ}C$)
- axe rotor en acier (matériau décrit à l'annexe B).

La Fig.V-10 représente la géométrie simulée pour $k = 0.75$ et les conditions aux limites. Les régions surfaciques sont appelées Bob1 à Bob12 de manière successive. Deux pôles du moteur sont représentés car le nombre de barres par paires de pôles est impair (7 barres).

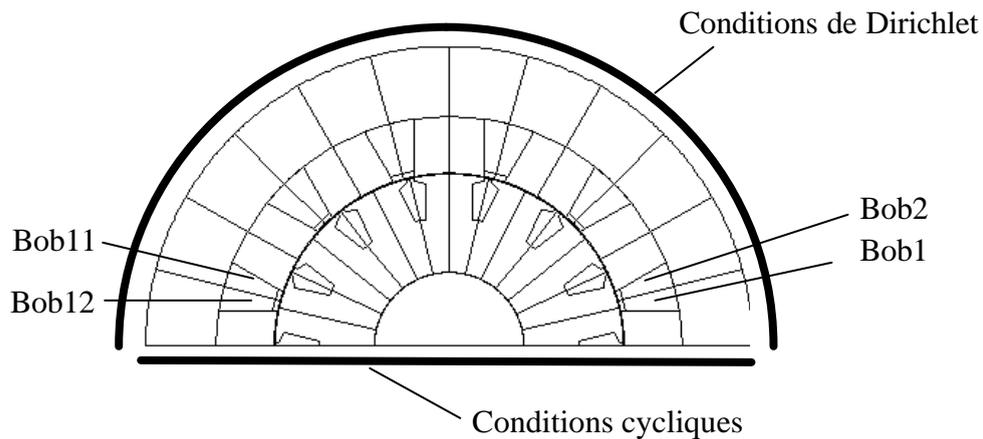


Fig.V-10 Géométrie simulée.

La géométrie est couplée avec un circuit électrique prenant en compte la cage (Fig.V-11). Les résistances et les inductances des anneaux de court-circuit de la cage sont négligées. Le stator est alimenté par un système triphasé de tensions simples efficaces de 230 V. Les conducteurs Bob1 à Bob12 du circuit électrique sont couplés aux régions surfaciques de mêmes noms.

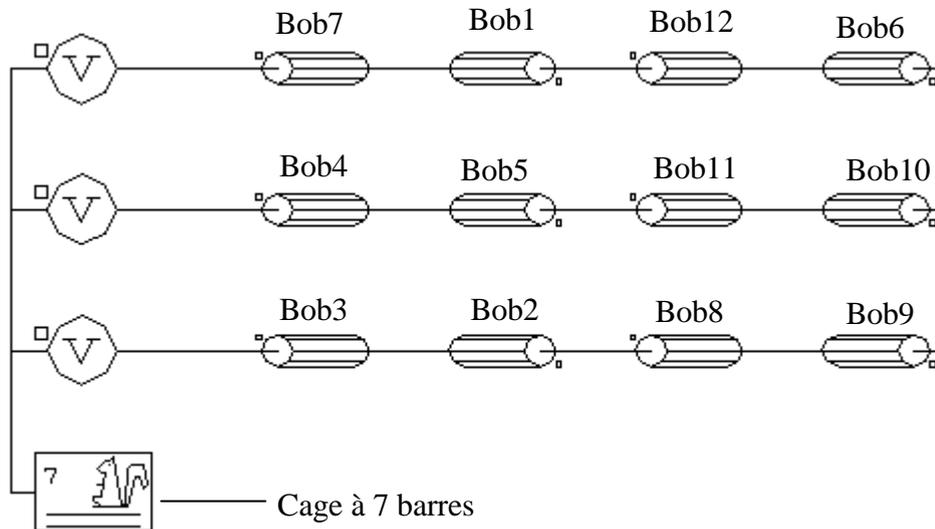


Fig.V-11 Circuit électrique.

Le glissement est de 3%.

Les résolutions sont des résolutions magnétodynamiques. De ce fait, les courants et les densités de courants ne sont pas parfaitement équilibrés.

V-2.5.5. Les résultats

La Fig.V-12 donne les niveaux d'induction fondamentale d'entrefer et maximale dans les dents stator et rotor pour les 4 moteurs : le prototype et les trois moteurs tests.

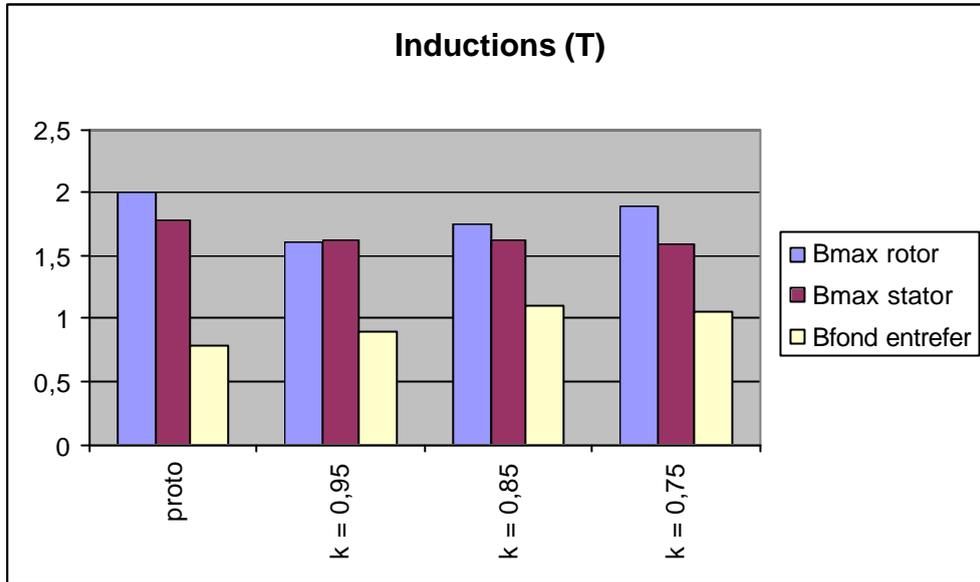


Fig.V-12 Inductions dans les moteurs.

Il est normal de voir augmenter l'induction fondamentale d'entrefer par rapport à celle du prototype car la proportion de fer des stators tests a augmenté. De plus, plus la surface des barres augmente, plus le rotor devient saturé ce qui explique l'élévation de l'induction maximale dans les dents rotor.

La Fig.V-13 montre la puissance électrique absorbée et la puissance mécanique délivrée par les 4 moteurs. La puissance mécanique est calculée en soustrayant les pertes Joule stator et rotor à la puissance électrique absorbée par le moteur.

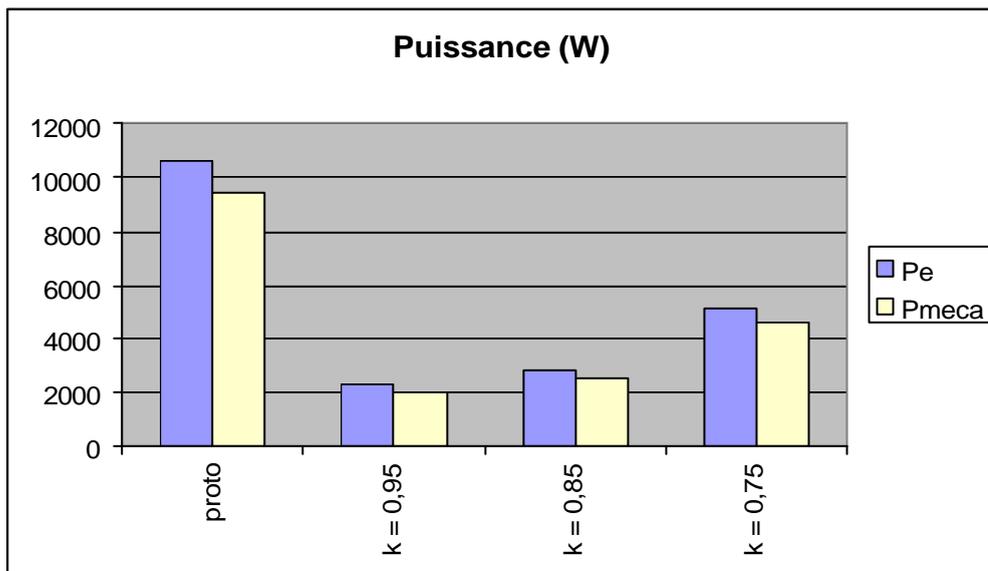


Fig.V-13 Puissance absorbée et puissance mécanique délivrée par les moteurs.

Les puissances des trois moteurs tests sont bien inférieures à celles délivrées par le prototype. On s'attendait à trouver des puissances bien meilleures en optimisant le stator par le critère de puissance transmise. Ceci conduit à le remettre en cause. En effet, les puissances absorbées et mécaniques dépendent clairement de la géométrie des barres de la cage. Il faut inclure les éléments dimensionnant ces barres afin que la résistivité et l'épaisseur de la couche de notre modèle en dépendent.

Enfin, la Fig.V-14 illustre le facteur de puissance des moteurs.

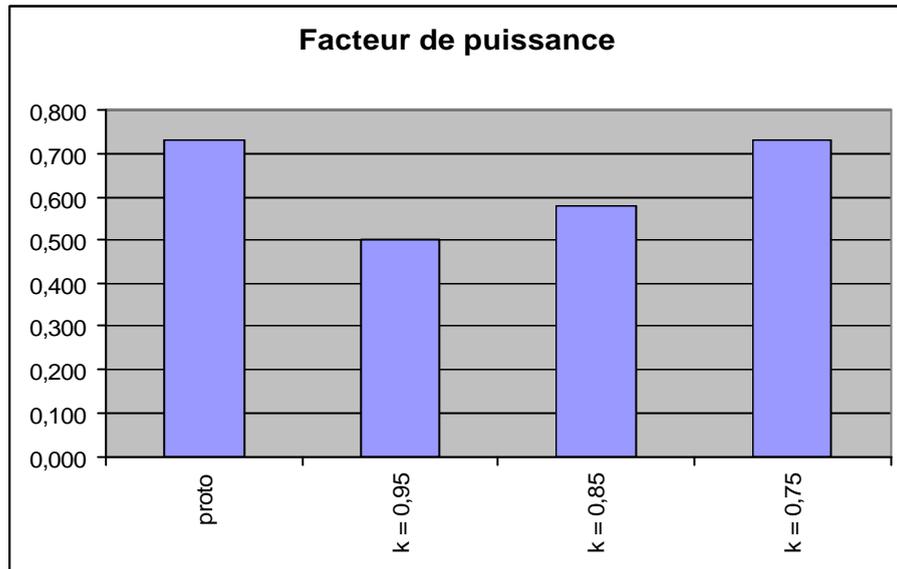


Fig.V-14 Facteur de puissance des moteurs.

Le facteur de puissance des moteurs tests grandit lorsque les barres de la cage sont de plus en plus grandes. Ceci met en évidence que le rotor avec des petites barres ($k = 0.95$), bien qu'ayant l'état magnétique le plus proche de celui du stator n'est pas du tout bien dimensionné.

V-2.5.6. Conclusions des simulations complètes

Les simulations complètes du moteur ne confirment pas le critère de puissance transmise. Il a été mis en évidence que les puissances absorbées et mécaniques dépendent de la forme des barres de la cage.

V-2.6. Conclusions

On a cherché à obtenir une image de la puissance transmise au rotor en supposant que cette puissance ne dépendait que de ce que pouvait fournir le stator. Il se trouve qu'à stator identique, les simulations complètes ont montré que même la puissance absorbée par le moteur dépend de la forme du rotor. Il faut alors prendre en compte la géométrie des barres de la cage dans l'élaboration du critère de puissance transmise.

V-3. Modification du premier critère

V-3.1. Modélisation du rotor

Les paramètres de la couche uniforme de matériau conducteur modélisant le pôle du rotor dépendent du rotor réel. En effet, suivant la forme des barres de la cage, la proportion de fer par rapport à celle de l'aluminium sera différente : la résistivité équivalente et l'épaisseur de la couche uniforme seront plus ou moins grandes.

V-3.1.1. Epaisseur de la couche du modèle

On va modéliser non pas un pôle du rotor entier mais un pôle de la couronne du rotor contenant les encoches par la couche uniforme de matériau conducteur d'épaisseur identique (Fig.V-15).

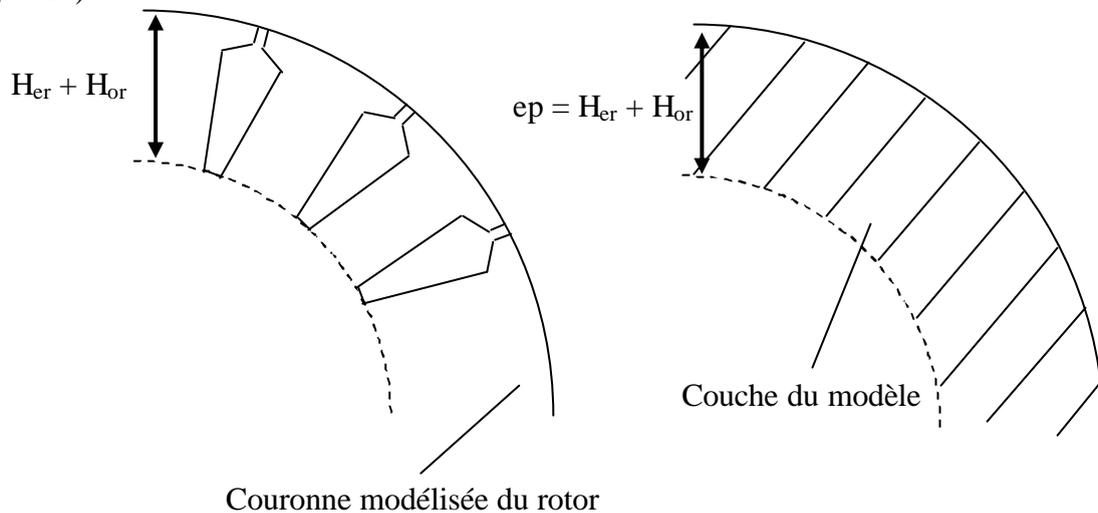


Fig.V-15 La couronne modélisée du rotor et la couche du modèle.

V-3.1.2. Résistivité équivalente

La résistance de la couche doit être identique à celle de la couronne. Il faut que la résistivité de la couche vérifie:

$$\rho_{\text{couche}} = \rho_{\text{alu}} \cdot \frac{S_{\text{couche}}}{S_{\text{alu}}} \quad (\text{V.17})$$

avec ρ_{alu} résistivité de l'aluminium des barres de la cage
 S_{alu} surface des barres de la cage sous un pôle du moteur
 S_{couche} surface de la couche du modèle.

L'aluminium utilisé dans les simulations a une résistivité de $3 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ (à 0°C) et un coefficient de variation thermique de résistivité de $4.4 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot \text{m}/^\circ\text{C}$ ce qui conduit à une résistivité de $5.2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ à 165°C .

Le calcul de la surface des barres est donné en annexe C.

V-3.2.Retour sur le critère

Les hypothèses simplificatrices suivantes restent toujours posées:

- les courants induits sont négligés dans le calcul du champ électrique E
- les moteurs travaillent à glissement identique.

Le critère de puissance transmise P_J vérifie la relation V.5. Il ne reste plus qu'à substituer $H_{er} + H_{or}$ à e_p et ρ_{couche} à ρ , ce qui donne le critère modifié de puissance transmise P_{mJ} :

$$P_{mJ} = \frac{(H_{er} + H_{or}) \cdot R_{ent} \cdot (\phi_0)^2}{\rho_{couche}} \quad (V.18)$$

V-3.3.Exploitation des simulations antérieures

On récupère toujours des simulations du chapitre V :

- Φ_0 flux fondamental d'entrefer
- R_{ent} rayon d'entrefer
- α proportion de fer côté stator au niveau de l'entrefer.

V-3.3.1. Nouveaux paramètres

Les nouveaux paramètres (H_{er} , H_{or} et ρ_{couche}) intervenant dans le critère modifié de puissance dépendent directement de la géométrie du rotor. Les paramètres complets du rotor sont rappelés à la Fig.V-16.

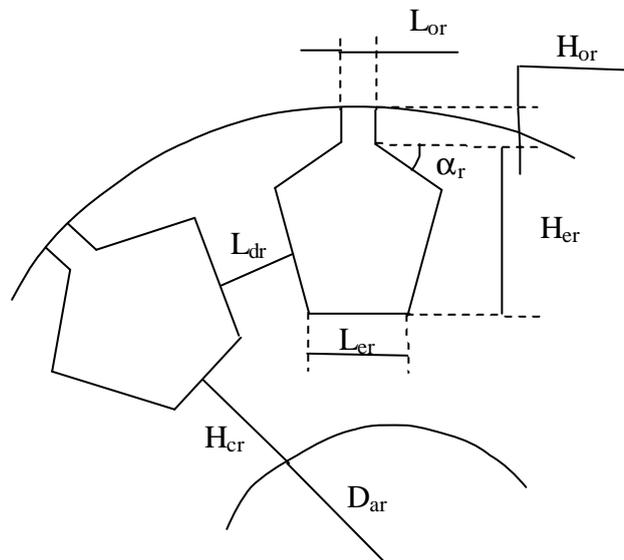


Fig.V-16 Paramètres géométriques du rotor pris en compte.

Dès le départ, la géométrie des becs d'encoches rotor, le nombre de barres de la cage et le diamètre d'arbre sont fixés:

- $H_{or} = H_{or\ proto}$ valeur du prototype
- $L_{or} = L_{or\ proto}$ valeur du prototype

- $\alpha_r = 30^\circ$
- $N_r = 14$ barres valeur du prototype
- $D_{ar} = 58$ mm valeur du prototype.

Il reste encore 4 paramètres à définir numériquement (L_{er} , L_{dr} , H_{cr} et H_{er}).

V-3.3.2. Définition d'un meilleur rotor

Le rotor donnant le critère maximum pour un stator fixé est recherché.

D'après les relations V.17 et V.18, le critère est maximum lorsque la surface d'aluminium est maximale à stator identique. En effet, la profondeur d'encoche rotor H_{er} ainsi que la résistivité de la couche du modèle ρ_{couche} sont respectivement maximale et minimale. Il faut cependant respecter la contrainte technologique sur la largeur d'encoche à la base minimale d'où:

- $L_{er} = 2$ mm.

En couplant le rotor et le stator, l'intégralité du flux sortant du stator est supposée atteindre le rotor. Cette égalité permet de déterminer la largeur de dent rotor L_{dr} :

$$L_{dr} = \frac{B_{stator} \cdot N_s \cdot L_{ds}}{B_{rotor} \cdot N_r} \quad (V.19)$$

avec B_{stator} et B_{rotor} inductions maximales dans les dents stator et rotor
 N_s et N_r nombre d'encoches stator et de barres rotor
 L_{ds} largeur de dent stator.

Enfin, deux relations géométriques restent à exploiter :

$$L_{dr} + L_{er} = \frac{2 \cdot \pi}{N_r} \cdot (D_{ar} + H_{cr}) \quad (V.20)$$

$$\text{et} \quad (V.21)$$

$$R_{ent} = D_{ar} + H_{cr} + H_{er} + H_{or} + \text{ent}$$

avec ent largeur d'entrefer.

De la relation V.20, on déduit la largeur de culasse H_{cr} puis on obtient H_{er} (relation V.21).

Il ne reste plus qu'à fixer B_{rotor} à 1.8T et récupérer B_{stator} des simulations du chapitre IV.

Il faut que la culasse rotor existe. En effet, à cause du diamètre d'arbre imposé, il faut que :

- pour $R_{ent} = 90$ mm, $H_{er} < 61$ mm
- pour $R_{ent} = 80$ mm, $H_{er} < 51$ mm
- pour $R_{ent} = 75$ mm, $H_{er} < 46$ mm
- pour $R_{ent} = 70$ mm, $H_{er} < 41$ mm
- pour $R_{ent} = 60$ mm, $H_{er} < 31$ mm.

V-3.3.3. Résultats

La Fig.V-17 illustre l'évolution de la profondeur d'encoche H_{er} en fonction de la proportion de fer stator pour les différents rayons d'entrefer testés. Les limites supérieures dues à l'arbre portant le rotor ont été remplacées pour les rayons d'entrefer de 90 mm, 80 mm et 75 mm.

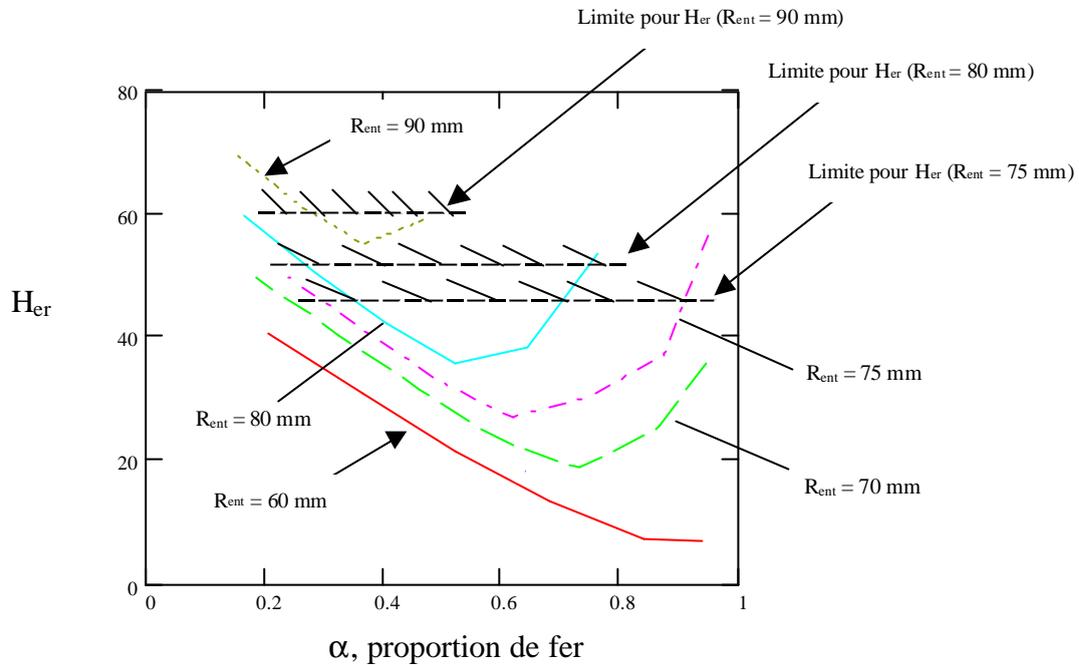


Fig.V-17 Evolution de la profondeur d'encoche rotor H_{er} en fonction de la proportion de fer pour différents rayons d'entrefer.

Pour chaque rayon d'entrefer, la proportion de fer doit appartenir à un intervalle d'existence de la culasse rotor. Sur cet intervalle, le « meilleur » rotor existe bien et le critère modifié de puissance sera interprétable.

L'évolution du critère modifié de puissance en fonction de la proportion de fer est donnée à la Fig.V-18 pour les différents stators. Ce critère n'a été calculé que sur les intervalles d'existence du « meilleur » rotor.

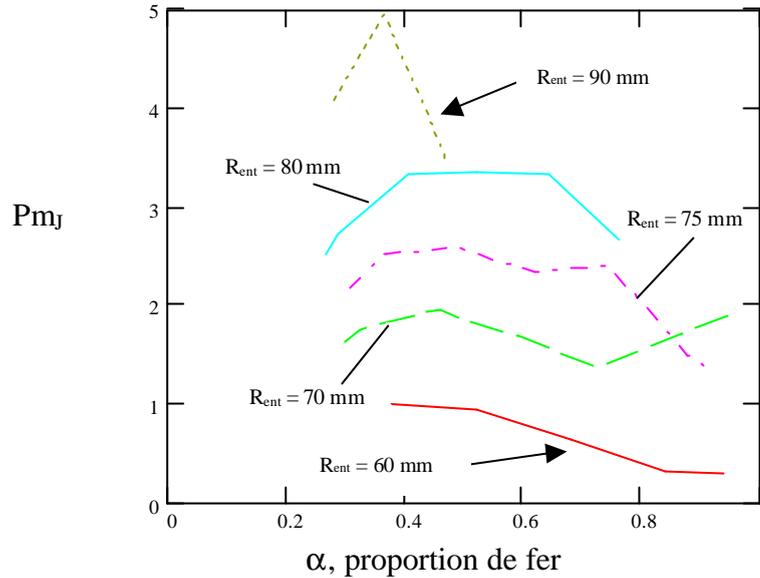


Fig.V-18 Evolution de la profondeur d'encoche rotor Her en fonction de la proportion de fer pour différents rayons d'entrefer.

Au regard de l'évolution du critère de puissance modifié en fonction du rayon d'entrefer, il y a une incohérence. En effet, plus le rayon d'entrefer est grand, meilleur est ce critère. Il n'apparaît pas de rayon optimum pour une large variation du rayon d'entrefer à rayon extérieur des tôles stator fixe. En poussant le raisonnement à l'extrême, il faut un stator le plus mince possible en périphérie du rayon extérieur pour avoir le plus grand rotor.

L'exploitation des simulations du chapitre IV ne confirme pas le critère de puissance modifié.

V-3.4. Conclusions de la modification

La prise en compte physique des barres de la cage du rotor a été ajoutée au premier critère. La méthode consiste à modéliser le rotor par une couche de matériau conducteur uniforme d'épaisseur la profondeur des barres de la cage (profondeur des encoches rotor) et dont la résistivité est fonction de la surface de ces mêmes barres.

En regardant les hypothèses simplificatrices du problème, la seule qui puisse être mise en défaut est la non prise en compte des courants induits dans le calcul du champ électrique E. Ceci implique la résolution complète des équations de Maxwell.

V-4. Le second critère

V-4.1. Retour sur la modélisation initiale

Le rotor est développé le long de l'entrefer et on ne s'intéresse qu'à un pôle de la couronne du rotor contenant ses encoches. Cette couronne est modélisée par une couche uniforme de matériau conducteur de perméabilité μ , de longueur le pas polaire et de profondeur la longueur active L du stator. Sa résistivité ρ et son épaisseur e_p dépendent de la géométrie des barres de la cage du rotor de la même manière qu'au paragraphe précédent :

$$e_p = H_{er} + H_{or} \quad (V.22)$$

et

$$\rho_{couche} = \rho_{alu} \cdot \frac{S_{couche}}{S_{alu}} \quad (V.23)$$

Par contre, le stator est maintenant représenté par sa densité de courant linéique. En effet, la densité de courant linéique est d'une manière générale un paramètre de dimensionnement de stator qu'il a semblé plus judicieux de choisir. Il permet également de retrouver l'induction fondamentale d'entrefer.

La Fig.V-19 rappelle la modélisation. L'entrefer et la couche sont entourés de matériaux de perméabilité infinie (amagnétique). La densité linéique de courant s'applique à la profondeur y nulle et vaut :

$$J(x, t) = J \cdot \sin(\omega \cdot t + k \cdot x) \quad (V.24)$$

avec J densité maximale de courant linéique stator

et

$$k = \frac{\pi}{\tau} \quad (V.25)$$

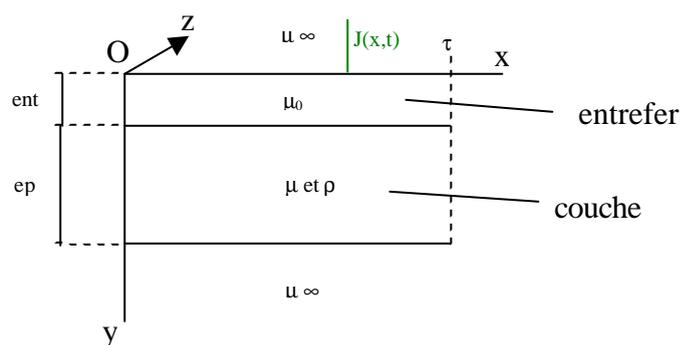


Fig.V-19 Modélisation du rotor et du stator.

V-4.2.Calcul de la densité linéique à vide du stator

A partir de la tension d'alimentation des bobines du stator, le flux embrassé par les bobines s'écrit:

$$\phi_{\text{bob}} = \frac{V_{\text{bob}} \cdot \sqrt{2}}{N \cdot \omega} \quad (\text{V.26})$$

avec N nombre de spires par bobines et ω pulsation de la source.

L'induction maximale dans la dent s'écrit :

$$B_{\text{max}} = \frac{\phi_{\text{bob}}}{L_{\text{ds}} \cdot L} \quad (\text{V.27})$$

L'induction fondamentale d'entrefer vaut :

$$B_{\text{ent_fond}} = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \cdot B_{\text{max}} \cdot \sin\left(\frac{L_{\text{ds}} \cdot p}{2 \cdot R_{\text{ent}}}\right) \quad (\text{V.28})$$

La densité linéique de courant à vide s'obtient alors par :

$$J_{\text{max}} = \frac{\pi \cdot \text{ent}}{\tau \cdot \mu_0} \cdot B_{\text{ent_fond}} \quad (\text{V.29})$$

Il est à noter que la simulation du stator seul est toujours utile afin de déterminer le bon nombre de spire par bobine (voir paragraphe V-2.5.1.2).

V-4.3.Démarche et définition du critère

Les pertes Joule dissipées par le rotor modélisé sont à calculer. La seule hypothèse simplificatrice est que les moteurs travaillent à glissement identique. Ainsi, les pertes Joule au rotor seront directement proportionnelles à la puissance transmise.

Il faut maintenant résoudre les équations de Maxwell :

$$\text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{V.30})$$

$$\text{rot}(\vec{B}) = \frac{\mu}{\rho} \vec{E} \quad (\text{V.31})$$

$$\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (\text{V.32})$$

$$\text{et} \\ \text{div}(\vec{E}) = 0 \quad (\text{V.33})$$

Après calcul, les relations qui permettent d'obtenir la composante complexe suivant l'axe y de l'induction B (induction radiale) ainsi que la composante complexe suivant l'axe z du champ électrique E toutes deux dans la couche sont les suivantes :

$$B = \frac{2 \cdot \mu \cdot J}{D} \cdot \text{ch}(s \cdot y) \cdot e^{j(\omega \cdot t + k \cdot x)} \quad (\text{V.34})$$

et

$$E = \frac{2 \cdot \mu \cdot \omega \cdot J}{k \cdot D} \cdot \text{ch}(s \cdot y) \cdot e^{j(\omega \cdot t + k \cdot x)} \quad (\text{V.35})$$

avec

$$s = \alpha + j \cdot \beta \quad (\text{V.36})$$

$$\alpha = k \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\mu \cdot \omega}{\rho \cdot k^2} \right)^2} \right]} \quad (\text{V.37})$$

$$\beta = k \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \left[-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\mu \cdot \omega}{\rho \cdot k^2} \right)^2} \right]} \quad (\text{V.38})$$

et

$$D = \frac{2 \cdot s}{k} \cdot \text{sh}(s \cdot ep) \cdot \text{ch}(k \cdot \tau) + \frac{2 \cdot \mu}{\mu_0} \cdot \text{ch}(s \cdot ep) \cdot \text{sh}(k \cdot \tau) \quad (\text{V.39})$$

Les pertes Joule dissipées dans un élément dV de la couche (voir Fig.V-20) s'exprime par :

$$dP_j = \frac{1}{2 \cdot \rho} \cdot E \cdot \bar{E} \cdot dV \quad (\text{V.40})$$

avec \bar{E} complexe conjugué du champ électrique.

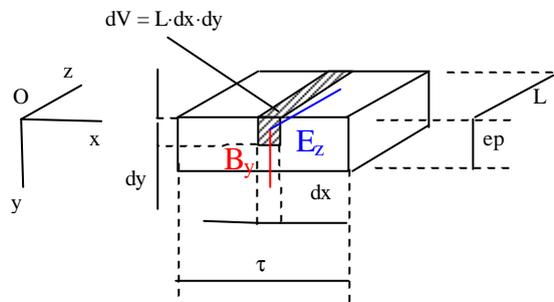


Fig.V-20 Calcul des pertes Joule sur le pôle du rotor.

Il ne reste plus qu'à intégrer suivant x la longueur de la couche et y son épaisseur puis de corriger par le nombre de pôles p du moteur pour connaître les pertes Joule au rotor. Ceci donne une image de la puissance transmise au rotor et permet de définir le second critère de puissance P_{jr} par :

$$P_{jr} = \frac{L \cdot p}{2 \cdot \rho} \cdot \int_0^{ep} \int_0^{\tau} E \cdot \bar{E} \cdot dx \cdot dy \quad (\text{V.41})$$

Les équations permettant l'obtention du critère de puissance P_{jr} et de l'induction radiale à l'interface couche/entrefer sont rentrées dans une feuille de calcul du logiciel Mathcad.

V-4.4. Application au prototype réalisé

On désire retrouver les pertes Joule et l'induction à l'interface entrefer/couche en se basant sur le prototype réalisé. Tous les paramètres géométriques et électriques utiles proviennent des données de l'industriel. Avant de pouvoir comparer les résultats entre le modèle et la simulation, il a fallu résoudre les problèmes posés par la saturation locale du moteur et par l'anisotropie des tôles.

V-4.4.1. Saturation du moteur

Lors de la simulation du prototype complet au paragraphe V-2.5.5 sous 230 V et à un glissement de 3%, on s'est aperçu que les tôles stator et rotor sont saturées par endroit. Ceci est normal car un moteur bien dimensionné travaille habituellement à la limite de la saturation. Cependant, le modèle de calcul des pertes Joule est un modèle linéaire. En réduisant la tension d'alimentation par 10 (23 V), le moteur ne saturera plus et on pourra appliquer le second critère de puissance P_{jr} .

V-4.4.2. Anisotropie du rotor

L'encoche rotor fait qu'en réalité, il y a une différence de perméabilité lorsque l'on passe devant une dent ($\mu_r = 6000$ par exemple pour le matériau 1000-65-R utilisé jusqu'à présent dans les simulations) ou devant une encoche ($\mu_r = 1$). Dans le modèle de calcul du critère de puissance, on considère que la couche conductrice est isotrope : on ne tient pas compte de ce phénomène.

Pour que les perméabilités radiales et ortho radiales du rotor soient identiques, l'épaisseur de la couronne du rotor modélisé est divisée par μ_r . Ceci revient à diviser par μ_r l'épaisseur de la couche conductrice à rentrer dans le modèle. Enfin, pour assurer la concordance électrique du modèle, la résistivité de la couche est également divisée par μ_r .

V-4.4.3. Validation de la résolution des équations de Maxwell

Le but de ce paragraphe est de montrer la cohérence des résultats entre le modèle et la simulation exacte de la géométrie du modèle afin de valider la résolution complète des équations de Maxwell.

Le glissement nominal du moteur et sa tension simple d'alimentation valent respectivement :

- $g_n = 3.7\%$
- $V = 23 \text{ V}$.

Le prototype possède 126 spires par bobine. On peut alors calculer l'induction fondamentale d'entrefer et la densité linéique à vide du stator (voir paragraphe V-4.2). On obtient respectivement :

- $B_{\text{fond_ent}} = 79 \text{ mT}$
- $J = 671 \text{ A/m}$.

On travaille à tension constante quelle que soit la charge du moteur (cas d'un moteur réel): le flux et donc l'induction fondamentale d'entrefer seront identiques à vide et en charge. On doit alors réajuster la densité linéique de courant en charge. Ceci conduit à :

- $J = 6510 \text{ A/m}$.

La Fig.V-21.a rappelle la géométrie du modèle. On retrouve l'entrefer et la couche d'épaisseur ep . La géométrie de la simulation est donnée à la Fig.V-21.b : le pôle n'est pas développé mais on retrouve bien l'entrefer et la couche modélisant le rotor. Le fer de part et d'autre de l'entrefer et de la couche sert à reboucler le flux.

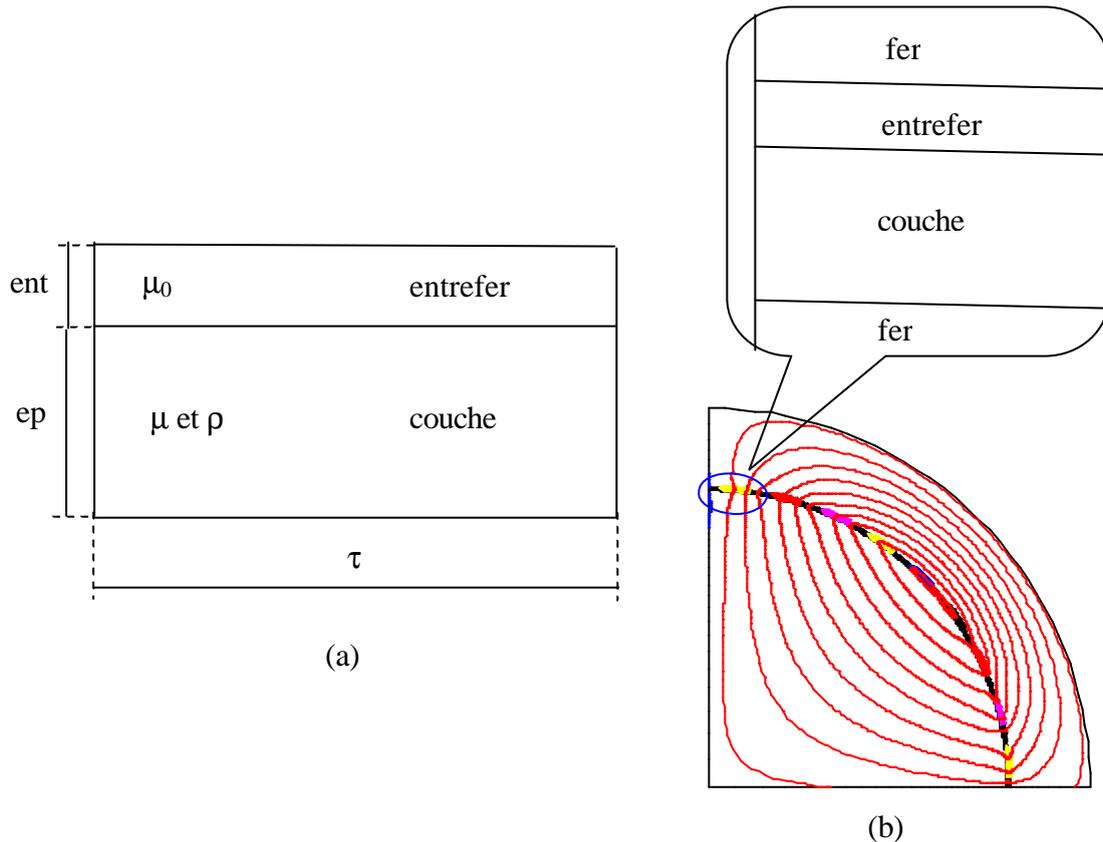


Fig.V-21 Modèle (a) et simulation exacte de la géométrie du modèle (b).

Pour imposer la densité de courant quasi sinusoïdale dans l'entrefer (résolution magnétodynamique), 9 régions linéiques ont été utilisées. L'épaisseur des régions superficielles associées aux conducteurs est de $1 \mu\text{m}$. Le courant total efficace I parcourant le conducteur pour la densité linéique J du modèle vaut :

$$I = \frac{J \cdot \tau}{\sqrt{2} \cdot n} \quad (\text{V.42})$$

avec n nombre de régions linéiques.

Pour $J = 6510 \text{ A/m}$ et $n = 9$, $I = 60.26 \text{ Aeff}$.

V-4.4.3.1. Epaisseur de couche très réduite (division par μ_r)

La couche du modèle est divisée par μ_r : on obtient une perméabilité relative unitaire pour le matériau de la couche. L'épaisseur de la couche vaut 4.6 μm . Elle est à comparer avec l'entrefer et le rayon d'entrefer (respectivement 0.4 mm et 75 mm). Ceci montre que l'on va avoir un problème de maillage de la géométrie de la simulation car la couche est bien trop fine. Le Tableau V-1 donne l'induction à l'interface couche-entrefer et les pertes Joule du rotor pour le modèle uniquement.

	μ_r	épaisseur couche (mm)	B (mT) interface couche-entrefer	pertes Joule au rotor (W)
Modèle	1	0.0046	79	6.74
Simulation	Couche trop fine (pb maillage)			

Tableau V-1 Induction à l'interface couche-entrefer et pertes Joule du rotor pour une épaisseur de couche très réduite.

V-4.4.3.2. Epaisseur de couche réduite (division par 100)

Pour prendre en compte la faisabilité du maillage de la simulation, il faut que l'épaisseur de la couche soit du même ordre de grandeur que l'entrefer. En divisant l'épaisseur réelle de la couche par 100 uniquement, on obtient une épaisseur de couche de 0.28 mm qui correspond bien à l'entrefer (0.4 mm). La perméabilité relative est de 60. L'interface couche-entrefer et les pertes Joule du rotor pour le modèle et la simulation exacte de la géométrie du modèle sont illustrées au Tableau V-2.

	μ_r	épaisseur couche (mm)	B (mT) interface couche-entrefer	pertes Joule au rotor (mW)
Modèle	60	0.28	79	6.72
Simulation	60	0.28	78	6.72

Tableau V-2 Induction à l'interface couche-entrefer et pertes Joule du rotor pour une épaisseur de couche réduite.

Même si la géométrie du modèle est très singulière (la longueur vaut le pas polaire de 118 mm et la largeur est inférieure au millimètre), les résultats sont tout à fait cohérents entre le modèle et sa simulation. De plus, les résultats donnés par le modèle pour les deux géométries (épaisseur réduite et épaisseur très réduite) sont presque identiques : les deux couches se comportent qualitativement de la même manière.

La résolution des équations de Maxwell est vérifiée et validée par la simulation.

V-4.4.4. Retour au moteur réel

Il s'agit maintenant de valider les hypothèses du modèle :

- le stator est modélisé par une densité linéique de courant sinusoïdale tournante
- le rotor est modélisé par une couche de matériau homogène
- l'épaisseur de la couche est très réduite (par μ_r).

V-4.4.4.1. Les différentes simulations effectuées

Il y a plusieurs simulations :

- s1 : l'épaisseur réelle de la couche est divisé par 100,
- s2 : l'épaisseur réelle de la couche ne change pas mais elle couplée à un matériau anisotrope de perméabilité radiale μ_r et ortho radiale de 2,
- s3 : le rotor est le rotor réel (le stator reste modélisé par la densité linéique),
- s4 : le moteur est le moteur complet réel.

De manière analogue à celle du paragraphe V-4.4.3, 9 motifs élémentaires ont été utilisés pour imposer la densité linéique de courant pour les simulations 1, 2 et 3. Les résolutions des simulations 1 et 3 sont magnétodynamiques. Celle de la simulation 2 est magnéto évolutive (succession de résolutions magnéto statiques) à cause du matériau anisotrope.

V-4.4.4.2. Analyses et résultats

Les géométries et les équiflux des simulations sont illustrées à la Fig.V-22.

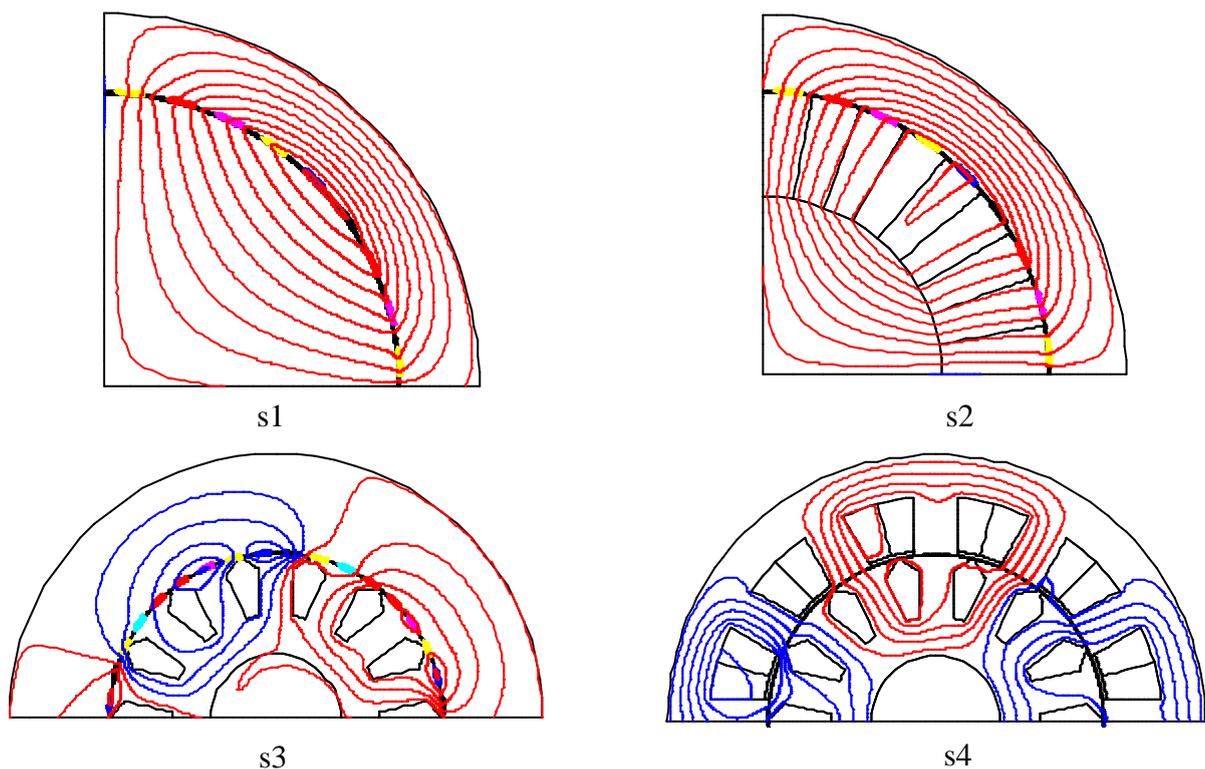


Fig.V-22 Géométries et équiflux des simulations.

Les équiflux sont conformes à nos attentes. Il est à noter que le nombre de barres du rotor est impair par paire de pôles d'où la géométrie des simulations s3 et s4 (2 pôles représentés).

Le Tableau V-3 donne l'induction radiale à la surface du rotor et les pertes Joule dissipées dans le rotor. Les conditions de calculs sont rappelées : la perméabilité relative du matériau utilisé, la résistivité de la couche, son épaisseur et le courant efficace dans chaque conducteur linéique des simulations. La première ligne correspond au modèle.

	μ_r	ρ (Ωm)	épaisseur couche (mm)	J_{max} ou I_{eff}	B (mT) interface couche- entrefer	pertes Joule au rotor (W)
modèle	1	$2.42 \cdot 10^{-11}$	0.0046	6510 A/m	79	6.74
s1	60	$1.45 \cdot 10^{-9}$	0.28	60.26 A	78	6.72
s2	$\mu_{\text{rad}} = 6000$ $\mu_{\text{ortho}} = 2$	$1.45 \cdot 10^{-7}$	28	70.78 A (I_{max})	79	5.52
s3	Rotor réel			48.09 A	80	4.44
s4	Moteur réel				53	3.66

Tableau V-3 Induction à l'interface couche/entrefer et pertes Joule au rotor P_{jr} .

Remplacer les encoches et les barres rotor (simulation s3) par une couche conductrice fortement anisotrope (simulation s2) conduit à des pertes Joule proches. De même, rendre cette couche isotrope (simulation s1) donne des pertes Joule satisfaisantes. Au final, entre la simulation s3 où le rotor est réel et le modèle où le rotor est très simplifié, les pertes Joules sont du même ordre de grandeur à induction identique (34% d'écart entre les deux cas). La diminution des pertes Joule est due à l'encochage du rotor réel qui fait apparaître des harmoniques d'espace qui ne sont pas pris en compte par le modèle.

Cependant, la simulation s4 montre que le niveau d'induction fondamentale dans l'entrefer du moteur réel ne correspond pas du tout à son niveau à vide. Les pertes Joule sont, par conséquent, inférieures.

Si à partir du modèle, on réajuste l'induction fondamentale d'entrefer (ce qui revient à modifier la tension d'alimentation du modèle) à celle du moteur complet en charge, on obtient les résultats suivants pour le modèle:

- B = 53 mT induction interface couche-entrefer (sous V = 15.3 V)
- J = 4400A/m densité linéique de courant
- $P_{jr} = 3.07$ W pertes Joule rotor.

Les pertes Joule rotor du modèle et celles du moteur complet se rapprochent.

Pour aller plus loin, il faudrait comprendre pourquoi l'induction en charge est bien inférieure à celle à vide en vue de prendre en compte ce phénomène dans le modèle. Les réponses se trouvent vraisemblablement dans la réaction de la cage et les harmoniques d'espaces omniprésents dans l'entrefer. En effet, le modèle ne prend pour l'instant en compte ni le couplage électrique entre rotor et stator, ni les pertes dues aux harmoniques d'espace.

Pour inclure les pertes dues aux harmoniques, pourquoi ne pas calculer une tension d'alimentation corrigée par le critère d'efficacité stator ? Dans notre cas, ce critère vaut 0.65, la tension corrigée sera égale à 15.1 V, à comparer avec la tension de 15.3 V ci-dessus.

V-4.4.5. Conclusions

La démarche suivie pour modéliser le moteur est cohérente avec les simulations. Le calcul de l'induction radiale à l'interface couche/entrefer et surtout le calcul des pertes Joule rotor sont validés. Il reste cependant le problème de l'induction d'entrefer en charge.

V-4.5. Conclusions du second critère

La résolution complète des équations de Maxwell a permis l'obtention du critère de puissance transmise P_{jr} . La résolution a été validée par comparaison des résultats du modèle et de la simulation exacte de la géométrie de ce modèle. Les simulations du prototype réalisé ont confirmé la démarche de modélisation du rotor et du stator. Elles ont également mis en lumière le problème lié à la nette différence entre l'induction d'entrefer en charge et celle à vide.

V-5. Conclusions

L'introduction du rotor a permis de mettre au point un second critère d'étude du moteur. Sa géométrie a été prise en compte d'une manière originale qui consiste à le modéliser par une couche de matériau conducteur uniforme dont l'épaisseur et la résistivité sont fonction de la géométrie des barres de la cage.

Les équations de Maxwell ont été résolues de manière complète dans la couche afin d'obtenir les pertes Joule dissipées dans le rotor modélisé. On a alors défini le critère de puissance transmise au rotor P_{jr} . Des simulations sur la base de la géométrie du prototype ont confirmé la démarche de modélisation du rotor et du stator. Même s'il reste le problème de la nette différence entre l'induction d'entrefer en charge et celle à vide, le modèle colle assez bien au moteur complet en charge.

Le chapitre suivant est un chapitre à part. En effet, il traite de bobinages de type « anneaux Gramme ». Les structures développées ne sont certes pas à bobinage sur dents mais elles ne font pas non plus partie des structures classiques. De plus, elles respectent intégralement le cahier des charges initial imposé sur le bobinage.

Chapitre VI

VI-1. INTRODUCTION	124
VI-2. LE BOBINAGE DE TYPE « ANNEAU »	124
VI-3. BOBINAGE HYBRIDE A BASE DE 1 ENC/POLE/PHASE.....	125
VI-3.1. REDUCTION DES HARMONIQUES	125
VI-3.2. RECAPITULATIF DES RESULTATS ET CONCLUSIONS.....	128
VI-4. BOBINAGE HYBRIDE A BASE DE 2 ENC/POLE/PHASE.....	129
VI-4.1. DISPOSITION DE BASE	129
VI-4.1.1. Réduction des harmoniques.....	129
VI-4.1.2. Récapitulatif des résultats et conclusions.....	130
VI-4.2. AJOUT DU BOBINAGE SUR DENTS AU BOBINAGE « ANNEAU » DE BASE ELIMINANT H5.....	131
VI-4.2.1. Réduction des harmoniques.....	131
VI-4.2.2. Récapitulatif des résultats et conclusions.....	132
VI-4.3. AJOUT DU BOBINAGE SUR DENTS AU BOBINAGE « ANNEAU » DE BASE A ENCOCHES UNIFORMEMENT REPARTIES 133	
VI-4.3.1. Réduction des harmoniques.....	133
VI-4.3.2. Récapitulatif des résultats et conclusions.....	135
VI-5. BOBINAGE HYBRIDE A BASE DE 3 ENC/POLE/PHASE.....	136
VI-5.1. DISPOSITION DE BASE	136
VI-5.1.1. Réduction des harmoniques.....	136
VI-5.1.2. Récapitulatif des résultats et conclusions.....	138
VI-5.2. AJOUT DU BOBINAGE SUR DENTS AU BOBINAGE « ANNEAU » DE BASE A ENCOCHES UNIFORMEMENT REPARTIES 139	
VI-5.2.1. Réduction des harmoniques.....	139
VI-5.2.2. Récapitulatif des résultats et conclusions.....	140
VI-6. ETUDE DES PERTES JOULE EN FONCTION DE LA GEOMETRIE.....	141
VI-6.1. BOBINAGE CLASSIQUE.....	141
VI-6.2. BOBINAGE « ANNEAU ».....	142
VI-6.3. COMPARAISONS.....	143
VI-7. CONCLUSIONS	145

VI-1.Introduction

Dans les chapitres précédents, on s'est uniquement intéressé au bobinage sur dents. Les différentes structures ont été classées. Un travail de réduction des harmoniques a été appliqué à la meilleure structure. Deux critères ont également été définis afin de déterminer les paramètres du moteur complet en maximisant le fondamental de l'induction d'entrefer et la puissance transmise au rotor.

Dans ce dernier chapitre, on est reparti du cahier des charges initial du bobinage recherché :

- croisement de phases dans les têtes de bobines interdit
- têtes de bobines les plus courtes possibles.

On s'est alors intéressé à un bobinage autour de la culasse, à la façon de l'anneau Gramme, auquel un bobinage sur dents est ajouté pour atténuer les harmoniques de fmm.

VI-2.Le bobinage de type « anneau »

La Fig.VI-1.a illustre le bobinage de type « anneau ». L'idée est de réaliser des bobines qui se rebouclent par la périphérie extérieure du stator. A la Fig.VI-1.b, une bobine « anneau » est représentée avec les tôles stator : la bobine entoure le cylindre formé par les tôles stator.

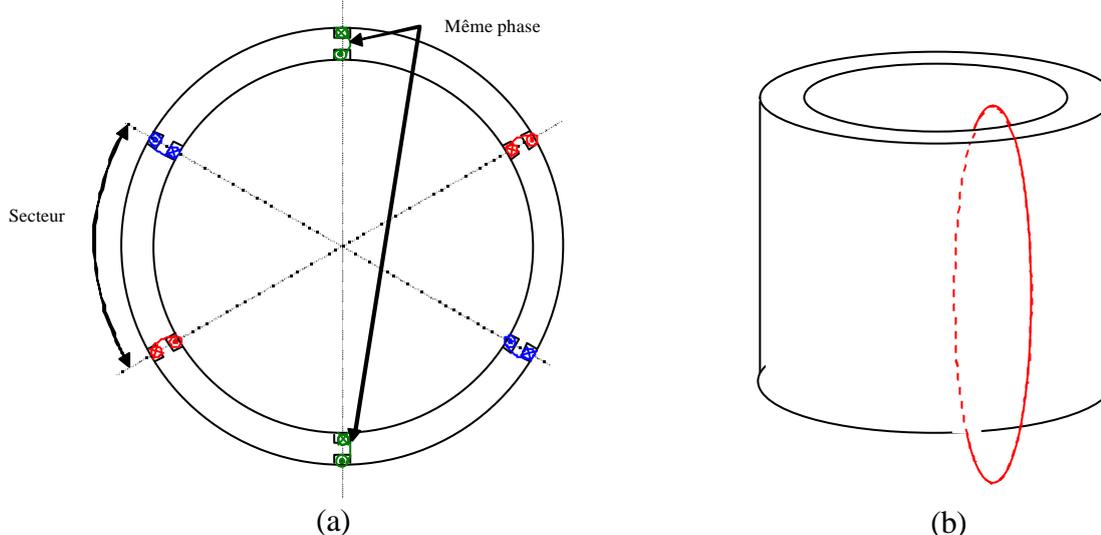


Fig.VI-1 Schéma du bobinage de type « anneau ».

Ce bobinage respecte bien la condition de non-croisement de phase. Les têtes de bobines, comme on peut le voir sur la Fig.VI-1.b, sont très courtes (elles ne sont pas diamétrales). Il est à noter que les stators ne sont plus constitués d'un seul bloc de tôles cylindriques mais d'un assemblage de plusieurs secteurs angulaires de tôles formant le cylindre : il y en a 6 pour le stator de la Fig.VI-1.a.

Le bobinage de la Fig.VI-1.a permet de rajouter des bobines sur dents sur un secteur angulaire maximum de 60° et respectant le non-croisement de phase. On parle alors de bobinage « hybride » car le stator possède des bobines « anneau » et des bobines sur dents.

Au niveau de l'entrefer, tout se passe comme si les bobines d'une même phase étaient équivalentes à une bobine unique diamétrale. La Fig.VI-2 donne les équiflux lorsqu'une seule phase est alimentée pour la structure «anneau» (Fig.VI-2.a) et pour une structure à pas diamétral (Fig.VI-2.b). La seule différence provient du flux de fuite extérieur dû aux conducteurs extérieurs. En ne tenant compte que de l'intérieur des tôles stator et en supposant le flux de fuite extérieur négligeable, la structure est identique à une structure à 1 encoche par pôle et par phase. Ainsi, à nombre identique de spires par phase au niveau de l'entrefer, la fmm de la Fig.VI-2.a vaut 100% de la fmm de la Fig.VI-2.b. Par contre, les pertes Joule statoriques seront différentes.

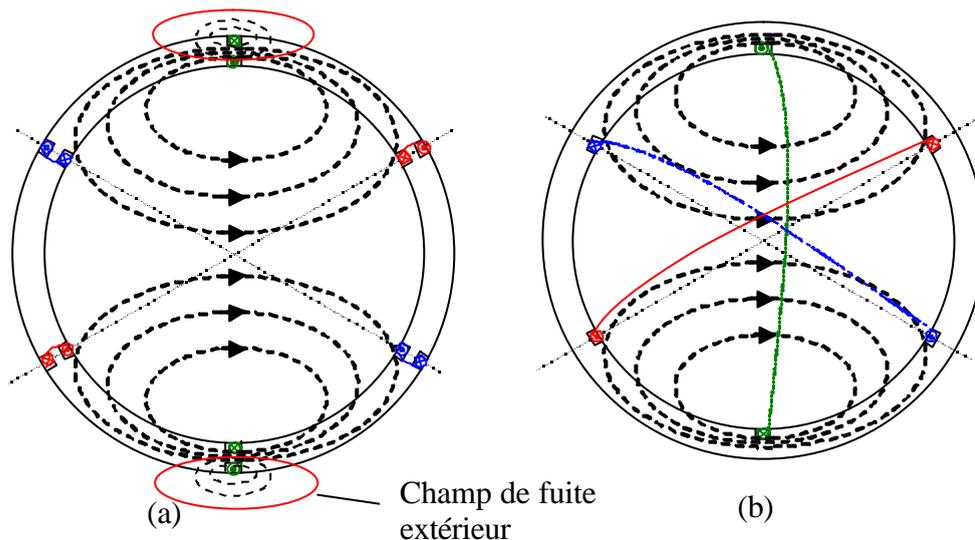


Fig.VI-2 Équiflux pour la structure anneau et la structure à pas diamétral à 1 enc/pôle/phase.

La justification d'une telle conception tient au fait que nous cherchons à réaliser des moteurs courts avec un rapport L/D (L longueur active et D diamètre d'entrefer) à définir mais qui sera faible par rapport à un moteur classique.

VI-3. Bobinage hybride à base de 1 enc/pôle/phase

VI-3.1. Réduction des harmoniques

Le bobinage de base est le bobinage «anneau» de la Fig.VI-1.a. Comme expliqué dans le paragraphe précédent, ce bobinage est équivalent à un bobinage à 1 enc/pôle/phase au niveau de l'entrefer d'où le nom de bobinage de base à 1 enc/pôle/phase. Pour les premiers harmoniques, ce bobinage possède 20% de H_5 , -14.3% de H_7 , -9.1% de H_{11} et 7.7% de H_{13} . Le signe négatif indique que l'harmonique est en opposition de phase par rapport au fondamental.

On veut maintenant éliminer un de ces harmoniques en ajoutant des bobines sur dents. Les conditions pour ne pas créer d'harmoniques pairs avec le bobinage sur dents sont à respecter (nombre pair de bobines par phase, bobines symétriques et enroulées dans le bon sens). Comme il n'y a que 6 secteurs angulaires possibles, on aboutit à la Fig.VI-3 où b est l'ouverture angulaire des bobines sur dents, N_{c1} le nombre de spires des bobines « anneau » et N_{c2} celui des bobines sur dents. La phase a est en traits pleins, la phase b en traits mixtes et la phase c en traits pointillés

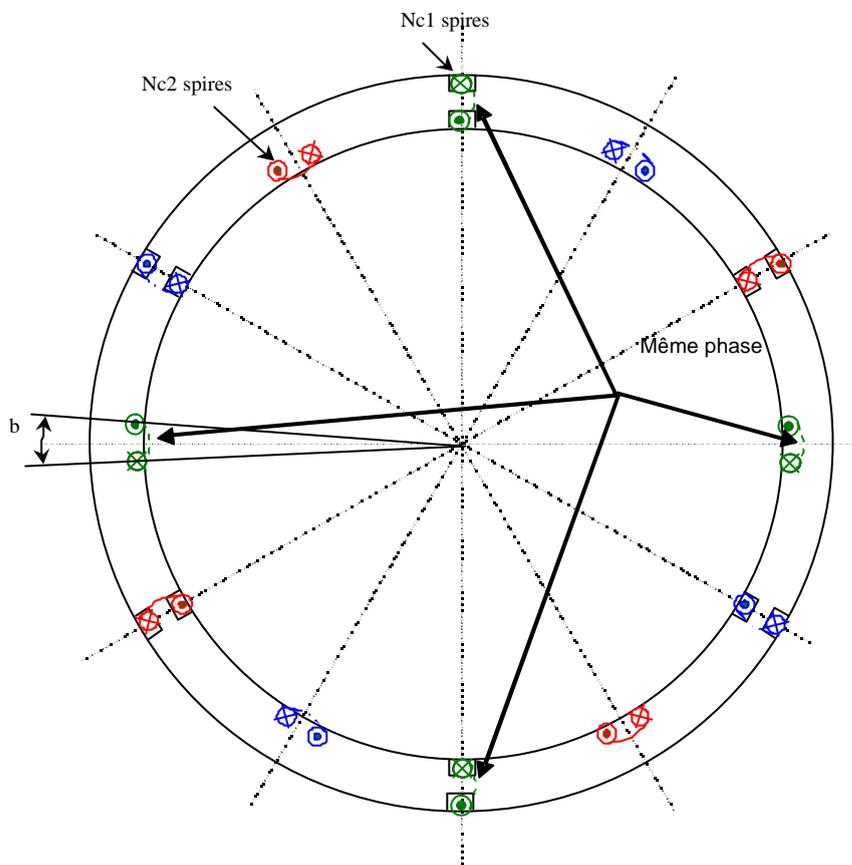


Fig.VI-3 Bobinage « hybride ».

Il est à noter que plus N_{c2} augmente, plus N_{c1} diminue pour un nombre constant de spires par phase au niveau de l'entrefer, d'où une diminution du fondamental de la structure. En effet, à nombre de spires identiques, les bobines « anneau » possèdent un fondamental plus important que les bobines sur dents. Ainsi, pour éliminer le plus efficacement les harmoniques, il faut chercher le rapport N_{c2}/N_{c1} le plus petit possible.

Le nombre de spires par phase au niveau de l'entrefer (nombre utile de spires par phase N_u) et le nombre total de spires par phase N_s valent respectivement :

$$N_u = N_{c1} + 2 \cdot N_{c2} \quad (\text{VI.1})$$

et

$$N_s = 2 \cdot N_{c1} + 2 \cdot N_{c2} \quad (\text{VI.2})$$

Les fmm sont rectangulaires, l'ouverture d'encoche est négligée et le stator est bipolaire. Dans ce cas, le coefficient de l'harmonique n de la série de Fourier de la fmm créée par une bobine vaut :

$$A_n = \frac{4 \cdot N_{\text{bob}} \cdot I \cdot \sin\left(n \cdot \frac{O_{\text{bob}}}{2}\right)}{2 \cdot \pi \cdot n} \quad (\text{VI.3})$$

avec N_{bob} nombre de spires en série par bobine
 O_{bob} ouverture angulaire de la bobine
 I courant circulant dans la bobine
 n rang de l'harmonique d'espace considéré.

La fmm créée par les 2 bobines « anneau » de N_{c1} spires chacune est strictement identique à celle créée par une bobine diamétrale de N_{c1} spires.

Le taux de l'harmonique d'espace n est défini par la formule suivante :

$$H(n, b) = \frac{N_{c1} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{180}{2} \cdot \text{deg}\right)}{n} + 2 \cdot N_{c2} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)}{n}}{N_{c1} \cdot \sin\left(\frac{180}{2} \cdot \text{deg}\right) + 2 \cdot N_{c2} \cdot \sin\left(\frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)} \quad (\text{VI.4})$$

Pour annuler l'harmonique n , il suffit d'annuler le numérateur de la formule VI.4, ce qui conduit à :

$$\frac{N_{c2}}{N_{c1}} = - \frac{\sin\left(n \cdot \frac{180}{2} \cdot \text{deg}\right)}{2 \cdot \sin\left(n \cdot \frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)} \quad (\text{VI.5})$$

Le signe du rapport détermine le sens d'enroulement des bobines sur dents (rapport négatif).

Il existe un nombre infini de solutions pour éliminer l'harmonique d'espace de rang n . En effet, quelque soit la valeur de b (comprise physiquement entre 0° et 60°), en ajustant N_{c2} et N_{c1} par la relation VI.5, il est possible d'éliminer cet harmonique.

Par contre, il faut $|N_{c2}/N_{c1}|$ le plus petit possible pour éliminer le plus efficacement cet harmonique. Ceci revient à maximiser le dénominateur de la relation VI.5, d'où

$$b = \frac{180}{n} \quad (\text{VI.6})$$

On fixe le nombre utile de spires par phase à l'unité. Pour éliminer le plus efficacement H_5 , il faut $b = 180/5^\circ = 36^\circ$, inverser le sens de bobinage, $N_{c1} = 0.5$ et $N_{c2} = 0.25$.

De même pour éliminer le plus efficacement H7, H11 et H13, il faut respectivement $b = 180/7$, $b = 180/11$ et $b = 180/13$ (avec inversion du sens d'enroulement pour H13). Pour ces trois harmoniques, $Nc1 = 0.5$ et $Nc2 = 0.25$.

VI-3.2. Récapitulatif des résultats et conclusions

Le Tableau VI-1 résume les 5 cas d'étude. Le cas 1 correspond au bobinage « anneau » seul, les cas 2, 3, 4 et 5 respectivement à l'annulation de H5, H7, H11 et H13.

Les conditions de calculs sont rappelés : l'ouverture des 2 bobines sur dents b , b nombre de spires des bobines « anneau » $Nc1$ et celui des bobines sur dents $Nc2$.

Le contenu harmonique est donné : l'amplitude du fondamental en pourcentage du premier cas (équivalent strictement à un bobinage diamétral à 1 enc/pôle/phase). Les taux de H5, H7, H11 et H13 sont exprimés en pourcentage du fondamental du cas traité

	Cas 1 anneau seul	Cas 2 H5 nul	Cas 3 H7 nul	Cas 4 H11 nul	Cas 5 H13 nul
b (°)	0	-36	25,71	16,36	-13,85
$Nc1$ (anneau)	1	0,5	0,5	0,5	0,5
$Nc2$ (dent)	0	0,25	0,25	0,25	0,25
Fond (%)	100	34,5	61,1	57,1	44
H5 (%)	20	0	31,1	29	9,8
H7 (%)	-14,3	-37,4	0	-2	-28,4
H11 (%)	-9,1	-9,1	2,8	0	-20,4
H13 (%)	7,7	20,1	-7,7	13,2	0

Tableau VI-1 Contenu harmonique de la fmm pour 2 bobines « anneau » et 2 bobines sur dents par phase.

Le nombre utile de spires par phase est unitaire.

De plus, le nombre total de spires par phase vaut 1 dans le cas anneau seul et 1.5 dans les autres cas.

L'analyse de ces résultats montre clairement que le fondamental chute énormément: au mieux pour H7, il perd un peu moins de 40%. De plus, à chaque annulation d'un des harmoniques, on renforce fortement un autre harmonique: pour annuler H5, on sacrifie H7 (37.4%), pour annuler H7, c'est au tour de H5 (31.1%), pour annuler H11, H5 vaut encore 29% et enfin pour annuler H13, H7 vaut 28.4% du fondamental.

VI-4. Bobinage hybride à base de 2 enc/pôle/phase

VI-4.1. Disposition de base

VI-4.1.1. Réduction des harmoniques

Il y a maintenant 4 bobines « anneaux » par phase comme illustré à la Fig.VI-4.

L'angle a correspond à l'ouverture d'une bobine équivalente raccourcie pour un bobinage à 2 encoches par pôle et par phase. Il peut varier de 120° à 180° . Pour $a = 180^\circ$, on retrouve la configuration de base à 1 enc/pôle/phase du paragraphe précédent. Cet angle est le seul paramètre à connaître pour déterminer entièrement le bobinage de base.

Le nombre de spires de chaque bobine « anneau » vaut 0.5 en gardant unitaire le nombre utile de spires par phase (nombre de spires par phase au niveau de l'entrefer) alors que le nombre total de spires par phase vaut 2.

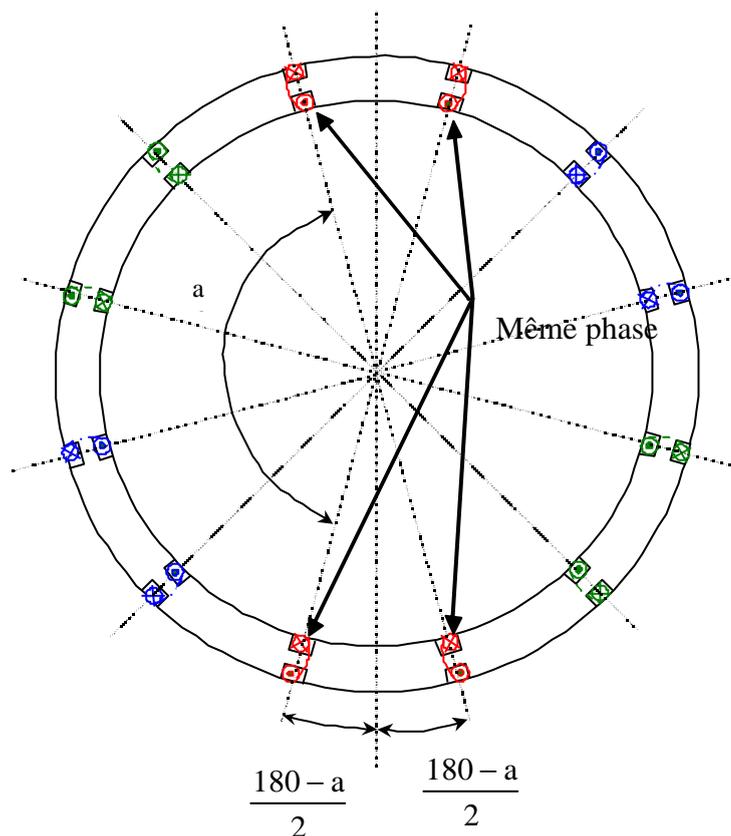


Fig.VI-4 Bobinage « anneau » de base à 2 enc/pôle/phase.

On recherche les angles pour lesquels chaque harmonique peut être annulé.

La relation VI.3 permet de conclure rapidement : pour annuler l'harmonique de rang n , il faut une ouverture de bobine multiple de $360^\circ/n$.

VI-4.1.2. Récapitulatif des résultats et conclusions

Le premier cas du Tableau VI-2 est celui où a vaut 180° : il correspond au cas du bobinage « anneau » de base à 1 enc/pôle/phase du chapitre précédent. Le dernier cas (cas 7) correspond au cas où les encoches sont uniformément réparties. Entre les 2 se trouvent les différents cas qui permettent d'annuler H5, H7, H11 et enfin H13.

Ces résultats sont obtenus pour une répartition des conducteurs uniforme. Le nombre de spires de chaque bobine vaut 0.5 ce qui nous conduit bien à un nombre utile de spires unitaire.

	Référence anneau de base	Cas 1 H5 nul	Cas 2 H7 nul	Cas 3 H11 nul	Cas 4 H11 nul	Cas 5 H13 nul	Cas 6 H13 nul	Cas 7 enc. unif réparties
a ($^\circ$)	180	2-360/5	3-360/7	4-360/11	5-360/11	5-360/13	6-360/13	150
val num		144	154.29	130.91	163.64	138.46	166.15	
Nc1	1	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
Fond (%)	100	95,1	97,5	91	99	93,5	99,3	96,6
H5 (%)	20	0	8,9	-11,9	15,3	-5,1	16,6	5,4
H7 (%)	-14,3	8,8	0	15,5	-7,8	12,6	-9,5	3,8
H11 (%)	-9,1	9,1	7,3	0	0	6,4	-2,2	9,1
H13 (%)	7,7	-4,8	-7,7	6,4	-2,2	0	0	-7,7

Tableau VI-2 Contenu harmonique de la fmm pour 4 bobines « anneau » seules par phase.

On remarque que pour éliminer H11 et H13, il y a deux cas possibles en respectant la contrainte sur a (a compris entre 120° et 180°).

L'élimination de H11 par le cas 4 est plus intéressante que celle par le cas 3. En effet, le fondamental est plus fort (99% contre 91%) et le contenu harmonique est moindre malgré l'augmentation de H5.

Différencier les deux cas pour l'élimination de H13 est plus délicat. En effet, le cas 6 possède un fondamental plus important mais également un H5 bien plus gênant que le cas 5.

Les autres cas sont des solutions de départ possibles: on peut espérer réduire les autres harmoniques en introduisant des bobines sur dents. Le cas 1 permet non seulement d'éliminer H5 mais il réduit également H7 et H13. De même, le cas 2 permet d'annuler H7 tout en gardant un fondamental très fort (moins de 3% de réduction) et de diminuer H5 de plus de 50% et H11 de 20%.

Le cas 7, où les encoches sont uniformément réparties présente un bon compromis entre un fondamental « fort » et une réduction de H5 et H7 conséquente sans toucher à H11 et à H13.

On s'intéresse par la suite aux cas 1 et 7.

VI-4.2. Ajout du bobinage sur dents au bobinage « anneau » de base éliminant H5

VI-4.2.1. Réduction des harmoniques

Le bobinage sur dents va permettre de réduire les harmoniques existant qui proviennent du bobinage « anneau » éliminant l'harmonique 5 de fmm dans l'entrefer. Le schéma de la structure est celui de la Fig.VI-5 où seules les bobines de la phase c sont précisées.

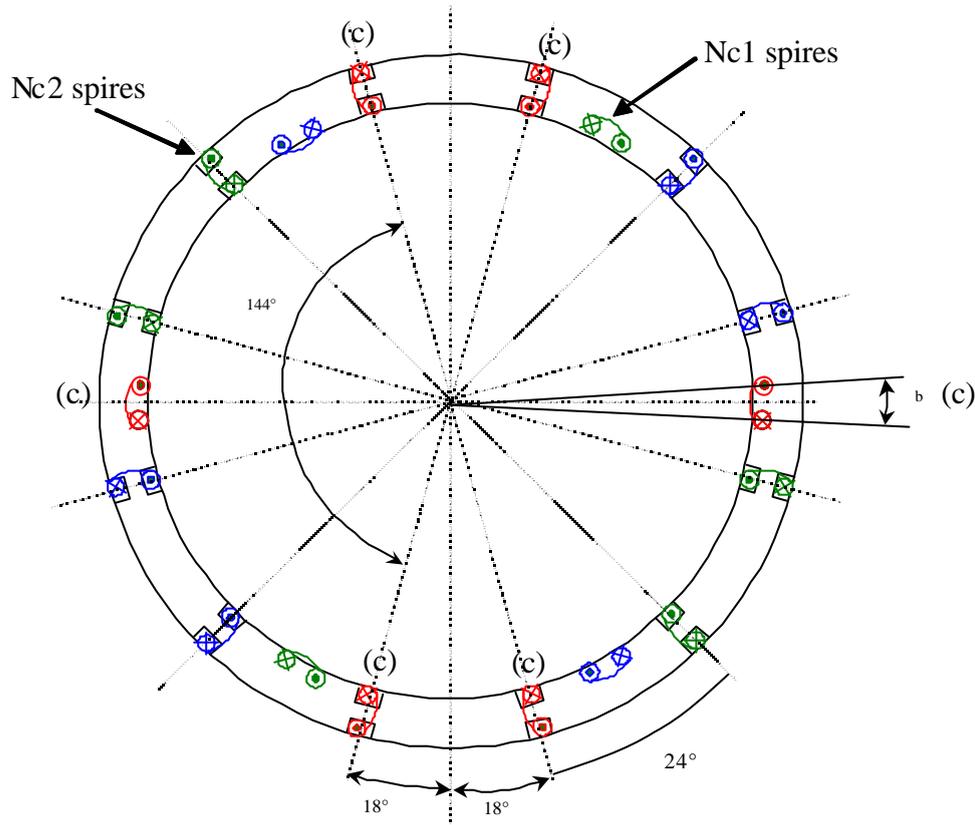


Fig.VI-5 Schéma du bobinage « hybride »..

Les bobines « anneaux » possèdent toujours Nc1 spires chacune. Les bobines sur dents ont une ouverture b comprise entre 0° et 24° et elles ont Nc2 spires chacune.

Le nombre de spires utiles et le nombre total de spires, par phase, valent respectivement :

$$N_u = 2 \cdot N_{c1} + 2 \cdot N_{c2} \quad (\text{VI.7})$$

$$N_s = 4 \cdot N_{c1} + 2 \cdot N_{c2} \quad (\text{VI.8})$$

On établit le taux d'harmonique de rang n :

$$H(n, b) = \frac{Nc1 \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{360}{5} \cdot \text{deg}\right)}{n} + Nc2 \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)}{n}}{Nc1 \cdot \sin\left(\frac{360}{5} \cdot \text{deg}\right) + Nc2 \cdot \sin\left(\frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)} \quad (\text{VI.9})$$

La valeur de Nc2/Nc1 éliminant l'harmonique n est donnée par :

$$\frac{Nc2}{Nc1} = -\frac{\sin\left(n \cdot \frac{360}{5} \cdot \text{deg}\right)}{\sin\left(n \cdot \frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)} \quad (\text{VI.10})$$

De la même manière qu'au paragraphe VI-3.1, éliminer le plus efficacement l'harmonique de rang n revient à minimiser le rapport Nc2/Nc1 : la relation VI.6 reste valable.

Pour éliminer H7, il faut alors $b = 180^\circ/7 = 25.7^\circ$ qui n'est pas atteignable.

Pour éliminer le plus efficacement H11 et H13, il faut respectivement $b = 180^\circ/11$ avec inversion et $Nc1 = 0.256$ et $Nc2 = 0.244$ puis $b = 180^\circ/13$ sans inversion et $Nc1 = 0.315$ et $Nc2 = 0.185$.

VI-4.2.2. Récapitulatif des résultats et conclusions

Le premier cas du Tableau VI-3 correspond à $b = 0$: il n'y a que le bobinage « anneau » permettant d'annuler H5. Le cas 1 et le cas 2 correspondent respectivement à l'élimination de H11 et H13.

Tous ces résultats sont obtenus pour un nombre utile de spires unitaire. Le fondamental est donné en pourcentage du bobinage « anneau » de base à 1 enc/pôle/phase du premier paragraphe.

	anneau seul avec H5 nul	Cas 1 H11 nul	Cas 2 H13 nul
b (°)	0	-16,36	13,84
Nc1 (anneau)	0,5	0,256	0,315
Nc2 (dent)	0	0,244	0,185
Fond (%)	95.1	41.8	64.4
H5 (%)	0	-15,3	6,5
H7 (%)	8,8	-3,7	14,4
H11 (%)	9,1	0	13,5
H13 (%)	-4,8	-14,1	0

Tableau VI-3 Contenu harmonique de la fmm pour 4 bobines « anneau » et 2 bobines sur dents (bobinage « anneau » seul éliminant H5).

L'élimination de H11 et H13 fait bien chuter le fondamental de fmm : on passe de 95% à au mieux 65% pour l'annulation de H13.

De plus, cette élimination refait apparaître H5 de manière non négligeable à chaque fois : on perd l'intérêt du bobinage « anneau » de base qui l'annule.

VI-4.3. Ajout du bobinage sur dents au bobinage « anneau » de base à encoches uniformément réparties

VI-4.3.1. Réduction des harmoniques

Le schéma est structurellement identique à celui du paragraphe précédent : seuls les angles changent comme le montre la Fig.VI-6, seules les bobines de la phase c sont précisées. Ainsi, le raisonnement de l'étude est strictement identique à l'angle des bobines « anneau » et à la contrainte sur l'ouverture des bobines sur dents près.

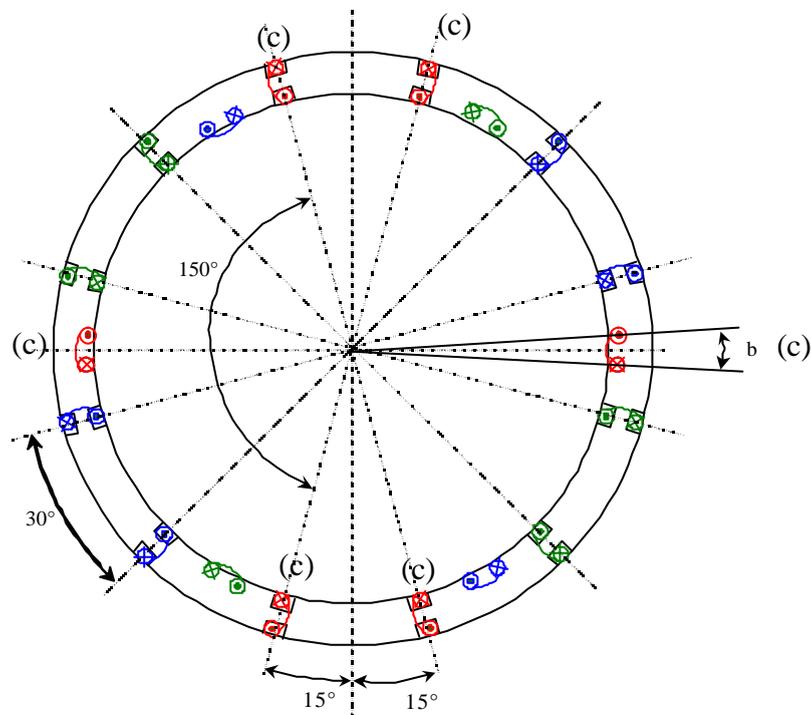


Fig.VI-6 Schéma du bobinage « hybride ».

Les encoches du bobinage « anneau » de base sont uniformément réparties. Il reste donc un secteur angulaire de 30° pour placer le bobinage sur dents.

Les relations donnant le nombre utile de spires et le nombre total de spires par phase (relations VI.7 et VI.8) restent valables car la structure n'a pas changé.

Le taux d'harmonique de rang n est donné par :

$$H(n, b) = \frac{Nc1 \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{150}{2} \cdot \text{deg}\right)}{n} + Nc2 \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)}{n}}{Nc1 \cdot \sin\left(\frac{150}{2} \cdot \text{deg}\right) + Nc2 \cdot \sin\left(\frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)} \quad (\text{VI.11})$$

Le rapport Nc2/Nc1 qui annule l'harmonique de rang n vaut alors :

$$\frac{Nc2}{Nc1} = -\frac{\sin\left(n \cdot \frac{150}{2} \cdot \text{deg}\right)}{\sin\left(n \cdot \frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)} \quad (\text{VI.12})$$

Il faut toujours un rapport Nc2/Nc1 minimum pour éliminer le plus efficacement possible l'harmonique de rang n : b vérifie toujours la relation VI.6 ($b = 180/n$). Cette relation est valable pour H7, H11 et H13 mais pas pour H5 car $b < 30^\circ$ (non croisement de phase). Dans ce cas, il faut maximiser le dénominateur de la relation VI.12. Ceci revient à choisir b maximum tenant compte de la contrainte de non croisement de phase, soit $b = 30^\circ$.

Pour annuler respectivement H5, H7, H11 et H13 le plus efficacement possible, il faut $b = 30^\circ$ avec inversion, $Nc1 = 0.394$ et $Nc2 = 0.106$ puis $b = 180^\circ/7$ avec inversion, $Nc1 = 0.397$ et $Nc2 = 0.103$ puis $b = 180^\circ/11$ avec inversion, $Nc1 = 0.251$ et $Nc2 = 0.246$ et enfin $b = 180^\circ/13$ sans inversion, $Nc1 = 0.254$ et $Nc2 = 0.246$.

Il est à noter qu'en éliminant H5 le plus efficacement, H7 est également éliminé.

VI-4.3.2. Récapitulatif des résultats et conclusions

Le premier cas du Tableau VI-4 est le cas où le bobinage « anneau » est seul. Le cas 1 est celui où H5 est annulé avec la plus grande efficacité pour le fondamental (H7 nul également). Les cas 2, 3 et 4 sont respectivement ceux qui annulent H7, H11 et H13 le plus efficacement. Pour les cas 5 et 6, on a imposé à H5 et H7 d'être inférieurs à 2% et 4% du fondamental.

On rappelle que les résultats sont obtenus pour un nombre utile de spires unitaire. Le fondamental est donné en pourcentage du bobinage « anneau » de base à 1 enc/pôle/phase du paragraphe VI-3.1.

	anneau seul encoches unif. réparties	Cas 1 H5, H7 nuls	Cas 2 H7 nul	Cas 3 H11 nul	Cas 3 H13 nul	Cas 4 H5, H7<2%	Cas 5 H5, H7<4%
b (°)	0	-30	-25.71	-16.36	13.84	-30	-30
Nc1 (anneau)	0,5	0,394	0,397	0,254	0,254	0,426	0,467
Nc2 (dent)	0	0,106	0,103	0,246	0,246	0,074	0,033
Fond (%)	96,6	70.7	72.2	42.2	55.1	78.5	88.4
H5 (%)	5,4	0	0,5	-9	14,9	2	4
H7 (%)	3,8	0	0	-9,6	13	1,4	2,9
H11 (%)	9,1	9,1	8,1	0	16	9,1	9,1
H13 (%)	-7,7	-7,7	-8,7	-17,6	0	-7,7	-7,7

Tableau VI-4 Contenu harmonique de la fmm pour 4 bobines « anneau » et 2 bobines sur dents (bobinage « anneau » à encoches uniformément réparties).

Les derniers pour_cent restants à gagner sur H5 et H7 sont assez coûteux sur le fondamental alors que H11 et H13 sont quasiment inchangés.

Annuler H11 ou H13 implique un fondamental divisé par 2 pour des harmoniques encore importants.

Les cas 1 et 2 annulent H7 mais seul le cas 2 permet l'élimination la plus efficace. En effet, le fondamental du cas 2 est plus important que celui du cas 1.

Les cas les plus intéressants sont ceux qui respectent le gabarit sur H5 et H7 (2% et 4% du fondamental). H11 et H13 restent inchangés par rapport au cas de départ, on réussit à faire un compromis sur H5 et H7 très faible pour un fondamental qui n'est pas trop réduit. Ceci montre qu'en jouant sur b on peut se fixer un gabarit que doivent respecter H5 et H7 tout en gardant un fondamental fort.

VI-5. Bobinage hybride à base de 3 enc/pôle/phase

VI-5.1. Disposition de base

VI-5.1.1. Réduction des harmoniques

Il y a maintenant trois groupes de deux bobines « anneaux » disposés de manière diamétrale l'une par rapport à l'autre (Fig.VI-7).

Au niveau de l'entrefer, la structure possède 3 encoches par pôle et par phase. Les six bobines « anneaux » sont équivalentes à trois bobines classiques: une diamétrale et deux raccourcies avec un angle d'ouverture a compris entre 120° et 180° . Le nombre de spires des bobines « anneaux » vaut $1/3$ pour un nombre utile de spires par phase unitaire.

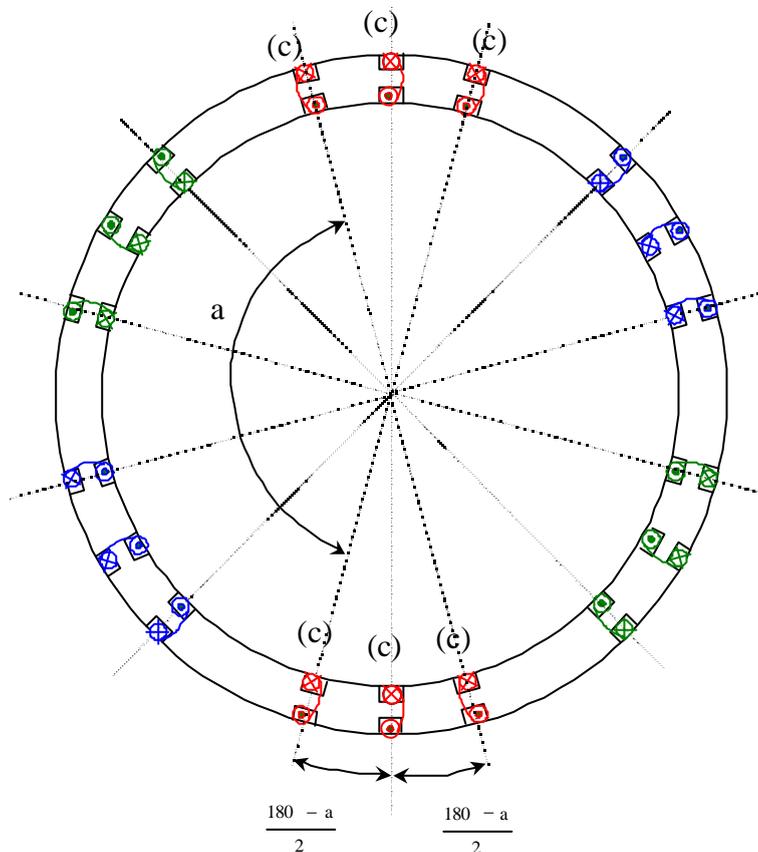


Fig.VI-7 Bobinage « anneau » de base à 3 enc/pôle/phase.

On recherche les angles pour lesquels chaque harmonique peut être annulé. Le but est toujours de partir du meilleur compromis et de réduire encore le spectre en rajoutant des bobines sur dents.

La formule donnant le taux de l'harmonique de rang n est :

$$H(n, a) = \frac{2 \cdot \sin\left(n \cdot \frac{a}{2}\right) + \sin\left(n \cdot \frac{180}{2}\right)}{n \left(2 \cdot \sin\left(\frac{a}{2}\right) + \sin\left(\frac{180}{2}\right) \right)} \quad (\text{VI.13})$$

Pour éliminer H5, il faut résoudre le système d'équations pour k entier :

$$\frac{5}{2} \cdot a = 360 \cdot k - 30 \quad (\text{VI.14})$$

$$\frac{5}{2} \cdot a = 360 \cdot k - 150 \quad (\text{VI.15})$$

et

$$120 \leq a \leq 180 \quad (\text{VI.16})$$

Ceci donne une seule solution $a = 132^\circ$ (relation VI.14 avec $k = 1$).

Pour éliminer H7, le système devient :

$$\frac{7}{2} \cdot a = 360 \cdot k + 30 \quad (\text{VI.17})$$

$$\frac{7}{2} \cdot a = 360 \cdot k + 150 \quad (\text{VI.18})$$

et

la relation VI.16 reste valable.

Il vient une unique solution $a = 145.71^\circ$ (relation VI.18 avec $k = 1$).

Pour éliminer H11, le système s'écrit :

$$\frac{11}{2} \cdot a = 360 \cdot k + 30 \quad (\text{VI.19})$$

$$\frac{11}{2} \cdot a = 360 \cdot k + 150 \quad (\text{VI.20})$$

et

la relation VI.16 reste valable.

Il y a alors deux solutions : $a = 136.36^\circ$ (relation VI.19 avec $k = 2$) et $a = 158.18^\circ$ (relation VI.20 avec $k = 2$).

Enfin, l'annulation de H13 conduit au système suivant qui donne également deux solutions : $a = 161.54^\circ$ (relation VI.21 avec $k = 3$) et $a = 143.08^\circ$ (relation VI.22 avec $k = 3$).

$$\frac{13}{2} \cdot a = 360 \cdot k - 30 \quad (\text{VI.21})$$

$$\frac{13}{2} \cdot a = 360 \cdot k - 150 \quad (\text{VI.22})$$

et

la relation VI.16 reste valable.

VI-5.1.2. Récapitulatif des résultats et conclusions

Le premier cas du Tableau VI-5 correspond à la configuration du bobinage « anneau » de base à 1 enc/pôle/phase ($a = 180^\circ$). Les cas 1 et 2 permettent d'annuler respectivement H5 et H7. Les cas 3 et 4 annulent H11 et les cas 5 et 6 éliminent H13. Le cas 7 correspond au cas où les encoches sont uniformément réparties (3 enc/pôle/phase classique).

On rappelle que le nombre utile de spires par phase reste unitaire.

	Référence anneau de base	Cas 1 H5 nul	Cas 2 H7 nul	Cas 3 H11 nul	Cas 4 H11 nul	Cas 5 H13 nul	Cas 6 H13 nul	Cas 7 enc. unif réparties
a (°)	180	132	145,71	136,36	158,18	143,08	161,54	140
Nc1	1	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33
Fond (%)	100	94,2	97	95,2	98,8	96,6	99,1	96
H5 (%)	20	0	7,9	2,4	14,6	6,3	1,6	4,5
H7 (%)	-14,3	4,8	0	3,9	-7,1	1,3	-8,9	2,6
H11 (%)	-9,1	-2,5	3,1	0	0	2,6	-1,8	1,7
H13 (%)	7,7	6,4	-1,2	4	-1,5	0	0	1,7

Tableau VI-5 Contenu harmonique de la fmm pour 6 bobines « anneau ».

Dans tous les cas, le fondamental reste très fort: il perd au pire 6% quand on élimine H5 (cas 1).

Les contenus harmoniques sont bien réduits. Seul, le cas 4 possède un harmonique supérieur à 10 % du fondamental (H5). Les cas 3 et 7 possèdent même un spectre inférieur à 5 % du fondamental.

On s'intéresse uniquement dans la suite à un bobinage hybride sur base du bobinage « anneau » du cas 7 (encoches uniformément réparties). En effet, en voulant par exemple réduire H5 ou H7 du cas 3, H11 réapparaîtra certainement et l'intérêt de ce bobinage « anneau » sera perdu.

VI-5.2. Ajout du bobinage sur dents au bobinage « anneau » de base à encoches uniformément réparties

VI-5.2.1. Réduction des harmoniques

La Fig.VI-8 montre le schéma de la nouvelle structure. Le bobinage « anneau » de base est strictement équivalent à un bobinage à 3 enc/pôle/phase dont les encoches sont uniformément réparties. Les bobines « anneaux » possèdent toujours N_{c1} spires. Il reste un secteur angulaire de 20° pour mettre le bobinage sur dents afin de réduire encore les harmoniques. Les bobines sur dents ont une ouverture b et N_{c2} spires chacune.

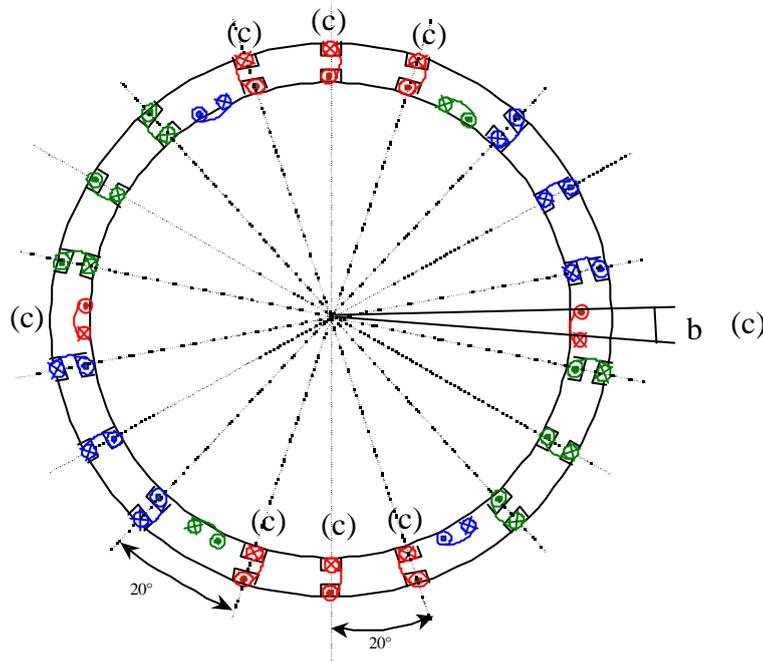


Fig.VI-8 Schéma du bobinage « hybride ».

Le nombre utile de spires et le nombre total de spires par phase sont donnés respectivement par :

$$N_u = 3 \cdot N_{c1} + 2 \cdot N_{c2} \quad (\text{VI.23})$$

$$N_s = 6 \cdot N_{c1} + 2 \cdot N_{c2} \quad (\text{VI.24})$$

La formule du taux d'harmonique de rang n par rapport au fondamental vaut :

$$H(n, b) = \frac{N_{c1} \cdot \left(2 \cdot \sin\left(n \cdot \frac{140}{2} \cdot \text{deg}\right) + \sin\left(n \cdot \frac{180}{2} \cdot \text{deg}\right) \right) + 2 \cdot N_{c2} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)}{n \cdot \left[N_{c1} \cdot \left(2 \cdot \sin\left(\frac{140}{2} \cdot \text{deg}\right) + \sin\left(\frac{180}{2} \cdot \text{deg}\right) \right) + 2 \cdot N_{c2} \cdot \sin\left(\frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right) \right]} \quad (\text{VI.25})$$

Le rapport N_{c2}/N_{c1} éliminant l'harmonique de rang n s'écrit alors :

$$\frac{N_{c2}}{N_{c1}} = \frac{2 \cdot \sin\left(n \cdot \frac{140}{2} \cdot \text{deg}\right) + \sin\left(n \cdot \frac{180}{2} \cdot \text{deg}\right)}{2 \cdot \sin\left(n \cdot \frac{b}{2} \cdot \text{deg}\right)} \quad (\text{VI.26})$$

Pour éliminer le plus efficacement l'harmonique de rang n , il faut toujours minimiser le rapport N_{c2}/N_{c1} . Dans l'absolu, ceci revient à choisir b vérifiant la relation VI.6 ($b = 180/n$). Cependant, ces valeurs ne sont pas atteignables pour H5 ou H7 ($b \leq 20^\circ$) : il faut alors choisir b le plus grand possible (20°) afin de maximiser «au mieux» le dénominateur du rapport N_{c2}/N_{c1} .

Pour annuler respectivement H5, H7, H11 et H13, il faut $b = 20^\circ$ avec inversion du sens d'enroulement, $N_{c1} = 0.26$ et $N_{c2} = 0.111$ puis $b = 20^\circ$ avec inversion, $N_{c1} = 0.28$ et $N_{c2} = 0.079$ puis $b = 180^\circ/11$ avec inversion, $N_{c1} = 0.283$ et $N_{c2} = 0.075$ et enfin $b = 180^\circ/13$ sans inversion, $N_{c1} = 0.274$ et $N_{c2} = 0.089$.

VI-5.2.2. Récapitulatif des résultats et conclusions

Le premier cas du tableau correspond au bobinage «anneau» seul ($b = 0^\circ$). Les cas 1, 2, 3 et 4 correspondent respectivement à l'annulation de H5, H7, H11 et H13.

Les résultats sont obtenus avec un nombre utile de spires unitaire. De nouveau, le fondamental est donné en pourcentage du bobinage «anneau» à 1 enc/pôle/phase.

	anneau seul encoches unif. réparties	Cas 1 H5 nul	Cas 2 H7 nul	Cas 3 H11 nul	Cas 4 H13 nul
b ($^\circ$)	0	-20	-20	-16,36	-13,84
N_{c1} (anneau)	0,33	0,26	0,281	0,283	0,274
N_{c2} (dent)	0	0,11	0,0795	0,0755	0,089
Fond (%)	96	76.1	78	79.4	76.6
H5 (%)	4,5	0	1,6	2,2	2
H7 (%)	2,6	-1,4	0	0,4	0,2
H11 (%)	1,7	-0,9	0	0	-0,3
H13 (%)	1,7	0	0,6	0,4	0

Tableau VI-6 Contenu harmonique de la fmm pour 6 bobines «anneau» et 2 bobines sur dents (bobinage «anneau» seul à encoches uniformément réparties).

Une nouvelle fois, les quelques pourcents gagnés sur le contenu harmonique sont très coûteux : le fondamental perd un peu plus de 20% dans tous les cas.

On a réussi à obtenir des spectres avec de très faibles contenus harmoniques (H5, H7, H11 et H13 inférieurs ou proche des 2% du fondamental). Le fondamental est à peu près équivalent dans tous les cas.

La solution anneau seul à encoches uniformément réparties est la meilleure solution car elle fournit un fondamental à peine atténué par rapport à la structure de référence. Le

contenu harmonique de la fmm d'entrefer est également très réduit : tous les harmoniques sont inférieurs à 5% du fondamental.

VI-6. Etude des pertes Joule en fonction de la géométrie

Le but de ce paragraphe est de montrer dans quelles circonstances le bobinage de type « anneau » seul est intéressant par rapport à un bobinage classique (bobines à pas diamétral). Il s'agit de mettre en évidence le rapport L/D qui conduit à des pertes Joule stator inférieures pour le bobinage « anneau » par rapport au bobinage classique (L , longueur active du stator et D , diamètre d'entrefer).

VI-6.1. Bobinage classique

Le raisonnement est valable quel que soit le nombre d'encoches par pôle et par phase tant que le pas d'enroulement demeure diamétral. La longueur des têtes de bobines ne varie alors pas : le volume total de cuivre ne change également pas, même si au lieu d'avoir une seule « grosse » encoche par pôle et par phase, il y en a trois ou quatre plus petites. Le schéma du bobinage pour 1 enc/pôle/phase est représenté à la Fig. VI-9 pour un moteur bipolaire.

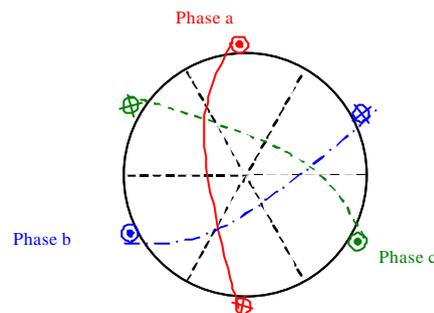


Fig. VI-9 Schéma du bobinage classique pour un moteur bipolaire.

On utilise les paramètres géométriques suivants :

- τ pas polaire
- L longueur active du stator
- S_{clas} section d'une bobine.

Les paramètres électriques sont :

- ρ résistivité des conducteurs (cuivre)
- p nombre de paires de pôles
- J_{clas} densité efficace de courant dans les bobines.

En première approximation, on suppose que la longueur des têtes de bobines vaut le pas polaire. Le volume de cuivre vaut :

$$V_{\text{clas}} = 2 \cdot S_{\text{clas}} \cdot \tau + 2 \cdot S_{\text{clas}} \cdot L \quad (\text{VI.27})$$

Les pertes Joule par phase sont données par :

$$P_{J_{\text{clas}}} = 2 \cdot \rho \cdot p \cdot S_{\text{clas}} \cdot (\tau + L) \cdot (J_{\text{clas}})^2 \quad (\text{VI.28})$$

VI-6.2. Bobinage « anneau »

Le schéma de bobinage « anneau » à 1 enc/pôle/phase bipolaire est rappelé Fig.VI-10. Comme précédemment, le volume de cuivre ne dépend pas du nombre d'encoche par pôle et par phase. Cela signifie que le raisonnement est valable quelque soit le nombre de bobines « anneau » dans la structure.

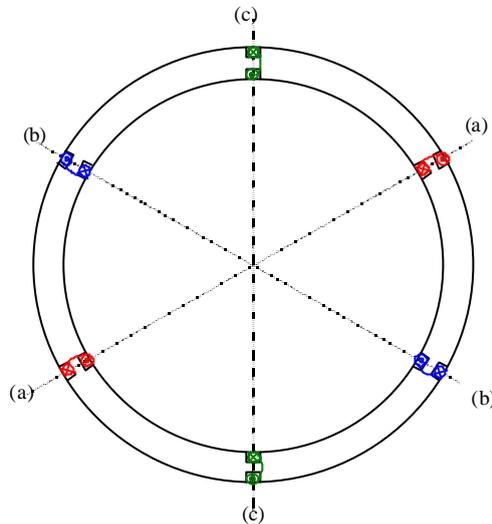


Fig.VI-10 Schéma du bobinage « anneau » à 1 enc/pôle/phase pour un moteur bipolaire.

Les paramètres géométriques sont :

- τ pas polaire
- L longueur active du stator
- c épaisseur de la culasse
- S_a section d'une bobine « anneau »

Les paramètres électriques sont toujours :

- ρ résistivité des conducteurs (cuivre)
- p nombre de paires de pôles
- J_a densité efficace de courant dans les bobines.

Pour les bobines « anneau », la longueur des têtes de bobines vaut c en première approximation d'où le volume de cuivre d'une telle bobine :

$$V_a = 2 \cdot S_a \cdot (c + L) \quad (VI.29)$$

Il y a 2 bobines « anneaux » par phase doù les pertes Joule par phase :

$$P_{J_an} = 4 \cdot \rho \cdot p \cdot S_a \cdot (c + L) \cdot (J_a)^2 \quad (VI.30)$$

VI-6.3. Comparaisons

Les structures sont comparées à nombre utile de spires par phase identique. En utilisant les même conducteurs (même diamètre), on obtient :

$$S_{clas} = S_a \quad (VI.31)$$

De plus, on suppose :

$$J_{clas} = J_a \quad (VI.32)$$

Ceci conduit à :

$$\frac{P_{J_an}}{P_{J_clas}} = \frac{2 \cdot (c + L)}{\tau + L} \quad (VI.33)$$

On désire maintenant connaître l'ordre de grandeur du rapport entre la largeur de culasse et le pas polaire (c/τ). Le flux dans la culasse Φ_{cul} est maximum quand le flux passant au stator calculé sous un pôle Φ_{stator} est maximum. A cet instant, les équiflux se rebouclent aussi bien d'un côté du pôle que de l'autre :

$$\Phi_{cul} = 1/2 \Phi_{stator} \quad (VI.34)$$

En supposant que les fuites de flux aux niveaux des encoches sont négligeables, le flux passant au stator vaut le flux d'entrefer sous le pôle Φ_{ent} :

$$\Phi_{stator} = \Phi_{ent} \quad (VI.35)$$

Connaissant l'induction maximale dans l'entrefer, le flux d'entrefer sous un pôle s'écrit :

$$\phi_{ent} = \frac{2}{\pi} B_{ent} \cdot \tau \cdot L \quad (VI.36)$$

Le flux dans la culasse est défini par :

$$\phi_{cul} = B_{cul} \cdot c \cdot L \quad (VI.37)$$

On en déduit la relation entre c et τ :

$$\frac{c}{\tau} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{B_{ent}}{B_{cul}} \tag{VI.38}$$

avec B_{cul} induction max dans la culasse.

En prenant $B_{ent} = 1T$ et $B_{cul} = 1.4T$ (valeurs couramment rencontrées dans les moteurs), le rapport $c/\tau = 0.23$ ce qui donne après substitution dans la relation VI.33 :

$$\frac{P_{J_an}}{P_{J_clas}} = \frac{2 \cdot \left(0.23 + \frac{L}{\tau} \right)}{1 + \frac{L}{\tau}} \tag{VI.39}$$

Le bobinage « anneau » est valable pour des moteurs courts : le rapport L/τ doit être faible. On le fait varier de 0.25 à 1.5. Le rapport entre les pertes Joule des deux structures est tracé à la Fig.VI-11.

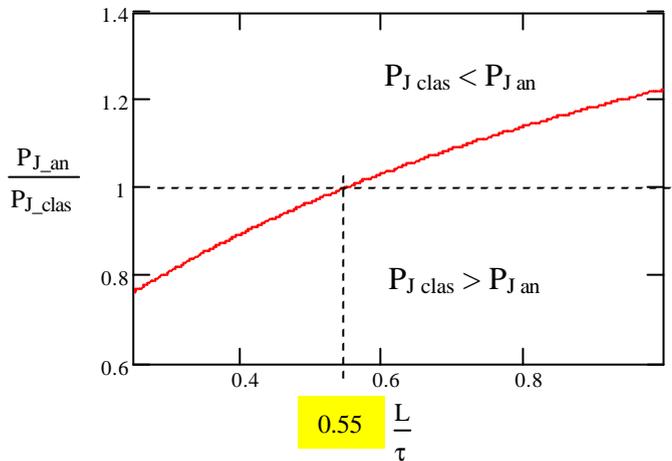


Fig.VI-11 Evolution du rapport entre les pertes Joule de la structure « anneau » et celles de la structure classique.

Pour $L/\tau < 0.55$, la structure « anneau » est plus intéressante car ses pertes Joule stator sont inférieures à celle d’une structure à pas diamétral.

En conclusion, pour un rapport longueur active du stator sur pas polaire inférieur à 0.55, les pertes Joule de la structure à bobinage « anneau » sont toujours inférieures à celles de la structure classique à pas diamétral et pour un rapport largeur de culasse sur pas polaire égal à 0.23. Par exemple, pour un moteur à 2 pôles, connaissant le diamètre d’entrefer D , il faut que la géométrie réponde à la Fig.VI-12.

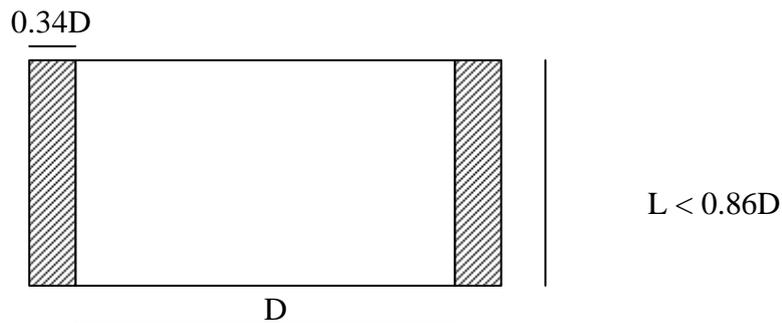


Fig.VI-12 Géométrie d’un moteur 2 pôles

VI-7. Conclusions

Une structure possédant 2 bobines «anneaux» par phase permet d'obtenir 100% du fondamental de fmm d'une structure classique à 1 enc/pôle/phase alors que le fondamental de fmm de la structure plot de base ne vaut que 50% pour un volume de conducteurs constant au niveau de l'entrefer.

Ce chapitre présente l'intérêt d'un bobinage « anneau » à base de 3 encoches par pôle et par phase uniformément réparties. Il est possible de réaliser un compromis entre un fondamental fort et des harmoniques 5, 7, 11 et 13 très faibles (inférieurs à 5% du fondamental).

L'étude montre également que pour des moteurs courts ($L/\tau < 0.55$) pour une valeur de c/τ égale à 0.23, les pertes Joule de cette structure sont inférieures à celles que développerait un moteur à pas diamétral.

Pour être complet sur les possibilités de ce type de bobinage, il faudrait également inclure une estimation du champ de fuite extérieur dû aux conducteurs extérieurs à la culasse.

Conclusions générales et perspectives

Dans cette étude, on a recensé toutes les structures de bobinage sur dents respectant la condition de non croisement de phase, tout en ayant au maximum 4 bobines par phase. On a également développé un modèle de calcul de la force magnétomotrice (fmm) triphasée résultante qui peut s'appliquer à un bobinage quelconque et jusqu'à 4 bobines par phase. L'étude des différents bobinages sur dents a mis en avant une structure maximisant le fondamental de fmm : c'est la solution de base. Cette structure crée une fmm dont le contenu harmonique est identique mais deux fois plus petite en amplitude que le stator bipolaire à pas diamétral à une encoche par pôle et par phase à volume de conducteurs identique. De plus, on a montré qu'en ajoutant plus ou moins astucieusement d'autres bobinages sur dents, il était possible d'éliminer les harmoniques d'espace les plus gênants (H5 ou H7). Cependant, le fondamental de fmm de ces structures est très réduit par rapport à celui de la solution plot de base.

Par la suite, on a mis en place un premier critère dit « critère d'efficacité du stator » en vue d'obtenir l'influence de l'ensemble des paramètres géométriques du stator. Il permet de connaître la proportion du fondamental de l'induction dans l'induction totale d'entrefer. On met ainsi en évidence que la largeur d'encoche, négligée dans les chapitres précédents est un paramètre très important. On détermine alors la forme optimale des encoches stator qui doivent être les plus fines possibles. On s'aperçoit par ailleurs qu'il vaut mieux travailler à grand rayon d'entrefer sans toutefois être capable de le déterminer.

L'ajout d'un second critère, le « critère de puissance transmise au rotor » doit permettre de déterminer les paramètres géométriques du moteur complet. Il permet de calculer les pertes Joule dissipées dans les barres du rotor. On a montré que le modèle développé pour ce calcul était validé vis-à-vis de la simulation de la géométrie exacte du modèle. L'induction et les pertes Joule rotor correspondent entre le modèle et la simulation du moteur complet, en supposant que l'on connaît l'induction fondamentale en charge. C'est sur ce point qu'il reste encore quelques améliorations à apporter avec notamment le couplage électrique entre stator et rotor et la prise en compte de l'effet des harmoniques d'espace dans le modèle.

Une fois que le second critère sera opérationnel, on pourra alors coupler les deux critères afin de déterminer la meilleure machine : celle dont le fondamental d'entrefer et la puissance utile seront maximales. Jusqu'à présent, les encoches du stator ont été supposées droites, on pourrait également envisager de prendre en compte les becs d'encoches pour voir ce qui serait apporté. D'une manière plus générale, les deux critères pourraient également être appliqués, très simplement, dans le cadre d'une optimisation de moteurs déjà existants. Ils pourraient par ailleurs être intégrés dans les outils industriels existants pour la conception et le dimensionnement des machines asynchrones.

Enfin, le bobinage de type « anneau » réalise un très bon compromis entre le bobinage classique et le bobinage sur dent. Il permet de garder des chignons très courts sans croisement de phase et s'affranchit des problèmes liés aux harmoniques d'espace. A partir de trois bobines par phase et si les encoches sont uniformément réparties, le contenu harmonique de la fmm d'entrefer est très réduit. Sous certaines conditions, ce type de bobinage est même plus intéressant que le bobinage classique car ses pertes Joule stator sont plus faibles. Cependant, on n'a pas estimé le champ de fuite extérieur. Du point de vue technologique, il implique un moteur construit par secteur angulaire avec présence d'entrefers parasites qui n'ont pas été pris en compte.

Annexe A

A-1. Pourquoi existe-t-il un coefficient de bobinage ?

A cause du bobinage sur dents, les bobines n'ont pas une ouverture angulaire correspondant au pas polaire. La tension induite par le flux fondamental d'entrefer calculé sur le pas polaire et celle vue du bobinage stator ne coïncident pas. Un coefficient intervient alors pour ramener le flux d'entrefer au niveau des bobines d'alimentation : c'est le coefficient de bobinage.

A-2. Calculs pour une bobine massée

Pour une bobine d'une spire d'ouverture angulaire 2β et massée (ouverture d'encoche négligeable) le flux embrassé vaut :

$$\phi(\beta) = \int_0^\beta B_{\max} \cos(\theta) \cdot L \cdot \frac{\tau}{\pi} d\theta = \frac{2}{\pi} \cdot B_{\max} \cdot L \cdot \tau \cdot \sin(\beta) \quad (\text{A.1})$$

avec B_{\max} induction maximale dans la dent
L longueur active du stator
 τ pas polaire.

Pour une bobine de N spires d'ouverture angulaire valant le pas polaire ($2\beta = \pi$) et massée, on retrouve la formule classique du flux embrassé :

$$\phi_{\text{clas}} = \frac{2}{\pi} \cdot N \cdot B_{\max} \cdot L \cdot \tau \quad (\text{A.2})$$

Le coefficient de bobinage pour une bobine massée est le rapport entre le flux embrassé par une bobine d'ouverture angulaire quelconque et celui pour une bobine d'ouverture angulaire le pas polaire. Le coefficient « massé » vaut :

$$\text{coef}_{\text{mas}} = \sin(\beta) \quad (\text{A.3})$$

A-3. Calculs pour nos bobines

Les bobines ne sont pas massées : l'ouverture d'encoche n'est pas négligeable. On décompose chaque bobine en une succession de bobines massées. Le flux embrassé total est alors une somme continue du flux vu par chaque bobine massée sur la largeur de l'encoche.

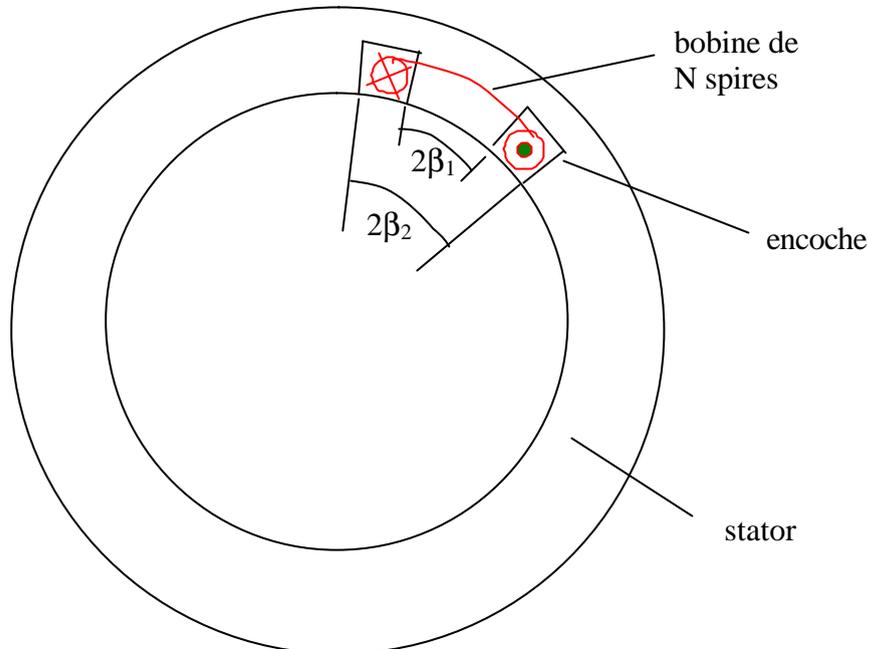


Fig.A-1 Représentation d'une bobine dans les encoches du stator.

Le nombre de spires par élément $d\beta$ pour une bobine de N spires, répartie entre les angles $2\beta_1$ et $2\beta_2$ (Fig.A-1) vaut :

$$N_{\text{element}} = \frac{N}{\beta_2 - \beta_1} \cdot d\beta \quad (\text{A.4})$$

Le flux embrassé total s'obtient par :

$$\phi_{\text{total}} = \int_{\beta_1}^{\beta_2} \phi(\beta) \cdot \frac{N}{\beta_2 - \beta_1} d\beta \quad (\text{A.5})$$

Après calcul, le flux embrassé total est donné par :

$$\phi_{\text{total}} = \frac{2}{\pi} \cdot N \cdot B_{\text{max}} \cdot L \cdot \tau \cdot \frac{\cos(\beta_1) - \cos(\beta_2)}{\beta_2 - \beta_1} \quad (\text{A.6})$$

Le coefficient de bobinage pour nos bobines est le rapport entre le flux embrassé total ϕ_{total} et le flux embrassé classique ϕ_{clas} (où l'ouverture de la bobine massée vaut le pas polaire). On obtient le coefficient « réparti » :

$$\text{coef}_{\text{rep}} = \frac{\cos(\beta_1) - \cos(\beta_2)}{\beta_2 - \beta_1} \quad (\text{A.7})$$

Pour le bobinage plot de base, il faut prendre $\beta_2 = \pi/6$ et $\beta_1 = \alpha\pi/6$ avec α la proportion de fer au niveau de l'entrefer coté stator. Le coefficient réparti devient :

$$\text{coef}_{\text{rep}} = \frac{\cos\left(\alpha \cdot \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)}{\frac{\pi}{6} \cdot (1 - \alpha)} \quad (\text{A.8})$$

$$\alpha = \frac{\text{largeur_den}}{\text{pas_dentair}} \quad (\text{A.9})$$

avec

Annexe B

B-1. Tôles stator et rotor

Le matériau suivant représente des tôles stator et rotor d'épaisseur 0.65 mm. La courbe de première aimantation est donnée à la Fig.B-1. Le matériau a une perméabilité relative à l'origine de l'ordre de 6000.

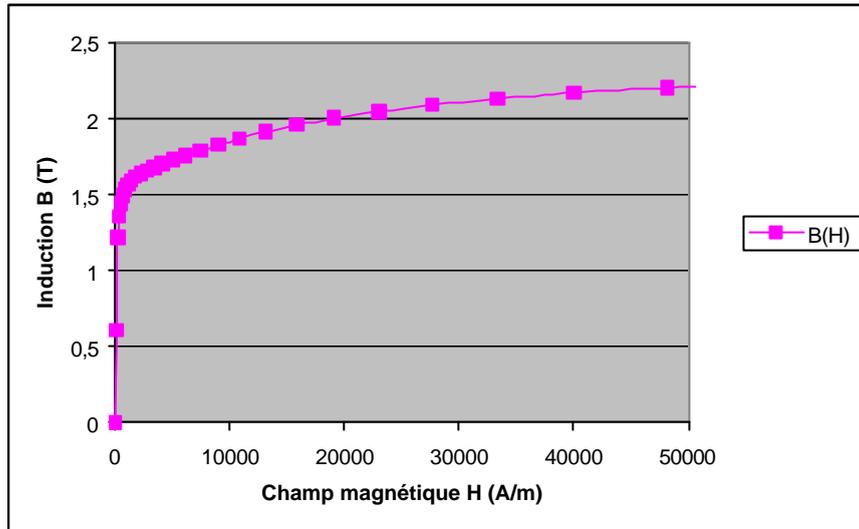


Fig.B-1 Courbe de première aimantation des tôles stator et rotor.

B-2. Arbre en acier

L'acier est représenté par le matériau dont la courbe de première aimantation est donnée à la Fig.B-2. Il a une perméabilité relative à l'origine de 675 et une résistivité de $1.7 \cdot 10^{-7} \Omega \cdot m$.

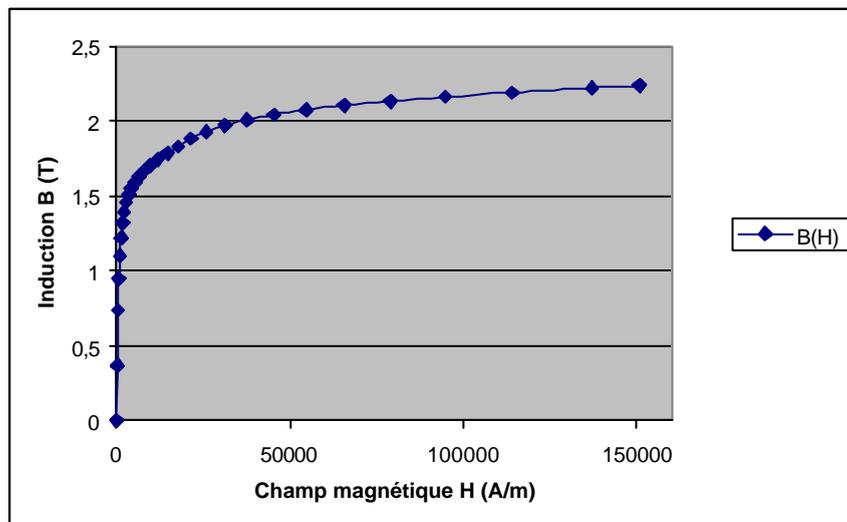


Fig.B-2 Courbe de première aimantation de l'acier de l'arbre.

Annexe C

C-1. Rappel de la modélisation

On modélise un pôle de la couronne du rotor contenant ses encoches par la couche uniforme de matériau conducteur d'épaisseur identique (Fig.C-1).

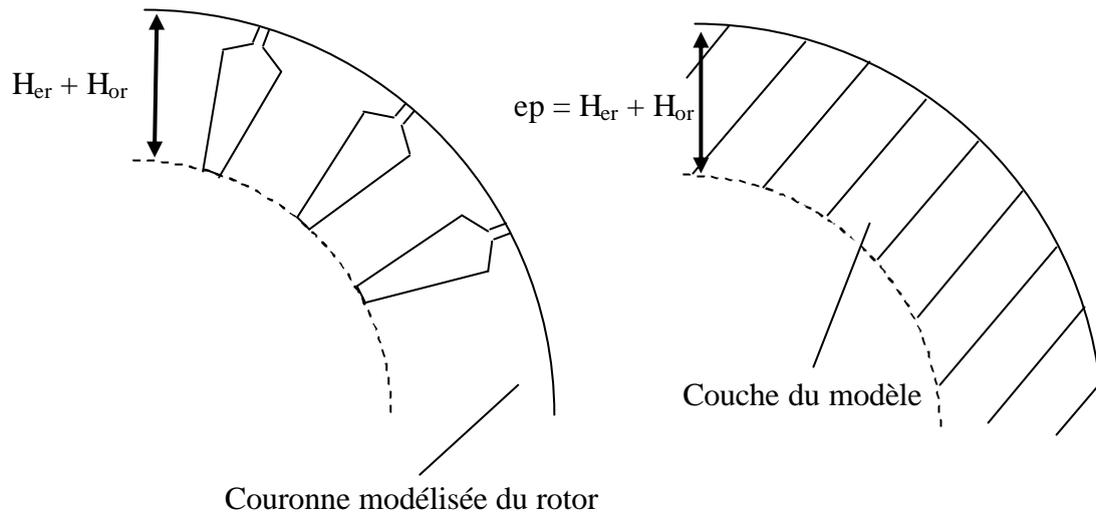


Fig.C-1 La couronne modélisée du rotor et la couche du modèle.

C-2. Calcul de la surface des barres rotor

La surface de la couche vérifie :

$$S_{\text{couche}} = \frac{\pi}{2 \cdot p} \left[(R_{\text{ent}})^2 - (R_{\text{ent}} - ep)^2 \right] \quad (\text{C.1})$$

Il faut maintenant calculer la surface d'aluminium dans la couronne. La Fig.C-2 rappelle la géométrie d'une barre de la cage dans le repère (R, x, y) où R est le centre du rotor.

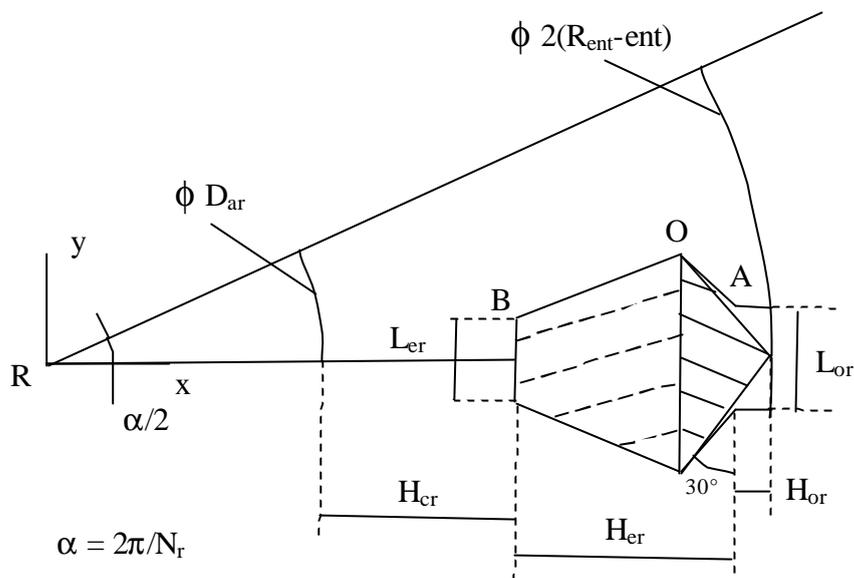


Fig.C-2 Paramètres géométriques d'une barre.

Les points A, B et O ont pour coordonnées :

$$A = \begin{pmatrix} R_{ent} - ent - H_{or} \\ \frac{L_{or}}{2} \end{pmatrix} \quad (C.2)$$

$$B = \begin{pmatrix} x_A - H_{er} \\ \frac{L_{er}}{2} \end{pmatrix} \quad (C.3)$$

$$O = \begin{pmatrix} \frac{w_O}{\tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) + \frac{1}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}} \\ \frac{-x_O}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)} + y_A + \frac{x_A}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)} \end{pmatrix} \quad (C.4)$$

$$\text{avec} \quad (C.5)$$

$$w_O = y_A - y_B + \frac{x_A}{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)} + x_B \cdot \tan\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

On néglige l'ouverture des encoches du rotor pour le calcul de la surface de la barre. On décompose alors la barre en un trapèze et un triangle. Ce trapèze et ce triangle sont hachurés respectivement en traits pointillés et en traits pleins dans la Fig.C-2. Les aires du trapèze, du triangle et la surface d'alu sous un pôle sont données par :

$$S_{\text{trap}} = \frac{L_{\text{er}} + 2y_{\text{O}}}{2} \cdot (x_{\text{O}} - x_{\text{B}}) \quad (\text{C.6})$$

$$S_{\text{tria}} = \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot y_{\text{O}} \cdot (R_{\text{ent}} - \text{ent} - x_{\text{O}}) \quad (\text{C.7})$$

$$\text{d'où} \quad (\text{C.8})$$

$$S_{\text{alu}} = \frac{N_{\text{r}}}{2 \cdot p} \cdot (S_{\text{trap}} + S_{\text{tria}})$$

Références bibliographiques

- ABO-91 A. ABOU AKAR, « Modélisation des moteurs asynchrones triphasés à cage », Thèse de doctorat, Université Claude Bernard- Lyon I, 1991
- ALG-65 P-L. ALGER, « The nature of induction machine », Gordon & Breach Science Publisher Inc., 1965
- BOU-93 E. BOURGOIN, « Relations entre les composantes symétriques des courants induits d'une machine à induction et les harmoniques d'espace dans l'entrefer, études théorique et expérimentale », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1993
- BRE-99 R. Breahna Stinescu, P. Viarouge, J. Cros, I. Kamwa, « A general approach of space and time harmonics interactions in induction motors », IEEE Trans., vol9, pp 366-368, 1999
- BRI-97 P. BRISSONEAU, « Magnétisme et matériaux magnétiques », HERMES, Paris, 1997
- CES-96 C. CESTER, « Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1996
- CHE-99 T. CHEVALIER, « Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999
- DES-1 M. Dessoude, « Moteurs asynchrones : choix et problèmes connexes », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique, pp D3490-1 à D3490-25

- GEN-00 A. GENON, W. LEGROS, « Machines électriques », HERMES Science Europe, 2000
- HAR-93 S. HARMIN, « Etude analytique des machines synchrones à aimants permanents », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1993
- HEL-77 B. HELLER, V. HAMATA, « Harmonic field effects in induction machines », Elsevier scientific publishing compagny, 1977
- IVA-67 M. IVANES, « Contribution à l'étude des pertes supplémentaires des machines d'induction », Thèse, Faculté des sciences de l'Université de Grenoble, 1967
- IVA-94 M. IVANES, R. PERRET, « Connaissances de bases et machines statiques », HERMES, Paris, 1994
- KOS-69 M. KOSTENKO, L. PIOTROVSKI, « Machines électriques » tome II, Editions Mir, 1969
- LIW-67 L. LIWSCHITZ, L. MARET, « Calcul des machines électriques » tomes I et II, Editions SPES Lausanne-Dunot, Paris, 1967
- PAT-73 S. Patel, R. G. Hoft, « Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thristor inverters », IEEE Trans., vol IA-9, pp 310-317, 1973
- POL-1 M. Poloujadoff, « Machine asynchrone: régime permanent », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique, pp D3480-1 à D3480-17
- POL-2 M. Poloujadoff, « Machine asynchrone: régime quelconques », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique, pp D3485-1 à D3485-22

-
- POL-87 M. Poloujadoff, « The theory of three phase induction squirrel motors », Electric Machine and Power Systems, vol 13, pp 245-264, 1987
- SAB-88 A. Sabir Eldhemy, « Analysis of space harmonic interactions in squirrel cage induction machines-partI (Modeling and the equivalent circuit) », Electric Machine and Power Systems, vol 14, pp 377-396, 1988
- SEG-96 G. SEGUIER, F. NOTTELET, «Electrotechnique industrielle », Technique & Documentation (1996)
- TAI-92 A. TAIEB BRAHIMI, « Contribution à la modélisation de la machine asynchrone à cage par logiciels d'éléments finis 2D et 3D », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1992
- TOL-91 H. A. Toliyat, T. A. Lipo, J. White, « Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications-part II (Machine design and performance) », IEEE Trans., vol 6, pp 684-692
- VAS-90 E. VASSENT, «Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par la méthode des éléments finis », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1990

RESUME

Il s'agit de concevoir une machine à induction à cage bobinée sur dents. Ce bobinage est très intéressant car il permet d'obtenir des têtes de bobines très courtes induisant un gain de place important. Cependant, il produit beaucoup d'harmoniques d'espace dans l'entrefer, donnant naissance à des harmoniques de courants parcourant la cage de la machine. Ces derniers créent des couples parasites s'opposant fortement au couple principal du au fondamental du courant rotorique. Nous rappelons brièvement le fonctionnement d'une machine asynchrone et plus spécifiquement le bobinage des machines alternatives. Nous décrivons ensuite les différentes structures possibles de bobinages sur dents. Par la suite, nous cherchons à réduire les harmoniques d'espace de force magnétomotrice créés dans l'entrefer. Nous mettons également en place un premier critère permettant de dimensionner les paramètres géométriques d'un stator ainsi qu'un second critère pour définir un meilleur moteur du point de vue de la puissance utile disponible.

TITTLE

Concentrated single tooth winding for induction machines

ABSTRACT

The aim of this thesis is to design a squirrel induction machine with concentrated single tooth winding. This winding is very interesting because it makes possible to obtain very short end-winding and important space saving. However, it produces many space harmonics in the airgap, giving rise to currents harmonics flowing into the cage of the machine. The latter create parasitic torques which strongly face the main torque due to the fundamental rotor current. We briefly point out how an induction machine operates and more specifically the windings of AC-machines. Then, we describe the various possible structures with concentrated single tooth winding. Thereafter, we try to reduce the space harmonics of magnetomotive force created in the airgap. We also set up a first criterion allowing to derive the geometrical parameters of stator and a second criterion to define a better machine from the point of view of the useful output.

DISCIPLINE

Génie électrique

MOTS-CLES

Bobinage sur dents, Force magnétomotrice, Décomposition en série de Fourier, Machine asynchrone

Concentrated single tooth winding, Magnetomotive force, Fourier analysis, Induction machine

Intitulé du laboratoire

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, UMR CNRS 5529
BP 46, Domaine Universitaire
38402 Saint Martin d'Hères Cedex - France