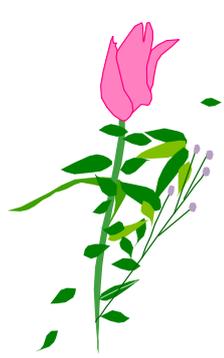




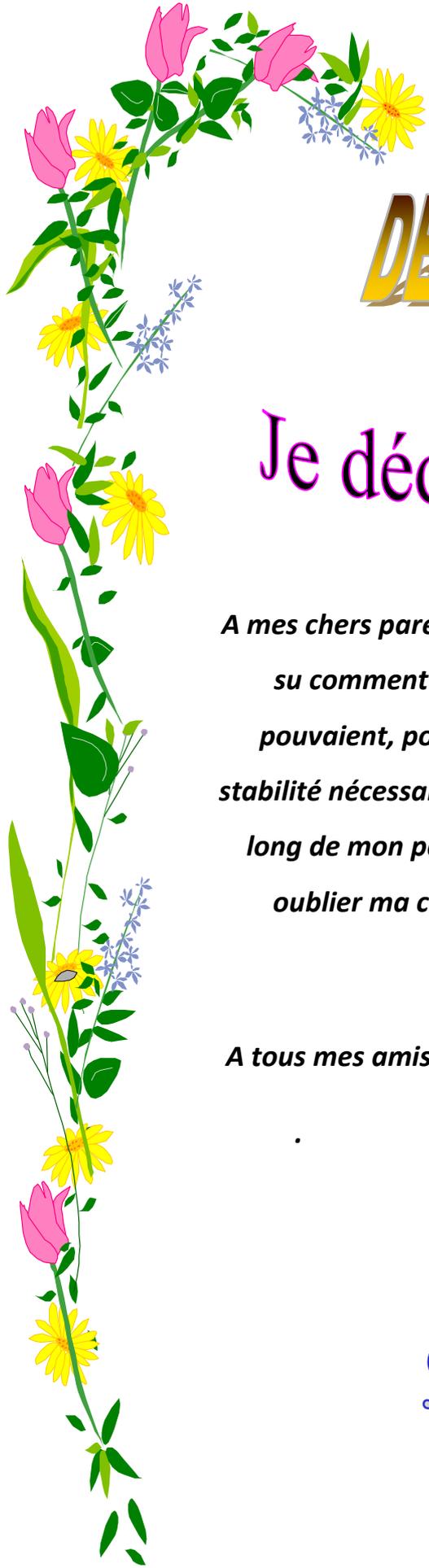
remerciements

*Je remercie au premier lieu mon cher prof
encadreur Monsieur Ben Allal M.N pour ses
précieuses orientations, et tous ses
irremplaçables conseils, bien que ses
directives, la disponibilité et surtout la
patience qu'il preuve.*

*Je remercie bien aussi ces Monsieur qui
étaient toujours accoté de moi avec leurs
encouragements et soutenances talques Lenis
.M, Omara Daoud, Bentchikou,
Moustapha, Bouhouia, Labdani .M.*



*Avec ce travail on termine nos études et on part
avec les meilleurs souvenirs de l'université.*

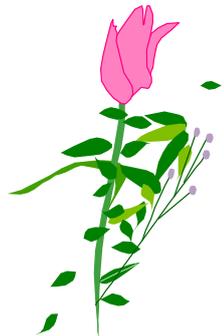


DEDICACES

Je dédie ce mémoire

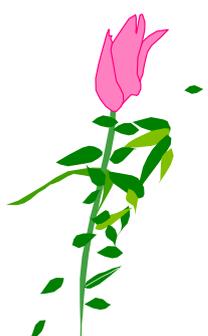
*A mes chers parents qui m'ont toujours encouragés et
su comment me donner de tout cœur ce qu'ils
pouvaient, pour m'assurer tous les moyens et la
stabilité nécessaires dans lesquels j'ai pu persévérer le
long de mon parcours d'études jusqu'à la fin, sans
oublier ma chère sœur et ma grande famille.*

A tous mes amis de l'électrotechnique sans exception



MOHAMED





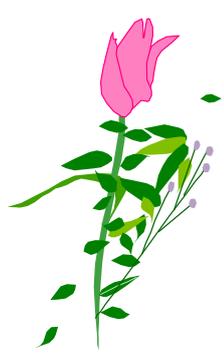
DEDICACES

Je dédie ce mémoire

Je dédie ce Modest travail a surtout ma famille (mes parents, mes sœurs, et mes frères).
Qui sont une source intarissable de courage,
d'endurance et du volonté.

Je le aussi dédie a tous ceux qui m'aident a
atteindre ce travail du proche ou du loïn.

Je le dédie encore à celui qui me partage cet
ouvrage mon binôme Mellouk Mohamed et sa
famille.



meriem

SOMMAIRE

I. Introduction générale.....	12
-------------------------------	----

Chapitre I

Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

I.1. Introduction.....	14
I.2. Généralités sur les aimants permanents utilisés dans les Machines Synchrones à Aimants Permanents.....	14
I.3. Les différents types de matériaux pour aimants.....	15
I.3.1. Les aimants métalliques.....	15
I.3.2. Les ferrites.....	15
I.3.3. Terre rares.....	16
I.3.3.1. Samarium Cobalt (SmCo).....	16
I.3.3.2. Neodyme-Fer-Bore.....	16
I.4. Structures des inducteurs des machines synchrones à aimants.....	18
I.4.1. Inducteurs à pôles lisses.....	18
I.4.2. Inducteurs à pôles saillants.....	19
I.4.2.1. Structures avec pièces polaires et concentration de flux.....	19
I.4.2.2. Structures avec pièces polaires sans concentration de flux.....	20
I.4.2.3. Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique.....	21
I.4.2.4. Structures à aimants internes.....	21
I.5. Avantages et inconvénients des MSAP.....	22

I.5.1. Avantages.....	22
I.5.2. Inconvénients.....	22
I.6. Domaines d'application.....	23
I.7. Alimentation des machines synchrones à aimants permanents	25
I.8. Constitution de l'alimentation de la MSAP.....	26
I.9. Conclusion.....	27

Chapitre II

Le bobinage sur les dents

II.1. Introduction	29
II.2. Le stator.....	29
II.3. Le bobinage et les enroulements triphasés.....	29
II.3.1. Force magnéto-motrice (fmm) d'un stator triphasé bipolaire.....	29
II.3.1.1. Cas d'une bobine diamétrale.....	29
II.3.1.2. La répartition des bobines.....	30
II.3.1.3. Le raccourcissement des bobines	34
II.3.1.4. Le coefficient de bobinage k_{bh}	36
II.3.1.5. Fmm triphasée résultante, champ tournant bipolaire	38
II.3.2. Cas des machines multipolaires	39
II.3.3. Désignation et représentation des différents bobinages.....	40
II.3.3.1. Schéma de bobinage développé (le long de l'entrefer)	40
II.3.3.2. Enroulements triphasés à une ou deux couches	43
II.3.4. Conclusions sur le bobinage des machines à courant alternatif.....	43
II.4. Couples parasites vibratoire	44

Chapitre III

Bobinages à nombre fractionnaire d'encoche par pole et par phase

III.1.Introduction	47
III.2.1 Définition du bobinage a pas fractionnaire.....	47
III.2.2 Nombre fractionnaire d'encoches	48
III.3 Eléments théoriques sur les bobinages à pas fractionnaire.....	48
III.3.1 Classification et terminologie de bobinage.....	49
III.3.2 Paramètres structurels	51
III.4 Examen des structures statoriques polyphasées bobinées à pas fractionnaire ($q < 1$) pour machines synchrones à aimants permanents.....	52
III.5 Conclusion.....	52

Chapitre VI

Modélisation et résultats

VI.1. Introduction	54
a. Introduction générale à MATLAB.....	54
b. Présentation de l'outil de calcul logiciel FEMM.....	55
c. Introduction général à KOIL	56
IV.1/ Etude et validation avec KOIL de la FMM	57
IV.1.1/ premier cas étudié $m=3$, $p=2$ et $q=0.5$	57
IV.1.2/ Les harmoniques d'espace pour le 1 ^{er} cas	60
IV.2.1/ deuxième cas étudié $m=3$, $p=4$ et $q=0.5$	63
IV.2.2/ Les harmoniques d'espace pour le 2 ^{ème} cas ($p=4$)	65
IV.3/ Conclusion	67

VI.4. Principe de base du programme	68
VI.4.1 Modélisation par élément finis	68
VI.4.2. Présentation de la structure étudiée	69
VI.4.3. Le maillage	70
VI.5. Exploitation des résultats	71
VI.5.1. Les lignes iso-potentiels	72
VI.5.2. La densité du flux magnétique	72
VI.6. Distribution de l'induction dans l'entrefer	72
VI.7 Conclusion	73
V. Conclusion générale.....	75

LISTE DES FIGURES

<i>Fig. I. 1 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [1].....</i>	<i>17</i>
<i>Fig. I. 2: Courbe de désaimantation des aimants [1].....</i>	<i>17</i>
<i>Fig. I.3 : Structures à pôles lisse.....</i>	<i>20</i>
<i>Fig. I.4 : Structures avec pièces polaires et concentration de flux.....</i>	<i>21</i>
<i>Fig. I.5 : Structure avec pièces polaires sans concentration de flux [4].....</i>	<i>21</i>
<i>Fig. I.6 : Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique.....</i>	<i>22</i>
<i>Fig. I.7 : Structure à aimants internes.....</i>	<i>22</i>
<i>Figure I.8 : machine à aimants permanents d'un véhicule hybride Honda Insight....</i>	<i>24</i>
<i>Figure I.9 : Générateur pour le groupe auxiliaire de puissance de véhicule électrique.....</i>	<i>25</i>
<i>Figure I.10 : Schéma de principe de l'association MSAP-alimentation.....</i>	<i>26</i>
<i>Fig.II-1 Bobine diamétrale.....</i>	<i>29</i>
<i>Fig.II-2 Fmm d'une phase en fonction d'angle.....</i>	<i>30</i>
<i>Fig .II-3 : Bobines diamétrales répartier.....</i>	<i>31</i>
<i>Fig.II-4 : FMM des bobines réparties.....</i>	<i>32</i>
<i>Fig. II-5 Raccourcissement d'un pas dentaire pour un stator à 2 encoches par pôle et par phase.....</i>	<i>34</i>
<i>Fig. II-6 Fmm par phase du bobinage de la Fig. I-5.....</i>	<i>35</i>
<i>Fig. II-7 Moteur quadripolaire à 2 encoches par pôle et par phase.....</i>	<i>40</i>
<i>Fig. II-8 Différents schémas de bobinages pour un moteur quadripolaire et à 4 encoches par pôle et par phase [SEG-96].....</i>	<i>42</i>
<i>Fig. II-9 Encoche à deux couches.....</i>	<i>43</i>
<i>Fig. II-10 Machine synchrone bobinée sur dents.....</i>	<i>44</i>
<i>Fig. III-1-Classification de bobinages suivant leur disposition.....</i>	<i>50</i>

<i>Fig. III-2- Différence structurelle au niveau d'encoches et de pôles entre le cas du Bobinage à pas fractionnaire et entier.....</i>	<i>51</i>
<i>Fig -VI.1 : La fenêtre principale de KOIL.....</i>	<i>57</i>
<i>Fig VI. 1 : FMM de la première phase pour m=3,p=2 et q=0.5.....</i>	<i>58</i>
<i>Fig VI.2 : L'allure de la FMM générale (des trois phases) pour m=3, p=2 et q=0.5.....</i>	<i>59</i>
<i>Fig VI.3 : Le spectre d'harmoniques associé à l'allure de la FMM de la première phase tracé par le programme MATLAB pour m=3 ,p=2.....</i>	<i>60</i>
<i>Fig VI.4: le spectre d'harmonique associé à l'allure de la FMM générale tracée par MATLAB pour m=3, p=2 et q=0.5.....</i>	<i>61</i>
<i>Fig VI.5 : l'allure de la FMM générale tracée par KOIL pour m=3, p=2 et q=0.5.....</i>	<i>62</i>
<i>Fig VI.6 : spectre d'harmonique de la FMM général par KOIL pour m=3, p=2et q=0.5.....</i>	<i>62</i>
<i>Fig VI.7 FMM de la première phase pour m=3,p=4 et q=0.5.....</i>	<i>63</i>
<i>Fig VI.8 : l'allure de la FMM générale (des trois phases) pour m=3, p=4 et q=0.5.....</i>	<i>64</i>
<i>Fig VI.9 : le spectre d'harmoniques associé à l'allure de la FMM de la première phase tracé par le programme MATLAB pour m=3, p=4 et q=0.5.....</i>	<i>65</i>
<i>Fig VI.10 : le spectre d'harmonique associé à l'allure de la FMM générale tracée par MATLAB pour m=3 , p=4 et q=0.5.....</i>	<i>66</i>
<i>Fig VI.11 : l'allure de la FMM générale tracée par KOIL pour m=3, p=4 et q=0.5.....</i>	<i>66</i>
<i>Fig VI.12 : spectre d'harmonique de la FMM général par KOIL pour m=3, p=4 et q=0.5 ...</i>	<i>67</i>
<i>Fig.VI.13: Vue en coupe de la machine étudiée.....</i>	<i>70</i>
<i>Fig VI.14: Maillage par éléments finis triangulaires.....</i>	<i>71</i>
<i>Fig VI.15: Les lignes iso-potentiels dues aux courants statoriques.....</i>	<i>72</i>
<i>Fig VI.16: La densité du flux magnétique.....</i>	<i>73</i>
<i>Fig VI.17 : Inductions radiale dû aux courants statoriques.....</i>	<i>74</i>

LISTE DES TABLEAUX

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.	33
Tableau II-2 Evolution du coefficient de la série de Fourier pour les harmoniques d'espace 1, 5, 7, 11 et 13 en fonction du nombre q d'encoches par pôle et par phase et du facteur de raccourcissement d.....	37
Tableau VI. : Paramètres de base de la machine étudiée	64
Tableau VI.1 : Paramètres de base de la machine étudiée	69

INTRODUCTION GÉNÉRALE

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 XXème 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 [1].

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 [2] [3].

C'est dans ce cadre de bobinage que s'insère notre étude. Il est alors certain que le principal défaut de ce bobinage ne pourra plus être ignoré dans le fonctionnement du moteur [1] [3].

- Le premier chapitre donne des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents.
- Le second chapitre traite des différentes structures possibles de bobinage sur dents. On y représente 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.

- Dans le troisième chapitre une vue générale sur un bobinage avec un nombre d'encoche par pôle et par phase fractionnaire et inférieur à 1.
- Les résultats et la modélisation d'une MSAP avec un bobinage statorique sur dents se fait dans le quatrième chapitre.

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

- ✓ Quel est le meilleur moteur synchrone possible en utilisant le bobinage sur dent ?
- ✓ Est- il envisageable d'un point de vue industriel ?

CHAPITRE

I

GÉNÉRALITÉS SUR LES

MACHINES SYNCHRONES À

AIMANTS PERMANENTS

Chapitre I: Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

I.1. Introduction

Les performances de plus en plus élevées, le prix de revient compétitif, et les avantages que présentent les matériaux pour aimants permanents récents au niveau des systèmes électromagnétiques font d'eux un élément de base dans l'industrie moderne. L'évolution des matériaux pour aimant suit pratiquement une courbe exponentielle [4].

Les matériaux pour aimants sont des substances ferromagnétiques ou ferrimagnétiques, leur aimantation subsiste même en présence de champs extérieurs défavorables car leur champ coercitif est assez important. Le meilleur des matériaux pour aimants, du point de vue magnétique, est celui qui possède, non seulement une induction rémanente (B_r) élevée, mais également un champ coercitif (H_c) le plus important (large cycle d'hystérésis). Les points représentatifs de l'état du matériau pour aimants se situent dans le deuxième quadrant du diagramme $B(H)$ (Fig. I. 2). La connaissance de la courbe de désaimantation d'un aimant est fondamentale en vue d'une application [4].

L'utilisation d'aimants modernes dans les machines, associées aux convertisseurs statiques, est de plus en plus adoptée pour les entraînements électriques. Le dispositif machine synchrone à aimant autopilotée constitue l'une des solutions largement employées [5].

I.2. Généralités sur les aimants permanents utilisés dans les Machines Synchrones

L'industrie des aimants permanents offre plusieurs catégories de matériaux qui se différencient par les procédés de leurs obtentions. Ces procédés ont un effet direct sur leurs caractéristiques magnétiques et mécaniques. Ces différences conduisent, selon l'application, à un choix d'un type d'aimant qui résulte le plus souvent de critères technico-économiques [4].

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan $B-H$ (Fig. I-2).

En ce qui concerne les aimants, les trois paramètres essentiels pour les machines électriques sont :

- l'induction rémanente B_r , qui indique les performances potentielles des aimants (plus B_r est important, plus l'aimant est performant).
- Le champ coercitif H_c qui donne un premier ordre de grandeur de mesure de la résistance de l'aimant à la démagnétisation durant les démarrages, les courts-circuits... etc. Le champ limite

Chapitre I: Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

admissible est celui pour lequel on peut faire travailler un aimant sous des conditions de fonctionnement variables sans que celui-ci perde une partie importante de son aimantation de départ [5].

- Le troisième paramètre est le "produit d'énergie" (-B.H) max. Cette énergie est disponible pour une utilisation dans l'espace qui environne l'aimant. Elle définit une sorte "d'énergie spécifique" [5], [6].

Ces trois sont, ces trois dernières grandeurs qui permettent de classer les aimants permanents. Néanmoins suivant l'application envisagée, d'autres critères portant sur les propriétés mécaniques et physico-chimiques, en dehors du coût et des difficultés d'usinage, sont parfois déterminants dans le choix des matériaux pour aimants.

En effet, la plupart des aimants performants présentent une difficulté d'usinage et l'obtention d'un bon état de surface est onéreuse. De plus, le point de Curie est un facteur qu'il faut prendre en considération. La température limite joue un grand rôle dans la stabilité et la performance des aimants.

Au niveau des machines électriques, l'excitation par aimants performants supprime tout paramètre de réglage. Ces derniers permettent en général (mis à part le NdFeB) d'atteindre des températures supérieures à celles tolérées par les bobines.

I.3. Les différents types de matériaux pour aimants

Il existe aujourd'hui, principalement, trois familles de matériaux conduisant à l'essentiel des applications sur le marché des aimants permanents. Ces trois familles sont dans l'ordre d'apparition : les aimants métalliques, les ferrites et les terres rares [5], [7].

I.3.1. Les aimants métalliques

Il existe plusieurs types d'aimants métalliques ; les plus intéressants pour être utilisés dans les machines électriques sont ceux du type alliages ALNICO (alliage Fer-Aluminium-Nickel-Cobalt). Les ALNICO, sont durs et fragiles. Leur induction rémanente B_r est relativement élevée ; cependant la faible valeur de leur champ coercitif rend difficile leur utilisation au niveau des machines électriques. Le plus grave inconvénient est qu'en cours de fonctionnement, ils nécessitent généralement une réaimantation [5].

I.3.2. Les ferrites

Ce sont des matériaux pour aimants permanents d'usage fréquent. Ce sont des mélanges d'oxydes de Fer et d'oxydes de Baryum ou de Strontium dont la densité d'énergie peut

Chapitre I: Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

atteindre 50 kJ/m³. Ces matériaux céramiques présentent une induction rémanente relativement réduite, comprise entre 0,3 T et 0,4 T pour un champ coercitif largement supérieur à celui des ALNICO (Fig. I. 1) [8] ce qui leur confère une bonne résistance à la démagnétisation. Leurs prix de revient, relativement bas, offre la possibilité d'envisager leurs utilisations comme inducteurs de machines électriques de faible puissance [4].

L'utilisation des ferrites dans les machines électriques conduit généralement à des couples faibles. Les ferrites sont généralement utilisées là où le critère de la puissance volumique n'est pas prépondérant [5].

I.3.3. Terres rares

Les terres rares sont les meilleurs matériaux pour aimants performants [5]. Ils paraissent très bien appropriés pour les machines électriques. Leur coût encore élevé, a tendance à freiner l'extension de leur utilisation. Néanmoins des solutions intermédiaires apparaissent avec les Palsto-Neodyme. C'est un mélange de Neodyme-Fer-Bore avec un liant plastique. Cette matière permet de réaliser des pièces moulées, ce qui facilite l'assemblage et diminue le nombre de pièces mécanique [6].

I.3.3.1. Samarium Cobalt (SmCo)

Les aimants de type Samarium-Cobalt sont connus dans le milieu industriel principalement sous deux formes, SmCo₅ et Sm₂Co₁₇. Ils présentent à l'état massif des propriétés très intéressantes. Tout d'abord, leur comportement magnétique est remarquable :

- Le SmCo₅ possède un champ coercitif très élevé de l'ordre de 2000 kA/m, ce qui en fait un aimant résistant à la désaimantation. Pour Sm₂Co₁₇, ce champ est de 1000 kA/m, ce qui est excellent également. Leurs aimantations rémanentes sont respectivement de 0,9 T et de 1,15T.
- Les moteurs à aimants du type ferrites sont moins coûteux que les moteurs à aimants du type SmCo, mais aussi moins performants [5].

I.3.3.2. Neodyme-Fer-Bore

Le Neodyme-Fer-Bore est le type d'aimants le plus récent. Sa première utilisation remonte à 1985. Dans un court intervalle de temps, il a prit plus d'ampleur au niveau de sa production. Le **NdFeB** est presque le matériau idéal pour les excitations des machines électriques. L'induction qu'il permet de produire dans l'entrefer est importante, son champ coercitif est élevé [5].

Chapitre I: Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

Ils sont constitués essentiellement de Nd₂Fe₁₄B. Ils sont moins coûteux que les Samarium-Cobalt et présentent des propriétés magnétiques supérieures. Leur produit d'énergie volumique (-B.H) max atteint 400 kJ/m³ à température ambiante. L'inconvénient principal de ce type d'aimant est qu'ils sont peu utilisables à des températures supérieures à 100°C et sont très sensibles à l'oxydation de l'air.

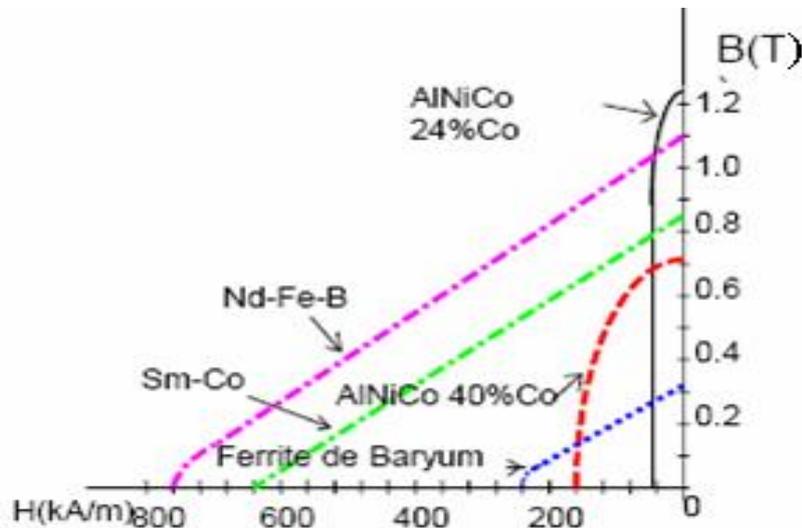


Fig. I. 1 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [1].

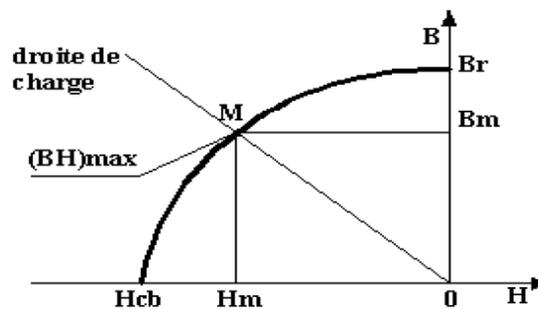


Fig. I. 2: Courbe de désaimantation des aimants [1].

Chapitre I: Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

I.4. Structures des inducteurs des machines synchrones à aimants

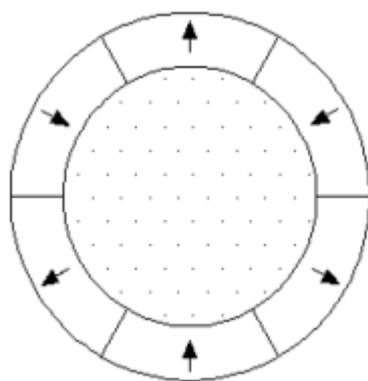
Les différents types de machines synchrones à aimants ne se distinguent que par leurs inducteurs. Les aimants peuvent être montés en surface, insérés ou enfouis dans le fer.

Dans tous les cas, le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est souvent constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

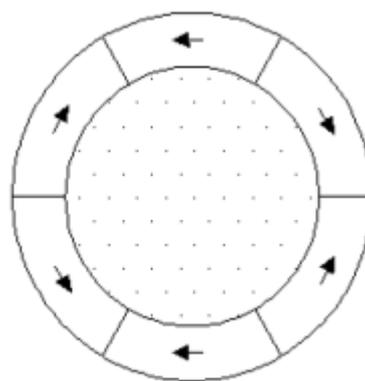
On peut distinguer les machines synchrones à aimants permanents via deux grandes catégories d'inducteurs qui peuvent être à « pôles lisses » ou à « pôles saillants ».

I.4.1. Inducteurs à pôles lisses

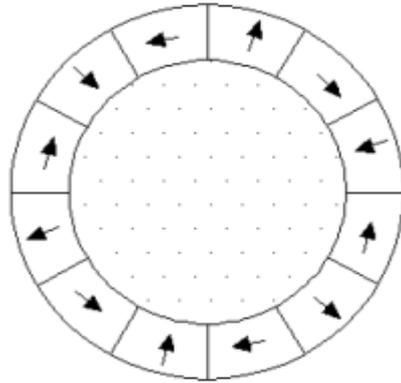
La majorité des machines synchrones à aimants sont à aimants montés directement sur la surface du rotor. Les aimants sont plaqués sur un noyau magnétique et fixés grâce à des frettes au niveau de l'entrefer. Ces aimants peuvent avoir une aimantation radiale (Fig. I.3.a), azimutale (Fig. I.3.b) ou mixte (Fig. I.3.c); parfois, on rencontre une aimantation inclinée [5]. Les paramètres qui influent sur les performances de ce type de machines sont le sens de l'aimantation, l'épaisseur de l'aimant, son ouverture sur un pas polaire, l'épaisseur de l'entrefer, le type de matériaux utilisé, le mode d'alimentation adopté et la densité de courant injectée au niveau des encoches statoriques. La distribution de l'induction au niveau de l'entrefer varie fortement suivant le type d'inducteur [4].



a- Aimantation radiale



b- Aimantation azimutale



c- Aimantation mixte

Fig. I.3 : Structures à pôles lisse

I.4.2. Inducteurs à pôles saillants

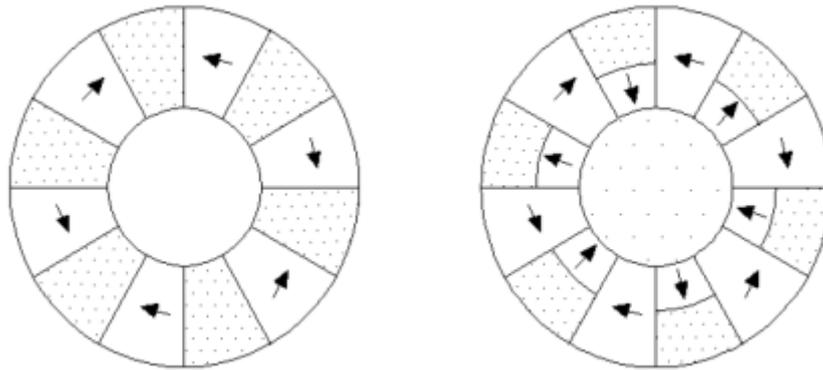
La saillance permet en principe d'augmenter le couple et d'améliorer les performances de la machine tout en réduisant le volume des aimants [4].

On distingue plusieurs catégories d'inducteurs à pôles saillants.

I.4.2.1. Structures avec pièces polaires et concentration de flux

Les aimants sont logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale. Ces structures permettent d'améliorer le niveau de l'induction dans l'entrefer grâce aux pièces polaires surtout pour les inducteurs constitués d'aimants présentant une faible induction rémanente telles que les ferrites [4]. Ces structures peuvent être différenciées entre elles par le sens de l'aimantation (Fig. I.4-a), ou par la disposition des pièces polaires (Fig. I.4-b).

Le principe de la concentration de flux réside dans le fait que la surface moyenne qui reçoit le flux au niveau de l'entrefer, est inférieure à celle de l'aimant qui engendre ce flux. Ainsi l'induction dans l'entrefer devient supérieure à celle de l'aimant. Pour ces structures on cherche donc à accentuer l'effet de concentration de flux [5].



a- Pièces polaires et aimantation azumitale

b- combinaison d'aimantation radiale et azumitale

Fig. I.4 : Structures avec pièces polaires et concentration de flux.

I.4.2.2. Structures avec pièces polaires sans concentration de flux

Les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). Les aimants sont généralement à aimantation radiale. Un exemple de réalisation est montré dans (Fig. I.5) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques découpées spécialement à cet effet.

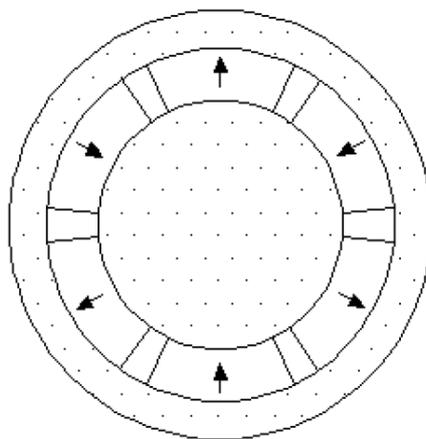


Fig. I.5 : Structure avec pièces polaires sans concentration de flux [4]

I.4.2.3. Structures à aimants insérés dans l'armature rotorique

Les aimants à aimantation radiale sont insérés entre les dents rotoriques et débouchent sur l'entrefer (Fig. I.6). Ce type de structures, outre la simplicité de sa réalisation, permet d'augmenter le couple tout en diminuant le volume des aimants. Le couple, dans ce cas, est la résultante d'un couple d'interaction et d'un couple de reluctance [4] en dehors du couple de détente.

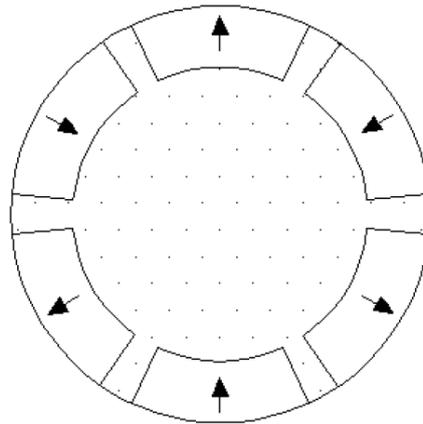


Fig. I.6 : Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique

I.4.2.4. Structures à aimants internes

Ce sont des inducteurs à géométrie complexe. Les aimants sont logés à l'intérieur du rotor (Fig. I.7). Il existe toute une variété de configurations [4]. Ces structures offrent un certain nombre d'avantages parmi lesquels:

- des rotors robustes qui permettent de plus grandes vitesses de rotation.
- Une adaptation à des puissances plus importantes.
- De bonnes performances, selon la littérature, surtout avec les aimants du type **NdFeB** [5].

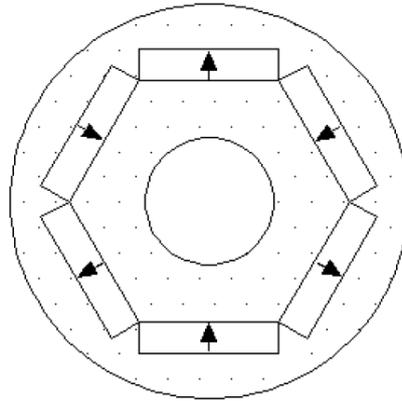


Fig. I.7 : Structure à aimants internes.

I.5. Avantages et inconvénients des MSAP

I.5.1. Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone [9]. Parmi ces avantages, on peut citer :

- ❖ Meilleures caractéristiques thermiques, la localisation des pertes joules et des pertes fer au stator simplifie le refroidissement de la machine.
- ❖ Puissance massique et volumique importantes.
- ❖ Un rendement et facteur de puissance élevé.
- ❖ Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins).
- ❖ Une capacité à fonctionner à haute, voire très haute vitesse.

I.5.2. Inconvénients

Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.

- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins

Chapitre I: Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

sujet à ce phénomène. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant (couteux). La commutation trapézoïdale, permet d'utiliser un contrôleur et des capteurs de courant plus simples et moins couteux, mais implique la présence de fortes pulsations de couple.

- La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités par rapport aux aimants « ferrites » mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé.
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. A cela s'ajoute le cout des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage [9].

I.6. Domaines d'application

La machine synchrone est devenue attractive et concurrente de la machine à induction dans le domaine des systèmes d'entraînement électriques, sont de plus en plus utilisés pour des entraînements de haute technologie (rendement élevé, haute vitesse, environnement propre, fonctionnement de longue durée, etc...) [7].

Cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants. Ce sont des moteurs qui peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électronique.

Une machine à aimants permanents surfaciques est utilisée dans le véhicule hybride Honda Insight, dont le prototype est montré à la (Fig I.8). Un moteur thermique classique est monté en parallèle avec la machine à aimants permanents, dont la puissance nominale est de 10 kW. Le fonctionnement de cette machine à aimants permanents est d'utiliser le freinage par récupération pour récupérer une partie de l'énergie perdue en cas de décélération, cette énergie récupérée servira à aider à accélérer la voiture.

Chapitre I: Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

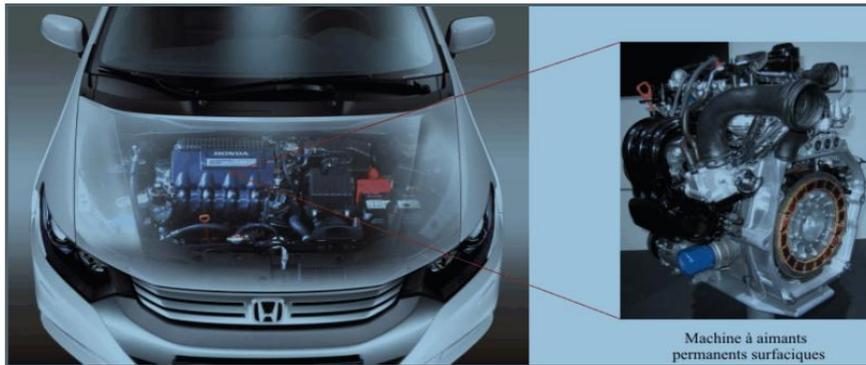


Fig I.8 : machine à aimants permanents d'un véhicule hybride Honda Insight.

Une machine à concentration de flux avec 18 encoches statoriques et 12 pôles rotoriques est conçue comme un générateur pour le groupe auxiliaire de puissance d'un véhicule électrique (Fig I.8). La puissance nominale et la vitesse nominale sont respectivement de 9 kW et de 4200 tr/min. En raison de l'effet de concentration de flux, une densité de flux de 0,6 T dans l'entrefer est obtenue par des aimantes ferrites avec un champ rémanent de 0,38 T [14].



(a) stator

(b) rotor

(c) distribution du flux vide

Fig I.9 : Générateur pour le groupe auxiliaire de puissance de véhicule électrique

Chapitre I: Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

Par rapport aux deux applications précédentes, une machine à commutation de flux est utilisée pour un équipement des mines, dont la température ambiante de fonctionnement est de 150°C. Les nombres de dents statoriques et rotoriques de cette machine sont respectivement 12 et 14.

Les moteurs brushless sont largement utilisés dans l'industrie, en particulier dans les servomécanismes des machines outils et en robotique où ils ont remplacé les machines à courant continu. Ils équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD des ordinateurs. Ils sont également très utilisés en modélisme pour faire se mouvoir des modèles réduits d'avions, d'hélicoptères (aéromodélisme et voitures). Une forme simplifiée et populaire de ces technologies est utilisée dans les ventilateurs assurant le refroidissement des micro-ordinateurs. Toutefois leur domaine d'utilisation privilégié reste les puissances à quelques dizaines de kilowatts ou l'aimant permanent permet d'obtenir à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné [9].

I.7. Alimentation des machines synchrones à aimants permanents

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme un signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques.

I.8. Constitution de l'alimentation de la MSAP

Les stratégies de commande s'opèrent logiquement via les amplitudes et les formes d'onde délivrées par le convertisseur statique placé en amont de la machine. Dans le cas le plus général, le type de convertisseur utilisé est un onduleur de tension dont on va par la suite analyser les diverses options de contrôle.

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- ✓ Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent,
- ✓ Une large plage de variation de vitesse,

Chapitre I: Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

- ✓ Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- ✓ La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

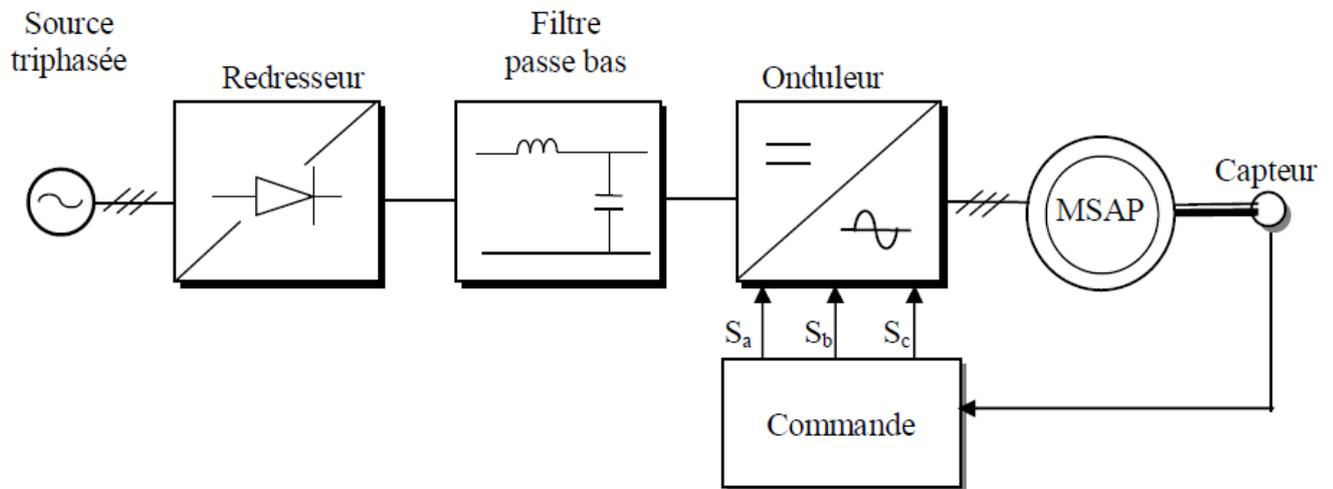


Fig I.10 : Schéma de principe de l'association MSAP-alimentation.

Les différents éléments constituant la chaîne d'alimentation sont (fig. I.10) [15] :

-Source électrique à courant alternatif.

La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau triphasé électrique.

- Redresseur

Il permet de transformer une tension alternative en tension continue.

- Filtrage

Il élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur. Ce filtre, associé au pont redresseur, constitue une source de tension continue servant à alimenter le bus continu à l'entrée de l'onduleur.

- Onduleur

Il permet de transformer une tension continue en une tension alternative d'amplitude et de fréquence variable.

Chapitre I: Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

I.9. Conclusion

Les Machines électriques relèvent toujours des compromis entre ses propriétés magnétiques, thermiques, mécaniques et le coût de la production totale.

Les L'utilisation optimale du matériau ferromagnétique pour la conception des performances des machines synchrones à aimants dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, du volume, de la structure et du type d'aimants utilisés.

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application. Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique. Ce type de machines présente généralement un large entrefer magnétique. Ces machines nécessitent donc l'utilisation d'aimants très performants (**Neodyme-Fer-Bore**).

CHAPITRE
II
LE BOBINAGE SUR LES
DENTS

Chapitre II : Le bobinage sur les dents

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous expliquons particulièrement la réalisation de 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.

II.2. 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 les quelles 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. [21]

II.3. Le bobinage et les enroulements triphasés

II.3.1. Force magnéto-motrice (fmm) d'un stator triphasé bipolaire

II.3.1.1. Cas d'une bobine diamétrale

La (Fig.I-1) montre une bobine diamétrale. Il y a deux encoches par phase. La première encoche contient les conducteurs allés 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. [18]

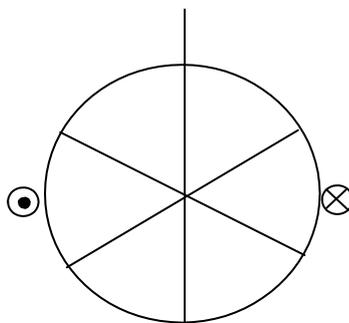


Fig.II-1 Bobine diamétrale.

On trace la (Fig. II-2) 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.

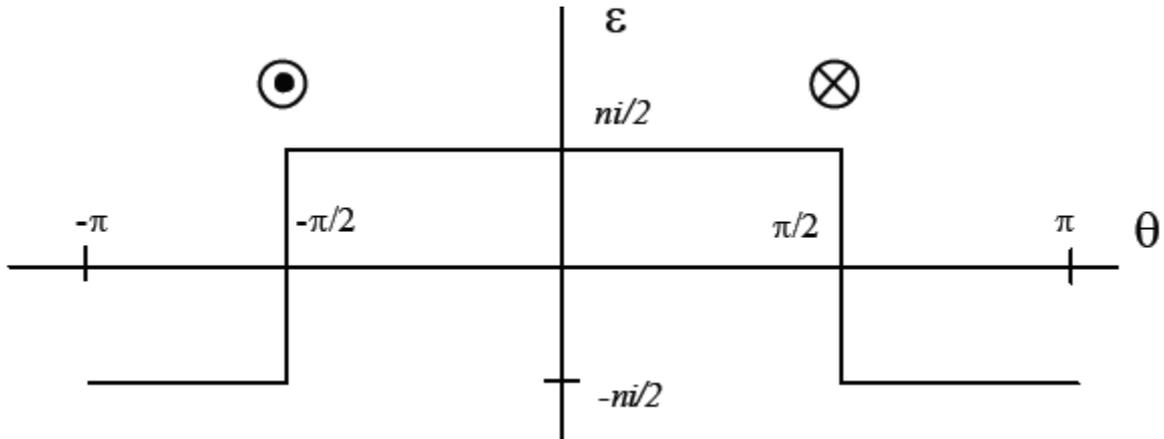


Fig.II-2 Fmm d'une phase en fonction d'angle.

La décomposition en série de Fourier de la fmm donnée à la (Fig II-2) ne comporte que des harmoniques impaires et, en prenant une origine des angles convenable, que des termes en cosinus d'où :

$$F_{mm} = i.(A_1 \cos \theta + A_3 \cos 3\theta + \dots + A_h \cos h \theta) \quad (1.2)$$

$$\text{Avec } h=2K+1 \text{ alors } A_{2K+1} = \frac{4.n}{2.\pi.(2.K+1)} .(-1)^K \quad (1.3)$$

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.

II-3.1.2. La répartition des bobines

Sur la (FigII-1), les conducteurs allés ou retour de chaque phase peuvent occuper un débattement angulaire de 60° . On va le découper en q encoches par pôle et par phase ($q = 3$) sur la (Fig.II-3). Chaque encoche de la phase comporte n/m spires. [17]

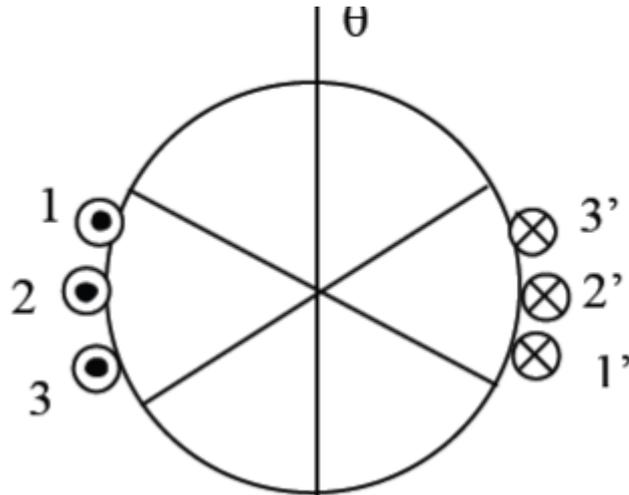


Fig .II-3 : Bobines diamétrales répartier

Pour $q = 1$, on a une seule bobine d'ouverture 180° électrique par phase et par paire de pôles créant une fmm de forme rectangulaire (Fig. II.2).

Pour q 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.[19]

Pour le cas de la (Fig. II .4) ($q = 3$), il y a trois fmm d'amplitude n_i/m décalées entre elles de 20° . Sur la (Fig. II.4.a), les fmm en trait plein, pointillé et mixte correspondent respectivement aux bobines 22', 11' et 33'. La fmm résultante ξ_{res} est en escalier et d'amplitude n_i (Fig. II.4.b).

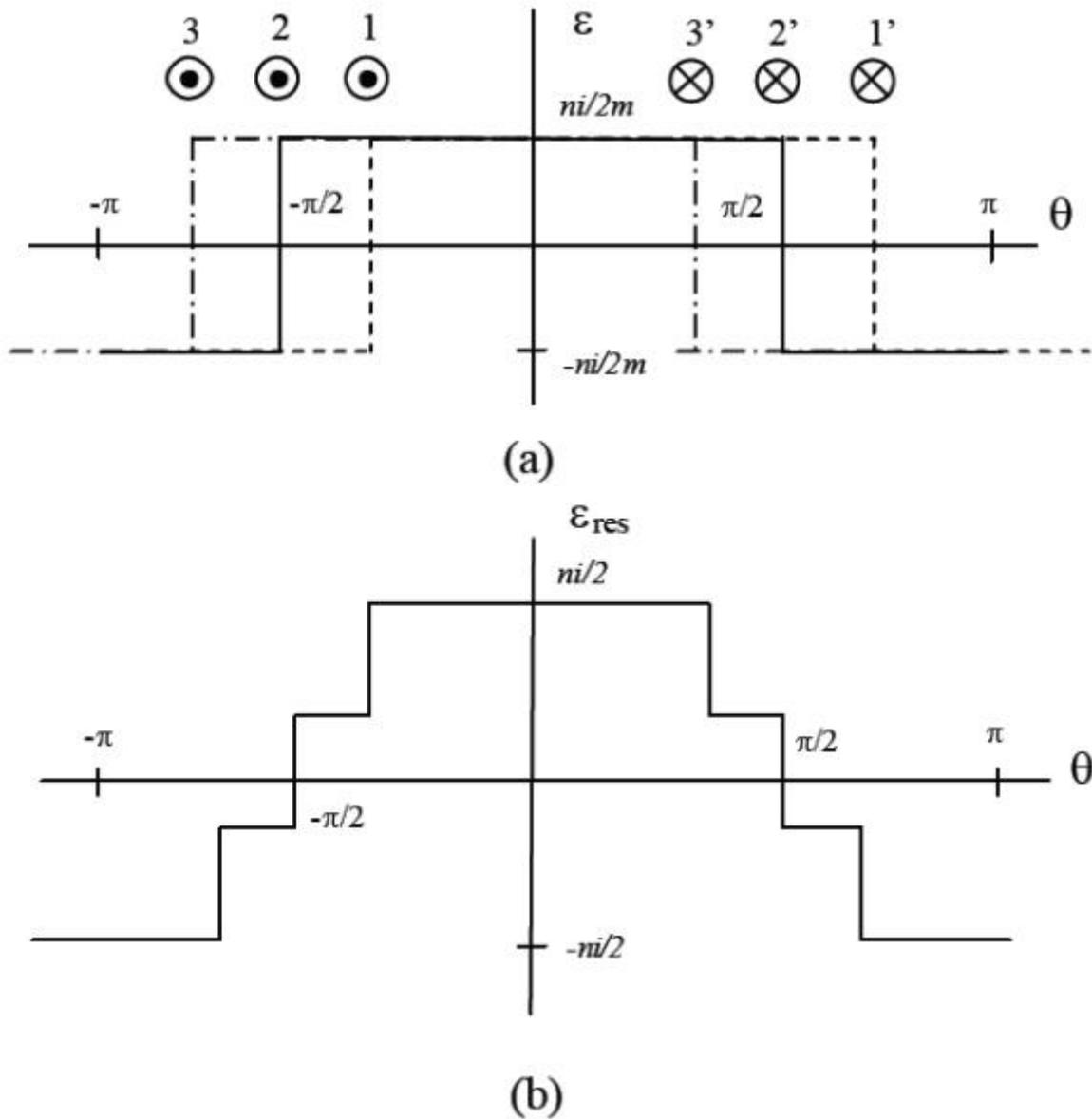


Fig.II-4 : FMM des bobines réparties .

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: [22]

$$Kd_h = \frac{\sin\left(\frac{h.\pi}{6}\right)}{m.\sin\left(\frac{h.\pi}{6.m}\right)} \quad (1.4)$$

Chapitre II : Le bobinage sur les dents

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

$$\text{et : } A_{2.K+1} = \frac{4.n}{2.\pi.(2.K + 1)} \cdot (-1)^K \cdot Kd_{2.K+1} \quad (1.5)$$

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 $q = 1$.

Q	1	2	3	4	
A1	1.000	0.966	0.960	0.958	0.955
A5	0.200	0.052	0.043	0.041	0.038
A7	0.143	0.037	0.025	0.023	0.019
A11	0.091	0.088	0.016	0.011	0.008
A13	0.077	0.074	0.017	0.010	0.006

Tableau II-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. [20]

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.

II-3.1.3. 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 $180^\circ \times d$ où d est le facteur de raccourcissement. Pour $q=2$ et un raccourcissement d'un pas dentaire (distance séparant les axes de deux encoches successives), $d = 5/6$ (Fig. II.5). Il est à noter que le raccourcissement est toujours un multiple du pas dentaire. [24]

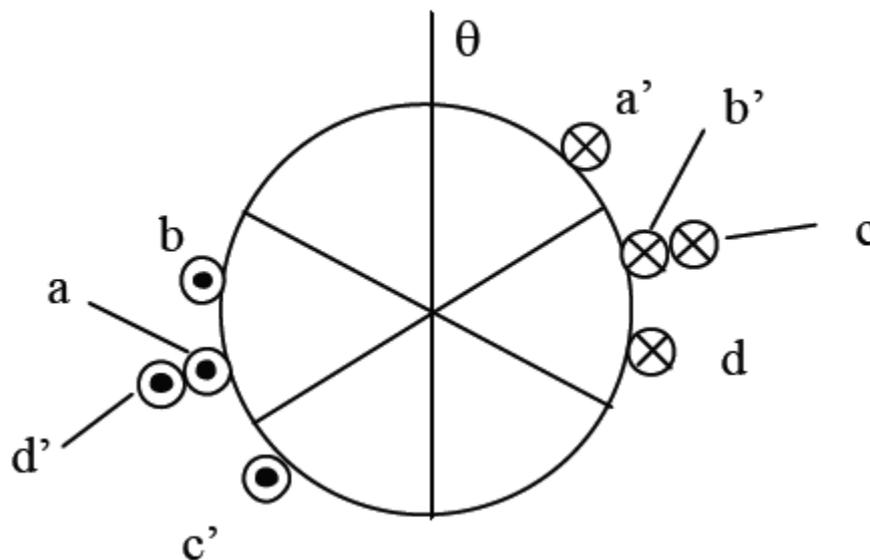


Fig. II-5 Raccourcissement d'un pas dentaire pour un stator à 2 encoches par pôle et par phase.

On s'aperçoit que certaines encoches vont contenir deux phases différentes. Dès qu'il y a un raccourcissement de pas, l'enroulement est dit à deux couches. Pour le cas de la (Fig. II-5), les quatre bobines sont réparties en deux groupes de deux bobines créant deux fmm identiques mais décalés de 30° (aa' avec cc' en trait plein et bb' avec dd') en trait pointillé sur la (Fig.II-6.a). L'allure de la fmm résultante par phase E_{res} est donnée à la (Fig. II-6.b).

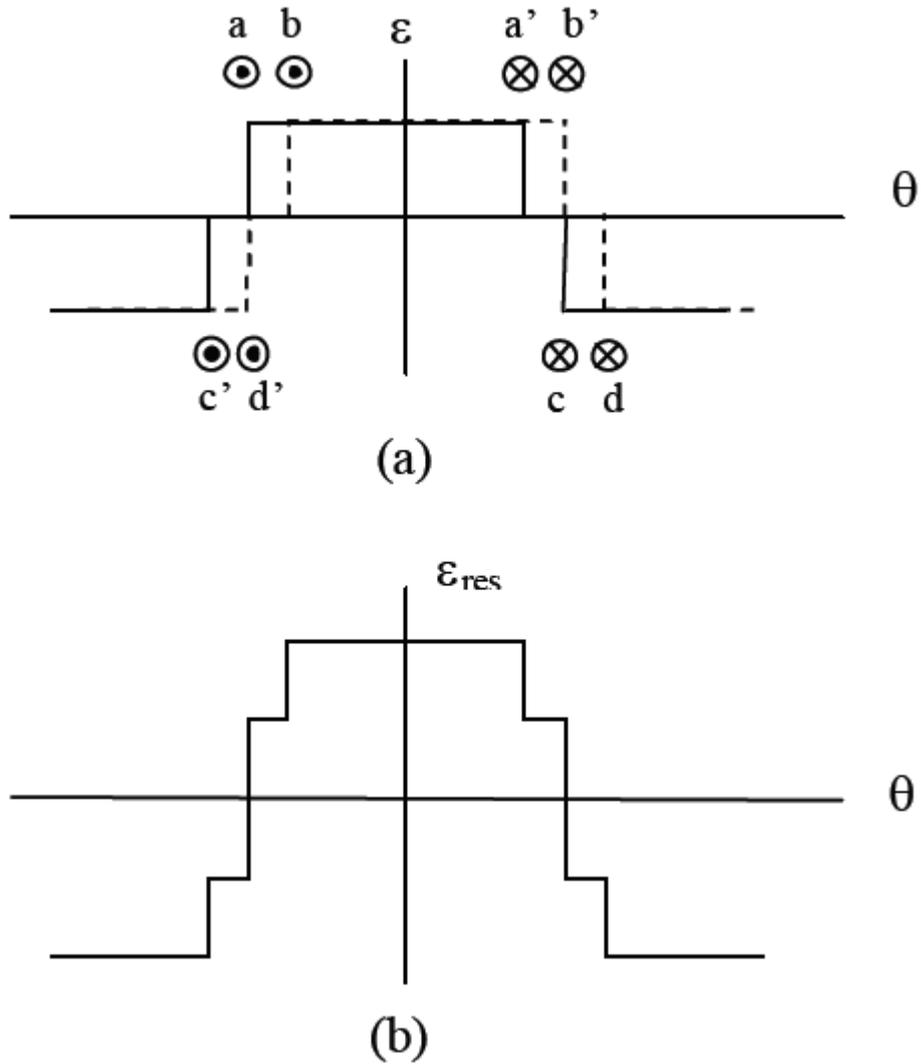


Fig. II-6 Fmm par phase du bobinage de la Fig. II-5.

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 :

$$K_{r_h} = \sin\left(\frac{h\delta\pi}{2}\right) \quad (1.6)$$

Chapitre II : Le bobinage sur les dents

II-3.1.4. Le coefficient de bobinage k_{bh}

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

$$k_{bh} = k_{dh} \cdot k_{rh} \quad (I.7)$$

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

$$A_{2K+1} = \frac{4.n}{2.\pi.(2.K+1)} \cdot (-1)^k \cdot K b_{2.K+1} \quad (1.8)$$

Le tableau I-2 indique la valeur d'Ah. 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. [23]

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.

Chapitre II : Le bobinage sur les dents

Facteur de raccourcissement	rang de l'harmonique				
	1	5	7	11	13
<i>q = 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>q = 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>q = 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>q = 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>q = 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 II-2 Evolution du coefficient de la série de Fourier pour les harmoniques d'espace 1, 5, 7, 11 et 13 en fonction du nombre *q* d'encoches par pôle et par phase et du facteur de raccourcissement *d*.

II-3.1.5. 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. [26]

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 :

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

$$F_{mm2} = I_m \cdot \cos\left(\omega_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \left[A_1 \cdot \cos\left(\theta - \frac{3\pi}{2}\right) + A_3 \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots + A_h \cdot \cosh\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (1.10)$$

$$F_{mm3} = I_m \cdot \cos\left(\omega_s \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \left[A_1 \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{2}\right) + A_3 \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \dots + A_h \cdot \cosh\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (1.11)$$

La fmm résultante est :

$$F_{mm} = F_{mm1} + F_{mm2} + F_{mm3} \quad (1.12)$$

$$F_{mm} = \frac{3}{2} \cdot A_1 \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t - \theta) + \frac{3}{2} \cdot A_3 \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t + 5\theta) + \frac{3}{2} \cdot A_7 \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t - 7\theta) + \dots + \frac{3}{2} \cdot A_h \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t + -h\theta) \quad (1.13)$$

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

Chapitre II : Le bobinage sur les dents

- 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 :

- $1/5 \times kb5$ d'harmoniques d'espace de rang 5
- $1/7 \times kb7$ d'harmoniques d'espace de rang 7
- $1/h \times kbh$ d'harmoniques d'espace de rang h (h impair et non multiple de 3)

Pour le fondamental, la fmm vaut : [22]

$$F_{mm} = \frac{3}{2} \cdot A_1 \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s t - \theta) \quad (1.14)$$

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.

II-3.2. Cas des machines multipolaires

Pour que l'onde de fmm créée dans l'entrefer corresponde à $2p$ pôles, il faut grouper sur un pième de la surface interne du stator l'enroulement bipolaire et le reproduire p 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 ? Coïncide avec un angle électrique p ?

D'une manière analogue à ce qui précède, la fmm fondamentale vaut :

$$F_{mm} = \frac{3}{2} \cdot A_1 \cdot I_m \cdot \cos(\omega_s t - p \cdot \theta) \quad (1.15)$$

De nouveau, l'expression de cette fmm est une onde formée de $2p$ alternances d'amplitude constante tournant à la vitesse angulaire $\omega_s = \Theta \text{ s/p}$ (vitesse de synchronisme). [28], [25].

Chapitre II : Le bobinage sur les dents

Plusieurs paramètres sont importants en vue de représenter un enroulement :

II-3.3. Désignation et représentation des différents bobinages

II-3.3.1. Schéma de bobinage développé (le long de l'entrefer)

- q , 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 :

$$\tau = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{ent}}{2 \cdot p} = \frac{\pi \cdot R_{ent}}{P} \quad (1.16)$$

- τ le pas dentaire :

$$\tau_d = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{ent}}{6 \cdot p \cdot m} = \frac{\tau}{3 \cdot m} \quad (1.17)$$

Avec R_{ent} rayon de l'entrefer. [27]

Connaissant ces paramètres, il devient possible de développer le bobinage le long de l'entrefer. La (Fig. II.7) illustre ceci pour un stator quadripolaire à deux encoches par pôle et par phase ($p=2$ et $q=2$). 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. [31]

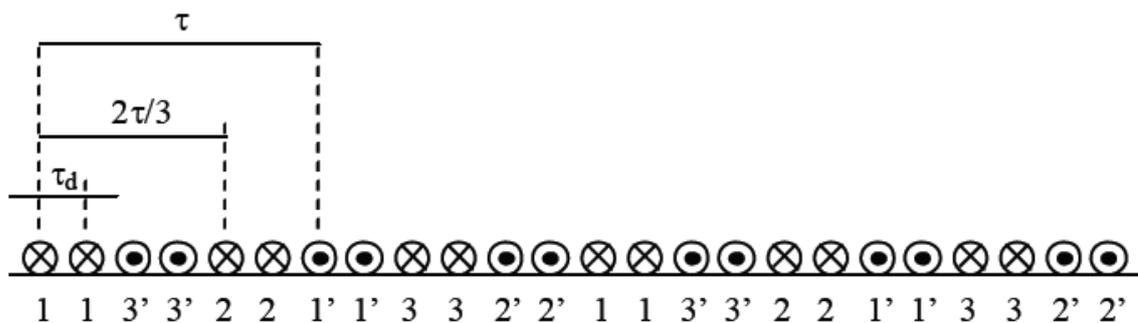


Fig. II-7 Moteur quadripolaire à 2 encoches par pôle et par phase.

Chapitre II : Le bobinage sur les dents

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. II-8) 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. [30]

Chapitre II : Le bobinage sur les dents

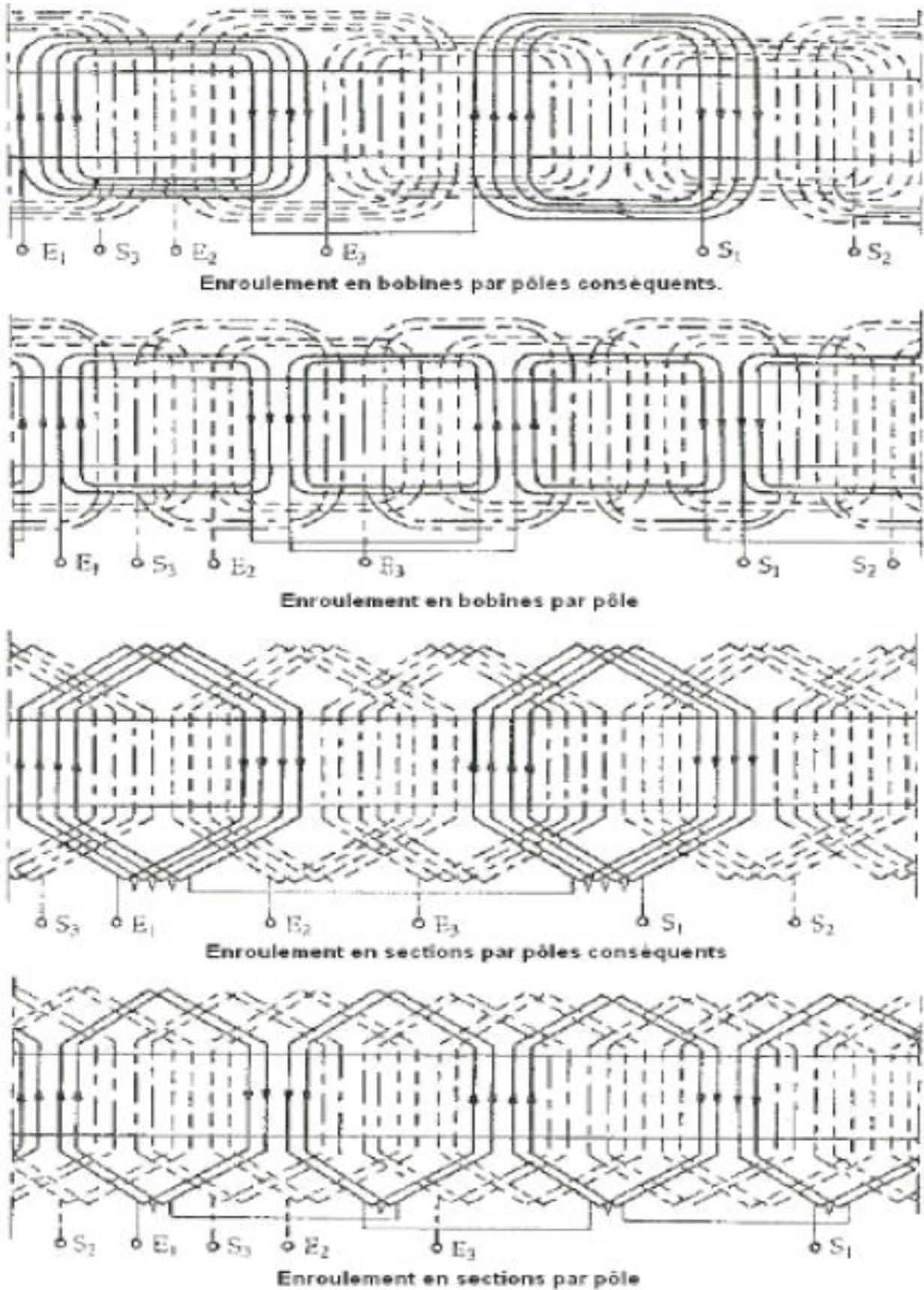


Fig. II-8 Différents schémas de bobinages pour un moteur quadripolaire et à 4 encoches par pôle et par phase [SEG-96].

II-3.3.2. 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.II-9). En effet, comme l'illustre la Fig.II-5 du paragraphe II-3.1.3, 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. [29]

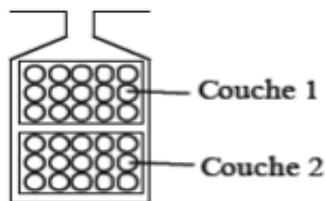


Fig. II-9 Encoche à deux couches

II-3.4. 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 : [33]

- 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. II.10).



Fig. II-10 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.

II-4. 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.[31]

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

$$Z1=Z2 \quad (I.19)$$

$$Z1 - Z2 = \pm 2p \quad (I.20)$$

II-4.1. 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 :

Chapitre II : Le bobinage sur les dents

$$Z1 - Z2 = \pm 2 \pm 4p \quad (I.21)$$

$$Z2 \text{ impair} \quad (I.22)$$

Nous venons de rappeler 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 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. [32]

CHAPITRE

III

BOBINAGE A NOMBRE

FRACTIONNAIRE

D'ENCOUCHE PAR POLE ET

PAR PHASE

Chapitre III : Bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase

III-1.Introduction

Jusqu'à ce jour, le bobinage à nombre entier d'encoches par pôle et par phase est utilisé dans la plupart des machines électriques dans l'industrie automobile en raison de l'insertion mécanique des bobines complètement automatisée. Le bobinage peut être développé et inséré en une seule fois. Néanmoins, beaucoup d'harmoniques sont présents dans l'induction avec ce type de bobinage. Ces harmoniques, l'origine de pertes, d'oscillation du couple et du bruit acoustique, peuvent être atténués ou supprimés en utilisant un bobinage adapté.

L'onde de fmm. Des bobinages fractionnaires sont relativement distordus, en raison :

- ✓ Du nombre généralement faible d'encoches par pôle.
- ✓ De la périodicité du motif qui se fait sur plusieurs pôles au lieu d'un seul.
- ✓ De la non-équidistance des parties bobinées et de leurs dispositions différentes.

Il en résulte des harmoniques inférieurs de fmm. Qui tournent donc à une vitesse d'autant plus grande par rapport au fondamental que leur période spatiale est plus grande. Ils créent aussi des harmoniques pairs. L'intérêt essentiel de ces structures est de minimiser l'influence des harmoniques du couple de détente. En effet, si l'on imagine une dent dans l'axe d'un pôle arbitraire, les pôles adjacents auront au pire, dans le cas d'un nombre demi-entier, une encoche dans l'axe, minimisant ainsi très efficacement les effets de variation de réductance. Les coefficients de bobinage de ces harmoniques deviennent alors beaucoup plus petits que dans le cas des bobinages entiers, pour lesquels on sait qu'ils sont maximaux [34]

III-2.1 Définition du bobinage à pas fractionnaire

Si le nombre d'encoches par pôle et par phase n'est pas entier, le bobinage construit sur cette combinaison Encoches/Pôles s'appelle bobinage à pas fractionnaire q égale à pas fractionnaire $\frac{z}{2 \times p \times m}$.

$$q = \frac{z}{2 \times p \times m}$$

q : nombre d'encoches par pôle et par phase.

z : nombre d'encoches.

p : nombre de paires de pôles.

m : nombre de phases.

Dans les machines classiques bobinées à pas diamétral, plus les bobines sont distribuées, plus les harmoniques parasites dans les forces électro et magnétomotrice sont supprimés, ce qui

Chapitre III : Bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase

impose une valeur entière élevée de q et donc au final un nombre élevé d'encoches. Cette condition (q valeur entière) n'est pas nécessaire dans le cas de bobinage à pas fractionnaire. Par conséquent, si le nombre d'encoches est prédéterminé (pour raisons techniques), la plage de choix de nombre de pôles est plus large dans le cas de bobinage à pas fractionnaire. [36]

III-2.2 Nombre fractionnaire d'encoches par pole et par phase

Le bobinage fractionnaire est surtout utilisé dans le cas des machines à grand nombre de pôles. Dans ces machines, un nombre entier d'encoches par pôle et par phase peut conduire à un nombre d'encoches très élevé et par conséquent des dents très fines, ce qui rend la réalisation de machine difficile. La possibilité de choisir un rapport $Z/6p$ (Z : nombre d'encoches, p : nombre de paires de pôles) non entier peut rendre des dimensions d'encoches acceptables. Néanmoins, certaines règles doivent être respectées pour que l'enroulement soit réalisable : Si le nombre de pôles est multiple de $3n$, le nombre d'encoches devra être multiple de $3n+1$ [39].

L'utilisation d'un nombre non entier d'encoches par pôle et par phase permet de réduire le couple de détente sans forcément avoir à incliner les encoches. En effet, avec cette technique, les variations de réluctance dues à la présence des encoches sont moins importantes car la périodicité des encoches n'est plus un multiple de la périodicité des aimants. Ainsi, l'amplitude du couple de détente est naturellement réduite et la fréquence de ses ondulations est relativement élevée comparativement au nombre d'encoches, et donc mieux filtrée par l'inertie mécanique. Rappelons que la périodicité du couple de détente sur un tour mécanique s'obtient par : PPCM ($Z, 2p$) avec Z nombre total d'encoches, $2p$ nombre total de pôles.

En outre, pour les machines à fem. Trapézoïdale, à partir de ce concept, une utilisation partielle des encoches (encoches vides/encoches pleines) pour le bobinage permet également d'augmenter la largeur du palier des courbes de couple. [38]

III-3 Eléments théoriques sur les bobinages fractionnaires

Généralement la fonction classique d'un bobinage pour machine triphasée est la création d'un champ tournant de forme sinusoïdale et d'amplitude élevée. Les bobines bien distribuées dans les encoches sont habituellement la solution la plus simple pour obtenir une force magnétomotrice sinusoïdale afin de réduire les effets parasites (comme des pertes dans le rotor) dus à la présence d'harmoniques d'espace induits par les courants statoriques. De plus, cette

Chapitre III : Bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase

distribution permet aussi de filtrer le champ créé par le rotor et de générer ainsi une force électromotrice sinusoïdale permettant d'assurer la qualité de couple dans le cadre d'une alimentation sinusoïdale en courant. Pour conserver un facteur de bobinage élevé ce type de bobines distribuées est en général réalisé avec un pas égal ou proche du pas diamétral pour lequel, on le rappelle, l'ouverture de chaque spire est égale à l'ouverture d'un pôle rotorique.

En cas de bobinage à pas fractionnaire, il apparaîtra que les angles d'ouverture d'une spire et d'un pôle rotorique ne sont plus égaux. Ce degré de liberté supplémentaire par rapport aux distributions classiques des bobines permet d'augmenter la sélectivité du filtre de bobinage pour améliorer la qualité de couple et de force électromotrice. Malheureusement, les différentes ouvertures entraînent également une diminution de l'amplitude du spatial (fondamental). L'effet est une réduction du couple moyen à courant donnée par comparaison au cas d'une distribution classique. Par ailleurs, cet avantage obtenu au niveau de la force électromotrice et de la qualité de couple, peut devenir un inconvénient pour les pertes rotoriques au niveau de la force magnétomotrice qui n'est plus sinusoïdale.

Du point de vue des fabricants, les structures avec bobinage concentré autour des dents sont suffisamment efficaces et attirantes concernant notamment les procédés de fabrication pour être à l'origine de nombreuses recherches concernant le choix de certaines topologies où les phénomènes parasites seront réduits. [34]

III-3.1 Classification et terminologie de bobinage

Les catégories de bobinages classifiées selon des critères liés à la fabrication des bobinages (notamment la complexité des têtes de bobines : bobinages croisés ou bobinages concentrés autour des dents) peuvent être retriées suivant le critère du nombre d'encoche par pôle et par phase q [35].

Pour les Bobinages dits croisés, qu'ils soient concentré ou distribué : chaque bobine est installée dans deux encoches non-adjacentes (Fig III.1- (a), (b)). Il est donc aisé d'allonger le pas de bobine afin de le rendre égal au pas de pôle rotorique. Dans ce cas, il est donc possible de travailler avec q entier. Ce qui justifie pourquoi les machines classiques à pas diamétral (q valeur entière) sont généralement de type bobinage croisé.

Chapitre III : Bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase

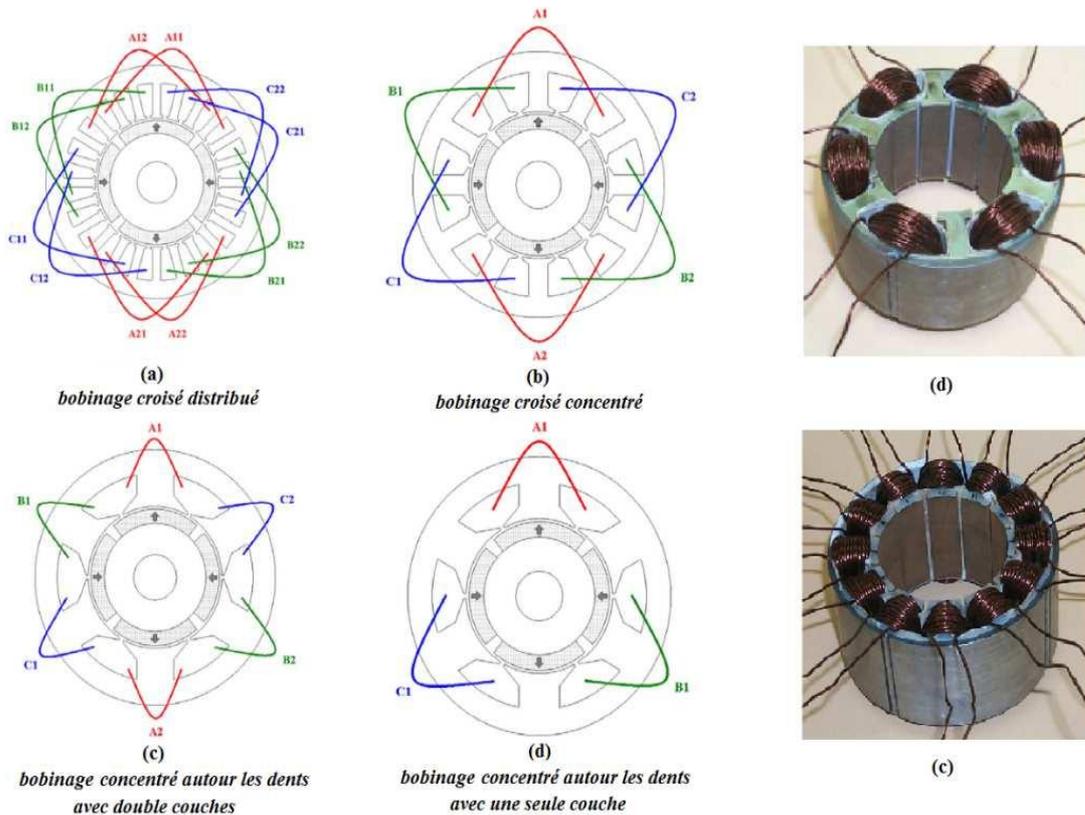


Fig III. 1-Classification de bobinages suivant leur disposition

Pour les bobinages concentrés autour des dents : chaque bobine est alors installée dans deux encoches adjacentes (Fig III.1-(c), (d)) ce qui réduit radicalement le pas de bobine. Ainsi, un arrangement efficace de bobinage concentré autour des dents (où l'ouverture d'une spire n'est pas très inférieur à l'ouverture d'un pôle rotorique) impose une structure à pas fractionnaire avec $q < 1$. Le bobinage concentré autour des dents est donc un bobinage à pas fractionnaire.

Enfin, il n'y a pas de relation directe entre q et le critère du nombre de couches électriques (Fig III. 1- (c), (d)). Par contre, certaines combinaisons doivent être réalisées avec double couche électrique car une simple couche ne les rend pas symétriques. Généralement, même si la structure à simple couche est symétrique, les bobinages à double couche sont préférés grâce à leur fonctionnalité moins influencée par les phénomènes parasites associés. [34]-[35]

III-3.2 Paramètres structurels

Une structure de bobinage fractionnaire peut être caractérisée par quelques paramètres essentiels. Contrairement au bobinage à pas entier, la périodicité spatiale t de la combinaison Encoches/Pôles dans le cas du bobinage fractionnaire, n'est pas toujours égale au nombre de paires de pôles p . La (Fig.III-2) montre comment dans le bobinage à pas diamétral, chaque pôle rotorique voit exactement le même motif d'encoches statoriques, ce qui n'est pas le cas dans le bobinage à pas fractionnaire où il faut traverser une distance correspondant à un certain nombre de pôles avant de revenir sur la même position relative entre les encoches et le champ magnétique créé par le rotor.

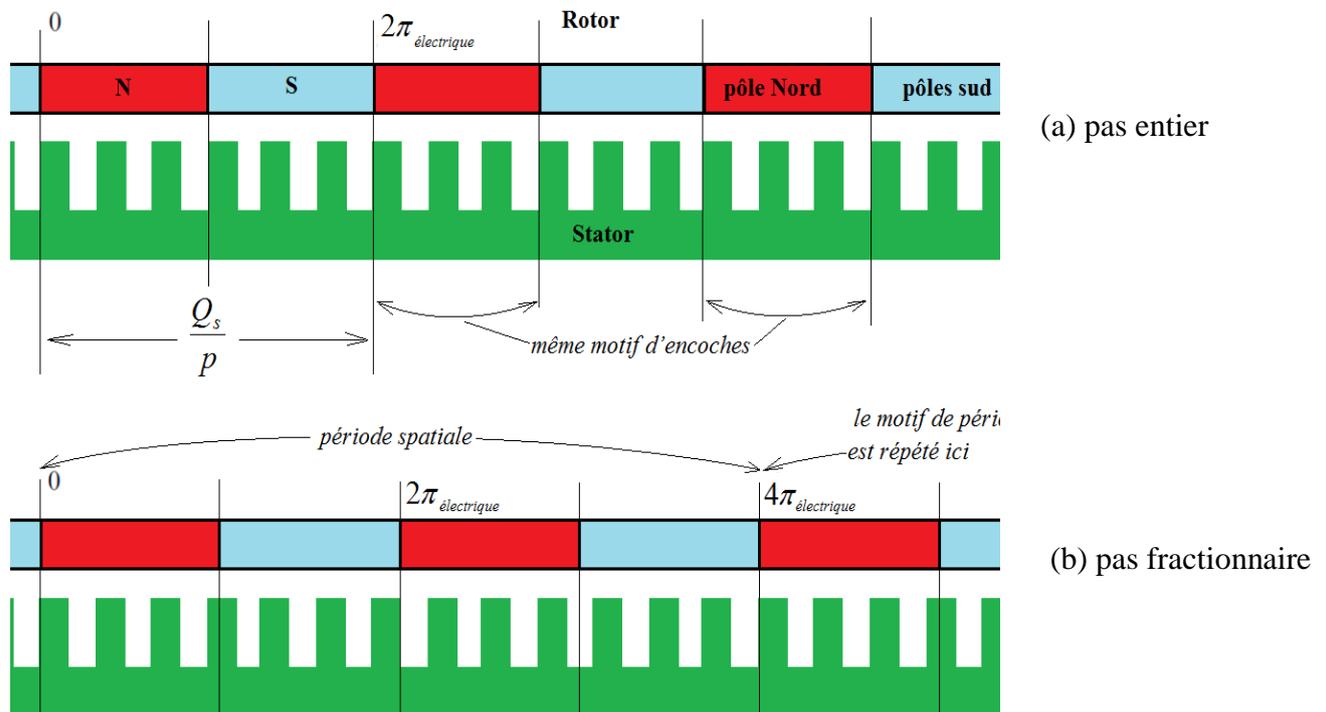


Fig III. 2 : Différence structurelle au niveau d'encoches et de pôles entre le cas du bobinage fractionnaire et à pas entier.

Chapitre III : Bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase

III-4 Examen des structures statoriques polyphasées bobinées à pas fractionnaire ($q < 1$) pour machines synchrones à aimants permanents

La structure simple avec une tête de bobine courte peut être considérée comme l'élément distinctif le plus intéressant des bobinages à pas fractionnaire et particulièrement du bobinage concentré autour des dents. Cependant, de nombreux effets parasites peuvent accompagner certaines configurations de bobinage à pas fractionnaire. Par conséquent, une comparaison entre les différentes topologies de bobinage doit être faite par rapport à leur utilité et l'importance des phénomènes parasites générés. De ce fait, ce chapitre concernera le rôle clé du choix Encoches/Pôles dans les machines polyphasées. Pour cela, la classification et la comparaison des différentes configurations liées aux combinaisons Encoches/Pôles sont effectuées. Après avoir présenté l'intérêt des machines bobinées à pas fractionnaire et plus particulièrement celles avec enroulements concentrés autour des dents, et après l'étude de ce type de bobinage en tenant compte notamment de spécificité induite par une augmentation du nombre de phases .[37]

Chapitre III : Bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase

III-5 Conclusion

Ce chapitre sera consacré au choix critique de la combinaison Encoches/Pôles permettant de répondre aux contraintes du cahier des charges.

Pour choisir une topologie de bobinages qui sera implantée dans une machine, la première étape consiste à choisir une combinaison Encoches/Pôles. Du choix de cette combinaison découlera la valeur du pas minimal de déphasage électrique ($z \alpha$), du quel dépendront les facteurs de bobinage pour les différents harmoniques. Ces facteurs ne déterminent pas seulement la valeur moyenne du couple mais aussi la qualité de ce dernier ainsi que l'importance des effets parasites générés. Certaines combinaisons ne permettent pas d'installer une topologie utile qui fournit un facteur fondamental de bobinage élevé. Cependant, les combinaisons qui portent des topologies utiles peuvent aussi provoquer des phénomènes parasites. L'effet de ces phénomènes varie : certains peuvent devenir critiques comme les pertes dans les aimants lorsque la vitesse devient élevée ; d'autres, comme les vibrations mécaniques et le couple de détente, tout en permettant d'assurer la fonctionnalité de la machine, peuvent induire une baisse de qualité pouvant être considérée comme rédhibitoire pour une application automobile.[38].

CHAPITRE
IV
MODÉLISATION ET
RÉSULTATS

IV.1. Introduction :

Dans ce chapitre nous allons expliquer notre méthode de travail et les logiciels que nous avons utilisés dans notre étude de simulation.

Nous nous concentrerons dans ce mémoire sur le bobinage sur dents fractionnaire avec une alimentation sinusoïdale en ce qui concerne l'induction magnétique B et la force magnétomotrice FMM et aussi la distribution des bobines dans les encoches, c'est pour cela que notre étude se base sur une application que nous avons fait sur un programme à l'aide d'un logiciel très célèbre dans le domaine connu sous le nom de FEMM que nous allons définir dans ce chapitre, le programme que nous avons fait dans notre étude a pour but en premier lieu, de tracer l'allure de l'induction magnétique due aux courants statoriques avec une perméabilité de fer très grande .

,ensuite en prend un exemple d'une machine MSAP avec un nombre d'encoche par pole et par phase fractionnaire $q=0.5$ en utilisant la méthode des éléments finis en 2D avec le Logiciel de calcul par le Logiciel des éléments finis FEMM commandé par Matlab.

a. Introduction générale à MATLAB :

MATLAB est un logiciel commercial de calcul interactif. Il permet de réaliser des simulations numériques basées sur des algorithmes d'analyse numérique. Il peut donc être utilisé pour la résolution approchée d'équations différentielles, d'équations aux dérivées partielles ou de système linéaire, etc...

La connaissance de ce logiciel est en soi indispensable parce qu'il est de plus en plus utilisé dans l'industrie pour développer des prototypes de logiciels et tester de nouveaux algorithmes.

MATLAB est un environnement complet, ouvert et extensible pour le calcul et la visualisation .Il dispose de plusieurs centaines de fonctions mathématiques, scientifiques et techniques. L'approche matricielle de MATLAB permet de traiter les données sans aucune limitation de taille et de réaliser des calculs numériques et symboliques de façon fiable et rapide. Grâce aux fonctions graphiques de MATLAB, il devient très facile de modifier interactivement les différents paramètres des graphiques pour les adapter selon nos souhaits [28]

b. Présentation de l'outil de calcul logiciel FEMM :

La méthode des éléments finis présentée au chapitre peut être programmée en utilisant des logiciels comme Matlab, Maple ou Fortran. La programmation de la méthode nécessitera un temps considérable au détriment de son exploitation dans la conception des machines synchrones à aimants permanents.

Pour cela, les calculs dans ce mémoire, sont effectués à l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis désigné par FEMM (Finite Element Method Magnetics).

Comme tous les logiciels d'éléments finis en deux dimensions, FEMM s'articule sur trois axes appelés "pré-processeur", "processeur" et "postprocesseur".

Dans le but de faciliter l'étude de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons élaborés un programme Matlab qui permet :

- Dessiner la structure de la machine à étudier.
- Garnir les matériaux utilisés (type d'aimants permanents, le matériau ferromagnétique, courants, entrefer, etc...).
- Maillage de la structure (domaine d'étude)
- Résolution du système d'équations.
- Calcul du champ magnétique et des performances électromagnétiques.

Pré-processeur

Cet élément permet de définir la machine à étudier à savoir :

- Dessiner la géométrie de la machine avec des arcs ou des segments de droite.
- Définition du problème, à savoir la nature du problème à résoudre (la fréquence, l'unité des grandeurs géométriques, la précision du calcul). Nous pouvons également définir la finesse du maillage.
- Introduction des caractéristiques des différentes régions géométriques de la structure (propriétés magnétiques des matériaux).
- Définition des circuits de la structure. Cette partie nous donne aussi la possibilité d'introduire le nombre de spires dans les bobinages ainsi que la valeur des courants.
- Introduction des conditions aux limites.
- Introduction des courbes de saturation dans le cas où elle est prise en compte.

Le processeur

Cet élément effectue la résolution du problème défini sur chaque élément de maillage en effectuant des itérations jusqu'à atteindre la précision imposée au pré-processeur (le cas non linéaire). En régime linéaire, la résolution du système d'équations définit au chapitre I s'effectue en une seule itération par une méthode directe. En chaque élément, le potentiel vecteur est déterminé et à partir de là, les autres grandeurs sont déduites.

Le post-processeur

Une fois les résultats sont déterminés par le processeur, le post-processeur nous permet de les visualiser et récupérer les valeurs des grandeurs désirées (les flux d'encoches, les valeurs de l'énergie, couples, etc...) sous forme de fichiers numériques [29].

c. Introduction général à KOIL :

KOIL est une application facile à utiliser, il permet la synthèse et l'analyse de l'enroulement d'une machine électrique, son développement a commencé en 2008 dans le laboratoire des entraînements électriques (EDLab) de l'Université de Padoue, en collaboration avec le prof. Nicola Bianchi.

KOIL est un logiciel très pratique qui permet de définir le début, la fin et le rayon d'une encoche directement à partir de la fenêtre principale, et plusieurs d'autres opérations comme l'allure de la force magnétomotrice du bobinage demandé, la décomposition en série de Fourier et le facteur de bobinage etc...

L'utilisation de ce logiciel consiste à faire entrer les différents variables nombre total d'encoches, nombre de poles et de préciser si le bobinage est à une couche ou à deux tout cela est à partir de la fenêtre d'accueil de KOIL comme le montre la Figure III.1.

Le seul inconvénient de ce logiciel est le nombre de phases qui est fixé à 3, donc une étude de bobinage au-delà de 3 phases n'est pas faisable sur KOIL.

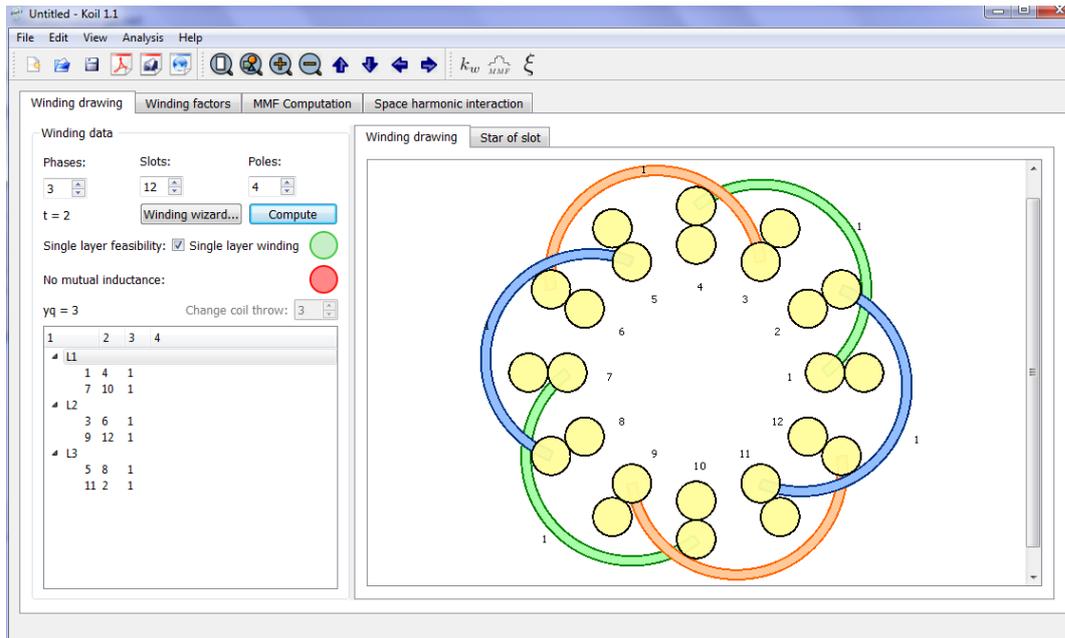


Fig. IV.1 : La fenêtre principale de KOIL.

❖ Partie I. Simulation par MATLAB et validation avec KOIL.

IV.1. Etude et validation avec KOIL de la FMM :

Dans cette partie la modélisation se fait par le logiciel MATLAB pour tracer l'allure de la FMM et celle du spectre d'harmoniques pour un bobinage triphasé fractionnaire ($q=0.5$) pour deux cas déférents de nombre de paire de pôles ($p=2, p=4$). Après la validation des résultats obtenus par le programme MATLAB se fait par le logiciel 'KOIL'.

IV.1.1. premier cas étudié $m=3, p=2$ et $q=0.5$:

Dans ce premier cas nous prenons l'exemple le plus simple qu'il soit, avec :

- $m=3$ 'nombre de phases'
- $p=2$ 'nombre de paires de pôles'
- $q=0.5$ 'nombre d'encoches par pôle et par phase'
- $Z=6$ 'nombre total d'encoches'

l'allure de la force magnétomotrice de la première phase et celle de toutes les phases (générale) comme le montre respectivement les (Fig IV1 et IV2)

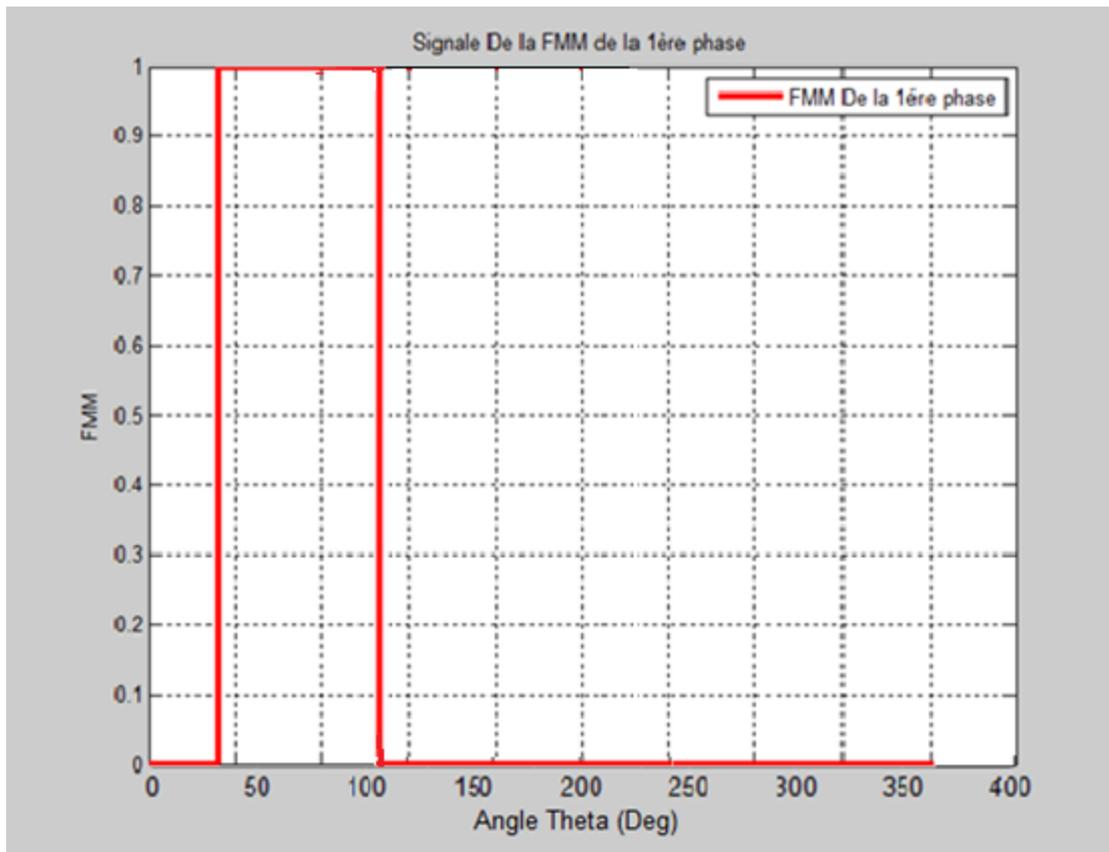


Fig IV. 1 : FMM de la première phase pour $m=3, p=2$ et $q=0.5$

Et ensuite on aura la fenêtre de la courbe de la force magnétomotrice générale de toutes les phases comme tracé dans la Figure ci-dessous (fig IV.2)

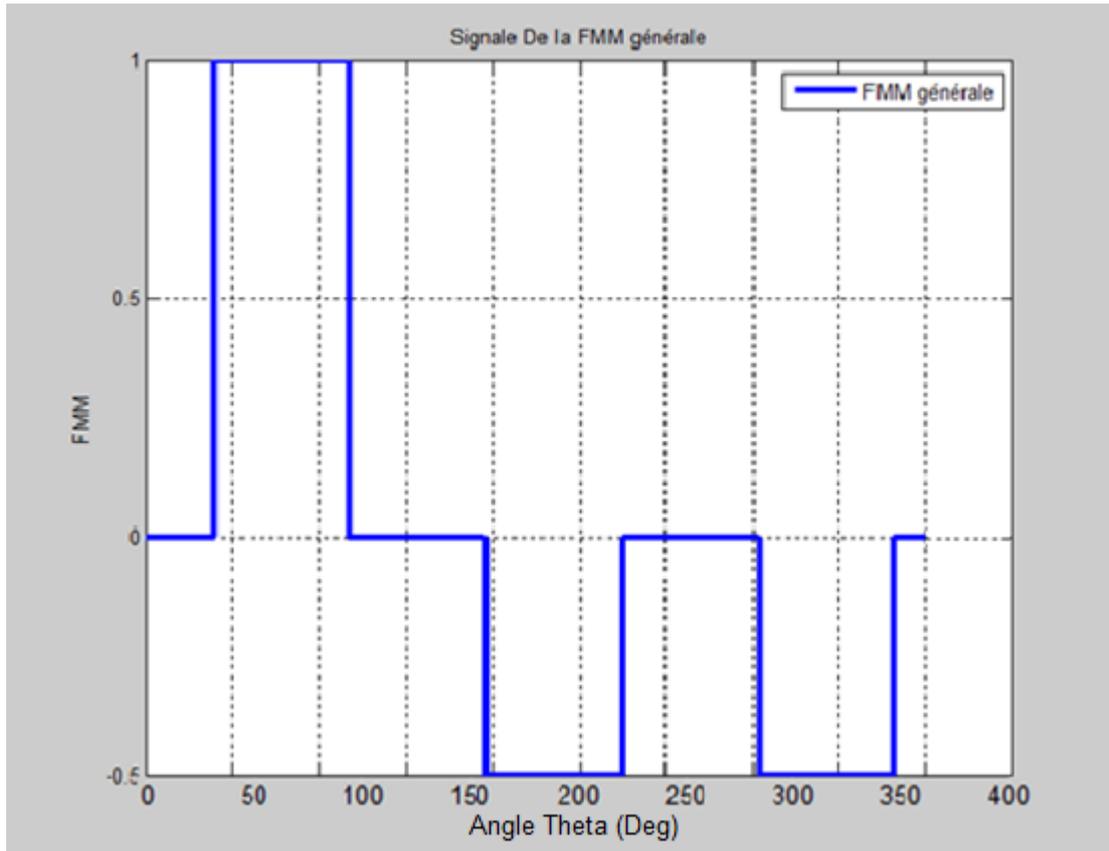


Fig IV.2 : l'allure de la FMM générale (des trois phases) pour $m=3$, $p=2$ et $q=0.5$

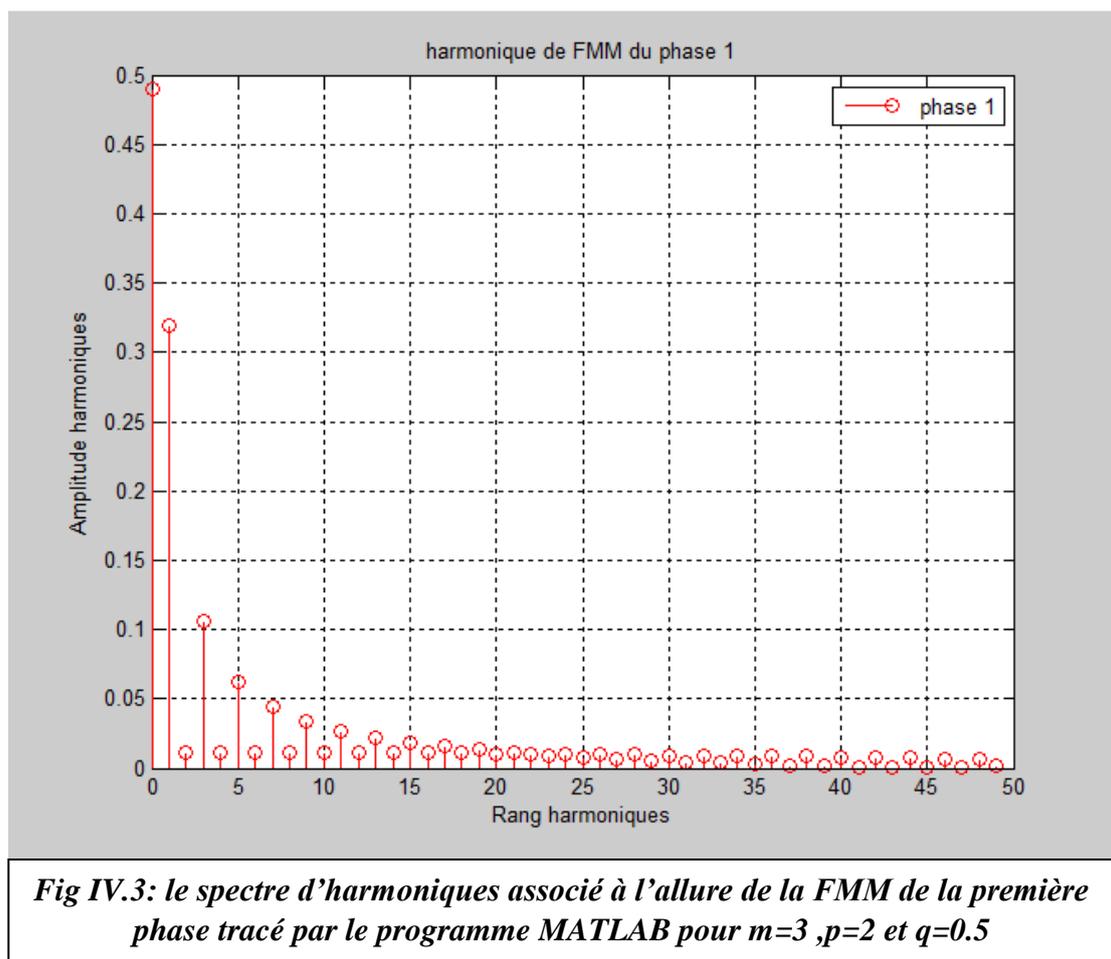
La Fig IV.1, indique que la courbe de la FMM d'une bobine représente une ligne brisée qui varie par pas aux endroits où se trouvent les conducteurs parcourus par le courant. La valeur de la FMM du au point où se trouve un côté de la bobine à nombre de spires N_b et parcourue par le courant i_b est égale à $N_b \cdot i_b$. la valeur des FMM donne une courbe est constante et dans ces portions la courbe de la FMM est une droite horizontale.

On peut obtenir la courbe de la FMM de l'enroulement entier en superposant les courbes des FMM de différentes bobines de l'enroulement comme la montre la (FigIV.2) ci-dessus.

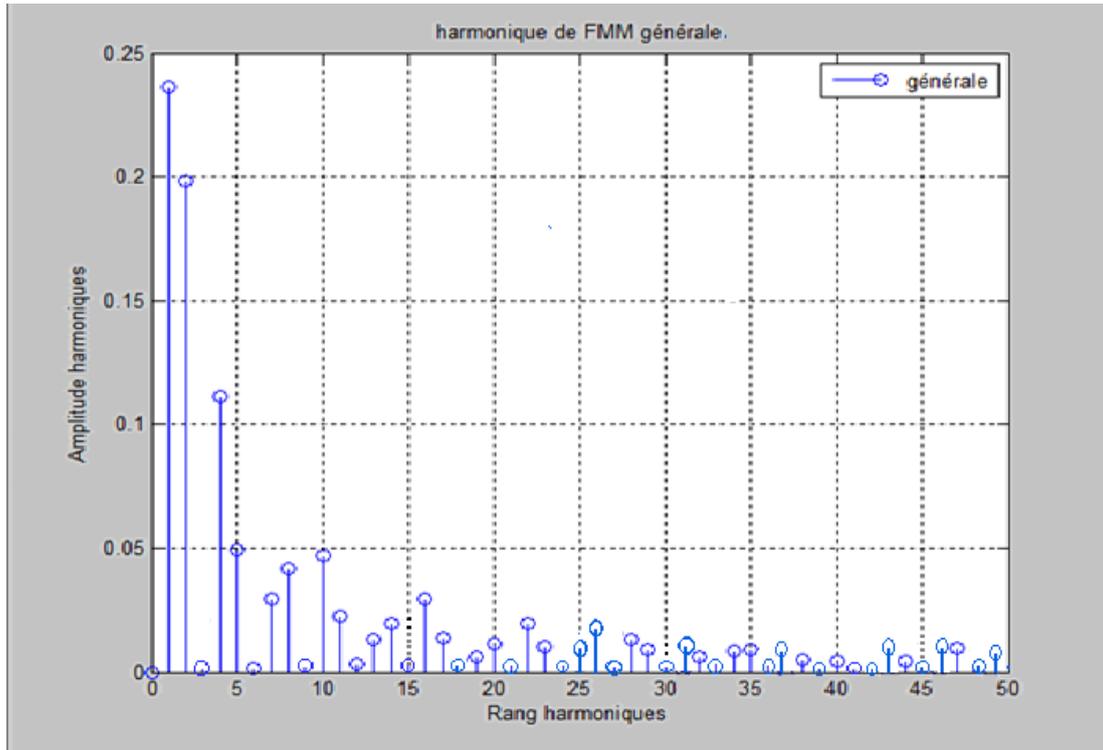
IV.1.2. Les harmoniques d'espace pour le 1^{er} cas ($p=2$)

La deuxième étape dans l'étude de chacun des deux premiers cas est celle des harmoniques d'espace, qui représentent un point de grande importance dans cette étude, commençons par le premier cas :

Le spectre d'harmoniques associé à ce premier cas est représenté dans les deux Figures IV.3 et IV.4 qui représentent les spectres d'harmoniques de la FMM de la première phase et celle de la FMM générale :



Le spectre d'harmoniques associé à l'allure de la FMM générale est représenté dans la (Fig IV.4):



FigVI.4: le spectre d'harmonique associé à l'allure de la FMM générale tracée par MATLAB pour $m=3$, $p=2$ et $q=0.5$

❖ Validation des résultats de cet exemple avec KOIL :

Prenant le même exemple précédent et entrant les différentes valeurs dans le logiciel KOIL pour but de tracer l'allure de la FMM de cet exemple.

L'allure de la FMM tracé par KOIL est représentée dans la (Fig VI.5)

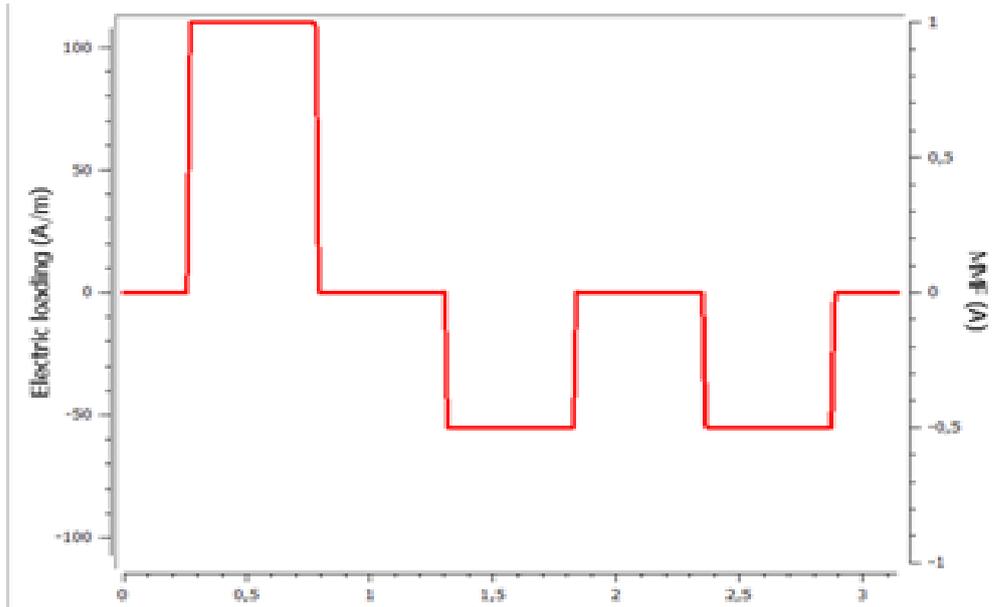


Figure IV.5 : l'allure de la FMM générale tracée par KOIL pour $m=3$, $p=2$ et $q=0.5$

Le spectre d'harmoniques de la FMM générale tracé par KOIL du premier cas étudié est représenté dans la Figure ci-dessous :

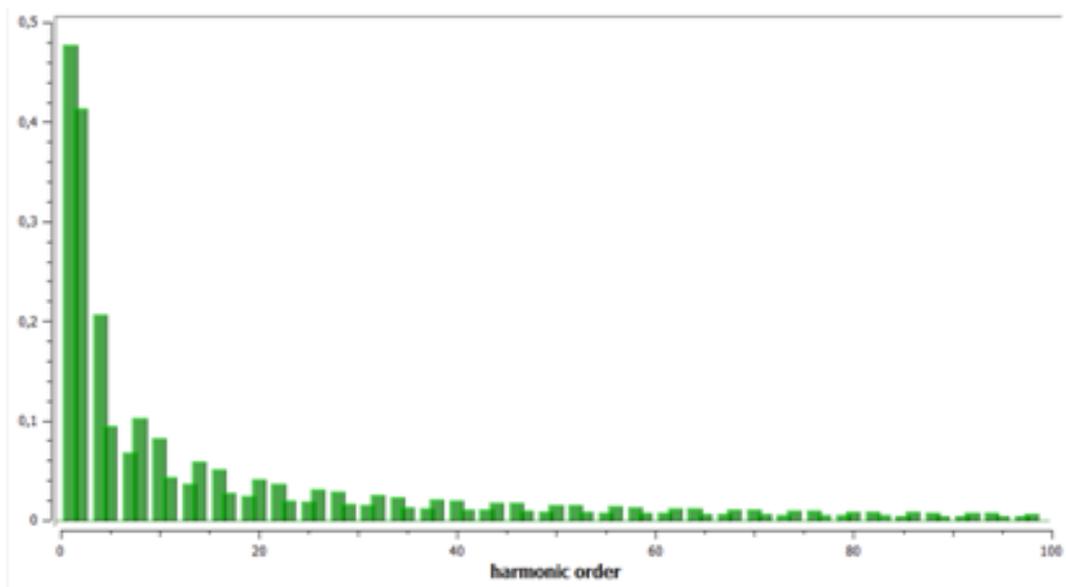


Fig IV.6 : spectre d'harmonique de la FMM général par KOIL pour $m=3$, $p=2$ et $q=0.5$

Chapitre IV modélisation et résultats

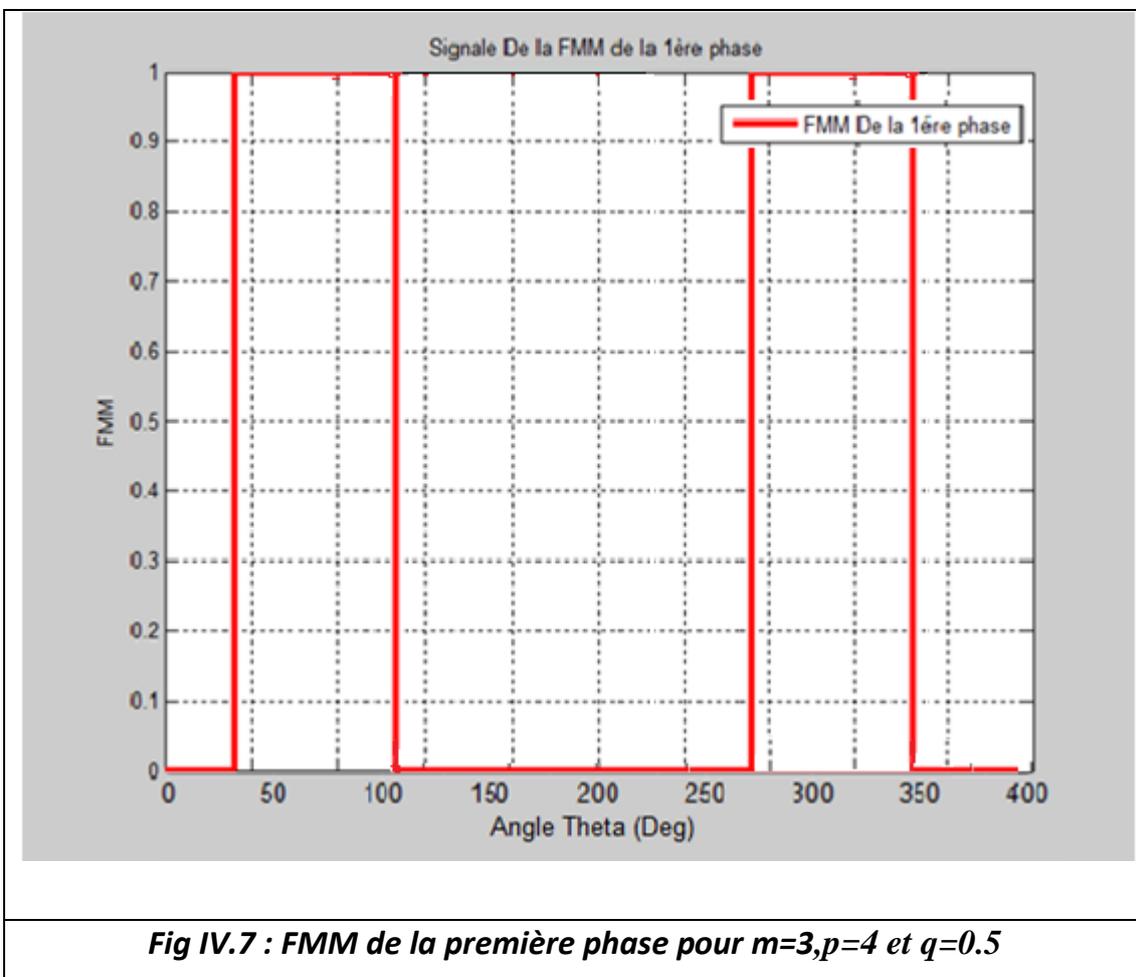
A première vue de ces résultats nous remarquons que les harmoniques de type pair et les multiples de 3 sont nuls, car Pour un couplage triphasé, les harmoniques multiples de 3 seraient bien sûr nulles.[39]

IV.2.1/ deuxième cas étudié $m=3$, $p=4$ et $q=0.5$

Dans ce deuxième cas nous prenons l'exemple qu'il soit, avec :

- $m=3$ 'nombre de phases'
- $P=4$ 'nombre de paires de pôles'
- $q=0.5$ 'nombre d'encoches par pôle et par phase'
- $Z=12$ 'nombre total d'encoches'

l'allure de la force magnétomotrice de la première phase et celle de toutes les phases (générale) comme le montre respectivement les Fig IV.7 et IV.8 :



Et ensuite on représente sur matlab l'allure de la courbe de la force magnétomotrice générale de toutes les phases comme tracé dans la Figure ci-dessous (fig IV.8)

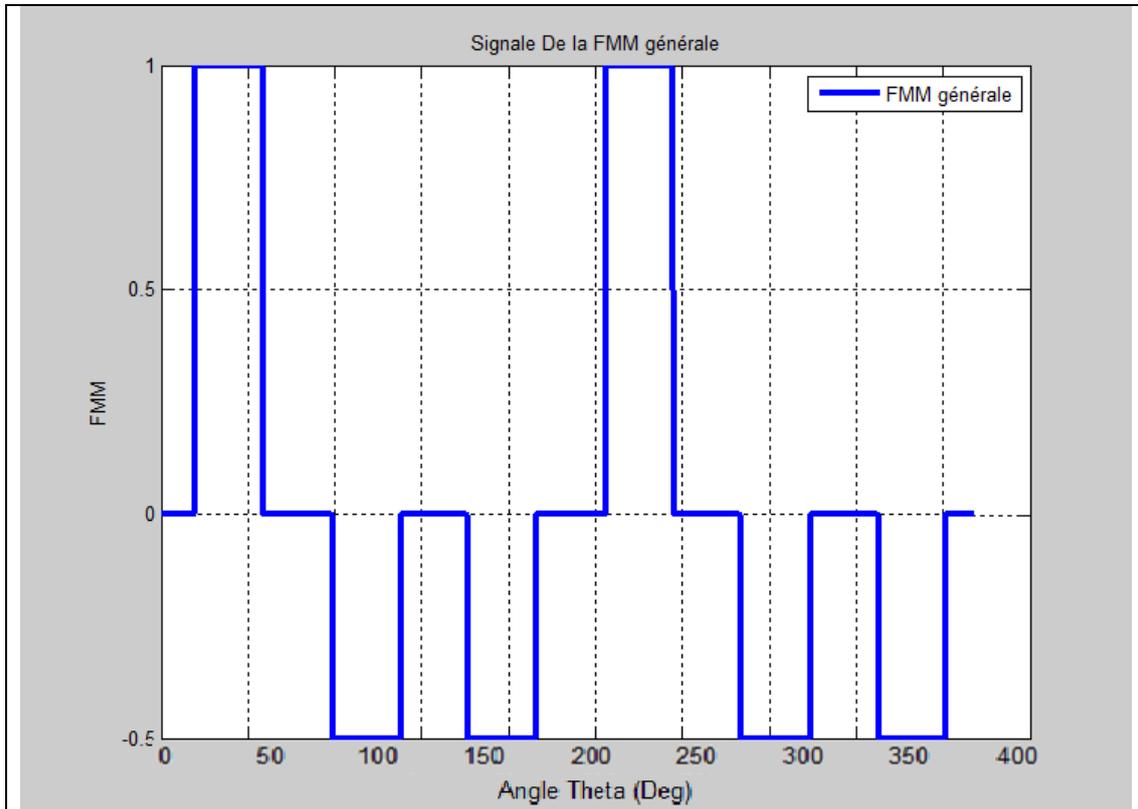


Fig IV.8 : l'allure de la FMM générale (des trois phases) pour $m=3$, $p=4$ et $q=0.5$

La (fig IV.7) présente la courbe de la FMM qui est une ligne brisée variée par sauts aux endroits où se trouvent les conducteurs parcourus par le courant I . La valeur du pas au point où se trouve le côté de la bobine à nombre de spires N et parcourue par le courant I est égale à $N \cdot I$. Dans les portions sans conducteurs parcourus par le courant, la valeur des ordonnées de la courbe est constante et dans ces portions la courbe de la FMM est une droite horizontale. On peut obtenir la courbe de la FMM de l'enroulement entier en superposant les courbes des FMM de différentes bobines de l'enroulement comme le montre la (fig IV.8)

IV.2.2. Les harmoniques d'espace pour le 2^{ème} cas ($p=4$)

Le spectre d'harmoniques d'espace tracé par le programme MATLAB dans le deuxième cas est tracé dans la (Fig IV.9) pour la première phase et dans la (Fig IV.10) pour l'allure de la FMM générale

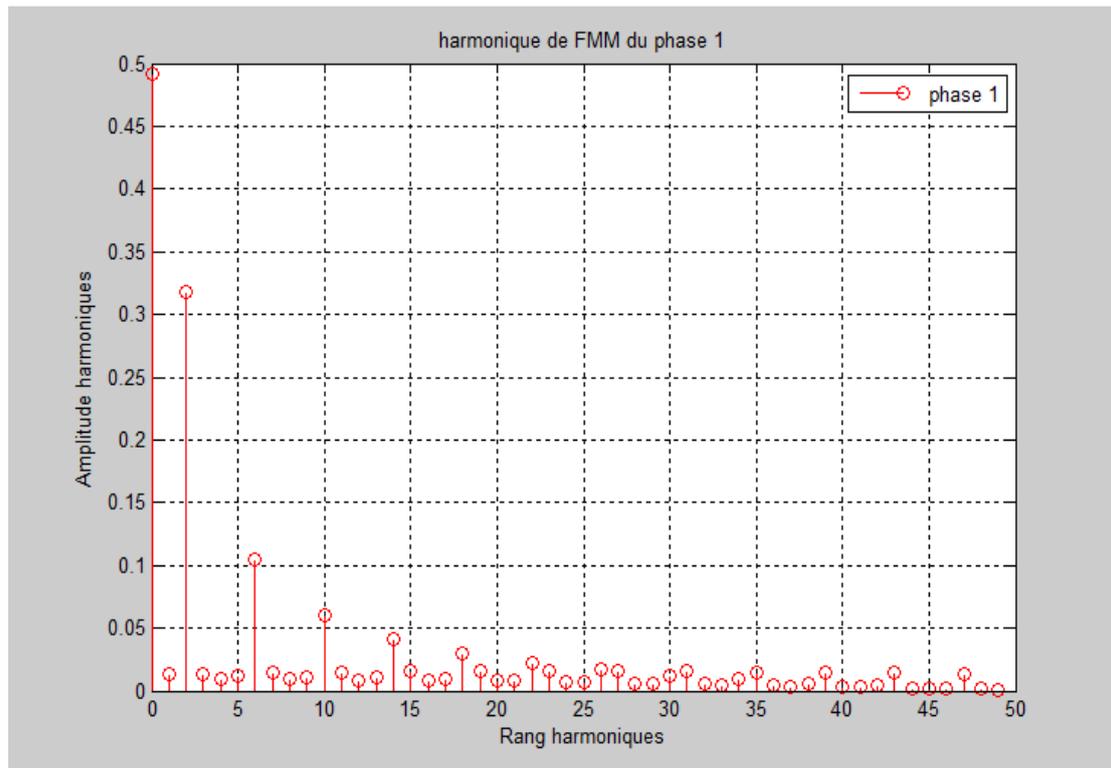


Fig IV.9 : le spectre d'harmoniques associé à l'allure de la FMM de la première phase tracé par le programme MATLAB pour $m=3$, $p=4$ et $q=0.5$

Et la (Fig VI.10) suivante représente le spectre d'harmoniques de la FMM générale tracé par le programme MATLAB :

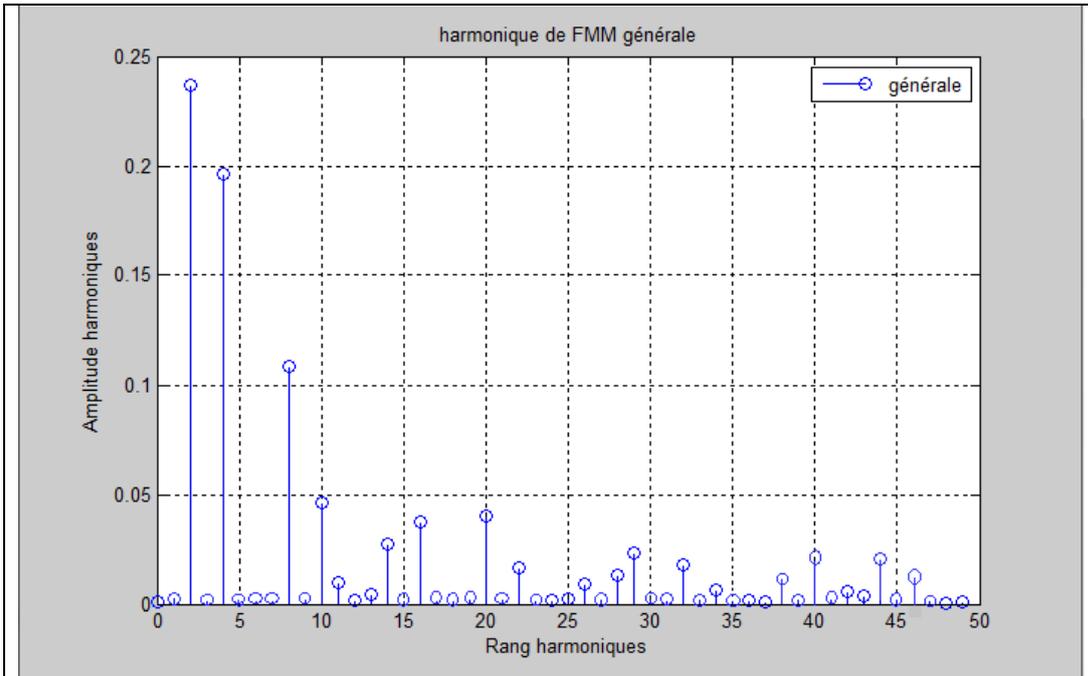


Fig IV.10 : le spectre d'harmonique associé à l'allure de la FMM générale tracée par MATLAB pour $m=3$, $p=4$ et $q=0.5$

❖ Validation des résultats avec KOIL :

Dans ce 2^{ème} cas le spectre d'harmoniques associé à la FMM générale est représenté dans la (Fig IV.11) :

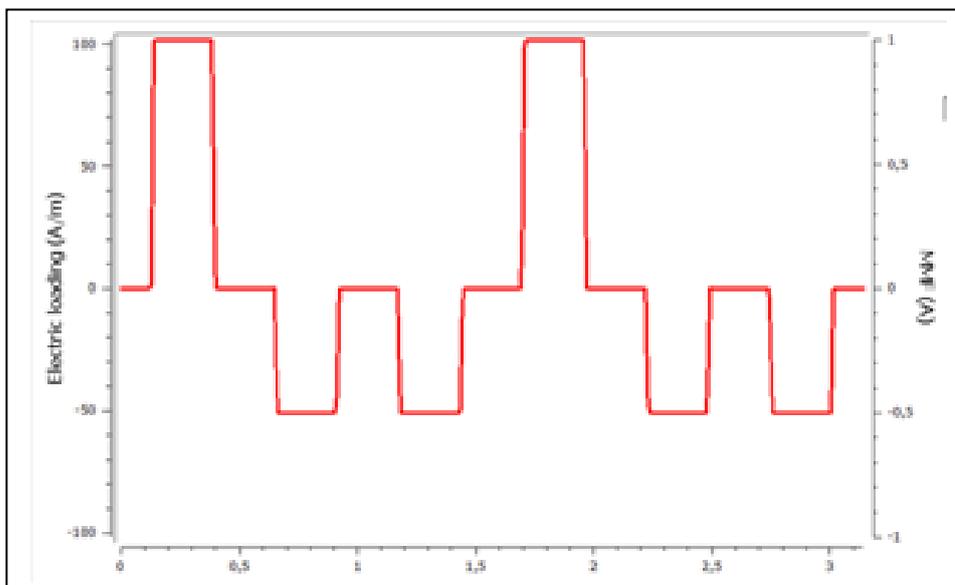
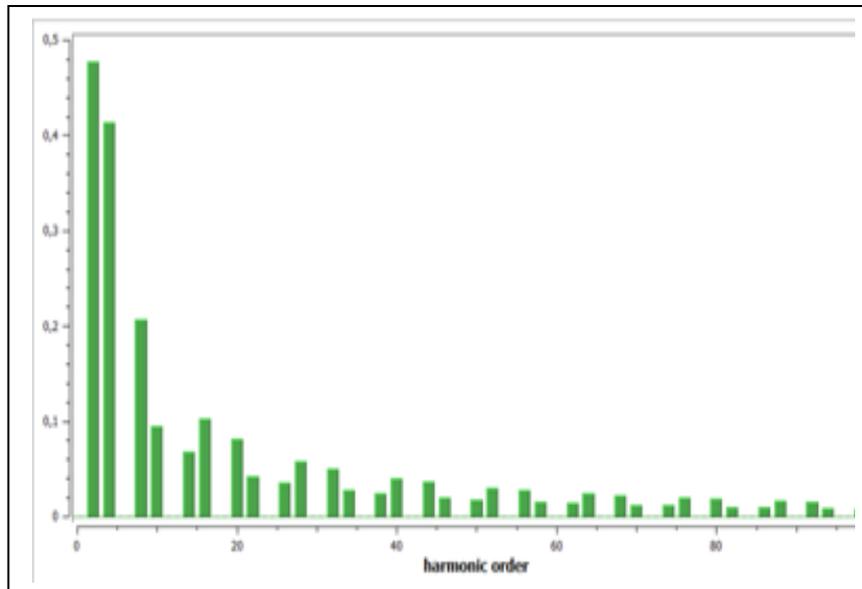


Fig IV.11 : l'allure de la FMM générale tracée par KOIL pour $m=3$, $p=4$ et $q=0.5$

Et c'est la même chose avec KOIL dans cet exemple le spectre d'harmoniques d'espace sera donc comme suit :



FigIV.12 : spectre d'harmonique de la FMM général par KOIL pour $m=3$, $p=4$ et $q=0.5$

ces résultats des représentation sur Matlab prouvent louer authenticité en les comparants avec ceux de Koil .

IV.3. Conclusion :

Le principal objectif de ce chapitre était d'explorer des machines triphasés se différenciant par leur topologie (nombre d'encoches, nombre de pôles, nombre de phases), et leurs bobinages (à pas fractionnaire), nous avons commencé au début par la validation de nos résultats avec un autre logiciel pour être en sureté des résultats que nous aurions par la suite.

La seconde étape de ce chapitre consiste à entamé une étude comparative entre un enroulement triphasé avec nombre de pole différent, grâce à un programme MATLAB que nous avons développé en suivant le principe de commande du logiciel

Chapitre IV modélisation et résultats

KOIL, comme ce genre de logiciel est très rare, nous avons suivi la méthode de fonctionnement de KOIL en triphasé.

❖ Partie II: dimensionnement par FEMM et comparaison avec les résultats de MATLAB

IV.4. Principe de base du programme :

La modélisation avec FEMM se fait Pour le premier cas étudié dans la première partie avec les paramètres suivants :

- $z=6$ 'nombre total d'encoches'
- $m=3$ 'nombre de phases'
- $p=2$ 'nombre de pair de pôle'
- $q=0.5$ 'nombre d'encoches par pôle et par phase'
- $\mu = \infty$ 'perméabilité des matériaux ferromagnétiques' (supposition)

IV.3.1 Modélisation par élément finis

Paramétrage de la machine étudiée :

La machine synchrone triphasée à aimants permanents présente les paramètres géométriques donnés par le (tableau VI.1) suivant :

Paramètres	Notation	Dimensions
Aimantation résiduelle (NdFeB)	M	0 T
Perméabilité relative des aimants	μ_r	1
Nombre de conducteurs par encoche	N_c	126
Intensité du courant de phase	I	9 A
Nombre d'encoches statorique	Q_s	6
Ouverture de l'encoche	b_0	4° mec.
Nombre de paires de pôles	P	2
Rayon externe du stator	$R_{ext\ s}$	53.25 mm
Rayon externe de fond d'encoche	$R_{f\ e}$	40 mm
Rayon d'alésage	R_s	33 mm
Rayon externe de l'aimant	$R_{ext\ aim}$	30.2 mm

Chapitre IV modélisation et résultats

Rayon interne des aimants	$R_{\text{int aim}}$	27.8 mm
Epaisseur de l'entrefer	G	0.8 mm
Epaisseur des aimants	h_{aim}	2.4 mm
Hauteur des encoches	h_s	9 mm
Longueur active de la machine	L	140 mm
Fréquence	f_r	100 Hz
Rapport ouverture des aimants sur le pas polaire	β	0.6

Tableau IV.1 : Paramètres de base de la machine étudiée [32].

IV.3.2. Présentation de la structure étudiée

La machine étudiée est une machine synchrone à aimants permanents triphasée, à flux radial, à rotor interne et à aimants déposés en surface. Ses grandeurs nominales et ses dimensions géométriques sont données dans le tableau IV.1. Elle possède deux paires de pôles. La coupe transversale de la Fig(IV.13) montre les différentes parties de la machine. Celle-ci est constituée de:

- Un stator cylindrique en tôles magnétiques à 6 encoches, comportant un enroulement triphasé à une seule couche à bobines concentriques. Chaque phase comporte deux bobines montées en série.
- Un rotor lisse en matériau magnétique, Ce dernier est conçu en un seul segment en forme de tuile épousant parfaitement la surface du rotor.

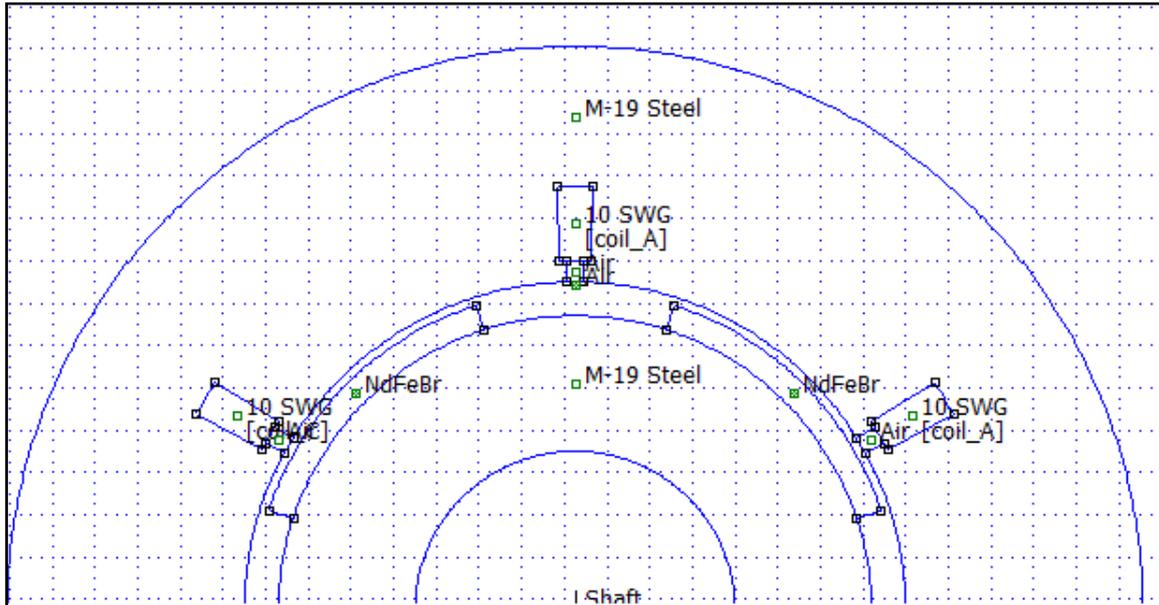


Fig IV.13: Vue en coupe de la machine étudiée

IV.3.3. Le maillage

Le tracé de la géométrie d'étude a été réalisé à l'aide du logiciel libre F.E.M.M (Finite Element Method Magnetics) version 4.2; ce logiciel est doté d'une interface de dessin conviviale et permet d'effectuer des maillages automatiques (Figure IV14) et génère des fichiers de données des maillages accessibles aux utilisateurs.

L'utilisation de l'interface devient difficile lorsque la structure à tracer est complexe; cependant ce logiciel offre une solution robuste qui est l'exécution des programmes écrits sous le langage MATLAB. Nous avons exploité cet interfaçage (F.E.M.M - MATLAB), (Octave) pour programmer la structure à étudier.

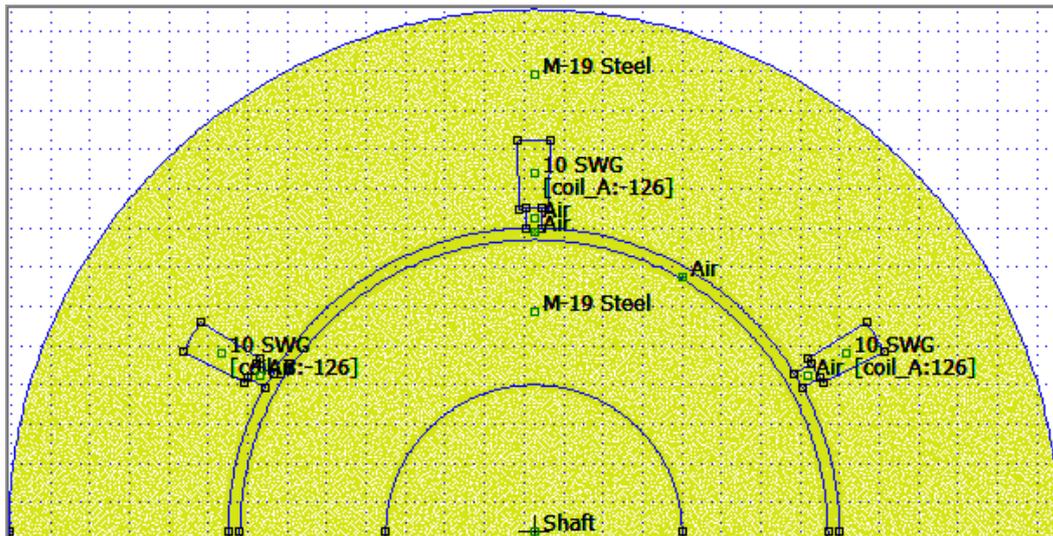


Fig IV.14: Maillage par éléments finis triangulaires.

Une fois le système issu du maillage, garnissage et assemblage est résolu, les potentiels aux nœuds, obtenus, sont utilisés pour calculer les composantes de l'induction magnétique et les performances électromagnétiques. Ceci nous permet de déterminer l'énergie magnétique W de la structure étudiée à partir de la somme des énergies élémentaires W_e dans chaque triangle, ainsi que le couple électromagnétique et la force électromotrice.

Le calcul de ces grandeurs globales est effectué pour chaque position du rotor par rapport au stator qui est fixe. Pour ce faire, la simulation du mouvement est nécessaire. L'équation de Poisson présentée au chapitre II est résolue en linéaire et en tenant compte de la saturation (les courants induits sont supposés négligeables suite au feuilletage du rotor et du stator). Le maillage complet comporte **64472** nœuds et **128276** éléments avec une précision de calcul de $1.0e-08$.

IV.4. Exploitation des résultats

Pour s'approcher le plus possible de l'allure de la FMM générale statorique étudiée au premier cas, nous simplifions la surface rotorique en un cylindre simple de perméabilité magnétique infinie.

IV.4.1. Les lignes iso-potentiels

Les lignes iso-potentiels sont représentées sur la Figure VI.15 de la machine synchrone sans aimants au rotor. La distribution du champ magnétique dans la machine due aux courants statoriques qui se forme 4 pôles.

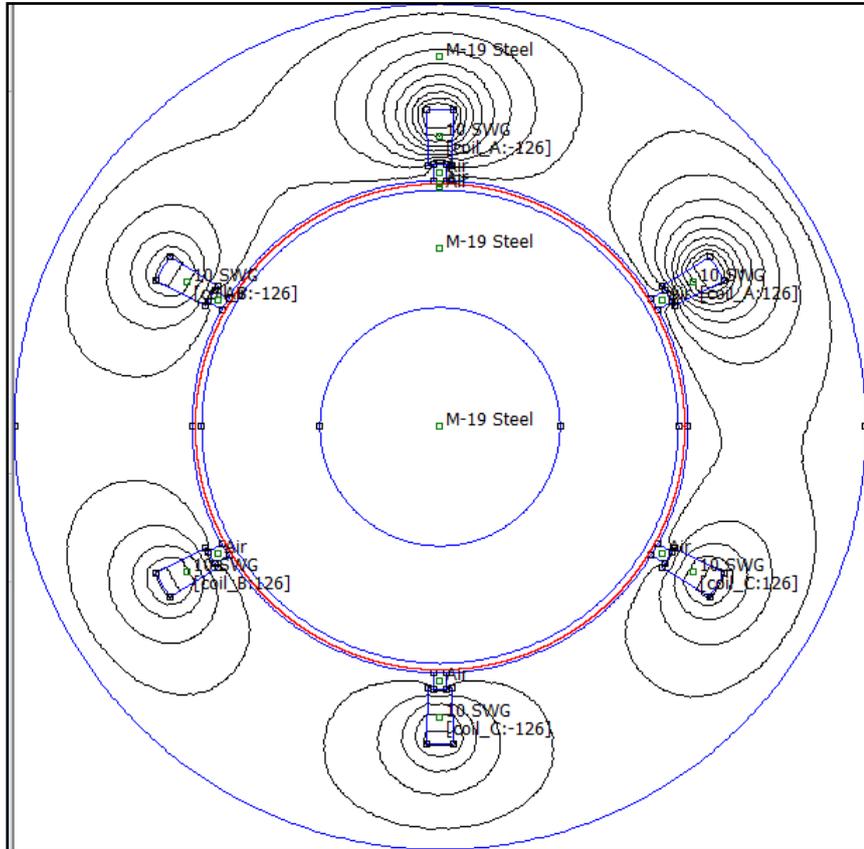


Fig VI.15: Les lignes iso-potentiels dues aux courants statoriques.

IV.5. Distribution de l'induction radiale dans l'entrefer

La machine synchrone triphasée étudiée est alimentée par des courants triphasés déphasés de 120° . Avec ce type d'alimentation, les phases de la machine sont alimentés à un instant t avec des courants pour chaque phase, $I_a=I_m$, $I_b= -0.5I_m$ et $I_c= -0.5I_m$). L'enroulement de la machine est à pas fractionnaire en simple couche, le nombre d'encoche par pole et par phase est ($q=0.5$) (Figure VI.16). La distribution de l'induction radiale au milieu de l'entrefer se fait en régime non saturé. La grande perméabilité du matériau ferromagnétique d'induit et d'inducteur forme bien l'induction magnétique B dans l'entrefer sur FEMM (fig. VI.16) est proche de la même forme de FMM étudiée sur MATLAB.

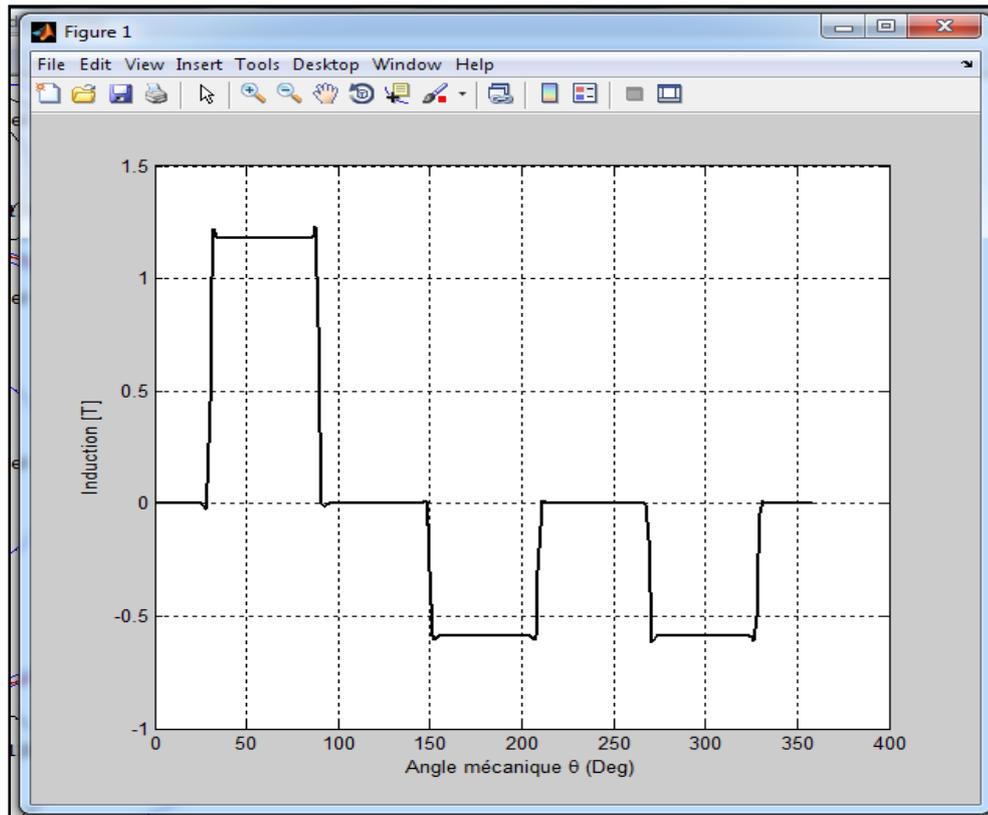


Fig IVI.16: Inductions radiale dû aux courants statoriques.

VI.6 Conclusion :

Pour un régime non saturé où une perméabilité magnétique tant vers l'infini et un rotor cylindrique, l'allure d'induction magnétique B s'approche bien que celle de la FMM tracé par le programme MATLAB .

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générale

Dans cette étude, on a recensé toutes les structures de bobinage sur dents respectant la condition de non croisement de phase. L'étude des différents bobinages sur dents a mis en avant une structure maximisant le fondamental de fmm. 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). Par la suite, 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 a montré que le modèle développé pour ce calcul était performante. 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 les résultats.

Enfin, le bobinage de 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 d'une bobine 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 des aimants permanents montés sur la surface rotorique qui ont été pris en compte.

RÉFÉRENCE

Référence

- [1] **M. Kostenko** et L. Piotrovski Machine Electriques Tome 1 ‘Machine à courant continu Transformateur’ Edition MIR Moscou (1969).
- [2] **X. Kestelyn, Y. Crevits, E. Semail**, "Fault tolerant control of a seven-phases drive by degrees of freedom adaptation", Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on , vol., no., pp.1513-1518, 14-17 March (2010).
- [3] **X. Kestelyn, E. Semail**, "A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current References for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous Machines in Real Time", Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.58, no.11, pp.5057-5065, Nov. (2011).
- [4] **R. Lateb** : « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps », Thèse de doctorat d’I.N.P.L, de Nancy (France), octobre. 2006.
- [5] **Y. Ouazir** : « Calcul des performances d'une machine synchrone à aimant permanent à entrefer lisse », Thèse magister, ENP, Alger, Algérie, juillet. 1997.
- [6] **M. Bel kadi** : «Calcul numérique d’une machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses», Thèse magister d’état, ENP, Alger, Algérie.
- [7] **L. Hadjout** : « Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse », Thèse Magister, ENP, Alger, Algérie, juin. 1994.
- [5] **R. Ibtouen** : « Contribution au dimensionnement électromagnétique d’une machine synchrone autopilotée à aimants insérés », Thèse doctorat d’état, ENP, Alger, Algérie, avril. 1993.
- [6] **F. Gillon** : « Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutations électroniques », Thèse doctorat, université de Lille, France, Décembre 1997.
- [7] **L. Lechevallier, J. Le Breton** : «Aimants permanents», Technique de l’ingénieur D2 102.
- [8] **R. Ibtouen** : «Modélisation des machines électriques», cours de 1ere année PG, ENP, (cours non édité), 2001,2002.
- [9] **A. Aneur** : « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant », Thèse magister, université de Batna, Algérie, décembre. 2005.

[15] **LEROY Matthieu**, « *Etude et mise au point de moto ventilateurs à hautes performances pour l'aéronautique* », thèse de doctorat, Laboratoire d'électrotechnique et d'électronique Industrielle de l'ENSEEIH, 15 Novembre 2006.

[16] **Ph. Viarouge M. Lajoie-Mazenc**, « *Alimentation des machines synchrones* », Techniques de l'Ingénieur, (D3630), 1999.

[17] **ABO-91 A. ABOU AKAR**, « *Modélisation des moteurs asynchrones triphasés à cage* », Thèse de doctorat, Université Claude Bernard- Lyon I, 1991

[18] **ALG-65 P-L. ALGER**, « *The nature of induction machine* », Gordon & Breach Science Publisher Inc., 1965

[19] **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

[20] **BRE-99 R. Breahna Stincescu, P. Viarouge, J. Cros, I. Kamwa**, « *A general approach of space and time harmonics interactions in induction motors* », IEEE Trans., vol 9, pp 366-368, 1999.

BRI-97 P. BRISSONEAU, « *Magnétisme et matériaux magnétiques* », HERMES, Paris, 1997

[21] **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

[22] **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

[23] **DES-1 M. Dessoude**, « *Moteurs asynchrones : choix et problèmes connexes* », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique, pp D3490-1 à D3490-25

[24] **GEN-00 A. GENON, W. LEGROS**, « *Machines électriques* », HERMES ScienceEurope, 2000

[25] **HAR-93 S. HARMIN**, « *Etude analytique des machines synchrones à aimants permanents* », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1993

[26] **HEL-77 B. HELLER, V. HAMATA**, « *Harmonic field effects in induction machines* », Elsevier scientific publishing compagny, 1977

- [27]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
- [28]IVA-94 M. IVANES, R. PERRET, «Connaissances de bases et machines statiques », HERMES, Paris, 1994
- [29]KOS-69 M. KOSTENKO, L. PIOTROVSKI, « Machines électriques » tome II, Editions Mir, 1969
- [30]LIW-67 L. LIWSCHITZ, L. MARET, «Calcul des machines électriques » tomes I et II, Editions SPES Lausanne-Dunot, Paris, 1967
- [31]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
- [32]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
- [33]SEG-96 G. SEGUIER, F. NOTTELET, «Electrotechnique industrielle », Technique & Documentation (1996)
- [34] A.M. EL-Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.57, no.1, pp.107-121, Jan. 2010.
- [35] Z. Q. Zhu, "Fractional Slot Permanent Magnet Brushless Machines and Drives for Electric and Hybrid Propulsion Systems", Ecologic Vehicles and Renewable Energies Conference EVER, Monaco, 26-29 March 2009.
- [36] J. Pyrhonen, T. Jokinen, V. Hrabovcova, "DESIGN OF ROTATING ELECTRICAL MACHINES", Book, Department of Electrical Engineering, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2008.
- [37] Flux 3D application technical paper, End winding characterization
- [38] Stéphanie Richard, "Etude électromagnétique des parties frontales des alternateurs en régime permanents et transitoires"
Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1994
- [39] Jacques Saint-Michel, "Bobinage des machines tournantes à courant alternatif"
Techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, D3 420