

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE DES MACHINES TOURNANTES



Mémoire présenté pour l'obtention du
Diplôme de Master Académique
Par : Hicham BENKHELIFA

Intitulé

**Amélioration d'une machine électrique à flux radial
utilisée par la marque LG**

Soutenu le 21/06/2023 devant le jury composé de :

Président :	Pr. Salim CHEKROUN	Professeur à Université Mohamed Boudiaf
Rapporteur :	Dr. Brahim LADGHEM CHIKOUCHE	Docteur à Université Mohamed Boudiaf
Examineur :	Dr. Samir MABRAK	Docteur à Université Mohamed Boudiaf

Année universitaire : 2022 /2023

Remerciements

*Ce travail a été effectué au département de génie électrique de l'université
Mohamed Boudiaf à M'sila*

*Louange à Allah le tout puissant qui m'a accordé la santé et la patience durant
toutes ces années, pour que je vienne aujourd'hui et présenter ce travail.*

Je voudrais témoigner ma gratitude à mon directeur de mémoire,

*Monsieur **BRAHIM LADGHEM CHIKOUCHE**, Docteur à l'université
Mohammed Boudiaf qui m'a chaleureusement accepté. Leurs conseils, leurs
appuis et leurs enthousiasmes m'ont permis de bien mener la présente étude.*

Mes chers parents

*Rien de ce que pourrai dire ou écrire ne pourra exprimer à quel point vous êtes
important dans ma vie, je veux juste vous remercier pour votre amour, et tout ce
que vous avez fait pour moi*

Merci papa

Merci maman

A mon père

A ma mère

A ma sœur et mes frères

Liste des symboles

MSAP	: Machine synchrone à aimants permanents
FEMM	: Finite Element Method Magnetics
AFIS	: Axial Flux Internal Stator
AFIR	: Axial Flux Internal Rotor
\vec{E}	: Vecteur champ électrique
\vec{D}	: Vecteur déplacement électrique
\vec{H}	: Vecteur champ magnétique
\vec{B}	: Vecteur induction magnétique
\vec{B}_r	: Induction rémanente en présence des aimants
\vec{J}	: Densité volumique globale de courant
\vec{J}_c	: Vecteur densité de courant
\vec{J}_s	: Densité volumique de courant provenant des sources de la machine
\vec{V}	: Vitesse de déplacement du milieu conducteur
\vec{M}	: Vecteur aimantation
\vec{A}	: Potentiel vecteur magnétique
μ	: Perméabilité magnétique
μ_r	: Perméabilité relative
μ_0	: Perméabilité de l'air (vide) [$4\pi 10^{-7}$]
ρ	: Densité volumique de charges électriques
ε	: Permittivité électrique [$\frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9}$]
ε_r	: Permittivité relative du milieu considéré
ε_0	: Permittivité électrique du vide
σ	: Conductivité électrique
θ	: Position du rotor
B_r	: Induction radiale
f	: fréquence
T	: Couple électromagnétique
T_{moy}	: Couple électromagnétique moyen
E_m	: Force électromotrice
i_m	: Courant
Ω	: Vitesse de rotation
H_C	: Le champ coercitif
$T_{C_{moy}}$: Couple détente moyen
ΔT	: taux d'ondulations de couple
Z	: le nombre d'encoches
m	: le nombre de phases
q	: le nombre des encoches par pôle et par phase

Sommaire

Introduction générale

Chapitre I: Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

I.1. Introduction.....	2
I.2. Présentation d'une machine synchrone à aimant permanent	2
I.3. Les aimants permanents.....	3
I.3.1. Les aimants permanents utilisés dans MSAP	3
I.3.2. Les différents types de matériaux pour aimants.....	4
I.3.3 Comparaison des types d'aimants.....	6
I.4. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents.....	8
I.4.1. Les Machines à flux radial	8
I.4.1.a. Aimants en surface	9
I.4.1.b. Aimants insérés	10
I.4.1.c. Aimants enterrés	10
I.4.1.d. Aimants à concentration de flux	11
I.4.2. Les Machines à flux axial	11
I.4.2.a. Structure simple stator et rotor	12
I.4.2.b. Structure stator-double rotor	13
I.4.2.c. Machines synchrones à 2 stators et 1 rotor (AFIR)	16
I.4.2.d. Machines synchrones « Multi-étages »	17
I.4.3. Machines synchrones à aimant permanent à flux transverse.....	18
I.5. Différentes structures de rotor dans les MSAP	19
I.5.1. Structures sans pièces polaires (Pôles lisses)	19
I.5.2. Structures avec pièces polaires (Pôles saillants)	20
I.5.2.a. Structure avec pièces polaires et concentration de flux	20
I.5.2.b. Structure avec pièces polaires sans concentration de flux.....	21
I.6. Principe de fonctionnement	21
I.7. Conception du stator	22
I.7.1. Les enroulements des machines.....	22
I.8. Alimentation des moteurs synchrones à aimants permanents	27
I.8.1. Structure avec alimentation par courant	27
I.8.1.a. Alimentation par courants sinusoïdaux.....	27
I.8.1.b. Alimentation par courants rectangulaires	27

Sommaire

I.8.1.c. Alimentation par onduleur.....	28
I.8.2. Alimentation par tension.....	29
I.9. Les Avantages et Inconvénients de MSAP	30
I.9.1. Les Avantages.....	30
I.9.2. Les inconvénients	31
I.10. Applications des moteurs synchrones à aimants permanents	31
I.11. Conclusion	33
Chapitre II Modélisation par éléments Finis des machines à aimants permanents	
II.1. Introduction	35
II.2. Modélisation électromagnétique de MSAP.....	35
II.2.1. Equations de Maxwell.....	35
II.2.2. Relations du milieu.....	36
II.2.3. Loi d’Ohm.....	38
II.2.4. Equation de continuité.....	38
II.2.5. Formulation en potentiel vecteur magnétique (A)	38
II.2.6. Les conditions de passages.....	39
II.2.7. Conditions aux limites.....	40
II.3. Hypothèses Simplificatrices.....	40
II.4. Méthode des éléments finis	41
II.4.1. Avantages de la M.E.F	43
II.4.2. Inconvénients de la M.E.F	43
II.4.3. Logiciel FEMM.....	44
II.4.4. Les domaines d’application	46
II.5. Conclusion.....	46
Chapitre III Etude comparative entre les différentes structures de la machine LG	
III .1. Introduction	48
III.2. Présentation de la machine étudiée.....	48
III.3. Résultats des études	51
III.3.1. Principe de travail	51
III.3.2. Forme de l’induction magnétique dans l’entrefer	53
III.3.2.a. Distribution des inductions dues aux aimants :	53
III.3.3. Couple de détente.....	56
III.3.3.a. Comparaison du couple de détente	60

Sommaire

III.3.4. La force électromotrice FEM	61
III.3.4.a. Le flux magnétique	61
III.3.4.b. Etude de la force électromotrice	63
III.3.5. Le couple électromagnétique	65
III.3.5.a. Résultats de couple électromagnétique.....	67
III.4. Résultats des études de la machine à l'état de saturation	70
III.4.1. Les résultats L'induction radiale et tangentielle	72
III.4.2. Résultats de couple de détente.....	75
III.4.2.a. Comparaison les résultats de couple de détente	78
III.4.3. Résultats de flux magnétique.....	79
III.4.4. Résultats de La force électromotrice (FEM)	81
III.4.5. Résultats de couple électromagnétique à l'état de saturation	84
III.5. Comparaison globale.....	85
III.6. Conclusion	87
Conclusion générale	89

Liste des figures

Liste des Figures

<u>Fig. I.1. Machine synchrone à aimant permanent [5]</u>	3
<u>Fig. I.2. Courbe de désaimantation des aimants [7]</u>	4
<u>Fig. I.3. Exemple de formes de plasto-aimants [7]</u>	6
<u>Fig. I.4. Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [9]</u>	7
<u>Fig. I.5.comparaison parmi les différentes matières magnétiques [10]</u>	7
<u>Fig. I.6. Deux types de MSAP a) à flux radial b) à flux axial [11]</u>	8
<u>Fig. I.7. a) MSAP avec rotor intérieur b) MSAP avec rotor extérieur [13]</u>	9
<u>Fig. I.8. Aimant en surface [15]</u>	9
<u>Fig. I.9. Aimants insérés [15],[16]</u>	10
<u>Fig. I.10. Aimants enterrés [15][16]</u>	10
<u>Fig. I.11. Types d'aimants à concentration de flux [15]</u>	11
<u>Fig. I.12. Direction du flux axial [19]</u>	12
<u>Fig. I.13. Structure simple de flux axial [20]</u>	12
<u>Fig. I.14. 2d direction de flux en machine à flux axial stator double rotor a) type NN b) type NS [22]</u>	13
<u>Fig. I.15. Machine à flux axial stator double rotor a) avec stator sans encoche b) type NN [23], [22]</u> . 14	
<u>Fig. I.16. Machine à flux axial stator double rotor a) avec stator encoché et bobinage toroïdal b) type NN [23], [22]</u>	14
<u>Fig. I.17.machine à flux axial stator double rotor a) avec stator encoché et bobinage réparti b) de type NS [23][22]</u>	15
<u>Fig. I.18. Machine à flux axial avec aimants enterrés et bobinage sur dents [21]</u>	15
<u>Fig. I.19. Machines à flux axial stator double rotor à commutation de flux a) structure a bobinage sur dents b) structure a bobinage toroïdal [24]</u>	16
<u>Fig. I.20. Machine à flux axial double stator-rotor a) avec bobinage encoché b) circulation de flux [23], [22]</u>	16
<u>Figure I.21. Machine à flux axial double stator-rotor a) avec bobinage non encoché b) circulation de flux [23], [22]</u>	17
<u>Fig. I.22. Machine à flux axial « multi-étages » à stator interne a) la structure b) trajet de flux des aimants en NS [22]</u>	17
<u>Fig. I.23. Machine à flux axial « multi-étages » à rotor interne [20]</u>	18
<u>Fig. I.24. a) machine à flux transverse b) trajectoire de flux dans une bobine [26]</u>	19
<u>Fig. I.25. Le sens d'aimantation a) aimantation radial b) tangentiel c) mixte [27]</u>	20
<u>Fig. I.26.Structures avec pièces polaires et concentration de flux a) à aimantation azimutale b) à aimantation mixte [27]</u>	20
<u>Fig. I.27.Structure de rotor avec pièces polaires sans concentration de flux. [27]</u>	21

Liste des figures

<u>Fig. I.28. Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents [3]</u>	21
<u>Fig. I.29. Formes des encoches du stator [1]</u>	22
<u>Fig. I.30. Groupes de bobines imbriqués ($q = 2$ et $q = 3$) [28]</u>	23
<u>Fig. I.31. Connexion série $a = 1$ [28]</u>	24
<u>Fig. I.32. Connexion série-parallèle $a = 2$ [28]</u>	25
<u>Fig. I.33. Connexion parallèle $a = 4$ [28]</u>	25
<u>Fig. I.34. Bobines concentriques reliées en série [28]</u>	26
<u>Fig. I.35. Système de tensions triphasées</u>	26
<u>Fig. I.36. Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant [29]</u>	28
<u>Fig. I.37. Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de 4 pôles [29]</u>	29
<u>Fig. I.38. Structure d'alimentation par onduleur de tension d'un moteur à aimants [29]</u>	29
<u>Fig. I.39. Types d'onduleur de tension utilisés pour l'alimentation des MSAP a) onduleur de tension type 180° b) onduleur de tension type 120° [30]</u>	30
<u>Fig. I.40. Domaines d'application moyenne puissance a) moteur à vélo b) moteur de voiture à la roue c) moteur d'un portail électrique [32], [33], [34]</u>	32
<u>Fig. I.41. Applications aux fortes puissances a) Traction ferroviaire b) Propulsion navale [Navire Legend of the seas] [29]</u>	33
<u>Fig. II.1. Présentation du domaine d'étude [38]</u>	39
<u>Fig. II.2. Partie d'une machine avec maillage globale en 2D</u>	42
<u>Fig. II.3. Organigramme de la méthode des éléments finis [41]</u>	42
<u>Fig. II.4. Distributions le maillage dans la machine étudiée</u>	45
<u>Fig. II.5. Interface du logiciel FEEM</u>	46
<u>Fig. III.1 structure de la machine étudiée</u>	49
<u>Fig. III.2. La machine étudiée (stator et rotor)</u>	49
<u>Fig. III.3. Rotor et stator de la machine étudiée</u>	50
<u>Fig. III.4. Stator de la machine étudiée</u>	50
<u>Fig. III.5. Champ magnétique pour une ouverture égale à 20°</u>	52
<u>Fig. III.6. Champ magnétique pour une ouverture égale à 22°</u>	52
<u>Fig. III.7. Champ magnétique pour une ouverture égale à 25°</u>	52
<u>Fig. III.8. Champ magnétique pour une ouverture égale à 27°</u>	52
<u>Fig. III.9. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 19°</u>	53
<u>Fig. III.10. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 20°</u>	54
<u>Fig. III.11. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 21°</u>	54
<u>Fig. III.12. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 22°</u>	54
<u>Fig. III.13 Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 23°</u>	55

Liste des figures

<u>Fig III.14 Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale 24°</u>	55
<u>Fig. III.15. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 25°</u>	55
<u>Fig III.16 Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale 26°</u>	56
<u>Fig. III.17. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 27°</u>	56
<u>Fig. III.18. Couple de détente pour une ouverture égale à 19°</u>	57
<u>Fig. III.19. Couple de détente pour une ouverture égale à 20°</u>	57
<u>Fig. III.20. Couple de détente pour une ouverture égale à 21°</u>	57
<u>Fig. III.21. Couple de détente pour une ouverture égale à 22°</u>	58
<u>Fig. III.22. Couple de détente pour une ouverture égale à 23°</u>	58
<u>Fig III.23 Couple de détente pour une ouverture égale 24°</u>	58
<u>Fig. III.24. Couple de détente pour une ouverture égale à 25°</u>	59
<u>Fig III.25 Couple de détente pour une ouverture égale 26°</u>	59
<u>Fig. III.26. Couple de détente pour une ouverture égale à 27°</u>	59
<u>Fig. III.27. Maximal couple de détente pour différentes ouvertures</u>	60
<u>Fig. III.28. Flux magnétique avec une ouverture égale à a)19° et b) 20°</u>	61
<u>Fig. III.29. Flux magnétique avec une ouverture égale à a)21° et b) 22°</u>	61
<u>Fig III.30 Le flux magnétique pour une ouverture égale a)23° et b) 24°</u>	62
<u>Fig. III.31. Flux magnétique avec une ouverture égale à a)25° et b) 26°</u>	62
<u>Fig. III.32. Flux magnétique avec une ouverture égale à 27°</u>	62
<u>Fig. III.33. FEM pour une ouverture 19°</u> <u>Fig. III.34. FEM pour une ouverture 20°</u>	63
<u>Fig. III.35. FEM pour une ouverture 21°</u> <u>Fig. III.36. FEM pour une ouverture 22°</u>	63
<u>Fig. III.37. FEM pour une ouverture 23°</u> <u>Fig. III.38. FEM pour une ouverture 24°</u>	64
<u>Fig. III.39. FEM pour une ouverture 25°</u> <u>Fig. III.40. FEM pour une ouverture 26°</u>	64
<u>Fig. III.41. FEM pour une ouverture 27°</u>	65
<u>Fig. III.42. FEM et courant d'ouverture 22°</u> <u>Fig. III.43. FEM et courant d'ouverture 25°</u>	66
<u>Fig. III.44. Trois phases de la force électromotrice avec une ouverture égale 22°</u>	66
<u>Fig. III.45. Trois phases de la force électromotrice avec une ouverture égale 27°</u>	66
<u>Fig. III.46. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 19°</u>	67
<u>Fig. III.47. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 20°</u>	67
<u>Fig. III.48. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 21°</u>	67
<u>Fig. III.49. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 22°</u>	67
<u>Fig. III.50. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 23°</u>	68
<u>Fig. III.51. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 24°</u>	68
<u>Fig. III.52. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 25°</u>	68

Liste des figures

<u>Fig. III.53. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 26°</u>	68
<u>Fig. III.54. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 27°</u>	68
<u>Fig. III.55. Taux d'ondulation de chaque ouverture d'aimant</u>	70
<u>Fig. III.56. Courbe B(H) d'un pur fer</u>	71
<u>Fig. III.57. Distribution de la densité du champ magnétique dans la machine pour une ouverture des aimants égale à 25°</u>	71
<u>Fig. III.58. Distribution de la densité du champ magnétique dans la machine pour une ouverture des aimants égale à 27°</u>	72
<u>Fig. III.59. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 19°</u>	72
<u>Fig. III.60. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 20°</u>	72
<u>Fig. III.61. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 21°</u>	73
<u>Fig. III.62. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 22°</u>	73
<u>Fig. III.63. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 23°</u>	73
<u>Fig III.64. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale 24°</u>	74
<u>Fig. III.65. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 25°</u>	74
<u>Fig III.66. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale 26°</u>	74
<u>Fig. III.67. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 27°</u>	75
<u>Fig. III.68. Couple de détente pour une ouverture égale à 19°</u>	75
<u>Fig. III.69. Couple de détente pour une ouverture égale à 20°</u>	75
<u>Fig. III.70. Couple de détente pour une ouverture égale à 21°</u>	76
<u>Fig. III.71. Couple de détente pour une ouverture égale à 22°</u>	76
<u>Fig. III.72. Couple de détente pour une ouverture égale à 23°</u>	76
<u>Fig III.73. Couple de détente pour une ouverture égale 24°</u>	77
<u>Fig. III.74. Couple de détente pour une ouverture égale à 25°</u>	77
<u>Fig III.75. Couple de détente pour une ouverture égale 26°</u>	77
<u>Fig. III.76. Couple de détente pour une ouverture égale à 27°</u>	78
<u>Fig. III.77. Max de couple de détente pour des ouvertures d'aimant</u>	79
<u>Fig. III.78. Flux magnétique pour une ouverture égale à a)19° et b)20°</u>	79
<u>Fig. III.79. Flux magnétique pour une ouverture égale à a)21° et b)22°</u>	79
<u>Fig III.80. Le flux magnétique pour une ouverture égale 23° et 24°</u>	80
<u>Fig III.81. Le flux magnétique pour une ouverture égale 25° et 26°</u>	80
<u>Fig. III.82. Flux magnétique pour une ouverture égale à 27°</u>	80
<u>Fig. III.83. FEM pour une ouverture égale à 19° (cas saturé)</u>	81
<u>Fig. III.84. FEM pour une ouverture égale à 20° (cas saturé)</u>	81
<u>Fig. III.85. FEM pour une ouverture égale à 21° (cas saturé)</u>	81

Liste des figures

<u>Fig. III.86. FEM pour une ouverture égale à 22° (cas saturé)</u>	81
<u>Fig. III.87. FEM pour une ouverture égale à 23° (cas saturé)</u>	81
<u>Fig. III.88. FEM pour une ouverture égale à 24° (cas saturé)</u>	81
<u>Fig. III.89. FEM pour une ouverture égale à 25° (cas saturé)</u>	82
<u>Fig. III.90. FEM pour une ouverture égale à 26° (cas saturé)</u>	82
<u>Fig. III.91. FEM pour une ouverture égale à 27° (cas saturé)</u>	82
<u>Fig. III.92. FEM et courant pour une ouverture égale à 25° (cas saturé)</u>	82
<u>Fig. III.93. FEM et courant pour une ouverture égale à 27° (cas saturé)</u>	82
<u>Fig. III.94. Trois phases de la force électromotrice avec une ouverture égale à 23°</u>	83
<u>Fig. III.95. Trois phases de la force électromotrice avec une ouverture égale à 25°</u>	83
<u>Fig. III.96. Trois phases de la force électromotrice avec une ouverture égale 27°</u>	83
<u>Fig. III.97. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 19° (cas saturé)</u>	84
<u>Fig. III.98. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 20° (cas saturé)</u>	84
<u>Fig. III.99. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 21° (cas saturé)</u>	84
<u>Fig. III.100. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 22° (cas saturé)</u>	84
<u>Fig. III.101. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 23° (cas saturé)</u>	84
<u>Fig. III.102. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 24° (cas saturé)</u>	84
<u>Fig. III.103. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 25° (cas saturé)</u>	85
<u>Fig. III.104. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 26° (cas saturé)</u>	85
<u>Fig. III.105. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 27° (cas saturé)</u>	85
<u>Fig. III.106. Couple électromagnétique de chaque ouverture d'aimant</u>	86
<u>Fig. III.107. Taux d'ondes de chaque ouverture d'aimant</u>	87

Liste des tableaux

Liste des tableaux

<u>Tableau III.1 Paramètres de la machine étudiée</u>	51
<u>Tableau III.2. Résultats du couple détente maximal</u>	60
<u>Tableau III.3. Le couple électromagnétique et leur taux d'ondulations pour des ouvertures différentes de l'aimant</u>	69
<u>Tableau III.4. Résultats du couple détente maximum</u>	78
<u>Tableau III.5. Couple électromagnétique moyen et son taux d'ondulation</u>	86

Introduction générale

Introduction générale

Une machine synchrone à aimants permanent peut trouver une place intéressante par rapport aux autres machines disponibles dans l'industrie en raison de ses multiples avantages dans les applications industrielles.

L'introduction accrue des actionneurs synchrones à aimants permanents dans le domaine industriel, du transport ou même domestique a poussé les concepteurs de machines à améliorer ou à rénover des structures permettant de suivre les besoins et les exigences recherchées, ces derniers peuvent concerner plusieurs domaines tels que le magnétisme, la mécanique, la thermique, l'électronique et l'aspect économique, néanmoins, le machiniste doit être à même de prendre en compte les contraintes inhérentes qui peuvent être d'ordre mécanique (résistance, déformation due à la vitesse de rotation, vibrations), d'ordre thermique (démagnétisation des aimants, échauffement du bobinage) ou encore liées à l'électronique [1].

Le but du travail présenté est d'améliorer le fonctionnement et d'essayer d'atténuer des vibrations, des bruits et réduire les coûts d'une machine synchrone à aimant permanent à flux radial utilisée par la marque LG qui est déjà présent sur le marché, spécialement centré d'éliminé les ondulations du couple de cette machine plus que probable.

Le premier chapitre porte sur une étude générale des différentes machines synchrones à aimants permanents conçues, avec différentes structures d'inducteurs, et les différents types de matériaux pour les aimants disponibles et utilisés dans la fabrication des inducteurs, et à la fin de ce chapitre a été abordé le fonctionnement de ces machines ainsi que ses avantages et ses domaines d'applications.

Dans le deuxième chapitre on a présenté une modélisation théorique des phénomènes électromagnétiques à partir des équations de Maxwell, où on a l'occasion pour définir la méthode des éléments finis, cette méthode est très utilisée pour la résolution des équations aux dérivés partielles décrivant le comportement électromagnétique des machines électriques. On a défini le logiciel (FEMM) que nous avons travaillé avec, pour obtenir la résolution des équations du champ électromagnétique dans la machine étudiée.

Dans le troisième chapitre, on a commencé par présenter nos machines à étudier, ensuite, on a effectué plusieurs simulations concernant les flux magnétiques engendrés par la machine, les caractéristiques magnétiques (les inductions radial et tangentielle), le couple détente, couple électromagnétique avec différentes modifications sur les paramètres géométriques de nos machines (angle d'ouverture des aimants), et obtenir les analyses adéquates pour meilleure performance de la machine.

Chapitre I

Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

I.1. Introduction

Le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) présente les avantages d'une petite taille, d'un poids léger, d'une densité de puissance élevée et d'excellentes caractéristiques de réponse dynamique, ce qui les rend très appropriés pour les hautes vitesses.

Applications avec le développement des matériaux à aimants permanents et amélioration continue du processus de fabrication des moteurs, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) ont été développées du champ à basse vitesse au champ à grande vitesse [2].

Dans ce premier chapitre, nous présentons la machine synchrone à aimants permanents, sa constitution fondamentale, les différents aimants permanents utilisés dans cette structure, aussi nous pouvons distinguer les différents types de machines synchrones à aimants permanents par la structure de leur rotor, différents types d'alimentation, ainsi nous avons mis en évidence les avantages, les inconvénients, et les domaines d'application de la machine synchrone à aimants permanents.

I.2. Présentation d'une machine synchrone à aimant permanent

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant [3].

Le moteur synchrone est une machine électrique, tournante, transformant l'énergie électrique sous forme de courant alternatif en énergie mécanique, elle peut avoir un fonctionnement en moteur ou en génératrice [4].

Comme toute machine synchrone, la vitesse de rotation de l'arbre de la MSAP est égale à celle du champ tournant, pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré par des aimants permanents, la position du champ rotorique est alors fixée par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique, donc ce type de machines se caractérise par une vitesse de rotation constante, indépendante de la charge, mais liée à la fréquence du réseau par la relation suivante :

$$\Omega = 60 f / p \quad (\text{I.1})$$

Ω : Vitesse de rotation de la machine en [tr /mn].

f : fréquence des courants d'alimentation en [Hz].

P : nombre de pair de pôles.

La MSAP est comme toutes les machines électriques, tournantes, constituée de deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator et l'autre mobile dite rotor.

1. **Le stator** : nommé aussi induit, il est identique à celui d'une machine asynchrone, constitué de tôles magnétiques empilées, muni de trois enroulements décalés de $(\frac{2\pi}{3})$ parcourus par des courants triphasés équilibrés qui créent un champ magnétique tournant [4].
2. **Le rotor** : nommé aussi inducteur, il représente la pièce tournante de la machine, constitué d'un aimant naturel qui a pour fonction principale la création du flux inducteur [4].

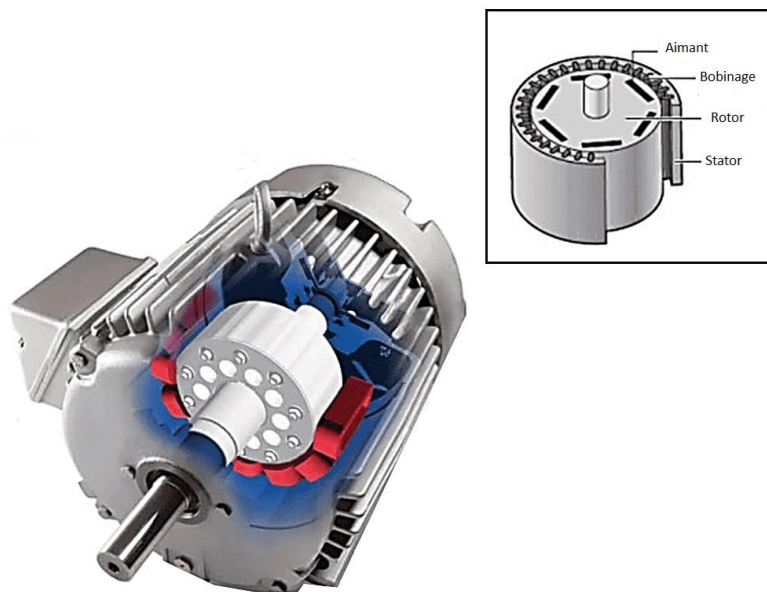


Fig. I.1. Machine synchrone à aimant permanent [5]

I.3. Les aimants permanents

Les aimants permanents sont une matière première pour diverses applications dans le monde industriel, ils ont donc un rôle important dans la fabrication des machines électriques.

Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques durs, c'est-à-dire, qu'ils gardent leurs propriétés magnétiques même en absence d'un champ magnétique extérieur [6].

I.3.1. Les aimants permanents utilisés dans MSAP

Selon l'application, à un choix d'un type d'aimants qui résulte le plus souvent de critères technico-économiques, les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan $B-H$ la figure (I.2) [7].

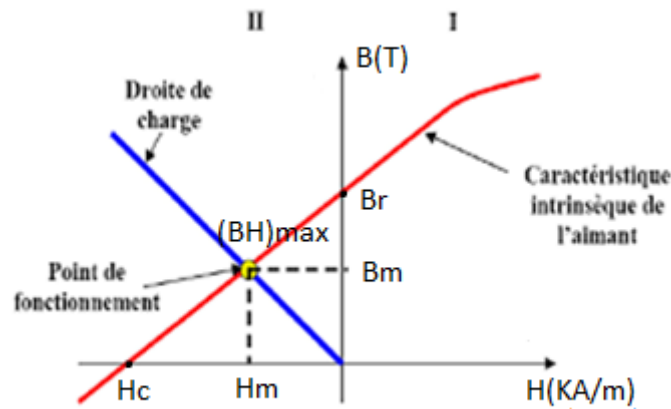


Fig. I.2. Courbe de désaimantation des aimants [7]

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

1. L'induction résiduelle (ou rémanente) B_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant (plus B_r est important, plus l'aimant est performant).
2. 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 admissible est celui pour lequel on peut faire travailler un aimant sous des conditions de fonctionnement variables sans que celui-ci perde une part importante de son aimantation de départ.

3. Produit d'énergie $(-BH)_{max}$ Cette énergie est disponible pour une utilisation dans l'espace qui environne l'aimant. Elle définit une sorte "d'énergie spécifique [7].

I.3.2. Les différents types de matériaux pour aimants

Il existe 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

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 ALINCO (alliages Fer-Aluminium-Nickel-Cobalt), ils possèdent une rémanence B_r élevée d'environ 1.2T, mais leur champ coercitif (H_c) atteint seulement quelques 0.1 T [7].

Parmi les matériaux magnétiques, les AlNiCo possèdent la température de Curie la plus haute : environ 800 °C, bien que leur température de façonnage soit d'environ 538 °C, grâce à cette température de fonctionnement très élevée, ils trouvent des applications dans le domaine des hautes températures, par exemple en tant que capteurs ou appareils de mesure [8].

2. Les ferrites

Les aimants ferrites sont fabriqués à partir de matériaux de faibles coûts, ce sont des mélanges d'oxydes de Fer et d'oxydes de Baryum ou de Strontium (type magnétoplombite, $A(Fe_{12}O_{19})$, $A = Ba, Sr$ ou Pb), dont la densité d'énergie peut 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 (figure I.4)[7].

Cependant, un inconvénient principal est l'évolution de l'aimantation avec la température de cette classe d'aimants, lorsque la température augmente, les valeurs d'aimantation diminuent beaucoup plus vite que l'évolution classique de Brillouin, et donc, ces aimants présentent des valeurs relativement faibles de l'aimantation à la température ambiante, on les utilise par exemple pour la fabrication de moteurs à faibles coûts ou de joints de fermetures [8].

3. Terre rares

Les terres rares, Samarium-Cobalt ($SmCO_5$) et les Néodyme-Fer-Bore ($Nd_2Fe_{14}B$), sont beaucoup plus performants en termes de densité volumique d'énergie que les autres types d'aimants.

Les Samarium-Cobalt autorisent une température de fonctionnement élevé mais ils sont plus coûteux en raison de la présence du Cobalt dans leurs compositions, les Néodyme-Fer-Bore sont également des terres rares qui ont des performances légèrement supérieures à celles liées aux Samarium-Cobalt, mais leur tenue en température est moins bonne (-0.1196 %/C pour le Br et -0.55 %/C pour le B_r) ce qui les rend sensible à la désaimantation à haute température, ils sont cependant moins coûteux [7].

Les $SmCO_5$ et Sm_2CO_{17} présentent des performances magnétiques supérieures aux aimants précédents et présentent de plus une bonne tenue en température ($T_c \sim 800$ °C) ils sont ainsi utilisés dans des applications à haute température nécessitant des performances magnétiques élevées [8].

4. Les plasto-aimants

Les plasto-aimants sont composés d'une poudre magnétique mélangée avec du plastique. Ils présentent plusieurs avantages pour différentes applications : vélo électrique, scooter électrique, fauteuil tout terrain, poussette électrique, brouette électrique etc.

Les aimants qu'on vient coller le long de la périphérie sont remplacés par une seule pièce sous forme d'anneaux à coller Figure (I.3), de plus du fait de la possibilité d'avoir une magnétisation multipolaire à flux orienté (Halbach magnétisation) nous n'avons pas besoin de mettre du Fer sous les aimants pour fermer le flux magnétique, il est alors possible d'avoir un couvercle pour la machine avec armature rotorique en aluminium.

Les plasto-aimants sont légers et ont une densité de $5950 / kg m^3$ (*), les plasto-aimants se caractérisent par leurs énergies volumiques élevées et ils sont de très bonnes sources d'excitation, en effet, ils deviennent des sources privilégiées lorsqu'on recherche compacité et augmentation de la puissance volumique [7].



Fig. I.3. Exemple de formes de plasto-aimants [7]

I.3.3 Comparaison des types d'aimants

Le choix d'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable, selon les données fournies par le département américain d'énergie, les aimants terre rares représentent entre 20 % et 30 % du coût total des moteurs électriques [9]

Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans Figure I.4. et la Figure I.5.

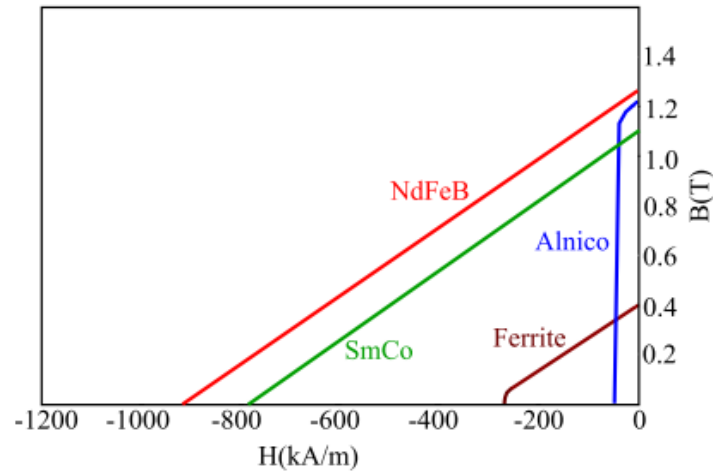


Fig. I.4. Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [9]

Matières	Ferrite (HF)	AINiCo (AN)	SmCo (SC)	NdFeB (ND)
Force d'attraction	bonne	moyenne	forte	très forte
Température d'exercice maximale *	≈200° C	≈450° C	≈200° C	≈80° C
Resistance à la corrosion	très bonne	très bonne	bonne	moins bonne
Usinabilité	non possible	coup avec diamant, rectification	non possible	non possible
Possibilité de démagnétisation	modérée par effet de champs de démagnétisation	facile par effet de champs de démagnétisation	très difficile seulement par effet de grand champs de démagnétisation	difficile seulement par effet de grand champs de démagnétisation
Prix	très raisonnable	haut	très haut	raisonnable

* La température d'exercice maximale doit être considérée seulement comme une valeur guide, car elle dépend aussi des dimensions de l'aimant.

Fig. I.5.comparaison parmi les différentes matières magnétiques [10].

Si l'on s'intéresse uniquement aux performances des aimants, nous pouvons conclure que les aimant type N_dF_eB présentent le meilleur produit énergétique, mais leur température d'utilisation est faible, les aimants type ferrite n'ont pas de problème avec la température d'utilisation, par contre leurs performances magnétiques sont plus faibles, les autres types d'aimants ne sont pas des candidats intéressants pour les applications industrielles standards, les Alnico ont des performances faibles et une courbe non-linéaire, plus délicate à modéliser, et le samarium cobalt a des performances plus faibles que le N_dF_eB tout en étant plus onéreux [6].

I.4. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents sont généralement classées en machines à flux radial (type cylindrique), à flux axial (type disque) et à flux transverse, basé sur la direction du chemin de flux [9].

Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure (I.6)

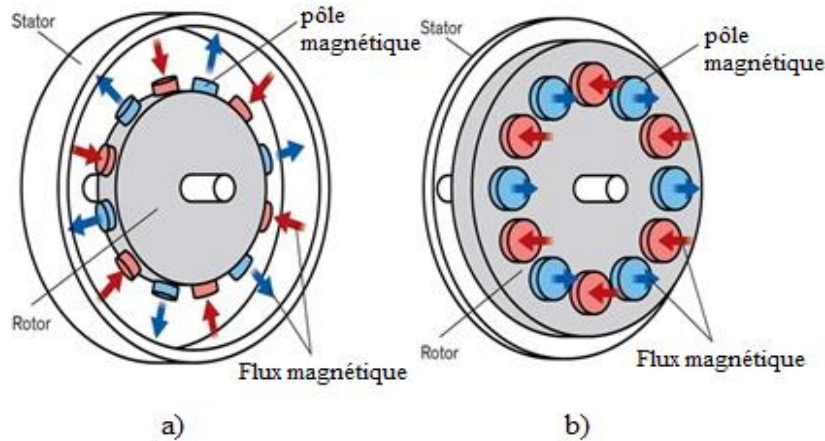


Fig. I.6. Deux types de MSAP a) à flux radial b) à flux axial [11]

I.4.1. Les Machines à flux radial

La machine synchrone à flux radial est la première machine à aimants permanents apparue dans l'industrie, grâce aux progrès de l'électronique de puissance et de la performance des aimants permanents, l'inconvénient majeur de cette machine est l'emplacement des aimants, en effet, en les mettant en surface, les applications à haute vitesse sont difficiles, c'est pourquoi, pour diminuer le risque de décollement des aimants, le rotor de la machine peut être placé à l'extérieur du stator, figure (I.7.b) [12].

Les machines sont en outre classées, comme aimants permanents montées en surface, moteurs aimants permanents-insérés et aimants permanents enterrés en fonction de l'emplacement et la position des aimants dans le noyau du rotor [8].

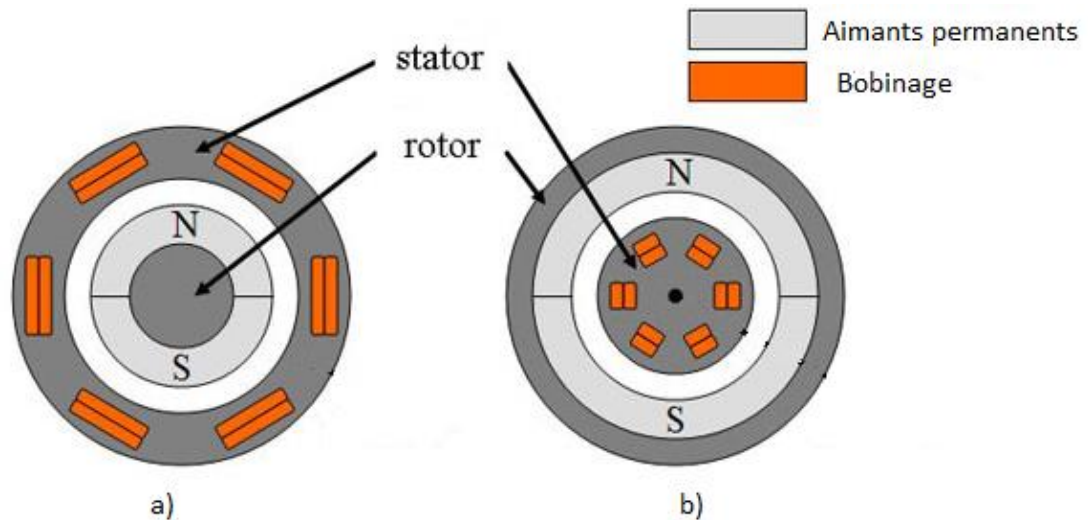


Fig. I.7. a) MSAP avec rotor intérieur b) MSAP avec rotor extérieur [13]

I.4.1.a. Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants aimantés radialement sont placés sur la surface du rotor, comme montré sur la figure (I.8), cette configuration du rotor est la plus utilisée, le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant.

L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant, de plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé, il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. [14]

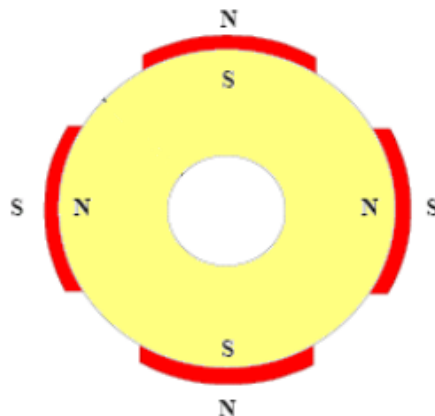


Fig. I.8. Aimant en surface [15]

I.4.1.b. Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor, toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (I.9), le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactif en plus du couple des aimants [14].

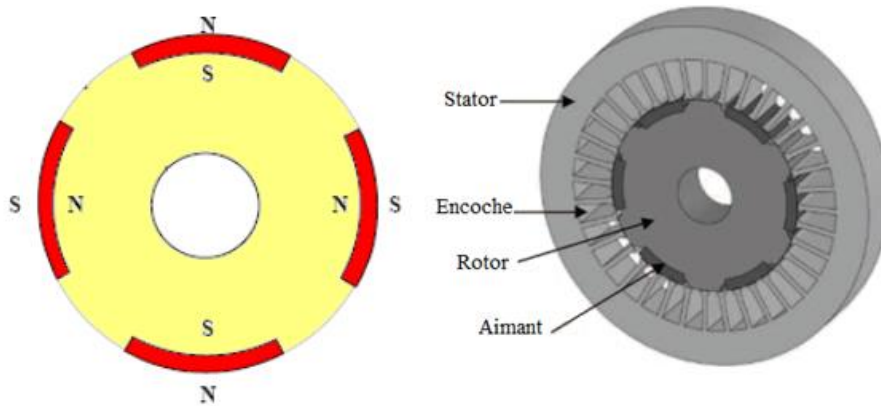


Fig. I.9. Aimants insérés [15],[16]

I.4.1.c. Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor tel que montré par la figure (I.10), du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant, les aimants de cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges, cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses [14].

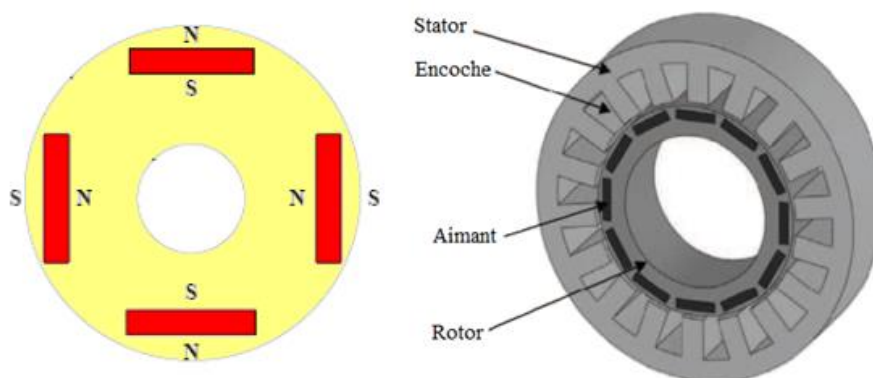


Fig. I.10. Aimants enterrés [15][16].

I.4.1.d. Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor tel que montré par la figure (I.11), ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence.

Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents, l'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et l'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques [14].

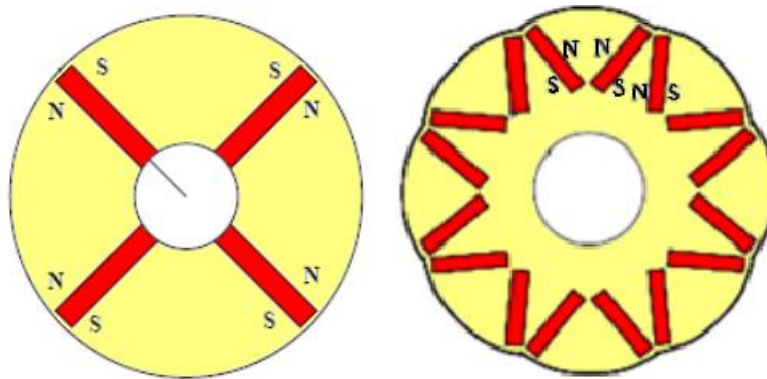


Fig. I.11. Types d'aimants à concentration de flux [15]

Une conception d'aimant enterré (inclure les types d'aimants à concentration de flux) a de nombreux avantages par rapport aux conceptions avec montage en surface et encastré aimants, avec une conception d'aimant enterré, la concentration de flux peut être atteinte, ce qui induit une plus grande densité de flux dans l'entrefer [16].

Cela, en tournant, donne la possibilité d'augmenter le couple d'une machine [16].

I.4.2. Les Machines à flux axial

Les machines à flux axial, appelées également machines « discoïdes », ont été le sujet de diverses études qui ont débutées il y a presque 35 ans, la direction du flux dans l'entrefer est axiale donc parallèle à l'axe de rotation, figure (I.12) [17].

L'avantage déterminant de la structure discoïde par rapport aux structures cylindriques provient de l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante.

L'accroissement de la polarité dans ce type de machine a le même effet que sur les structures à champ radial et se traduit ici par une diminution de la longueur, le volume étant parfaitement occupé [14].

Plusieurs configurations de machine synchrone à flux axial peuvent être trouvés concernant les positions de rotor et les arrangements d'enroulement donnant des degrés de libertés en vue de choisir la structure de la machine la plus appropriée dans l'application considérée. [18].

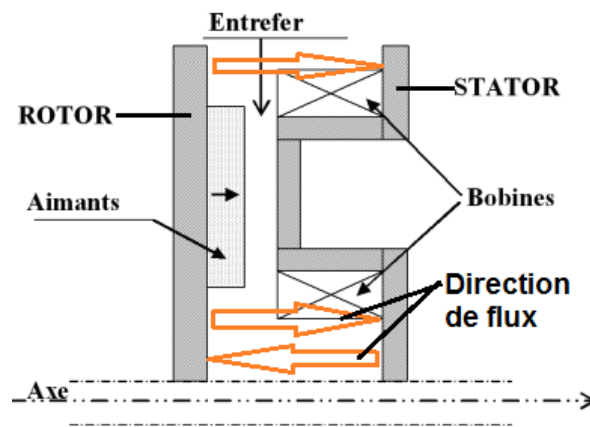


Fig. I.12. Direction du flux axial [19]

I.4.2.a. Structure simple stator et rotor

La structure simple-stator et simple-rotor souffre, cependant, d'une force axiale non équilibrée entre le rotor et le stator par suite duquel des arrangements plus complexes de roulement et un disque plus épais de rotor donc nécessaires, ceci comparé aux structures pour lesquelles les forces axiales sont équilibrées [18].

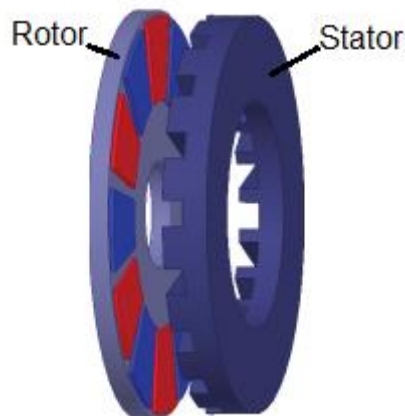


Fig. I.13. Structure simple de flux axial [20]

I.4.2.b. Structure stator-double rotor

Ces structures sont formées d'un seul stator compris entre deux rotors (Axial Flux Internal Stator : AFIS) et existent sous différentes configurations, avec ou sans aimants permanents [17], le fonctionnement global dépend de l'emplacement des aimants permanents. Ces machines parfois appelées machines Torus peuvent être soit de type NS, (Figure I.14.(b)), c'est-à-dire que les aimants placés face à face sont de polarité différente, soit de type NN, (Figure I.14.(a)), c'est-à-dire que les aimants placés face à face sont de même polarité [21].

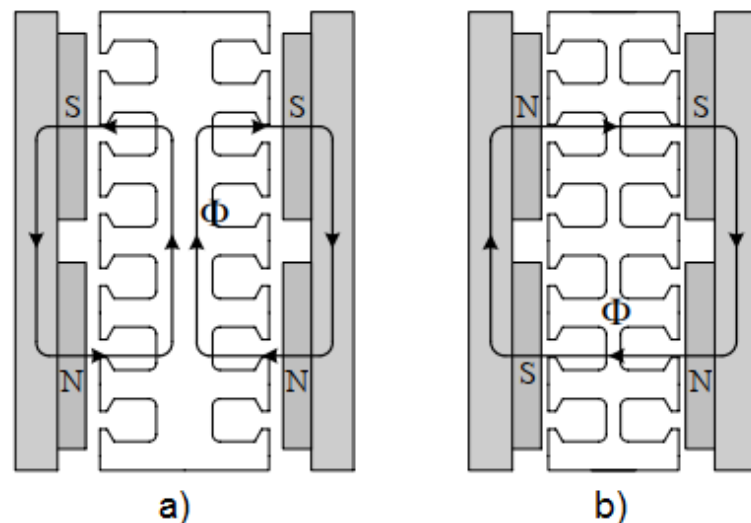


Fig. I.14. 2d direction de flux en machine à flux axial stator double rotor a) type NN b) type NS [22].

On distingue deux types de stators : encoché et non encoché

1. AFIS à stator non encoché

La structure à stator non encoché est munie d'un bobinage toroïdal qui permet de réduire les têtes de bobines et donc réduire les pertes cuivre (Figure I.15(a)).

L'absence d'encoches au stator réduit les ondulations de couple et diminue la saturation au niveau des dents du stator [17].

Pour la machine à stator non encoché et bobinage toroïdal, elle est de type NN (Figure I.15(b)) Le flux est conduit du pôle « N » à travers l'entrefer et se reboucle dans la culasse du stator pour rejoindre le pôle « S » du même rotor de départ, ainsi, ces machines doivent avoir une épaisseur de culasse statorique importante afin d'assurer l'acheminement du flux des deux rotors, ceci engendre une augmentation des pertes fer [21].

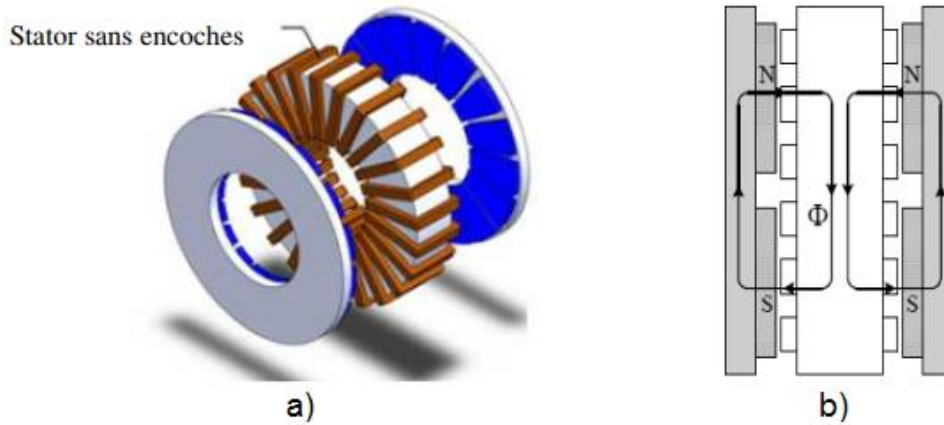


Fig. I.15. Machine à flux axial stator double rotor a) avec stator sans encoche b) type NN [23], [22]

2. AFIS à stator encoché

Les machines AFIS à stator encoché sont elles aussi présentées, le type NN est associé à un bobinage toroïdal, le passage de flux est le même qu'avant ce qui implique les mêmes caractéristiques concernant la culasse du stator (Figure I.16(a))

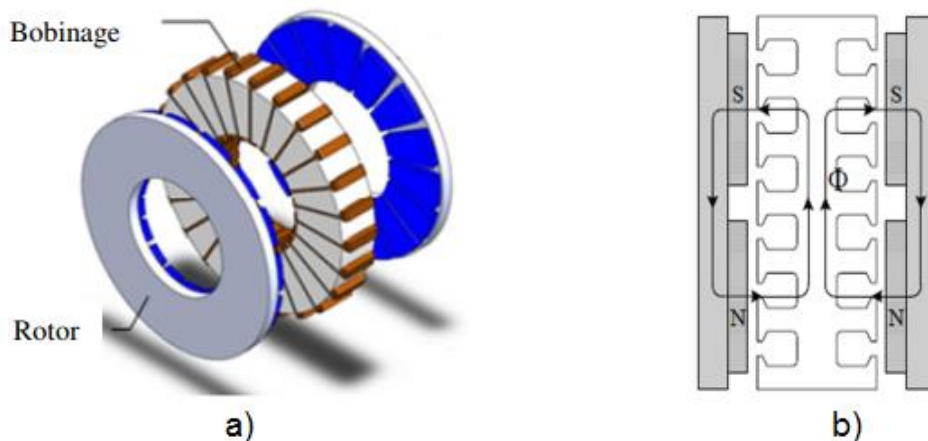


Fig. I.16. Machine à flux axial stator double rotor a) avec stator encoché et bobinage toroïdal b) type NN [23], [22]

Pour les machines de type NS, la circulation du flux est modifiée, le flux qui part d'un des deux rotors, traverse le stator axialement pour rejoindre le second rotor.

Par suite, la culasse du stator peut être réduite ce qui permet de gagner en termes de pertes fer, et en termes de masse, il est à noter que le bobinage le plus utilisé dans ce type de machines est réparti, il possède des têtes de bobines conséquentes ce qui engendre des pertes par effet joule (Figure I.17(a)).

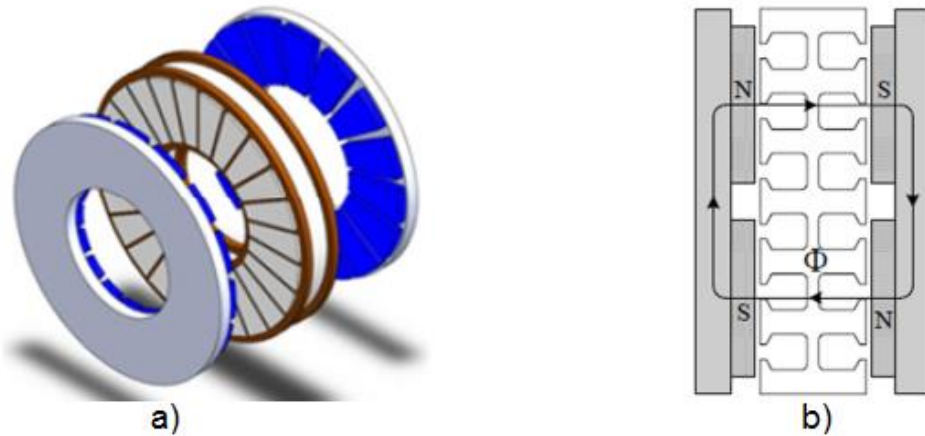


Fig. I.17. machine à flux axial stator double rotor a) avec stator encoché et bobinage réparti b) de type NS [23][22].

Un autre type de bobinage existe aussi pour les machines AFIS à stator encoché, il s'agit du bobinage concentré sur dents (Figure I.17), ce bobinage permet de réduire les têtes de bobines et par conséquent les pertes par effet Joule, de plus, il permet de gagner en encombrement et d'obtenir de meilleurs rendements et de meilleures densités de puissance [21].

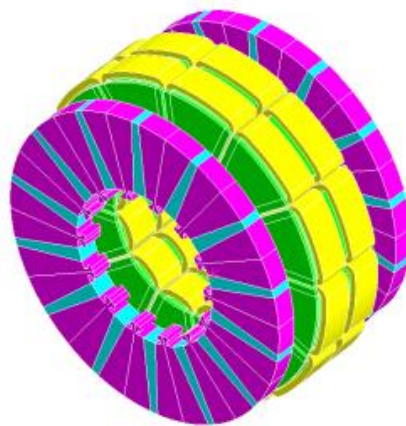


Fig. I.18. Machine à flux axial avec aimants enterrés et bobinage sur dents [21]

Des structures AFIS plus innovantes ont fait l'objet d'études récentes, c'est le cas des machines axiales à commutation de flux, elles sont proposées avec un bobinage sur dents (Figure I.19.(a)) ou bien avec un bobinage toroïdal (Figure I.19.(b)), les rotors sont segmentés et le stator présente des aimants permanents sur la moitié de ses dents, ces structures à double rotor permettent de réduire le volume des aimants permanents et d'augmenter la densité du flux [24].

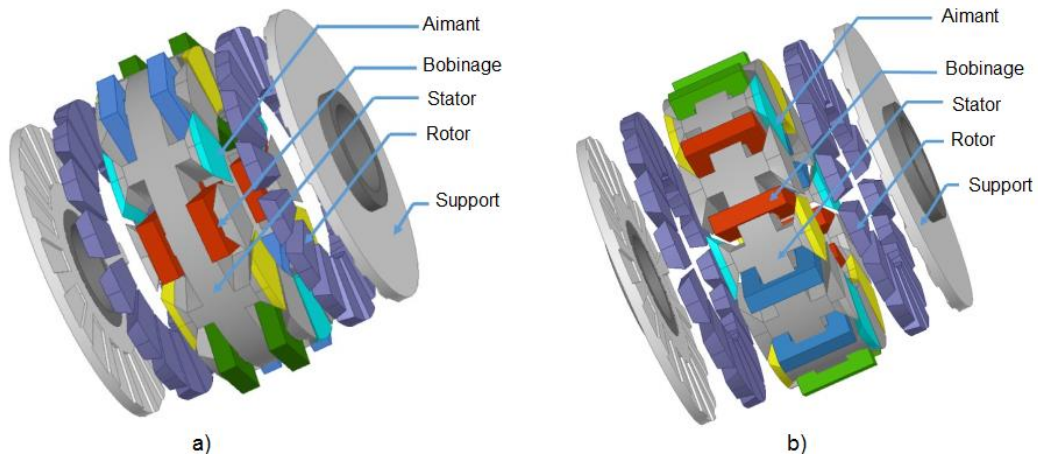


Fig. I.19. Machines à flux axial stator double rotor à commutation de flux a) structure a bobinage sur dents b) structure a bobinage toroïdal [24]

I.4.2.c. Machines synchrones à 2 stators et 1 rotor (AFIR)

Ces structures de machines discoïdes à stators externes sont également appelées machines axiales à rotor interne (Axial Flux Internal Rotor : AFIR) [17], de même, pour ce type de machines, on peut avoir un stator encoché ou bien non encoché, le bobinage encoché est généralement réparti (Figure I.20(a)), alors que le bobinage non encoché est souvent toroïdal (Figure I.21(a)) dans la page suivante.

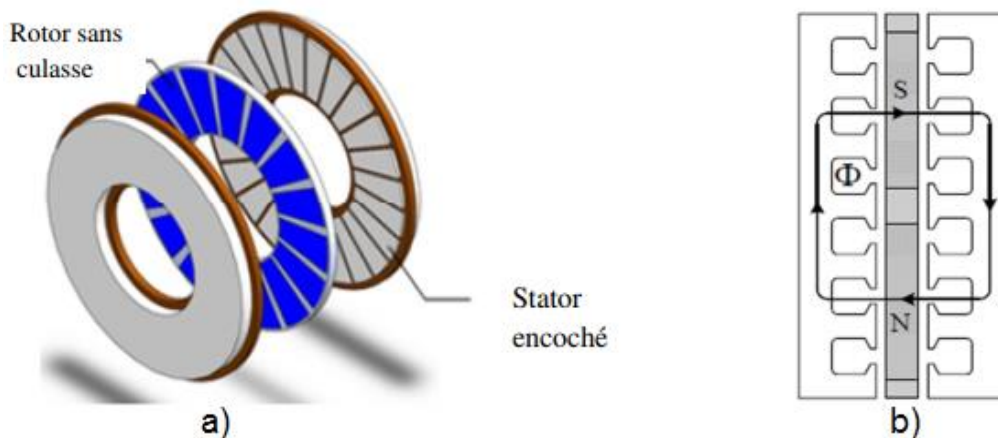


Fig. I.20. Machine à flux axial double stator-rotor a) avec bobinage encoché b) circulation de flux [23], [22]

Le rotor de ce type de machines voit le flux le traverser (Figure I.20(b), Figure I.21(b)) donc il est souvent sans culasse.

Les aimants du rotor sont généralement sous deux configurations : enterrés ou bien déposés en surface) [17].

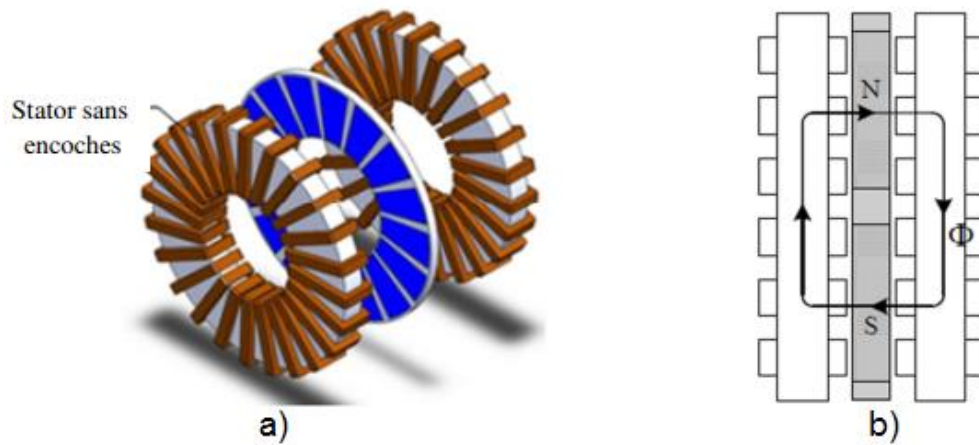


Figure I.21. Machine à flux axial double stator-rotor a) avec bobinage non encoché b) circulation de flux [23], [22]

Dans cette machine la majorité des faces actives (faces polaires et aimants permanents) servent à la conversion électromagnétique, cette configuration permet d'augmenter la puissance de la machine et par conséquent d'obtenir de très bonnes densités de couple et de puissance [21].

I.4.2.d. Machines synchrones « Multi-étages »

La structure élémentaire d'une machine à flux axial peut être répétée plusieurs fois sur le même axe de rotation, afin d'augmenter la puissance ou le couple de la machine, la structure est dite « multi-étages » ou bien « multi-disques » (Figure I.21(a)) [21].

Ces machines peuvent être à stator interne donc formées de N stators et N+1 rotors.

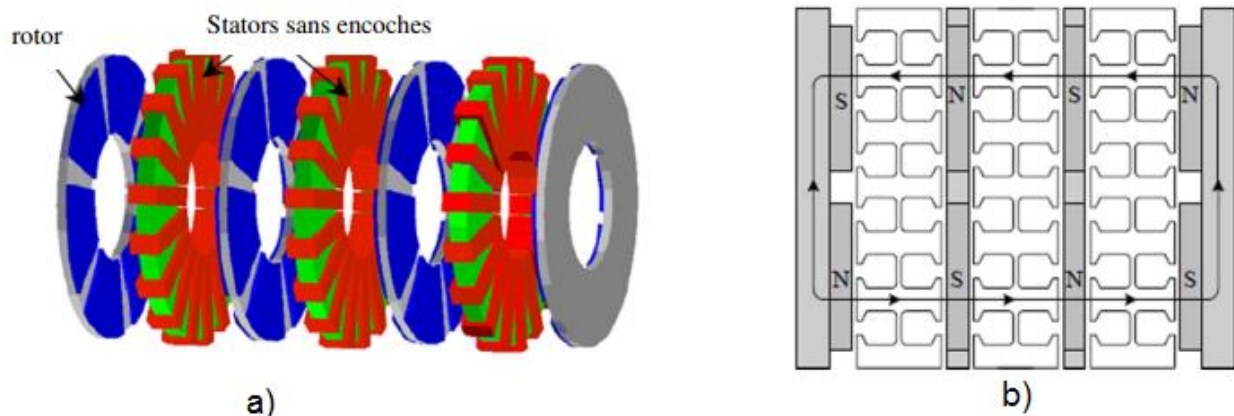


Fig. I.22. Machine à flux axial « multi-étages » à stator interne a) la structure b) trajet de flux des aimants en NS [22]

Il est donc possible de réduire au minimum la culasse du stator, en adoptant une configuration NS des aimants (Figure I.22(b)) On trouve aussi des machines « multi-étages » à rotor interne donc formées de N rotors et N+1 stators (Figure I.23) [17].

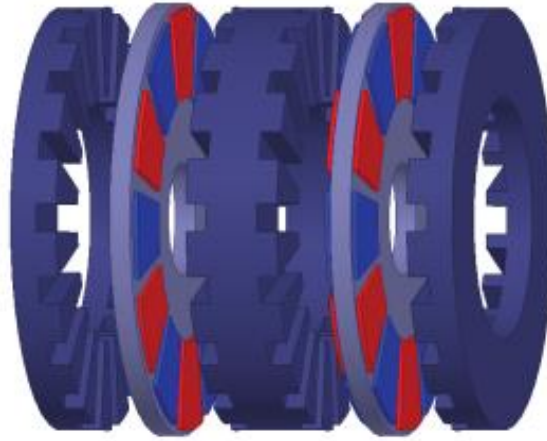


Fig. I.23. Machine à flux axial « multi-étages » à rotor interne [20]

Le montage « multi-disques » présente deux inconvénients majeurs qui sont la difficulté de bien aligner sur le même axe les différents étages de la machine et la nécessité d'ajouter des renforts mécaniques contre l'attraction stator/rotor [21].

I.4.3. Machines synchrones à aimant permanent à flux transverse

Les machines à flux transverse font partie de la famille des machines synchrones, la direction du flux est à la fois perpendiculaire et tangentielle à l'axe de rotation.

Un module élémentaire d'une machine à flux transverse est présenté sur la figure (I.24), comparées aux moteurs classiques, les bobines d'une même phase sont remplacées par une unique bobine axiale, le circuit magnétique du stator est formé par plusieurs circuits magnétiques chevauchant la bobine.

Le rotor présente des aimants qui s'adaptent à la nouvelle configuration du circuit statorique, le champ créé par la bobine d'une phase n'est plus dans un plan radial, mais dans un plan transverse à l'axe de rotation du rotor, d'où le nom de machine à flux transverse. Chaque phase est indépendante et est portée le plus souvent par un module unique, il faut donc autant de modules que de phases d'un moteur [25].

Ces machines ont été introduites pour des applications qui nécessitent une densité de couple élevée mais leur structure complexe rend leur industrialisation très difficile [17].

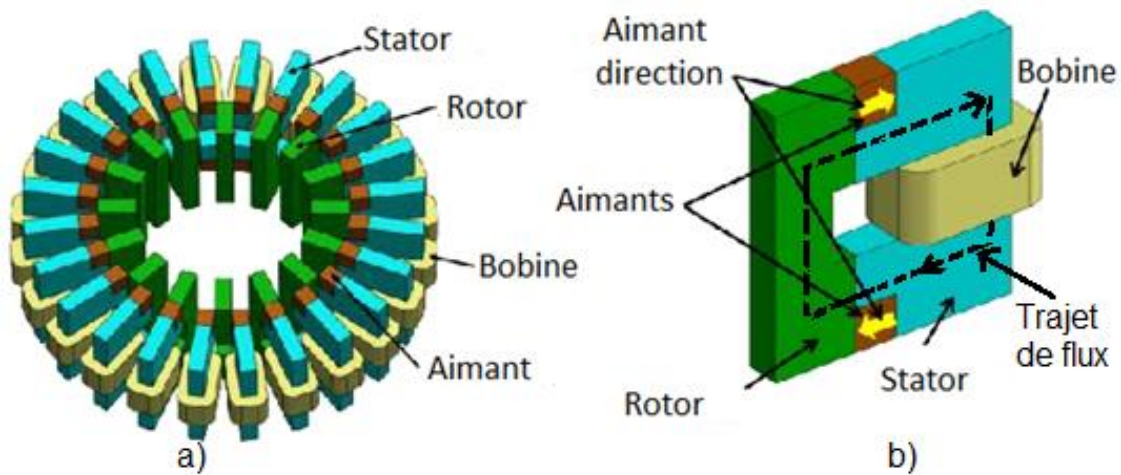


Fig. I.24. a) machine à flux transverse b) trajectoire de flux dans une bobine [26]

I.5. Différentes structures de rotor dans les MSAP

Le rotor d'un moteur synchrone à aimants permanents a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées, il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires et l'autre sans pièces polaires. Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables.

I.5.1. Structures sans pièces polaires (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 (Figure I.25(a)), azimutale (tangentielle) (Figure I.25(b)) ou mixte (Figure I.25(c)); parfois, on rencontre une aimantation inclinée [27].

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 [27].

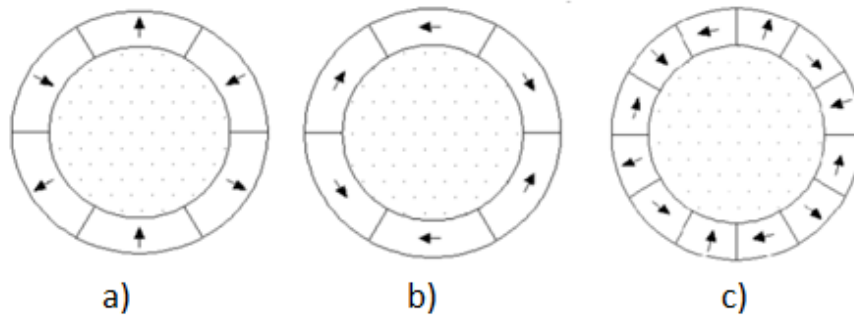


Fig. I.25. Le sens d'aimantation a) aimantation radial b) tangentiel c) mixte [27]

I.5.2. Structures avec pièces polaires (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, on distingue plusieurs catégories d'inducteurs à pôles saillants

I.5.2.a. Structure 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, ces structures peuvent être différenciées entre elles par le sens de l'aimantation (Figure I.26(a)), ou par la disposition des pièces polaires (Figure I.26(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 [27].

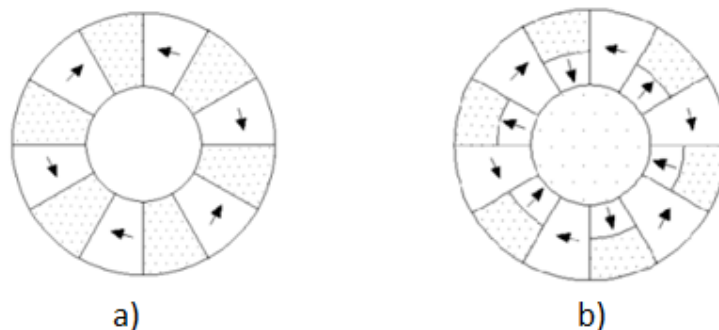


Fig. I.26. Structures avec pièces polaires et concentration de flux a) à aimantation azimuthale b) à aimantation mixte [27]

I.5.2.b. Structure 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 (Figure I.27) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques découpées spécialement à cet effet [27].

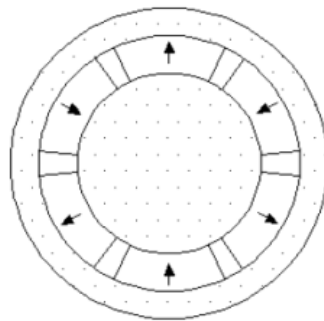


Fig. I.27. Structure de rotor avec pièces polaires sans concentration de flux. [27]

I.6. Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées, le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants, la figure (I.28) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant deux paires de pôles, les phases a et b sont portées par des enroulements opposés, la présence de courants dans les phases oriente le rotor, on définit un “pas” élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante, nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$, ceci correspond au passage de la Figure (a) à la Figure (c), les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [3].

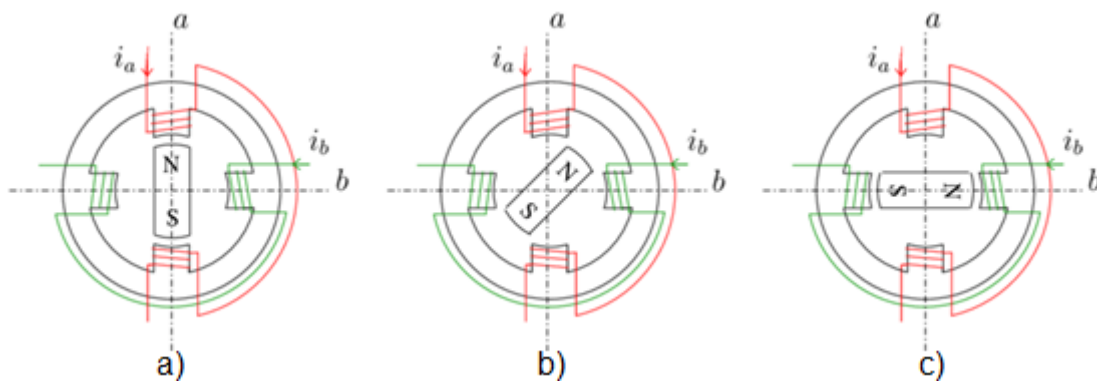


Fig. I.28. Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents [3]

I.7. Conception du stator

La structure du stator d'une machine synchrone à aimant est similaire à celle d'une machine à induction, selon l'application, la distribution de la force-électromotrice pourrait être sinusoïdale ou trapézoïdale, basés sur le courant d'excitation, les machines à aimants peuvent être classées en deux types :

- Machine à FEM sinusoïdale
- Machine à FEM trapézoïdale

Dans le cas d'une machine à aimant permanent à FEM sinusoïdale, le flux dans les enroulements du stator est produit par les aimants ayant une répartition sinusoïdale autour de l'entrefer, tandis que dans une machine à FEM trapézoïdale il est réparti trapézoïdalement autour de l'entrefer.

Les machines à aimants peuvent aussi être classées en fonction de la présence ou non des encoches dans le stator :

- Machine avec stator encoché conventionnelle.
- Machine avec stators sans encoches (surface enroulé).

Dans une machine sans encoches statoriques, le couple de détente est presque nulle.

Pour les moteurs ayant les mêmes dimensions et les mêmes matériaux magnétiques, le niveau de couple moyen dans un moteur sans encoches est plus faible que le couple moyen dans un moteur encoché, il y a plusieurs formes pour les encoches statoriques, où différents types sont présentés dans la figure (I.29) illustre quelques formes d'encoches utilisées dans les machines à aimants [30].

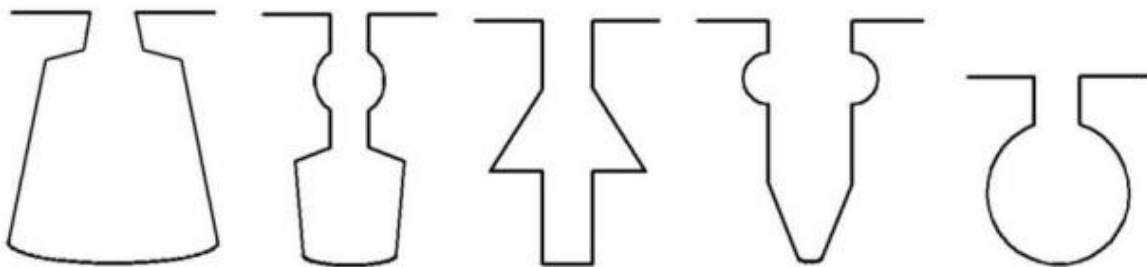


Fig. I.29. Formes des encoches du stator [1]

I.7.1. Les enroulements des machines

L'enroulement de toute machine électrique est la pièce maîtresse nécessaire pour la création du champ magnétique, il est constitué de bobines ou de sections, généralement en

cuivre, connectées en série ou en série-parallèle, tout enroulement à courant alternatif est défini par les paramètres suivants : Z : le nombre d'encoches, $2p$: le nombre de pôles.

En plus de la vitesse du champ tournant, le nombre $2p$ indique le nombre de groupes de bobines dans une phase à l'exception de l'enroulement à une couche par pôle conséquent où celui-ci est égal à p . [28].

$$q = \frac{Z}{2Pm} \quad (I.2)$$

m : le nombre de phases

q : le nombre des encoches par pôle et par phase

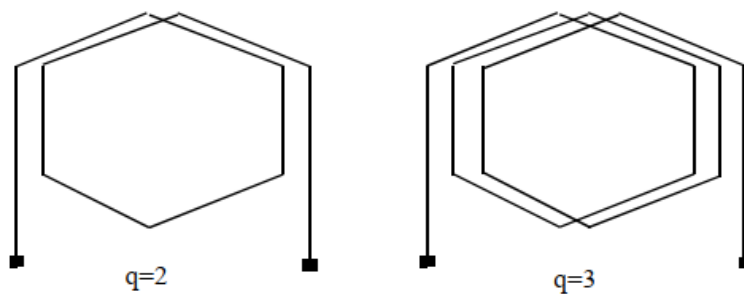


Fig. I.30. Groupes de bobines imbriqués ($q = 2$ et $q = 3$) [28]

Si q est entier l'enroulement est dit régulier ; si q est fractionnaire l'enroulement est dit irrégulier (ou fractionnaire).

La caractéristique essentielle de tout enroulement à courant alternatif est le nombre d'encoches qu'occupe une phase sous chaque pôle, celui-ci détermine le nombre de bobines dans un groupe, une autre caractéristique de l'enroulement est le pas polaire τ défini comme étant la distance entre deux lignes neutres consécutives ; on l'appelle aussi le pas d'une section [28].

$$\tau = \frac{Z}{2pm} = qm \quad (I.2)$$

τ : En unités des encoches.

Le périmètre de la circonférence statorique peut être déterminé à l'aide des paramètres de l'enroulement :

$$\pi D = 2p\tau \quad (I.3)$$

Cela signifie que la circonférence statorique est composée de $2p$ pas polaires.

L'expression du pas polaire est :

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \text{ (cm)} \quad (\text{I.4})$$

Le pas de l'enroulement y représente le nombre d'encoches par section, il peut être :

Raccourci $y < mq = \frac{z}{2p}$

Diamétral $y = mq = \frac{z}{2p}$

Allongé $y > mq = \frac{z}{2p}$

Le pas relatif β : $\beta = \frac{y}{\tau}$

En fonction de nombre de pôles $2p$, il est recommandé d'avoir les valeurs suivantes :

Pour $2p = 2, 6, 10, 14, 18, 22, 26, 30, 34, 38, 42, 46, 50, 54, 58, 62, 66, 70, 74, 78, 82, 86, 90, 94, 98, 102, 106, 110, 114, 118, 122, 126, 130, 134, 138, 142, 146, 150, 154, 158, 162, 166, 170, 174, 178, 182, 186, 190, 194, 198, 202, 206, 210, 214, 218, 222, 226, 230, 234, 238, 242, 246, 250, 254, 258, 262, 266, 270, 274, 278, 282, 286, 290, 294, 298, 302, 306, 310, 314, 318, 322, 326, 330, 334, 338, 342, 346, 350, 354, 358, 362, 366, 370, 374, 378, 382, 386, 390, 394, 398, 402, 406, 410, 414, 418, 422, 426, 430, 434, 438, 442, 446, 450, 454, 458, 462, 466, 470, 474, 478, 482, 486, 490, 494, 498, 502, 506, 510, 514, 518, 522, 526, 530, 534, 538, 542, 546, 550, 554, 558, 562, 566, 570, 574, 578, 582, 586, 590, 594, 598, 602, 606, 610, 614, 618, 622, 626, 630, 634, 638, 642, 646, 650, 654, 658, 662, 666, 670, 674, 678, 682, 686, 690, 694, 698, 702, 706, 710, 714, 718, 722, 726, 730, 734, 738, 742, 746, 750, 754, 758, 762, 766, 770, 774, 778, 782, 786, 790, 794, 798, 802, 806, 810, 814, 818, 822, 826, 830, 834, 838, 842, 846, 850, 854, 858, 862, 866, 870, 874, 878, 882, 886, 890, 894, 898, 902, 906, 910, 914, 918, 922, 926, 930, 934, 938, 942, 946, 950, 954, 958, 962, 966, 970, 974, 978, 982, 986, 990, 994, 998$

Dans le but de diminuer les chutes de tension dans les phases, on connecte les groupes de bobines constituant les phases de l'enroulement en parallèle, le nombre de branches parallèles « a » varie de 1 à $2p$.

Exemple 1. Soit un enroulement ayant $2p=4$ et $q=1$. A l'aide de ces deux paramètres, on peut dire que la phase est constituée de quatre groupes de bobines ($2p=4$) dont chacun est composé d'une seule bobine ($q=1$), les faisceaux des bobines voisines sont placés côte à côte par conséquent, on a la possibilité de les connecter ; Soit en série $a=1$ [28].

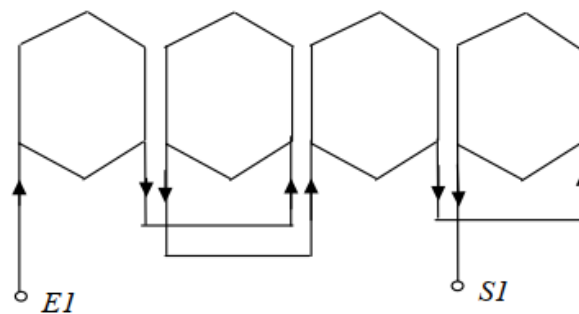


Fig. I.31. Connexion série $a = 1$ [28]

Ou bien, on les divise en deux parties, chacune d'elle est formée de deux bobines reliées en série, les deux parties sont reliées en parallèle. $a=2$.

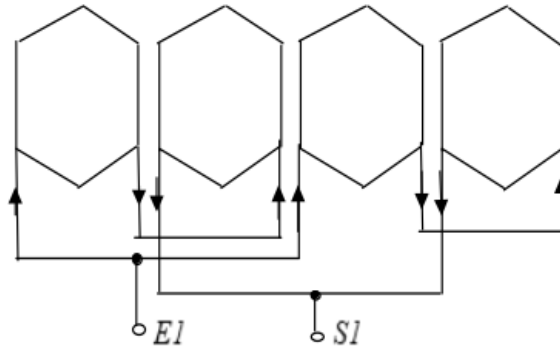


Fig. I.32. Connexion série-parallèle $a = 2$ [28]

Ou encore, on connecte toutes les bobines en parallèle. $a=2p=4$.

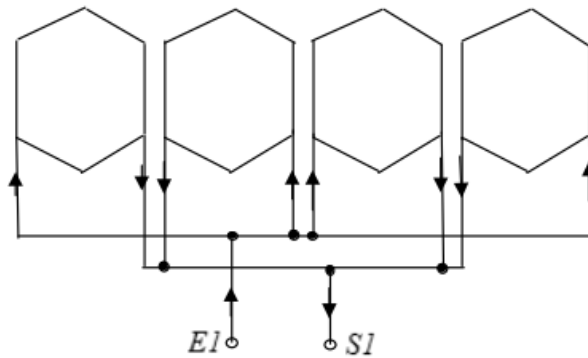


Fig. I.33. Connexion parallèle $a = 4$ [28]

On remarque à travers les trois exemples, que les sens des courants dans les bobines restent inchangés quel que soit le nombre de branches parallèles, ils définissent le nombre de pôles fictifs instantanés, la vitesse du champ (vitesse synchrone) est liée directement au nombre de pôles de l'enroulement et à la fréquence du réseau. [28], c'est-à-dire :

$$n = 60 \frac{f}{p} \quad (I.5)$$

Où :

n : la vitesse, (tr/mn) ;

f : la fréquence, (Hz), " 50 Hz " ou 60 Hz ;

p : le nombre de paires de pôles.

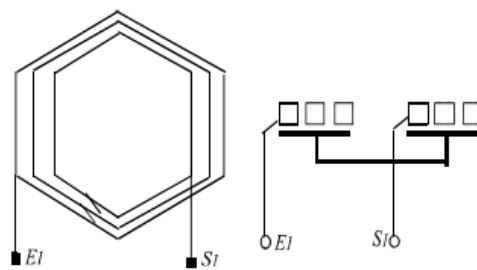
A partir de l'expression de la vitesse, on distingue la machine

Bipolaire $2p=2$ à $n=3000$ tr/mn.

Tétrapolaire $2p=4$ à $n=1500$ tr/mn.

Héxapolaire $2p=6$ à $n=1000$ tr/mn. Etc...

L'enroulement est exécuté dans des encoches présentées sur la surface intérieure du stator. Tous les enroulements électriques sont constitués de groupes de bobines, le groupe peut être composé de : a) bobines concentriques reliées en série :



Représentation classique / Représentation proposée

Fig. I.34. Bobines concentriques reliées en série [28]

Les fils de S1 et E1 sont situés tous les deux à l'extérieur.

Dans les systèmes triphasés, à tout instant (1, 2 ou 3), on a toujours deux signaux de même signe, et un troisième de signe opposé, c'est pourquoi dans tous les enroulements représentés, l'entrée de la troisième phase a un signal sortant [28].

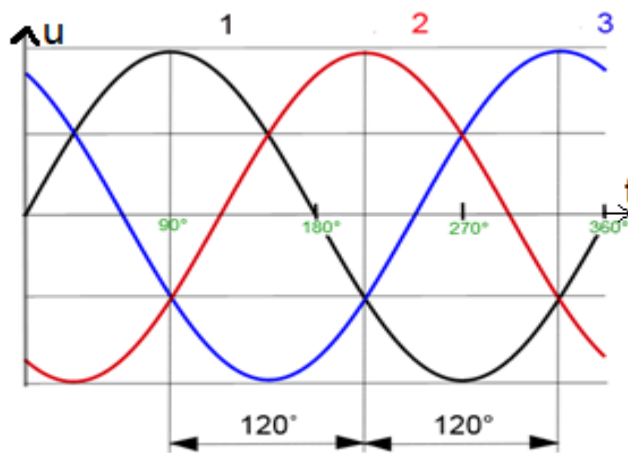


Fig. I.35. Système de tensions triphasées

I.8. Alimentation des moteurs synchrones à aimants permanents

D'une manière générale, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension régulés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire, le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économiques, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement.

Afin d'évaluer ces deux modes d'alimentation, nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux techniques leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine [29].

I.8.1. Structure avec alimentation par courant

I.8.1.a. Alimentation par courants sinusoïdaux

Pour réaliser des courants de référence de forme sinusoïdale, il faut disposer d'un codeur de la position du rotor possédant une bonne définition angulaire ou bien, plus rarement, faire l'estimation de celle-ci, en pratique, les courants de référence de forme sinusoïdale sont obtenus au moyen de mémoires adressées à partir du codeur de position et lues par des convertisseurs numérique-analogique, l'amplitude de ces courants peut être ajustée en changeant la valeur de la tension de référence de ces convertisseurs. Les courants réels circulant dans la machine sont mesurés par des capteurs qui doivent nécessairement posséder un isolement galvanique.

Pour mettre en œuvre le système de contrôle des courants qui élabore la commande des interrupteurs de l'onduleur à partir de la comparaison des courants réels et des courants de références [29].

I.8.1.b. Alimentation par courants rectangulaires

Les courants ont la forme de créneaux de 120° de largeur, il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant, tous les 60° , le courant est commuté d'une phase à l'autre comme représenté sur la figure (I.36) [29].

Le couple apparaît donc comme la juxtaposition des courbes de couple à courant constant développé par la machine pendant les différentes séquences de fonctionnement, il est clair que si l'on cherche à minimiser les ondulations du couple résultant, les courbes de FEM de deux phases alimentées à courant constant doivent avoir une variation trapézoïdale en fonction de la position du rotor, avec un palier de largeur suffisante (plus de 60°) [29].

On peut également noter que si le critère essentiel est la minimisation des ondulations du couple, les courants doivent être centrés par rapport aux courbes des FEM, cela revient à un décalage nul entre les ordres de commutation et les FEM.

La différence essentielle entre ce type d'alimentation et l'alimentation par courants sinusoïdaux réside dans le fait qu'elle nécessite un capteur de position du rotor plus simple, en effet, pour générer des courants rectangulaires, seule la position du rotor au moment des commutations est nécessaire [29].

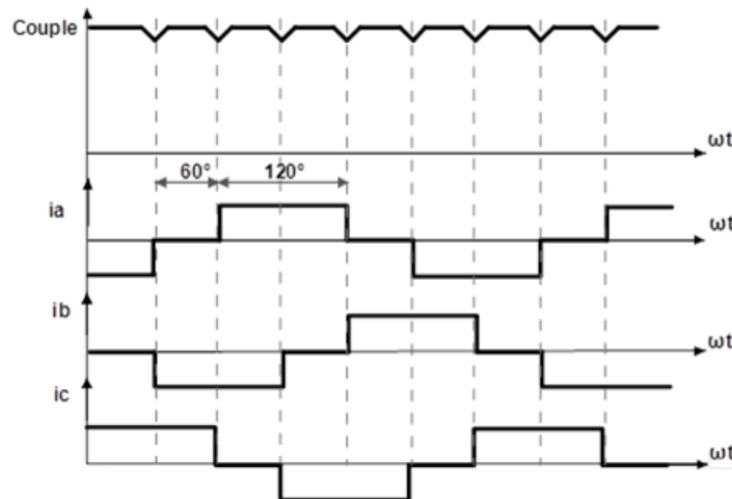


Fig. I.36. Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant [29]

I.8.1.c. Alimentation par onduleur

Plusieurs moteurs synchrones sont de type d'alimentation par courant, dans les gammes de puissance plus élevée, s'est engagé directement avec les onduleurs, et dans les gammes de puissance plus faible, il est avec des onduleurs à modulation de largeur d'impulsion, cette structure est basée sur le schéma de principe du pont de Graetz à six thyristors, ce commutateur a pour rôle d'aiguiller le courant dans les enroulements statoriques de la machine, à partir d'un courant continu fourni par une source de courant [29].

En général, cette source de courant est constituée d'un pont redresseur à interrupteur statique, à partir d'une source d'alimentation triphasée, régulée en courant et associée à une inductance dite de « lissage » servant à réduire les ondulations du courant et rendant la source plus proche d'une source idéale comme indiqué sur la figure I.37 [29]

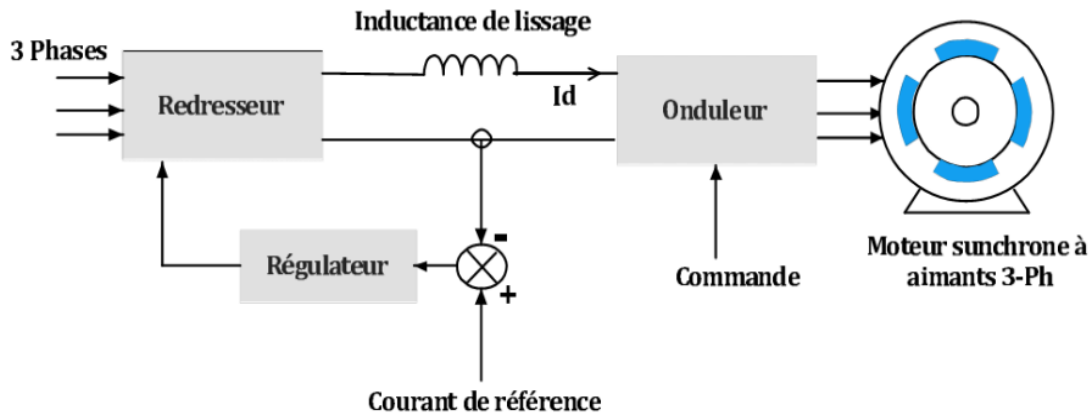


Fig. I.37. Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de 4 pôles [29]

I.8.2. Alimentation par tension

Dans ce cas, l'alimentation à fréquence variable de la machine s'effectue à partir d'une source de tension continue V_c et par modification périodique de la tension aux bornes de la machine. La structure de la (Figure I.38) diffère peu de celle de la commutation en courant. Cependant, on ajoute un condensateur en parallèle sur la sortie du redresseur afin d'absorber les ondulations de tension du redresseur en vue d'obtenir une tension continue [16].

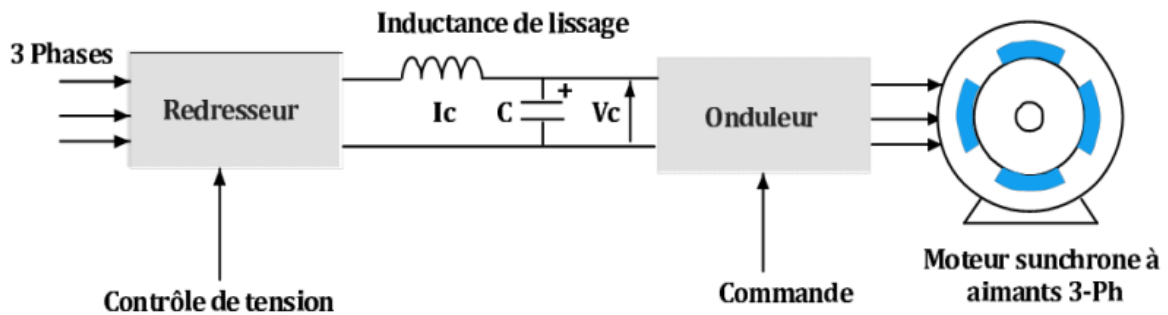


Fig. I.38. Structure d'alimentation par onduleur de tension d'un moteur à aimants [29]

Avec cette même structure, peuvent être distinguées plusieurs manières d'élaborer la séquence de commande des interrupteurs et de régler la valeur de la tension appliquée à la machine, lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur la même branche, on parle, dans ce cas, d'un onduleur du type 180° (Figure I.39(a)).

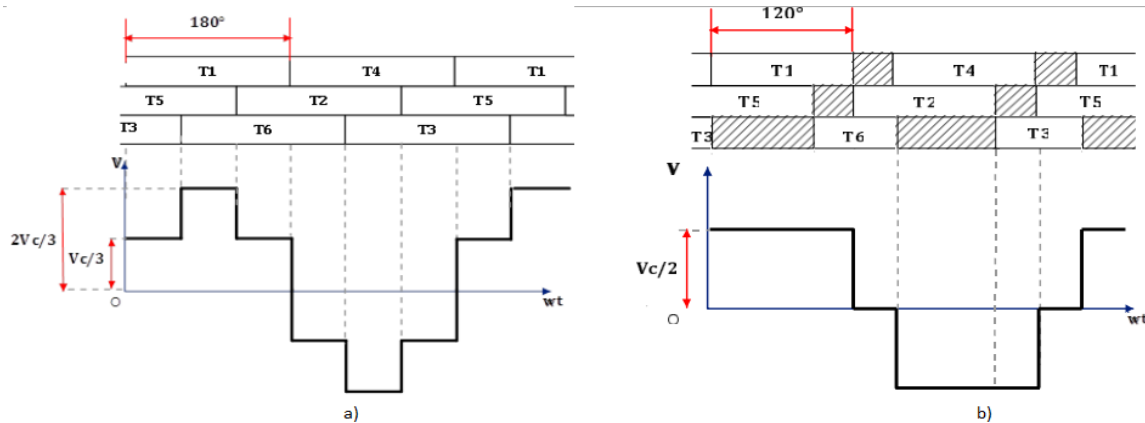


Fig. I.39. Types d'onduleur de tension utilisés pour l'alimentation des MSAP a) onduleur de tension type 180° b) onduleur de tension type 120° [30]

Il existe un deuxième type de séquence de commande qui est représenté sur la figure (Figure I.37(b)), la forme d'onde obtenue avec cet onduleur, appelé onduleur de type 120°, la commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur la même branche [30].

La séquence de commande représentée sur la figure (Figure I.37(b)), est la plus usuelle, elle correspond à une durée de commande des interrupteurs égaux à 120°, qui comporte des zones où la tension n'est pas fixée par la commande et dépend des conditions de fonctionnement de la machine [30].

Dans ce cas, pendant les intervalles où aucun des interrupteurs n'est commandé, la tension aux bornes de la machine va dépendre des conditions de fonctionnement, en effet, pendant ces intervalles, les diodes de roue libre peuvent conduire, ce qui fixe le potentiel aux bornes de la phase à $+V_c/2$ ou $-V_c/2$ ou ne pas conduire et, dans ce cas, ce potentiel est compris entre $+V_c/2$ et $-V_c/2$ et dépend de la F.E.M. et des tensions induites par les courants circulant dans les autres phases [30].

I.9. Les Avantages et Inconvénients de MSAP

I.9.1. Les Avantages

1. A puissance nominale, le rendement d'un moteur synchrone est élevé par rapport à un moteur asynchrone [3].
2. La vitesse d'un moteur synchrone demeure rigoureusement constante, même si la tension d'alimentation ou la charge qu'il entraîne subissent des variations [3].

3. Le couple d'un moteur synchrone est proportionnel à la tension d'alimentation et non pas au carré de celle-ci, donc cet actionneur peut mieux supporter une baisse temporaire de la tension d'alimentation sans décrocher [3].
4. Contrairement à un moteur asynchrone qui est encombrant et couteux à basses vitesses. L'emploi du moteur synchrone à ces vitesses devient particulièrement avantageux, car, quelle que soit la vitesse, son facteur de puissance avoisinant de l'unité [3].
5. A des vitesses lentes, un moteur synchrone est plus léger et moins cher qu'un moteur asynchrone de même puissance tournant à la même vitesse [3].
6. Puissance massiques élevée [3].
7. Et augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du cuivre et de contacts bagues-balais au niveau de l'inducteur dans ces moteurs.
8. Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins) [16].

I.9.2. Les inconvénients

1. En contrepartie, lorsque le réseau est exposé à des interruptions de service de très court durée (de l'ordre d'une seconde), le moteur asynchrone peut continuer à fonctionner alors que le moteur synchrone décroche et s'arrête, ce qui nécessite une surveillance particulière avec l'utilisation des dispositifs de sécurité.
2. Construction plus compliquée du moteur synchrone et par conséquent un prix élevé.
3. Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. Cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant. [30].
4. 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 [30].

I.10. Applications des moteurs synchrones à aimants permanents

1. Applications aux moyennes puissances

Les machines synchrones à aimants permanents sont principalement et largement utilisées dans les applications de systèmes de faible puissance et de moyenne puissance [31], comme :

- Véhicules électriques routiers.

- Processus d'automatisation
- Systèmes de sécurité (portails automatiques des garages par exemple).
- Les ascenseurs.
- Les escaliers roulants.
- Lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur.
- Equipement médical et propulsion des navires.
- Compresseur réfrigérateur et moteur machine à laver

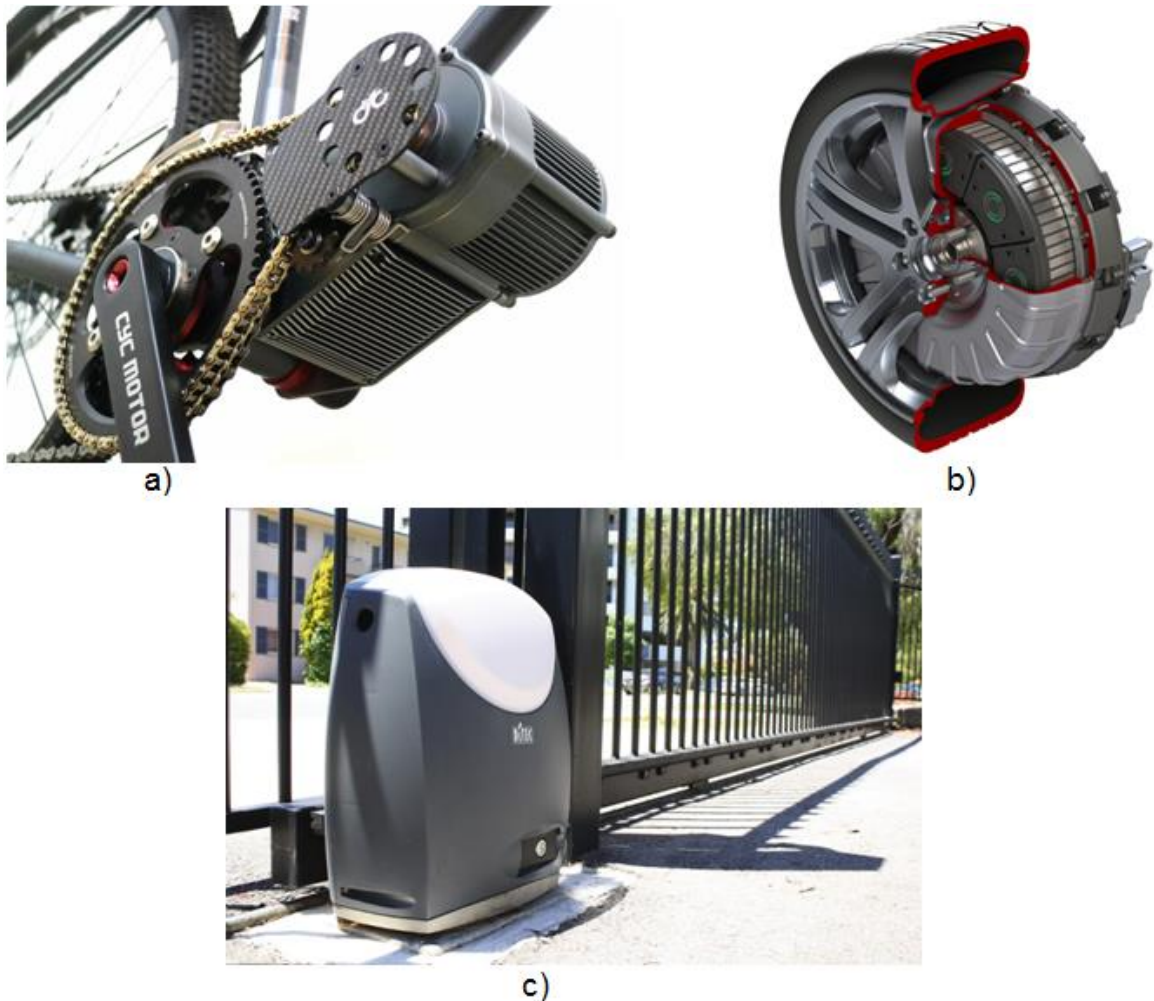


Fig. I.40. Domaines d'application moyenne puissance a) moteur à vélo b) moteur de voiture à la roue c) moteur d'un portail électrique [32], [33], [34]

2. Applications aux fortes puissances

Malgré le coût élevé des aimants, les MSAP sont de plus en plus utilisées ou envisagées pour des équipements de plus forte puissance où les contraintes d'encombrement sont importantes comme la traction électrique ou la propulsion navale [29].



a)



b)

Fig. I.41. Applications aux fortes puissances a) Traction ferroviaire b) Propulsion navale

[Navire Legend of the seas] [29]

I.11. Conclusion

Suite à la comparaison des machines synchrones à aimants permanents avec les autres types de machines, nous pouvons confirmer que la machine à aimants permanents aura un avenir très intéressant surtout avec l'apparition des aimants à haute performance.

Nous avons présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, sa constitution fondamentale, aussi nous pouvons distinguer les différents types de machines synchrones à aimants permanents par la structure de leur rotor, ainsi nous avons mis en évidence les avantages, et les domaines d'application de la machine synchrone à aimants permanents.

Chapitre II

Modélisation par éléments finis des machines à aimants permanents

II.1. Introduction

Le fonctionnement des machines électriques est directement lié à la distribution des lignes de champs magnétique au sein de leur structure, la connaissance de cette distribution permet de déterminer les grandeurs nécessaires à leur dimensionnement comme le flux, les inductances, le couple détente, le couple électromagnétique...etc [35].

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour résoudre d'une manière efficace les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques dans les machines électriques [36].

Dans ce chapitre nous exposerons la modélisation électromagnétique à partir des équations de Maxwell, et on a présenté la méthode des éléments finis ses avantages, ainsi que parler de logiciel FEMM qui on a travaillé avec, pour déterminer les paramètres électromagnétiques de la machine avec une précision satisfaisante.

II.2. Modélisation électromagnétique de MSAP

La modélisation consiste à établir une structure mathématique qui décrit les phénomènes physiques, en magnétostatique, les équations de Maxwell constituent le modèle mathématique de base, la résolution d'un tel modèle consiste à rechercher les évolutions spatiales des champs magnétiques [1].

II.2.1. Equations de Maxwell

Le fonctionnement des machines électriques est basé essentiellement sur les phénomènes de distribution spatio-temporels du champ magnétique, l'analyse de ces phénomènes conduit à la résolution des équations de Maxwell dans un domaine tridimensionnel [37].

La modélisation interne des machines électriques s'effectue à partir des équations de Maxwell, elles définissent les propriétés macroscopiques locales des grandeurs vectorielles suivantes : \vec{E} , \vec{D} , \vec{H} , \vec{B} qui représentent respectivement le vecteur champ et déplacement électrique ainsi que le champ et l'induction magnétique [38].

Ces résultats s'écrivent sous la forme suivante :

- Groupe I : Equations de couplage

Equation de Maxwell Faraday

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

Equation de Maxwell Ampère

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

- Groupe II : Equations de conservation

Conservation de flux magnétique

$$div \vec{B} = 0 \quad (\text{II.3})$$

Equation de Maxwell Gauss

$$div \vec{D} = \rho \quad (\text{II.4})$$

Où :

\vec{H} : Vecteur champ magnétique [A /m]

\vec{E} : Vecteur champ électrique [V/m]

\vec{D} : Induction électrique [C/m³]

ρ : Densité de charge volumique [C/m³].

\vec{J}_c : Vecteur densité de courant de conduction [A/m²].

II.2.2. Relations du milieu

1. Relation du milieu magnétique

La relation ci-dessous exprime le lien entre le champ magnétique \vec{H} et l'induction magnétique \vec{B} , à travers la perméabilité magnétique.

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.5})$$

Dans un aimant permanent, l'induction rémanente \vec{B}_r s'exprime en fonction du vecteur d'aimantation \vec{M} comme suit :

$$\vec{B}_r = \mu \vec{M} \quad (\text{II.6})$$

Avec : $\mu = \mu_0 \mu_r$

\vec{M} : Vecteur aimantation [A/m]

\vec{B}_r : Vecteur induction rémanente [T]

\vec{H} : Vecteur champ magnétique [A /m]

μ : Perméabilité magnétique [H/m]

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide, égal a $4\pi 10^{-7}$ [H/m]

μ_r : Perméabilité relative [H/m].

2. Relation du milieu diélectrique

Cette relation exprime le lien entre l'induction électrique et le champ électrique, à travers la permittivité électrique, cette relation est donnée comme suite :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.7})$$

Avec : $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$

\vec{D} : Vecteur de l'induction électrique [C/m^2]

ε : Permittivité électrique [F/m]

ε_0 : Permittivité électrique du vide, égale à $\frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9}$ [F/m]

ε_r : Permittivité relative du milieu considéré [F/m]

Dans le cas linéaire nous avons :

$$\mu = \mu_0 \mu_r = C^{te} \quad (\text{II.8})$$

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r = C^{te} \quad (\text{II.9})$$

II.2.3. Loi d'Ohm

Elle exprime la relation liant la densité du courant \vec{J} au champ électrique \vec{E} à travers la conductivité σ , elle est donnée par

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.10})$$

Dans le cas d'un milieu en mouvement, celle-ci s'écrit

$$\vec{J} = \sigma(\vec{E} + \vec{V} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II.11})$$

\vec{V} : Vitesse de déplacement du milieu conducteur [m/s]

II.2.4. Equation de continuité

L'équation de continuité appelée aussi équation de la conservation de la charge électrique est donnée par :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{II.12})$$

\vec{J} : Densité de courant globale (A/m)

ρ : Densité de charge volumique (C/m³)

II.2.5. Formulation en potentiel vecteur magnétique (A)

La formulation en potentiel vecteur magnétique s'applique à des systèmes contenant des sources d'alimentation variable dans le temps, qui engendrent des courants induits suite à la variation des champs magnétiques [38].

D'après la loi de conservation du flux magnétique, définie par l'Equation (II.03), l'induction magnétique \vec{B} dérive d'un potentiel vecteur \vec{A} tel que

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad (\text{II.13})$$

En imposant, pour son unicité, la jauge de Coulomb :

$$div \vec{A} = 0 \quad (\text{II.14})$$

Cette jauge assure non seulement l'unicité de la solution mais conditionne aussi la stabilité et la convergence des méthodes numériques de résolution [38].

En tenant compte des équations (II.2), (II.5) et (II.13), on peut écrire :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) = \vec{J} + \overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \vec{B}_r \right) \quad (\text{II.15})$$

L'Equation (II.15) est une modélisation des phénomènes couplés magnétique-électrique en tous points d'un domaine d'étude, la résolution de cette équation aux dérivées partielles conduit à une solution \vec{A} en tout points du plan, étant donné que les machines électriques sont des dispositifs à structures symétriques et où les champs électromagnétiques varient périodiquement dans le temps, la résolution peut se limiter à un domaine réduit appelé « domaine d'étude » (Figure (II.2)), les relations de passages et de périodicité seront donc associées à l'équation (II.15) pour avoir une solution représentative du comportement des grandeurs électromagnétiques en tout point du plan considéré [38].

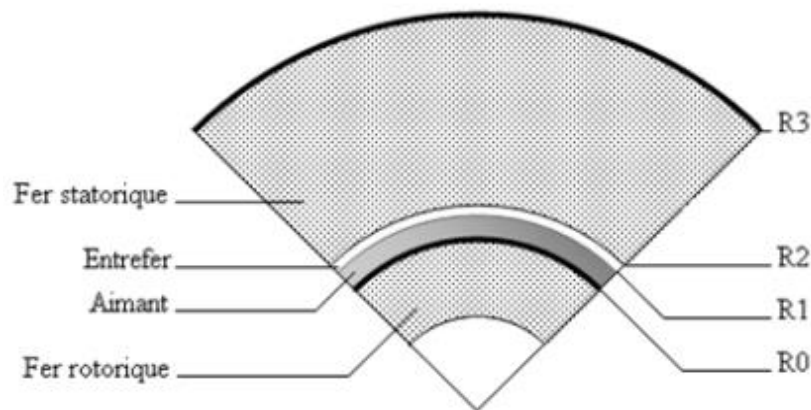


Fig. II.1. Présentation du domaine d'étude [38]

II.2.6. Les conditions de passages

A l'interface entre deux milieux différents respectivement (1) et (2), les champs de vecteurs doivent vérifier certaines conditions dites relations de passages, elles s'énoncent comme suit

- Conservation de la composante tangentielle du champ électrique

$$E_{t1} - E_{t2} = 0 \quad (\text{II.16})$$

- Conservation de la composante normale de l'induction magnétique

$$B_{n1} - B_{n2} = 0 \quad (\text{II.17})$$

- Discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique

$$H_{t1} - H_{t2} = k \quad (\text{II.18})$$

- Discontinuité de la composante normale de l'induction électrique

$$D_{n1} - D_{n2} = \sigma_s \quad (\text{II.19})$$

k : Densité de courant porté par la surface de séparation

σ_s : Densité de charge électrique portée par la surface de séparation.

II.2.7. Conditions aux limites

Les conditions aux limites sont les contraintes s'exerçant sur le système. Elles sont de deux types :

- Condition de Dirichlet qui impose la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière extérieure du domaine de résolution

$$A = A_0 = C^{te} \quad (\text{II.20})$$

- Condition de Neumann qui indique la valeur de la dérivée de l'inconnue à la frontière du domaine étudié [39].

$$\frac{\partial A}{\partial n} = A_0 \quad (\text{II.21})$$

II.3. Hypothèses Simplificatrices

Pour analyser les performances de la machine étudiée suivant l'objectif visé, nous adoptons les hypothèses suivantes :

1. On suppose que la longueur de la machine est importante, de sorte que l'on peut considérer que le champ magnétique est situé dans le plan perpendiculaire à l'axe de rotation de la machine, ce qui ramène l'étude du champ électromagnétique à un problème bidimensionnel (2D), dans ces conditions, la densité du courant imposée dans l'inducteur et l'induit est dirigée parallèlement à cet axe, alors, on peut choisir alors un potentiel vecteur magnétique \vec{A} n'ayant qu'une seule composante suivant la direction axiale.

Le potentiel vecteur magnétique vérifie implicitement la jauge de Coulomb, d'où l'induction dans le plan (r, θ) qui s'écrit [38] :

$$\vec{A} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ A \end{Bmatrix}, \quad \vec{J} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ J \end{Bmatrix}, \quad \vec{B} = \overrightarrow{rot}(\vec{A}) = \begin{Bmatrix} \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} \\ -\frac{\partial A}{\partial r} \\ 0 \end{Bmatrix}$$

2. En électrotechnique, les fréquences utilisées sont inférieures aux radios fréquences qui sont de l'ordre de 1012 Hz, d'où les courants de déplacements sont faibles, ce qui revient à négliger le terme $(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t})$ devant le terme de conduction $\sigma \vec{E}$ [3].
3. Perméabilité de fer statorique et fer rotorique sont supposé très grande ($\mu \rightarrow \infty$), on néglige donc la saturation des matériaux magnétiques [29].
4. On suppose que les aimants sont modernes à cause de leurs perméabilités qui égal 1.
5. La machine est considérée suffisamment longue pour que les effets d'extrémités puissent être négligés [29].
6. La caractéristique de démagnétisation des aimants est supposée linéaire dans la plage utile de fonctionnement [29].
7. On suppose que la conductivité σ du circuit magnétique est nulle [29].

II.4. Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une technique issue de l'analyse numérique utilisée pour l'approximation de la solution d'un système d'équations aux dérivées partielles [40].

L'idée fondamentale de la méthode des éléments finis repose sur la recherche d'une fonction globale qui représente les phénomènes étudiés en tout point du domaine analysé, ce domaine doit être décomposé au préalable en parties finies, la fonction recherchée sera construite sur chacun de ces éléments, l'inconnu ainsi élaboré devra vérifier globalement les équations aux dérivées partielles, les conditions aux limites associées et les propriétés de continuité requises par les phénomènes étudiés [41].

Cette méthode s'organise autour de ces étapes principales :

- Définition des paramètres de la structure
- Création des paramètres qui définissent la géométrie
- Définition des zones et attributions des matériaux
- Application des conditions aux limites
- Création du maillage de la structure

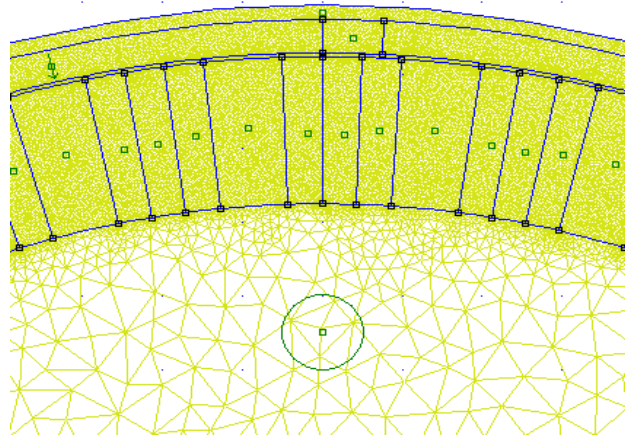


Fig. II.2. Partie d'une machine avec maillage globale en 2D

Les différentes étapes de la résolution par la méthode des éléments finis des équations du champ électromagnétique dans un domaine bien défini sont représentés par l'organigramme suivant :

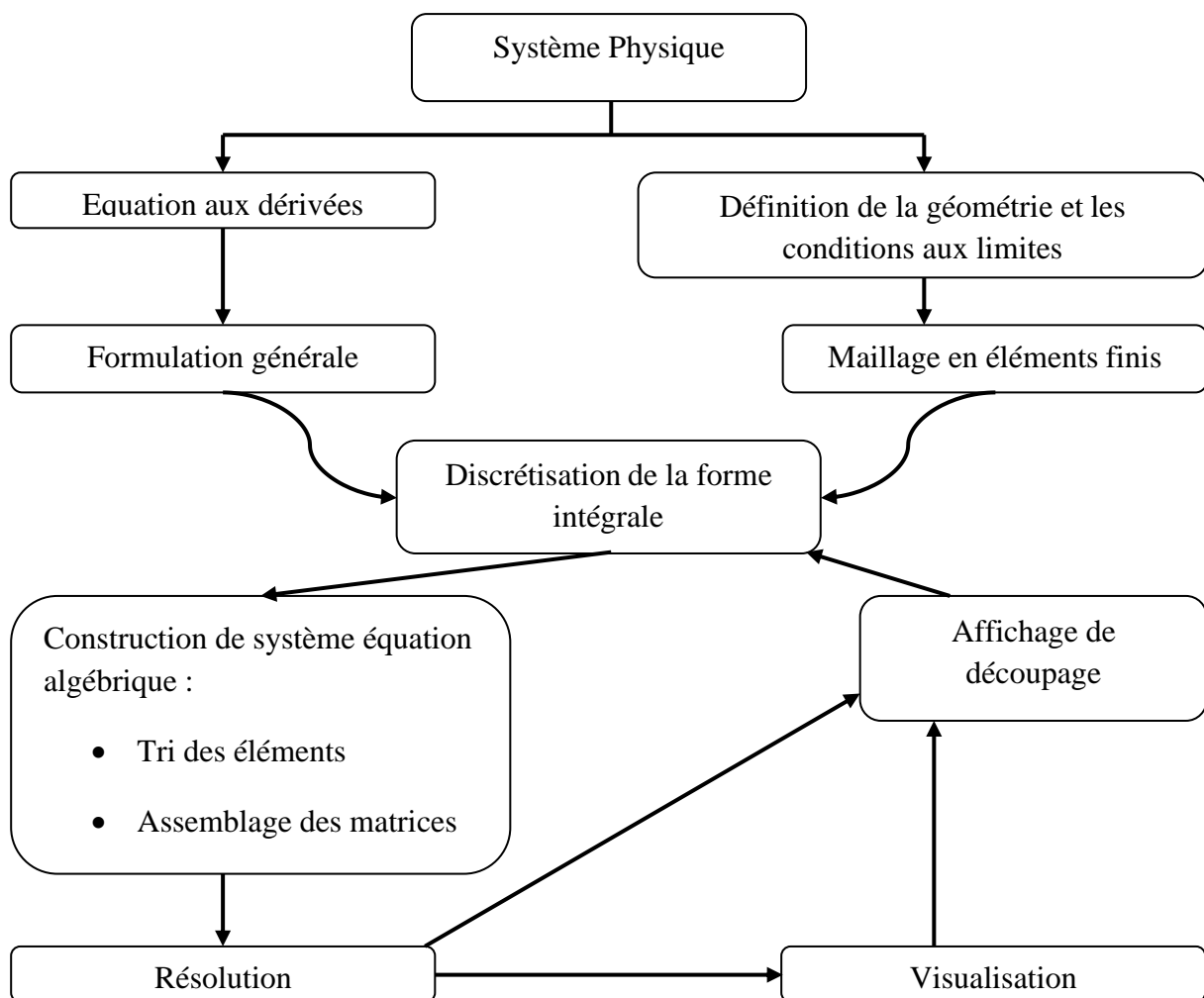


Fig. II.3. Organigramme de la méthode des éléments finis [41]

II.4.1. Avantages de la M.E.F

1. La flexibilité est l'un des plus importants avantages de la M.E.F. Les éléments peuvent avoir plusieurs formes variées et peuvent donc s'adapter facilement à n'importe quelles formes géométriques complexes et aussi tenir compte des propriétés inhomogènes et non linéaires des matériaux [3].
2. Les matrices formant le système final d'équations sont symétriques ce qui simplifie grandement la résolution de celui-ci [3].
3. La programmation de la méthode est assez simple surtout lorsqu'il s'agit de tenir compte de l'introduction des conditions aux limites [3].
4. La M.E.F a fait ses preuves dans beaucoup de domaines en ingénierie [3].
5. De plus, avec son développement important, il existe de très bons logiciels commerciaux qui sont basés sur cette méthode et qui la rendent très accessible, et par conséquent, elle est applicable à beaucoup de problèmes sans que nous connaissions nécessairement la M.E.F en détail [3].

II.4.2. Inconvénients de la M.E.F

Dans les problèmes de calcul de champs électriques présentant un domaine spatial infini, l'établissement de la frontière artificielle peut causer certaines difficultés dans la réalisation d'un programme simple. D'une part, celle-ci doit être beaucoup plus vaste que le domaine d'étude, ce qui engendre un temps de calcul (en ce qui concerne le maillage) beaucoup plus important que pour des domaines finis.

1. D'autre part, le choix de cette frontière a une grande importance dans la précision des calculs et son influence sur celle-ci doit être pris en compte dans tout programme de ce type [3].
2. Il a été dit que la M.E.F était une méthode flexible car elle s'adapte facilement aux différentes géométries, mais ce n'est pas le cas du maillage car celui-ci doit être entièrement refait si une modification sur une partie de la géométrie du problème considéré intervient [3].
3. L'utilisation de la M.E.F pour la résolution d'un problème donné nécessite la connaissance parfaite de la géométrie du problème mais aussi des conditions aux limites, ce qui n'est pas toujours le cas [3].

4. Une fois le potentiel connu en chaque nœud, il faut procéder à un autre calcul numérique pour déterminer le champ électrique en tout point ce qui peut engendrer d'autres erreurs [3].

II.4.3. Logiciel FEMM

FEMM (*Finite Element Method Magnetics*) est un logiciel à deux dimensions (2D) cartésiennes et deux dimensions axisymétriques, dédié à la résolution de problèmes électrostatiques et électromagnétiques dans le domaine des basses fréquences, par la méthode des éléments finis Il est un logiciel libre et gratuit, disponible sur le réseau internet, ce logiciel est devenu un outil très convoité par les chercheurs [41].

Le logiciel FEMM est composé de trois modules essentiels, un module d'édition qui permet de définir le type de problème, de tracer la géométrie, de définir les différents milieux, ainsi que les conditions aux limites, et de mailler la structure proposée (préprocesseur).

Un deuxième module permet de résoudre le problème (processeur).

Et un troisième module qui permet d'exploiter les résultats du calcul (post processeur).

Le logiciel est utilisé généralement en compagnie d'un outil de programmation (LUA SCRIPTING), ce logiciel développé aussi par David Meeker Composantes principales logiciel

- **Le Pré-processeur** Ce module est utilisé pour définir la géométrie de la machine, définir les matériaux le constituant, les sources du champ magnétique, ainsi que les conditions aux limites [36].

- 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 de 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 courbes de saturations dans le cas où elle est prise en compte.
- Définition des conditions aux limites [36].

- **Maillage Éléments Finis :**

Les différentes procédures suivies pour discrétiser la géométrie de la machine sont :

- Création d'un système de discrétisation.
- Discrétisation des segments et arcs.
- Maillage des différentes faces (on spécifie la forme des éléments).
- Les différentes surfaces ainsi délimitées, sont ensuite découpées en éléments finis et constituent le maillage du problème [36].

- **Processeur :** Résolution des équations locales aux dérivées partielles discrétisées sur tout le domaine d'étude en tenant compte des conditions imposées aux frontières du domaine d'étude.

- **Post-Processeur :** Affichage & Traitement des résultats.

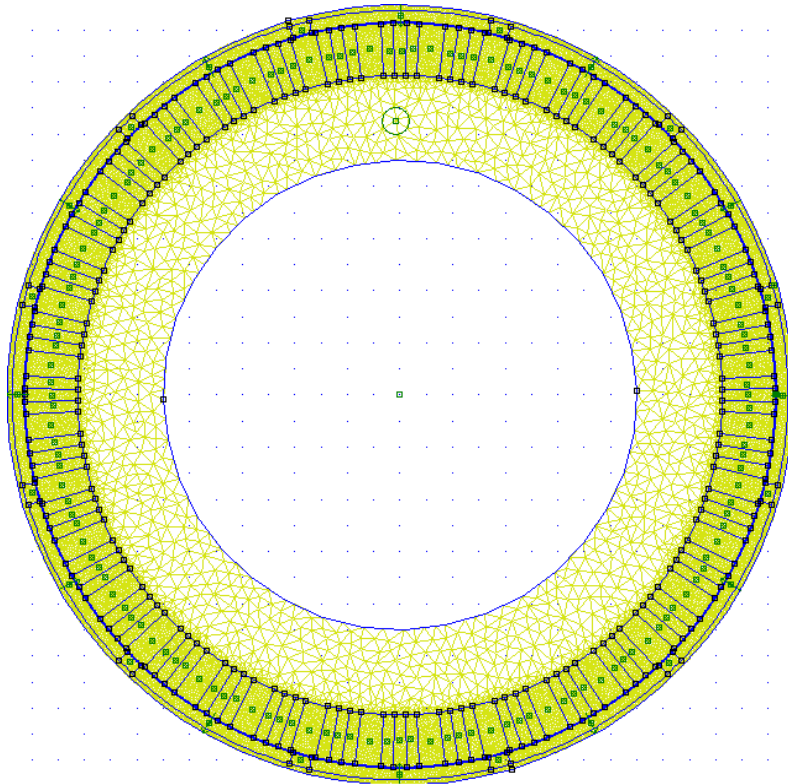


Fig. II.4. Distributions le maillage dans la machine étudiée.

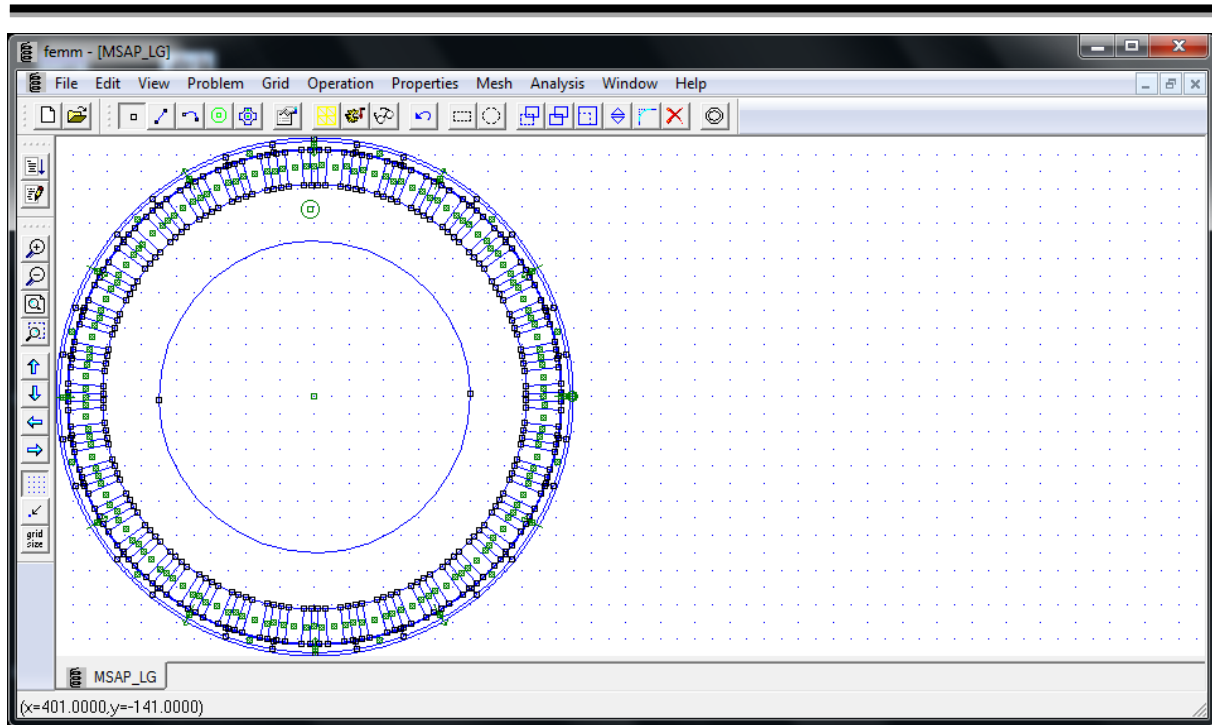


Fig. II.5. Interface du logiciel FEEM

II.4.4. Les domaines d'application

- Magnétisme : calcul des grandeurs électriques et magnétiques dues à des aimants, à des flux imposés, à des courants continus ou variables, imposés ou induits.
- Electrostatique : calcul en régime permanent des potentiels et champs électriques avec ou sans circulation de courants dans les milieux diélectriques ou conducteurs.
- Thermique : calcul de la répartition des températures créées par des puissances dissipées, des différences de températures ou des flux thermiques [3].

II.5. Conclusion

La méthode des éléments finis est la méthode la plus adaptée pour la structure de notre problème.

Nous avons montré les différents types de modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à savoir la méthode analytique et la méthode numérique. On a présenté le logiciel utilisé FEMM qui fait la résolution de notre machine. Les résultats obtenus par ce logiciel seront présentés dans le chapitre suivant.

Chapitre III

**Etude comparative entre les différentes
structures de la machine LG**

III .1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons définir nos machines à étudiées. Nous allons aussi présenter une modélisation théorique des phénomènes électromagnétiques à partir des équations de Maxwell de cette machine en se basant sur le calcul du champ pour différents ouvertures des aimants.

La connaissance du champ magnétique créé par des sources que ce soient les courants ou les aimants est principal pour le calcul de l'induction, du couple électromagnétique, du couple de détente, de la force électromotrice.

Après les calculs pour différentes ouvertures des aimants, on va prendre nos résultats et les traitons avec le logiciel MATLAB, on peut juger que cette machine peut fonctionner mieux que l'originale et cela à partir de nos résultats.

III.2. Présentation de la machine étudié

La machine considérée dans notre étude est une machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface du rotor externe, c'est une machine à pôle lisse considérée de type à flux radial.

On va considérer que l'alimentation de cette machine avec une tension triphasée adaptée à la forme de la force électromotrice. La figure (III.1) montre la structure de la machine en (2D), ainsi que, la figure (III.2) montre la machine réelle utilisée par la marque LG.

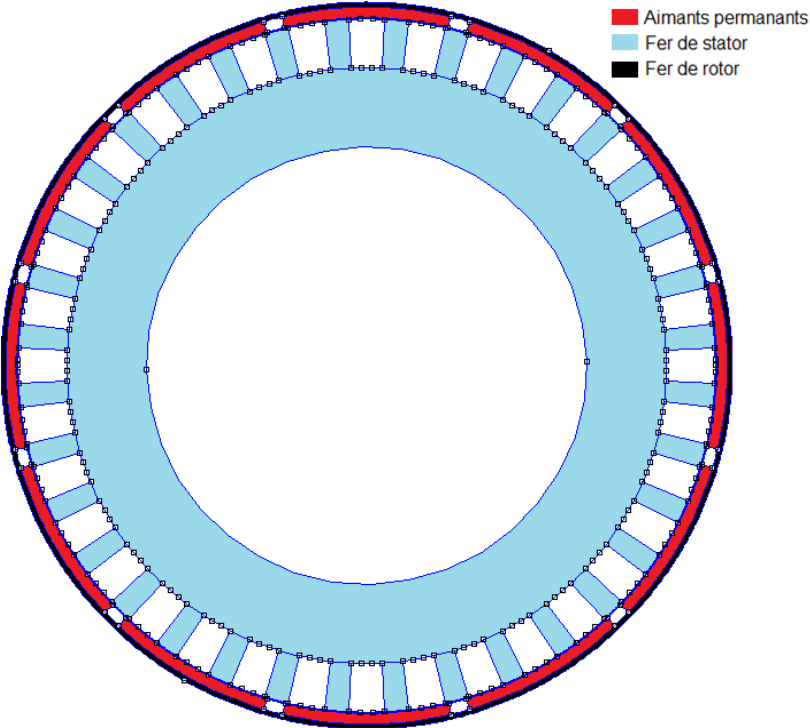


Fig. III.1 structure de la machine étudiée

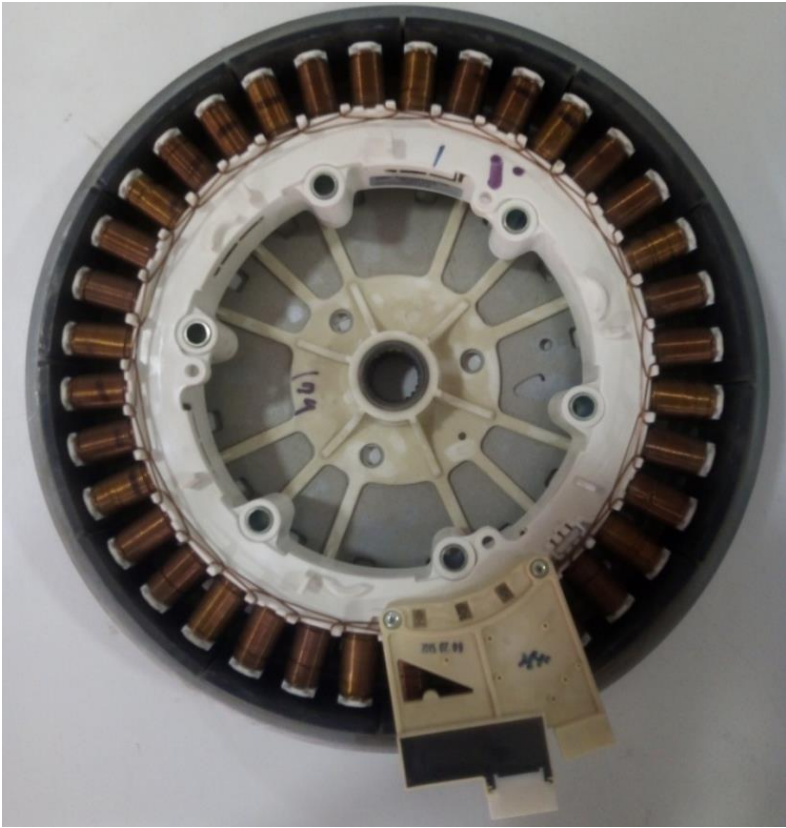


Fig. III.2. La machine étudiée (stator et rotor)

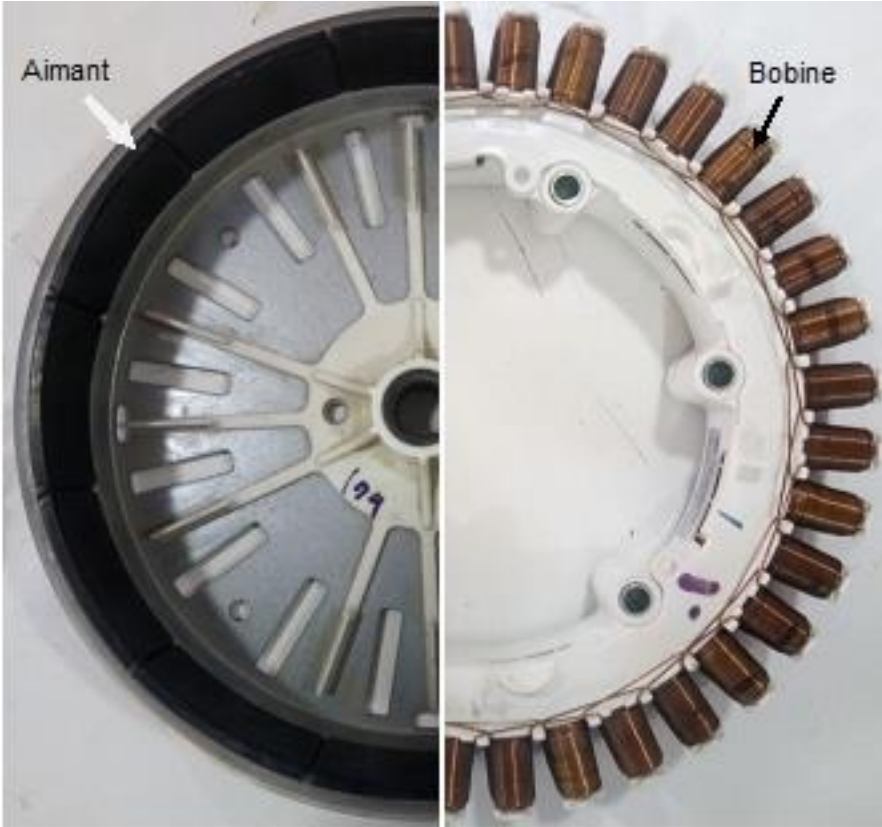


Fig. III.3. Rotor et stator de la machine étudiée

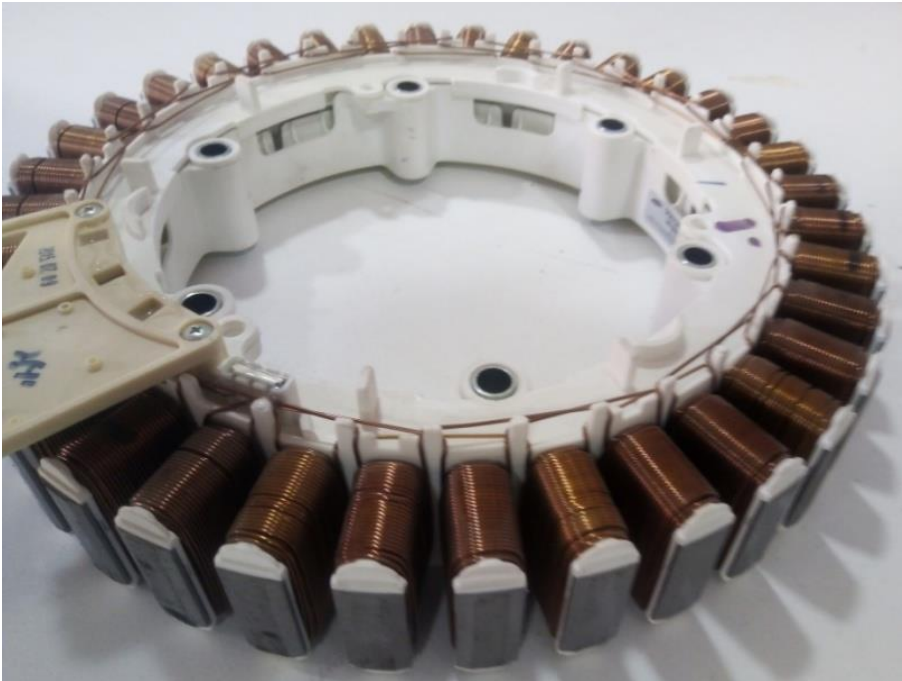


Fig. III.4. Stator de la machine étudiée

III.2.1. Paramètres de la machine étudiée

Paramètres	Désignation	Valeur [unité]
Aimants de types $N_d F_e B$ d'aimantation	B_r	0.50 T
Perméabilité des aimants	μ_r	1 [H/m]
Nombres de conducteurs dans une encoche	N	100
Intensité du courant de phase	I_n	5A
Nombre d'encoches de stator	N_e	36
Ouverture de l'encoche	ξ	6°
Hauteur des encoches	H_e	20 mm
Rayon interne du fer statorique	R_1	122.5 mm
Rayon externe du fer statorique	R_2	142.5 mm
Rayon interne du rotor	R_3	143 mm
Rayon externe du fer rotorique	R_4	149.5 mm
Nombre de pair de pôles	P	6
Epaisseur des aimants	e_a	4.5 mm
Epaisseur de l'entrefer	e	0.5 mm
Epaisseur de la machine	L_m	20 mm
Fréquence	f	50 Hz

Tableau III.1 Paramètres de la machine étudiée

Le rotor de la machine étudié d'origine, contient des aimants permanents à ouverture de 27°.

III.3. Résultats des études

III.3.1. Principe de travail

L'amélioration de la machine se fait par changer l'ouverture des aimants qui sont montés sur le rotor plusieurs fois et cela pour un fonctionnement optimal.

La base du calcul du champ consiste à déterminer le potentiel vecteur en tout point de l'entrefer magnétique. Pour cela, nous allons associer à chaque région une équation différentielle qui relie le potentiel vecteur avec les propriétés physiques correspondantes à cette région, une fois le potentiel vecteur déterminé, il est possible de dériver les différentes grandeurs électromagnétiques (induction, flux, FEM, etc.) [1].

On a étudié la machine dans la première partie dans le domaine de la linéarité.

Ces figures représentent les résultats de simulation pour plusieurs ouvertures des aimants

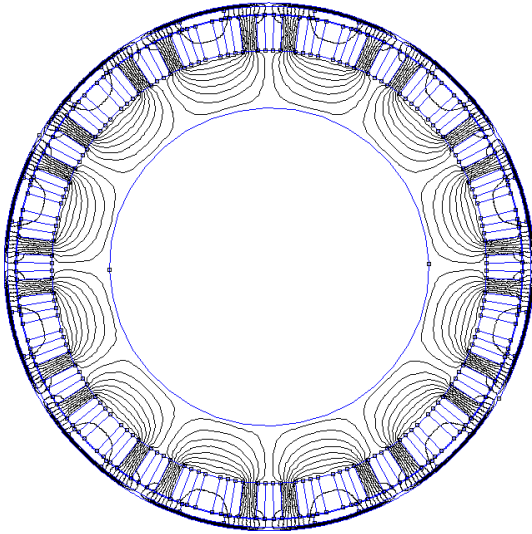


Fig. III.5. Champ magnétique pour une ouverture égale à 20°

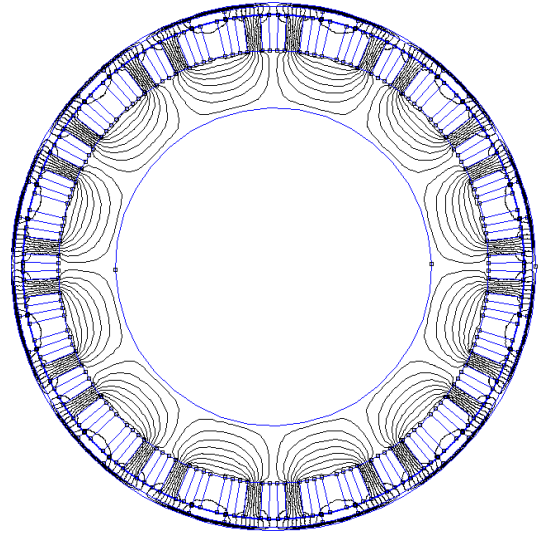


Fig. III.6. Champ magnétique pour une ouverture égale à 22°

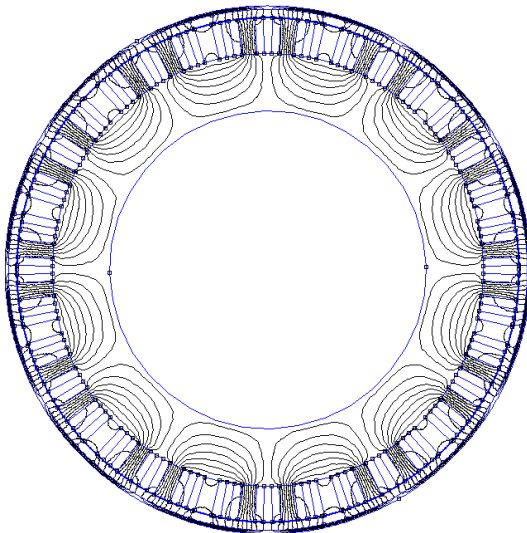


Fig. III.7. Champ magnétique pour une ouverture égale à 25°

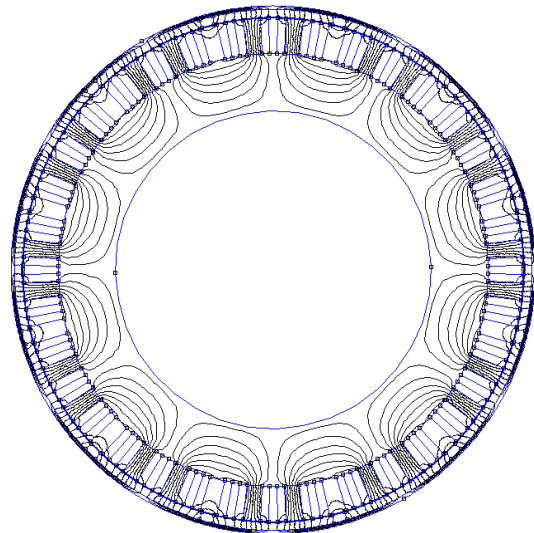


Fig. III.8. Champ magnétique pour une ouverture égale à 27°

III.3.2. Forme de l'induction magnétique dans l'entrefer

La connaissance précise de la distribution du champ magnétique dans l'entrefer est un élément clé de l'évaluation des performances des moteurs synchrones à aimants, tels que, les inductances d'enroulement, la force électromotrice (FEM), limite de démagnétisation, les pertes du stator, les pertes par courants de Foucault dans les parties tournantes, le couple moyen et le couple de détente, les vibrations et le bruit acoustique, la configuration magnétique (par ex. : l'épaisseur des aimants, le rapport entre l'ouverture des aimants et l'ouverture du pôle, etc.), direction de l'aimantation (par exemple, radial, parallèle, Halbach, etc.), la longueur de l'entrefer, et la combinaisons entre le nombre des pôles et le nombre des encoches ont des effets significatifs sur la distribution du champ magnétique dans l'entrefer [42].

III.3.2.a. Distribution des inductions dues aux aimants :

A partir de Formulation en potentiel vecteur magnétique, les inductions créées par les aimants sont les résultantes des inductions créées séparément par la composante radiale d'une part, et par la composante tangentielle d'autre part.

On considère, le fonctionnement à vide, les distributions des inductions radiale et tangentielle créées par les aimants seuls au niveau du milieu de l'entrefer en fonction de la position angulaire, nous les montrons dans les figures dans suivantes :

▪ Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 19°

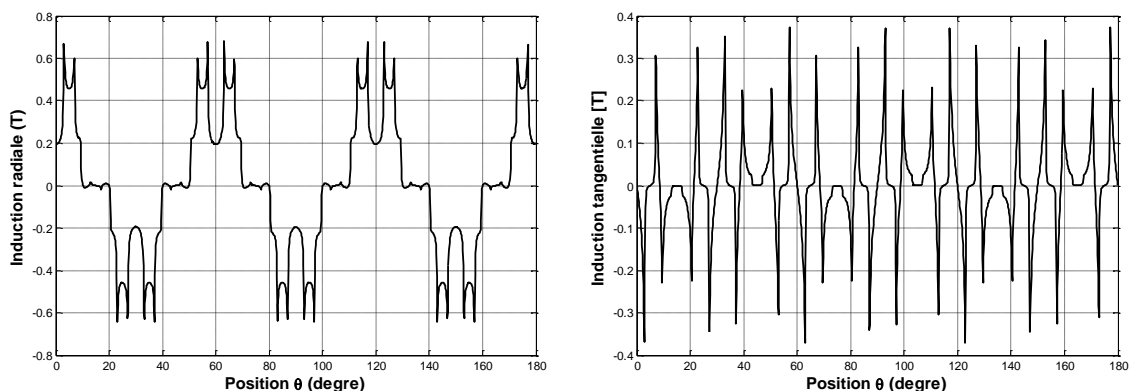


Fig. III.9. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 19°

■ Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 20°

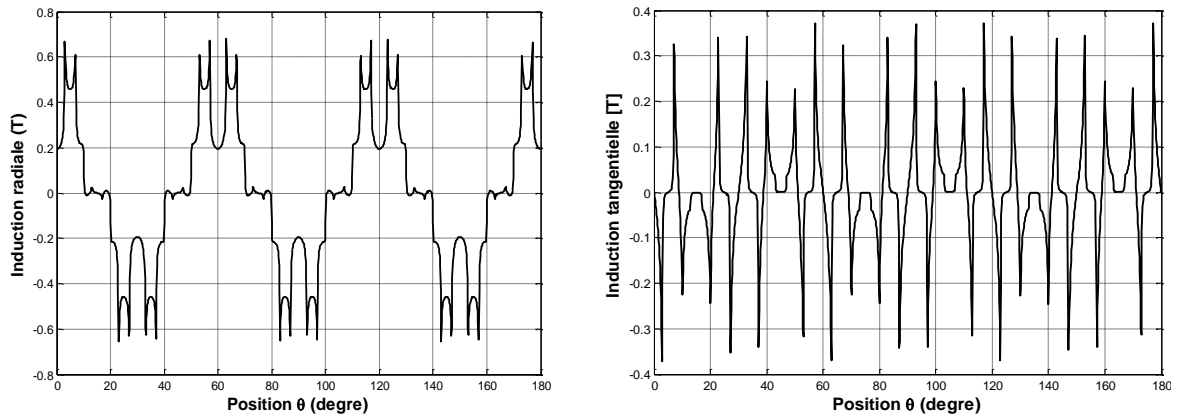


Fig. III.10. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 20°

■ Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 21°

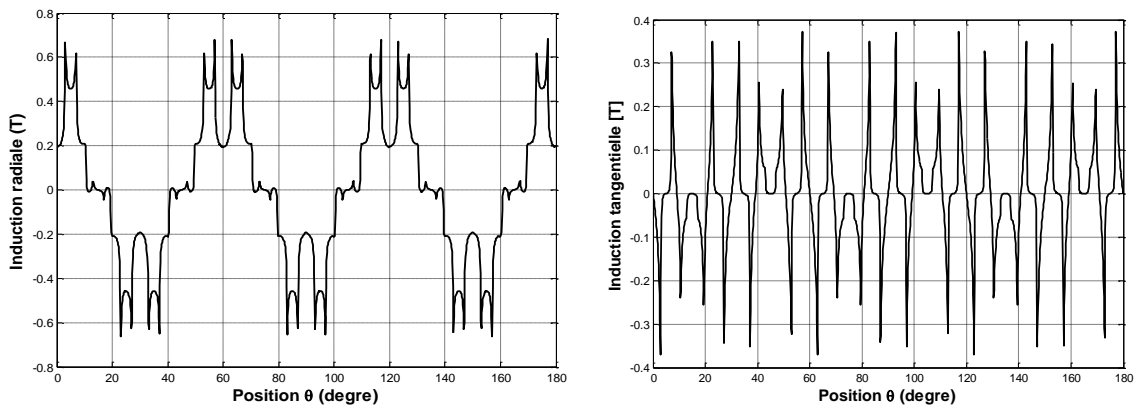


Fig. III.11. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 21°

■ Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 22°

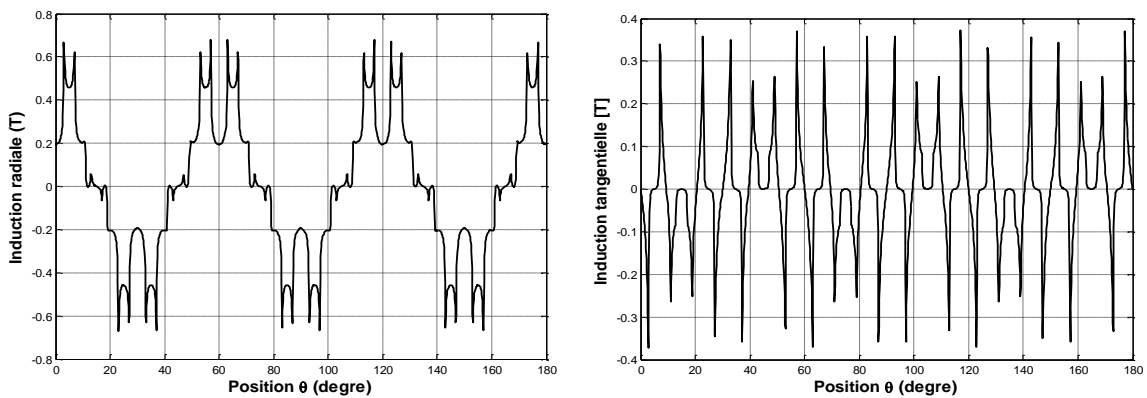


Fig. III.12. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 22°

▪ Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 23°

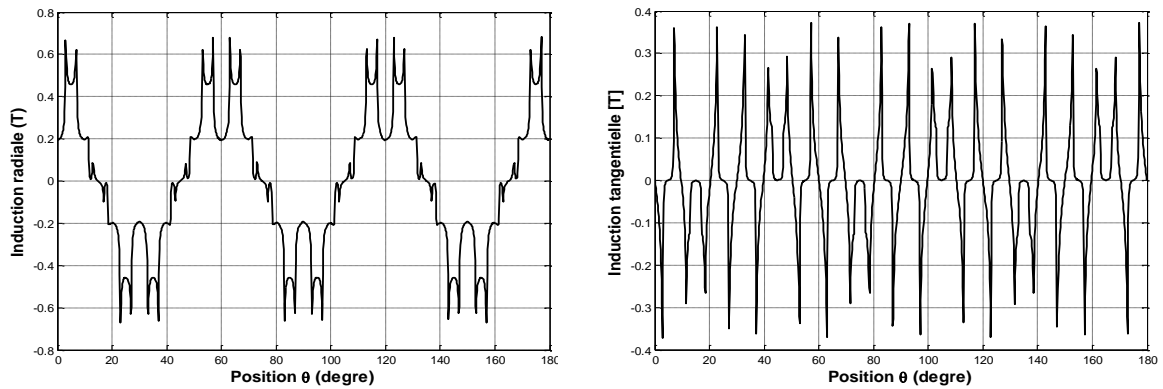


Fig. III.13 Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 23°

• L'induction radiale et tangentielle pour ouverture du 24°

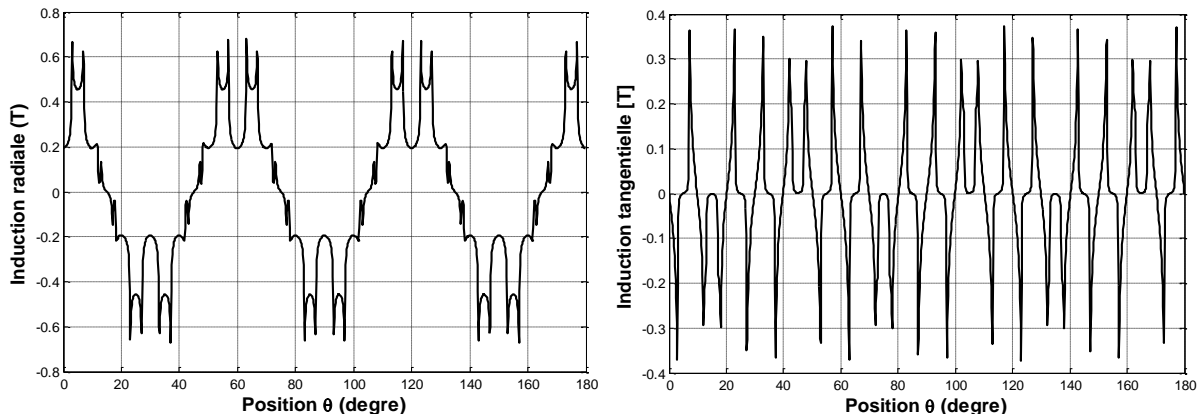


Fig III.14 Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale 24°

▪ Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 25°

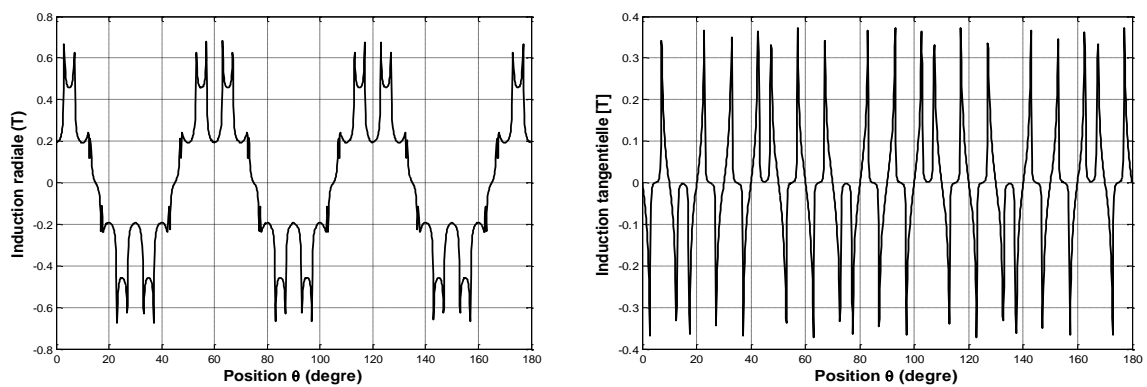


Fig. III.15. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 25°

- L'induction radiale et tangentielle pour ouverture du 26°

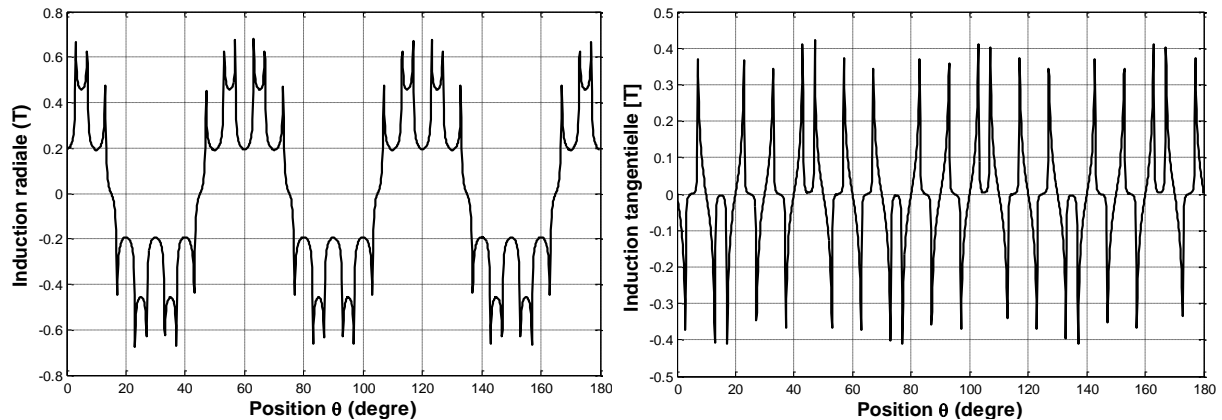


Fig III.16 Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale 26°

- Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 27°

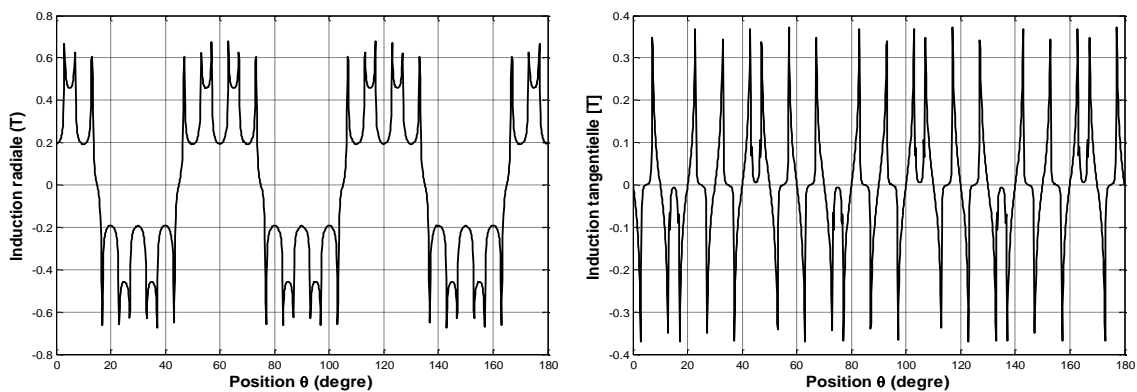


Fig. III.17. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 27°

III.3.3. Couple de détente

L'interaction du champ magnétique créé par les aimants permanents rotorique avec les dents statoriques produit un couple parasite dit « couple de détente », il provoque des ondulations supplémentaires et engendre des vibrations ou du bruit acoustique indésirable dans l'arbre [1].

Notre but est de rendre l'amplitude du couple de détente faible que possible, pour trouver l'ouverture optimale de l'aimant qui donne un couple de détente le plus bas possible.

Nous les montrons dans les figures les pages suivantes le couple de détente pour les différentes ouvertures des aimants permanents

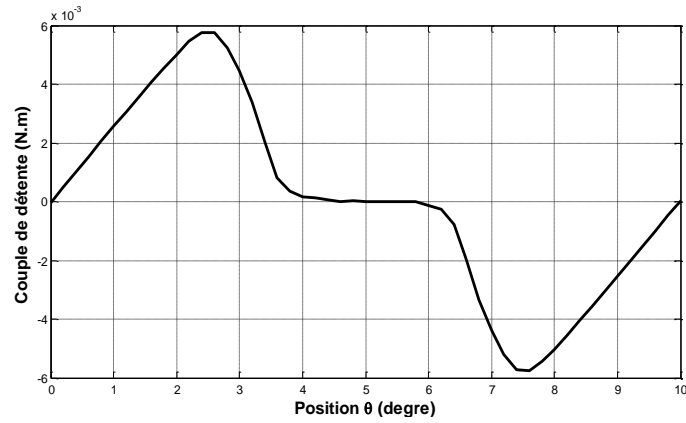


Fig. III.18. Couple de détente pour une ouverture égale à 19°

Valeur maximale du couple détente pour une ouverture égale à 19° : 0.0058 N.m

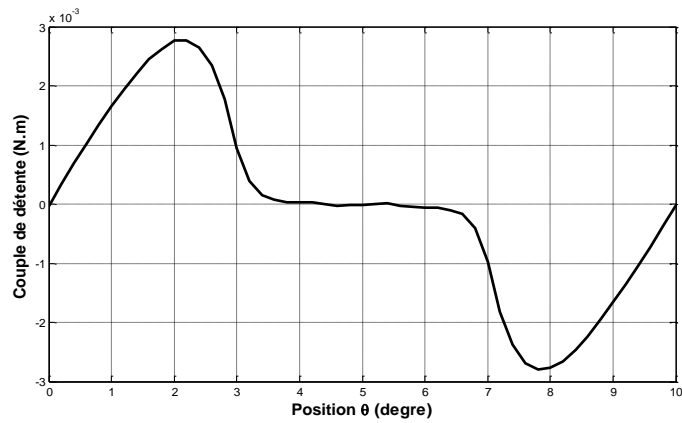


Fig. III.19. Couple de détente pour une ouverture égale à 20°

Valeur maximale du couple détente pour une ouverture égale à 20° : 0.0028 N.m

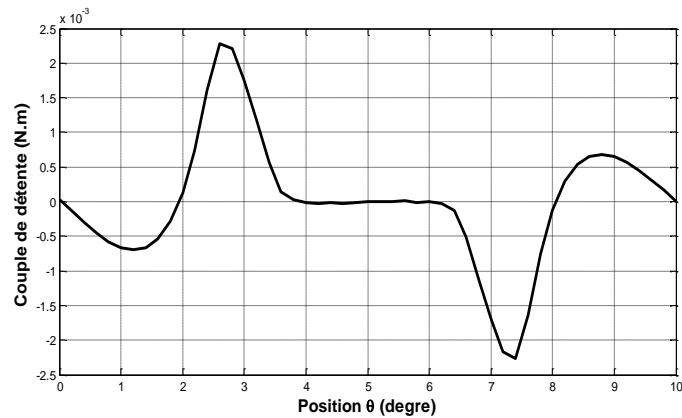


Fig. III.20. Couple de détente pour une ouverture égale à 21°

Valeur maximale du couple détente pour une ouverture égale à 21° : 0.0023 N.m

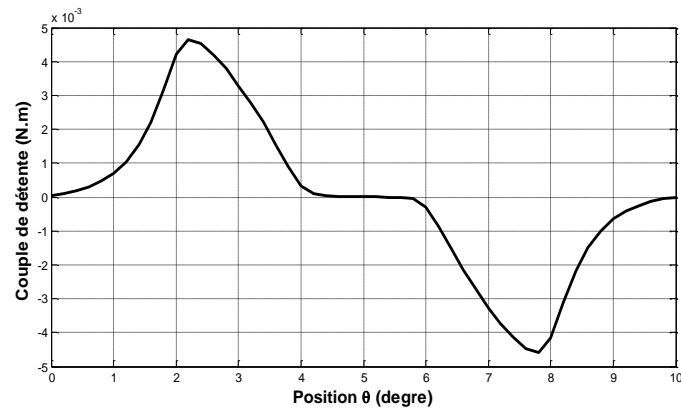


Fig. III.21. Couple de détente pour une ouverture égale à 22°

Valeur maximale du couple détente pour une ouverture égale à 22° : 0.0046 N.m

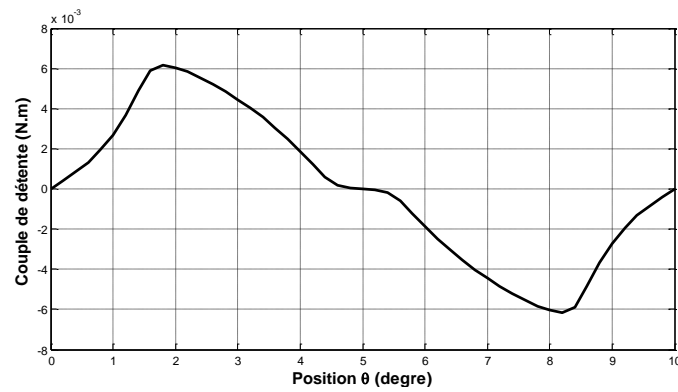


Fig. III.22. Couple de détente pour une ouverture égale à 23°

Valeur maximale du couple détente pour une ouverture égale à 23° : 0.0062 N.m

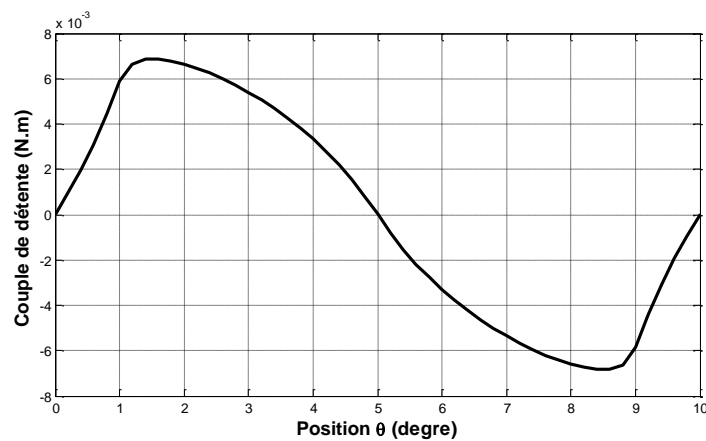


Fig. III.23 Couple de détente pour une ouverture égale 24°

Valeur maximal de couple détente pour une ouverture égale 24° : 0.0069N.m

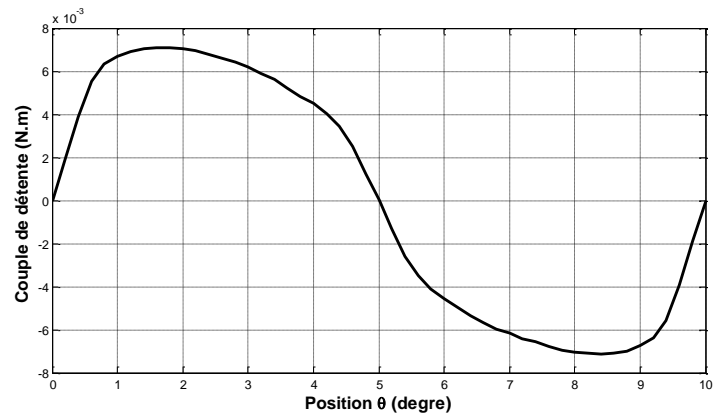


Fig. III.24. Couple de détente pour une ouverture égale à 25°

Valeur maximale du couple détente pour une ouverture égale à 25° : 0.0071 N.m

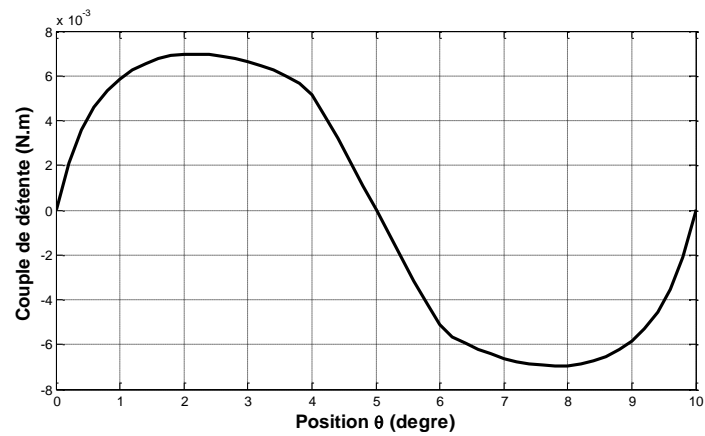


Fig. III.25 Couple de détente pour une ouverture égale à 26°

Valeur maximal de couple détente pour une ouverture égale à 26° : 0.0070N.m

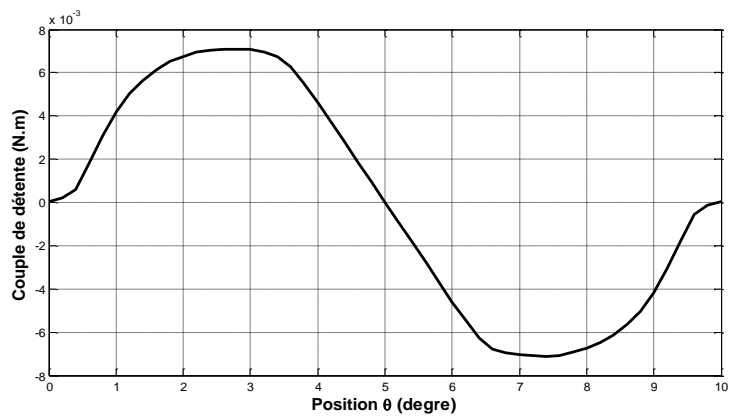


Fig. III.26. Couple de détente pour une ouverture égale à 27°

Valeur maximale du couple détente pour une ouverture égale à 27° : 0.0071 N.m

III.3.3.a. Comparaison du couple de détente

On note que le couple détente est très faible et il ne contribue pas au développement du couple total.

On a comparé les résultats précédents par rapport aux valeurs maximales du couple de détente, ils ont montré dans le tableau (III.2) et la figure (III.27).

Ouverture d'aimants (degré)	Max de couple détente (N.m)
19°	0.0058
20°	0.0028
21°	0.0023
22°	0.0046
23°	0.0062
24°	0.0069
25°	0.0071
26°	0.0070
27°	0.0071

Tableau III.2. Résultats du couple détente maximal

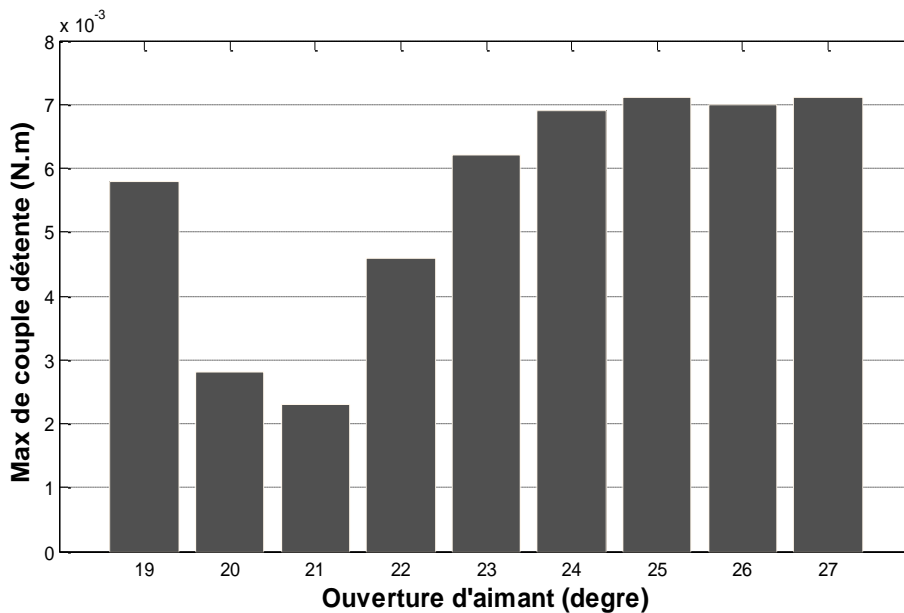


Fig. III.27. Maximal couple de détente pour différentes ouvertures

Dans ce cas le couple de détente le plus bas est avec une ouverture d'aimant égale à 21°(degré).

- Dans notre machine que nous avons étudiée, il n'y a pas de couple réactant, en raison de la structure de rotor (Structure sans pièces polaires)

III.3.4. La force électromotrice FEM

Pour calculer la force électromotrice induite dans une phase statorique, on détermine dans un premier temps, le flux embrassé par les conducteurs de cette phase, nous devons d'abord calculer le flux magnétique

III.3.4.a. Le flux magnétique

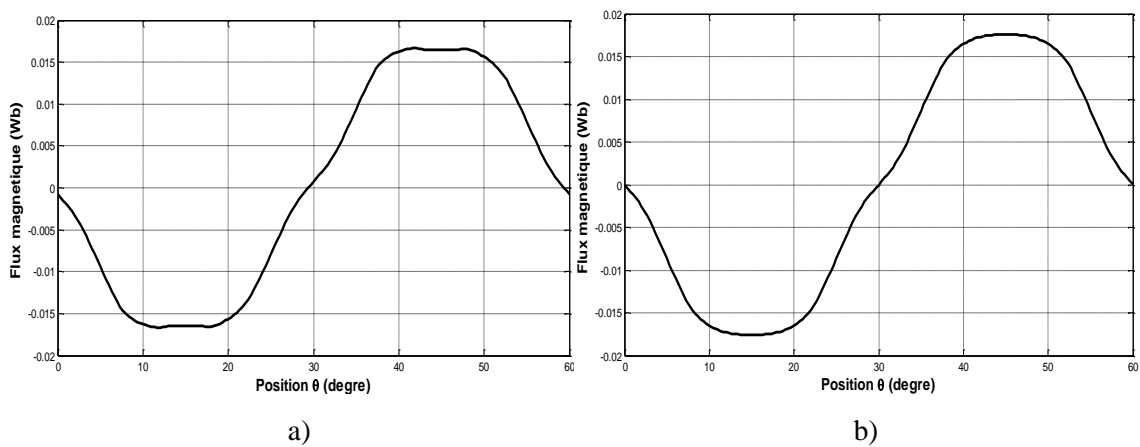


Fig. III.28. Flux magnétique avec une ouverture égale à a) 19° et b) 20°

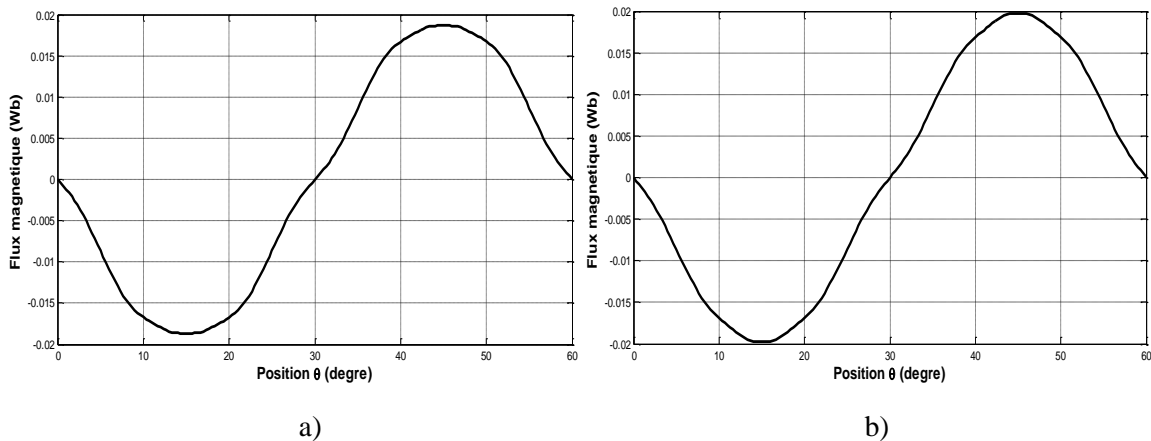


Fig. III.29. Flux magnétique avec une ouverture égale à a) 21° et b) 22°

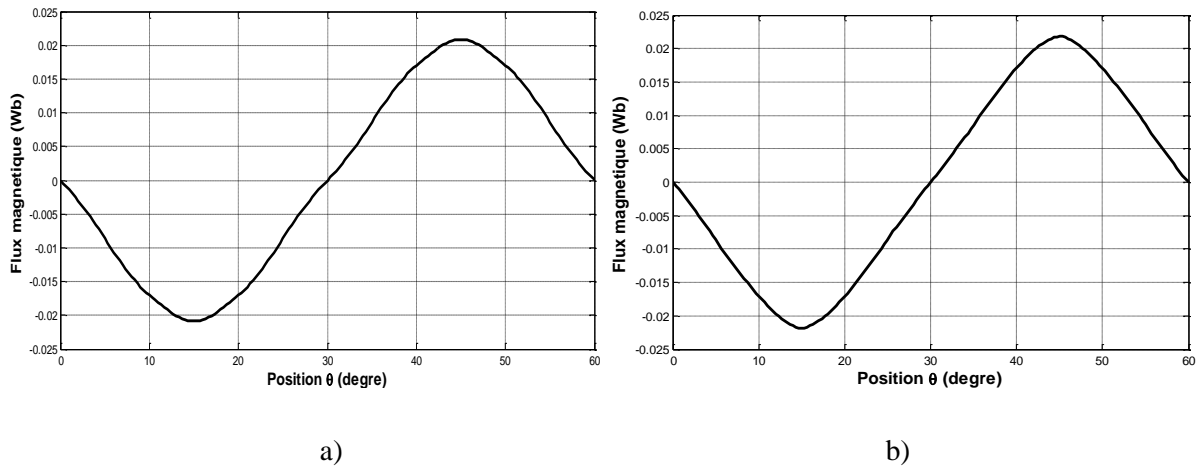


Fig. III.30 Le flux magnétique pour une ouverture égale à a) 23° et b) 24°

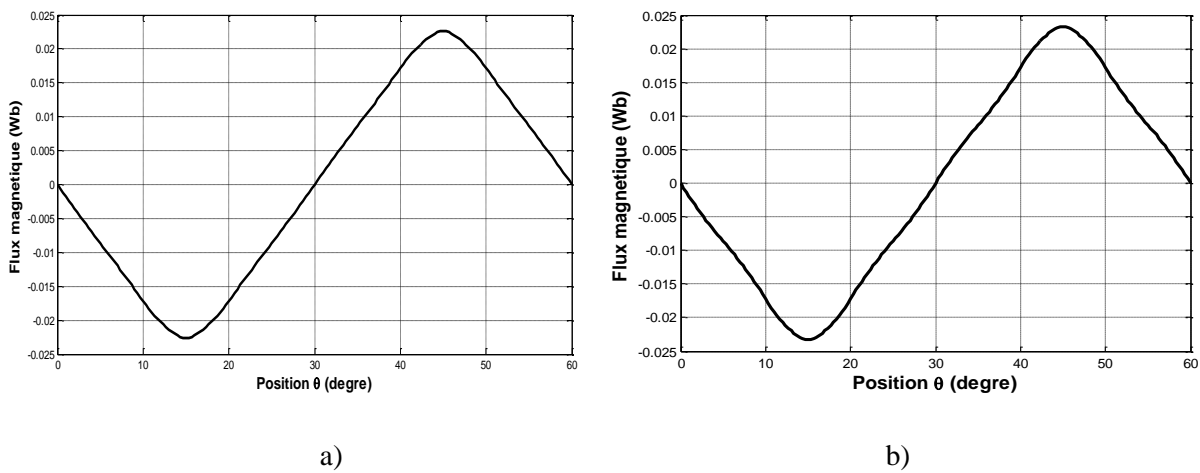


Fig. III.31. Flux magnétique avec une ouverture égale à a) 25° et b) 26°

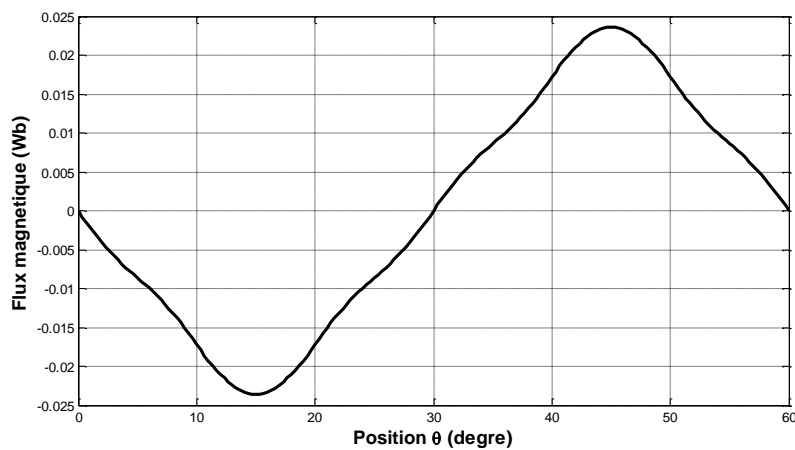


Fig. III.32. Flux magnétique avec une ouverture égale à 27°

Puisque les études de flux est par un aimant Sud prend la place d'un aimant nord en face de la bobine.

Donc, on a 12 pole ($360/12=30$), donc les études sur 60° le reste est symétrie.

III.3.4.b. Etude de la force électromotrice

Dans ces figures suivantes on a présenté la force électromotrice pour chaque structure d'ouverture des aimants

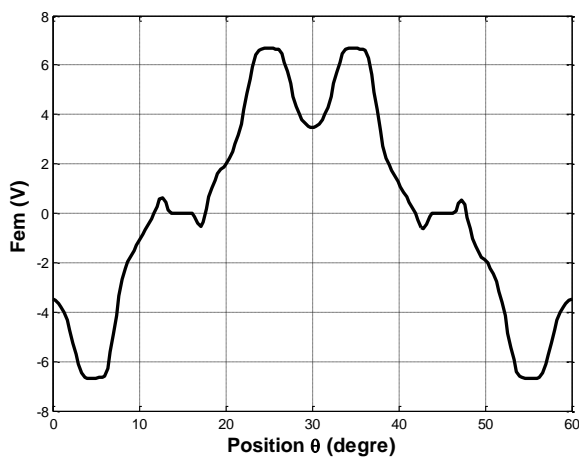


Fig. III.33. FEM pour une ouverture 19°

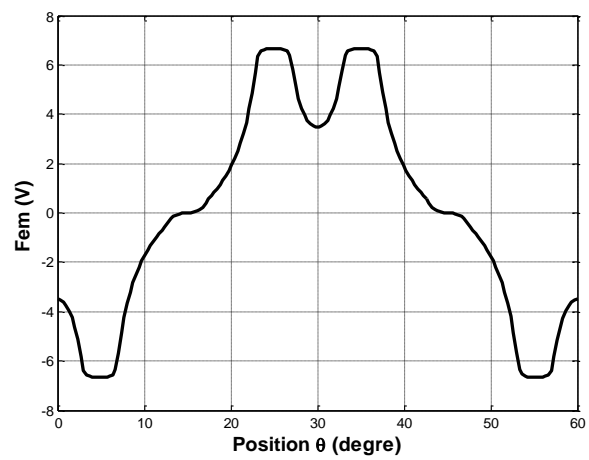


Fig. III.34. FEM pour une ouverture 20°

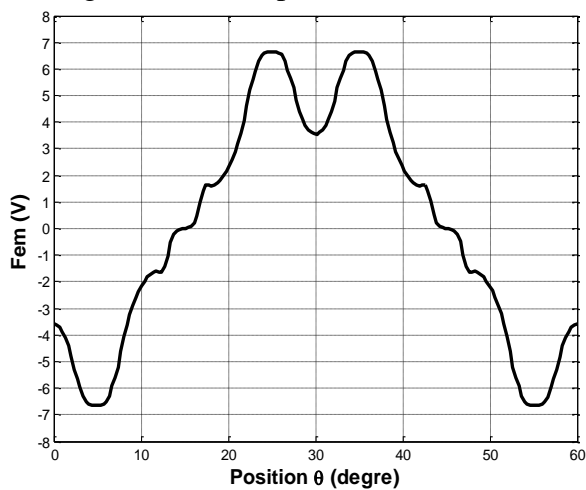


Fig. III.35. FEM pour une ouverture 21°

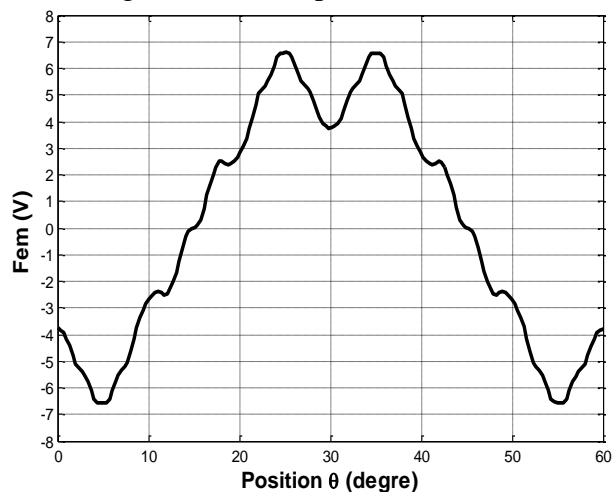


Fig. III.36. FEM pour une ouverture 22°

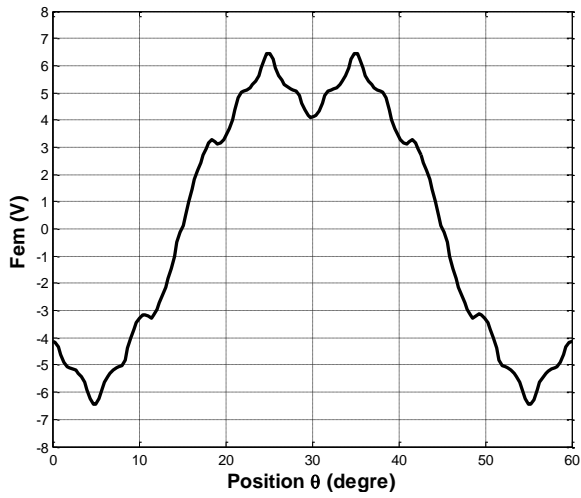


Fig. III.37. FEM pour une ouverture 23°

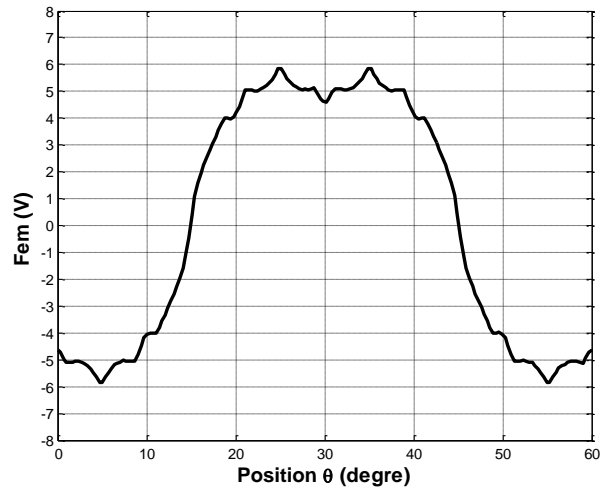


Fig. III.38. FEM pour une ouverture 24°

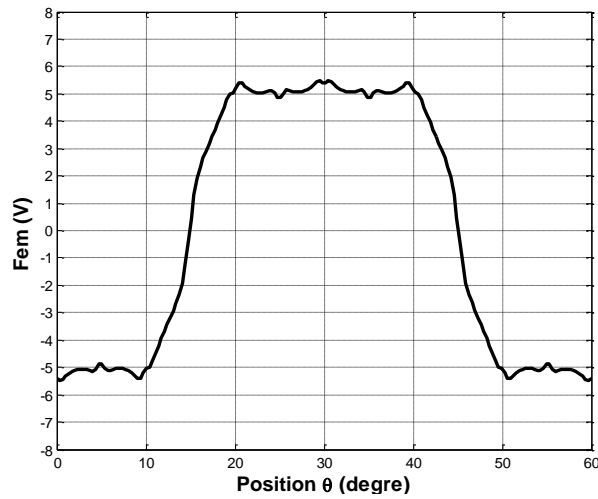


Fig. III.39. FEM pour une ouverture 25°

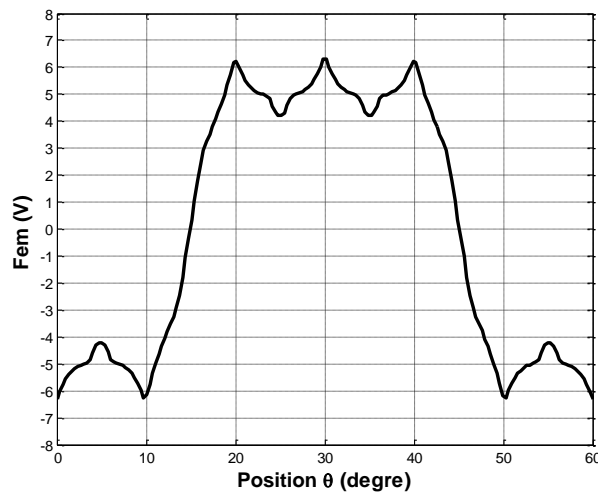


Fig. III.40. FEM pour une ouverture 26°

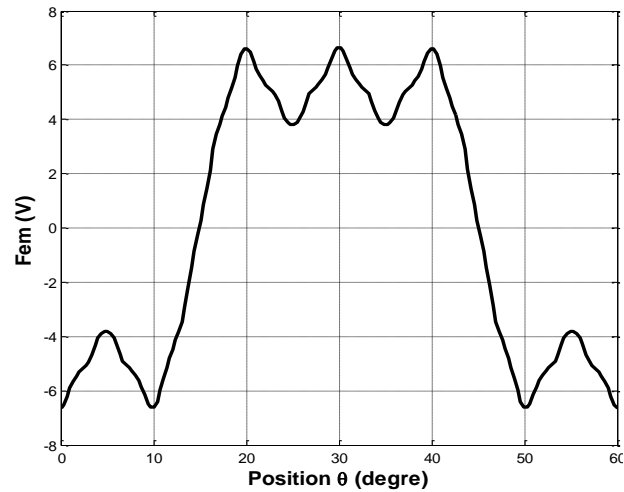


Fig. III.41. FEM pour une ouverture 27°

III.3.5. Le couple électromagnétique

On considère le fonctionnement de la machine en charge, le couple instantané est calculé tout simplement par la somme de toutes les phases du produit de la force électromotrice par le courant de chaque phase, à vitesse de rotation constante.

Le couple électromagnétique peut s'écrire comme suit

$$T(t) = \frac{p}{\Omega} \sum_{m=1}^3 E_m(t) \cdot i_m(t) \quad (\text{III.1})$$

T : Couple électromagnétique (N.m)

E_m : Force électromotrice dans la phase m (V)

i_m : Courant (A)

Ω : vitesse de rotation (rad/s)

On peut montrer quelques exemples de la force électromotrice avec le courant

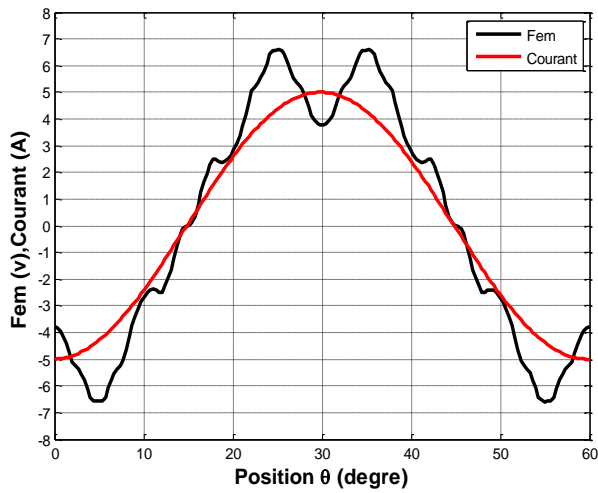


Fig. III.42. FEM et courant d'ouverture 22°

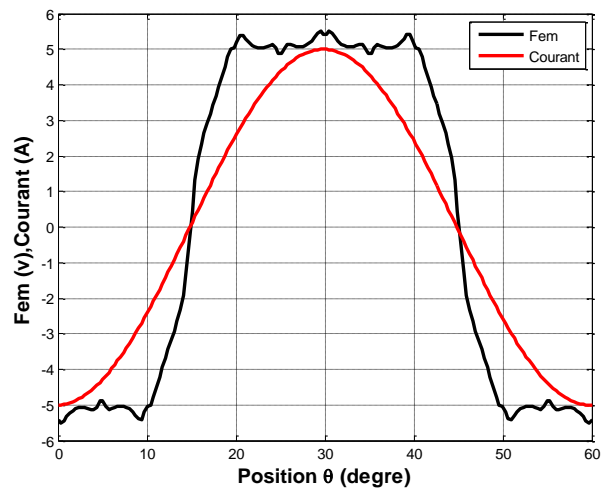


Fig. III.43. FEM et courant d'ouverture 25°

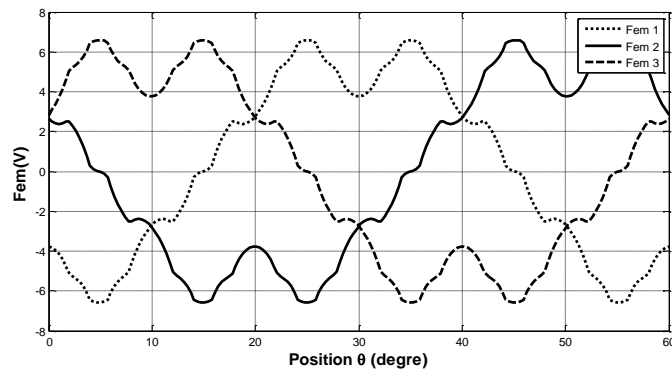


Fig. III.44. Trois phases de la force électromotrice avec une ouverture égale 22°

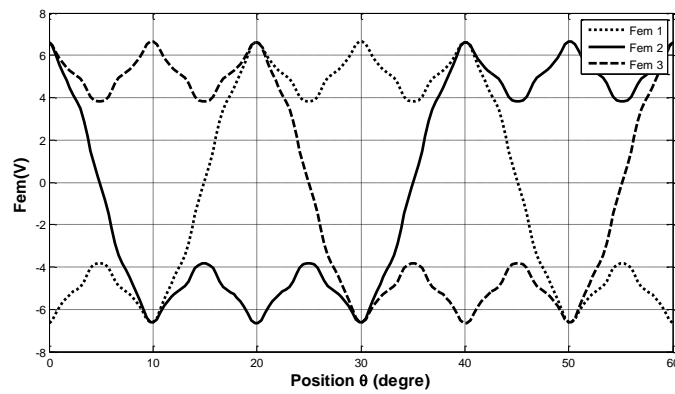


Fig. III.45. Trois phases de la force électromotrice avec une ouverture égale 27°

III.3.5.a. Résultats de couple électromagnétique

A partir de la relation (III.1) nous avons obtenu les résultats montrés dans les figures suivantes

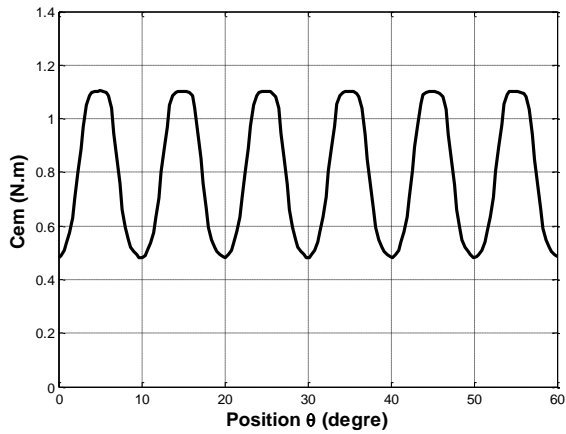


Fig. III.46. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 19°

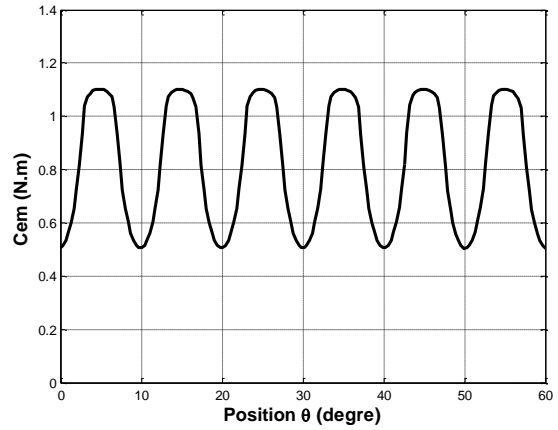


Fig. III.47. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 20°

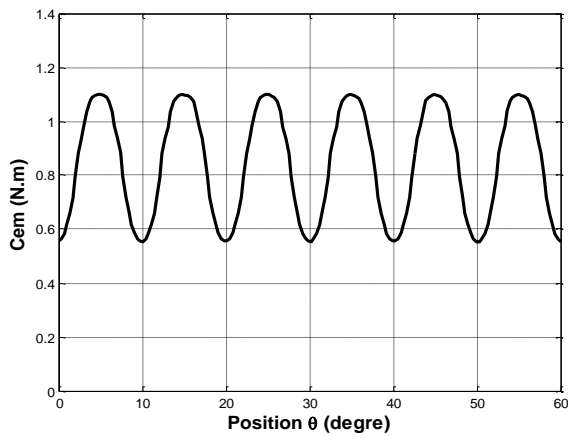


Fig. III.48. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 21°

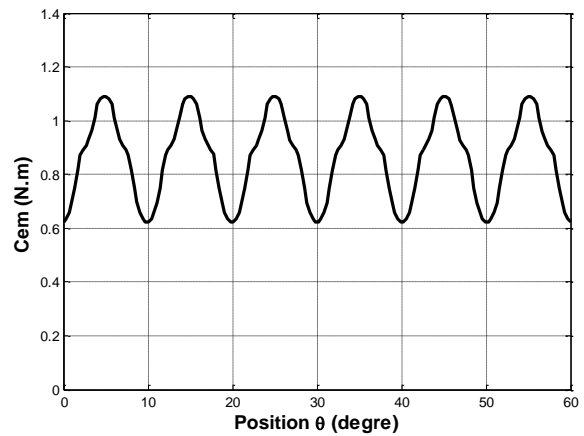


Fig. III.49. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 22°

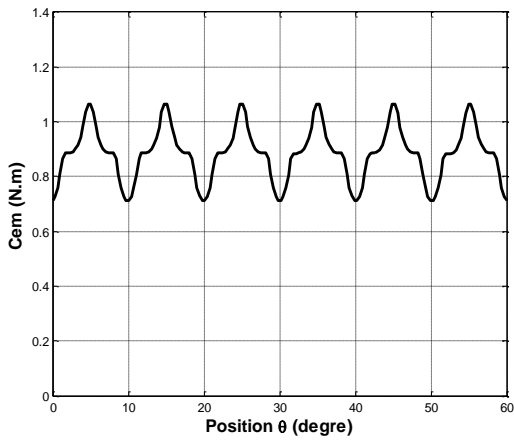


Fig. III.50. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 23°

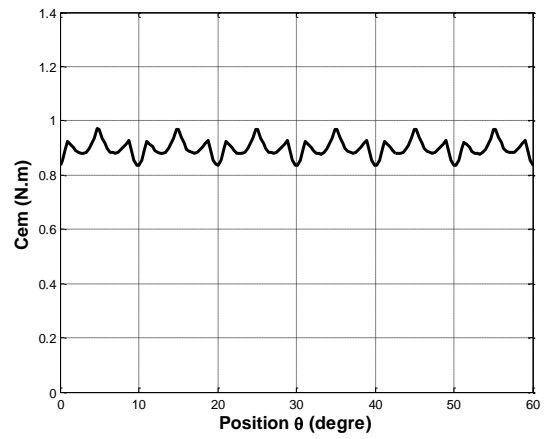


Fig. III.51. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 24°

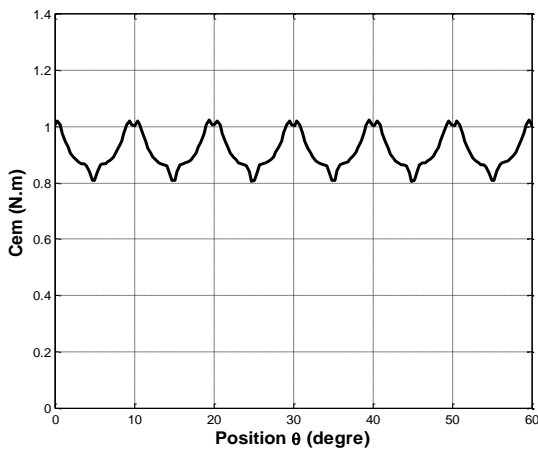


Fig. III.52. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 25°

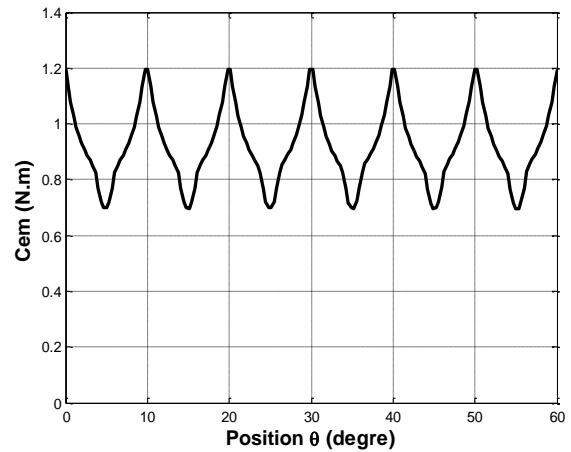


Fig. III.53. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 26°

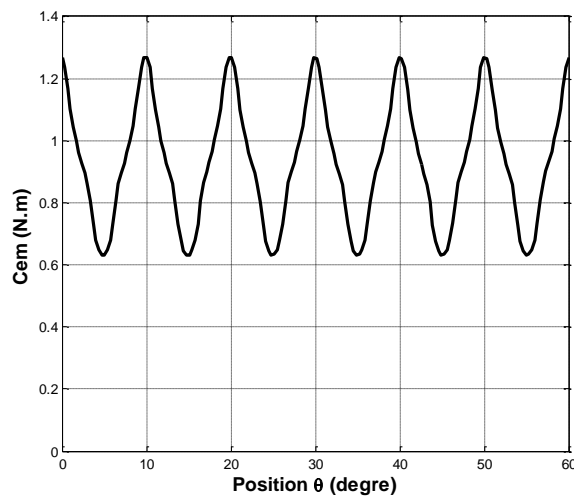


Fig. III.54. Couple électromagnétique pour une ouverture égale à 27°

Le couple électromagnétique total fourni par la machine est la somme du couple électromagnétique et le couple détente

Donc, on peut considérer que le couple total de la machine est le couple électromagnétique car l'amplitude du couple de détente est très négligeable par rapport au couple électromagnétique moyen. On peut prendre un exemple concernant la machine qui y a une ouverture des aimants égales à 20° : $T_{moy} = 0.8226$ N.m et $T_{c_{moy}} = 1.29(10^{-5})$ N.m.

Le couple de détente est 0.001% de la valeur moyenne du couple électromagnétique, alors il est négligé.

On a noté que le couple électromagnétique de différentes ouvertures d'aimant contient des ondulations. On a calculé le taux du couple électromagnétique (en pourcent) avec la relation suivante :

$$\Delta T = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{moy}} \cdot 100\% \quad (II.1)$$

T_{max} , T_{min} , T_{moy} sont respectivement le couple maximum, le couple minimum et le couple moyen.

Le tableau (III.3) montrer le couple électromagnétique moyen et leur taux d'ondulation pour chaque ouverture d'aimants.

Ouverture d'aimants (degré)	Couple électromagnétique moyen (N.m)	Taux d'ondes (%)
19°	0.7942	78.34
20°	0.8226	72.65
21°	0.8454	64.45
22°	0.8656	54.02
23°	0.8838	39.77
24°	0.8980	15.11
25°	0.9125	23.64
26°	0.9229	54.09
27°	0.9307	68.18

Tableau III.3. Le couple électromagnétique et leur taux d'ondulations pour des ouvertures différentes de l'aimant

La figure (III.55) dans la page suivante voir aussi le pourcentage de taux d'ondes pour chaque ouverture d'aimant.

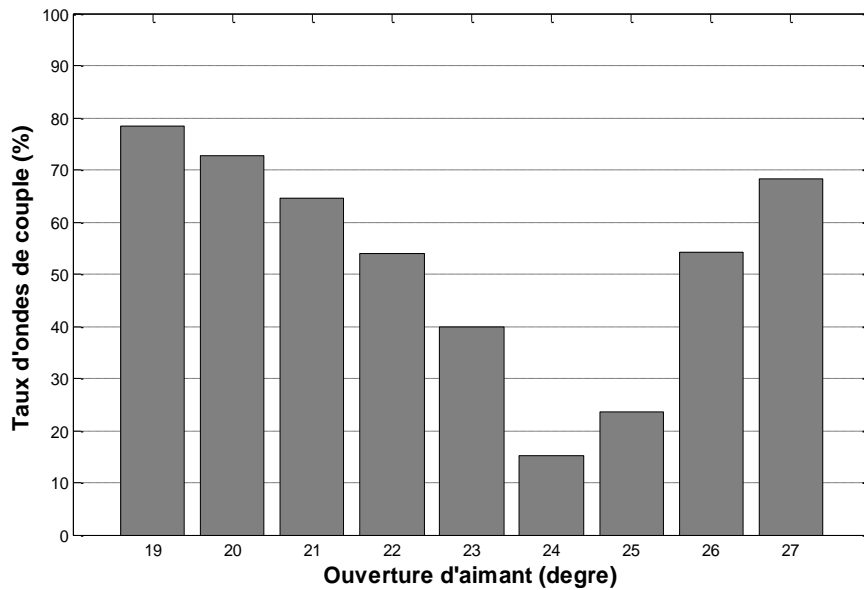


Fig. III.55. Taux d'ondulation de chaque ouverture d'aimant

A travers ces résultats obtenus, nous constatons que la forme la plus efficace a moins d'ondulations par rapport aux autres, celle avec une ouverture d'aimant égale 24 degré. Notons que ces études étaient dans le cas d'absence de saturation (cas linéaire).

III.4. Résultats des études de la machine à l'état de saturation

La prise en considération de la saturation des tôles magnétiques des machines électriques n'est pas un choix physique. C'est une contrainte qui dépend d'un matériau à l'autre [38].

La saturation c'est-à-dire "manque de place pour ajouter des lignes de champ dans la matière".

On la remarque dans la courbe $B(H)$ dans Figure (III.56) d'un pur fer qu'il est devenir constant, cela signifie que l'induction atteint sa valeur maximale.

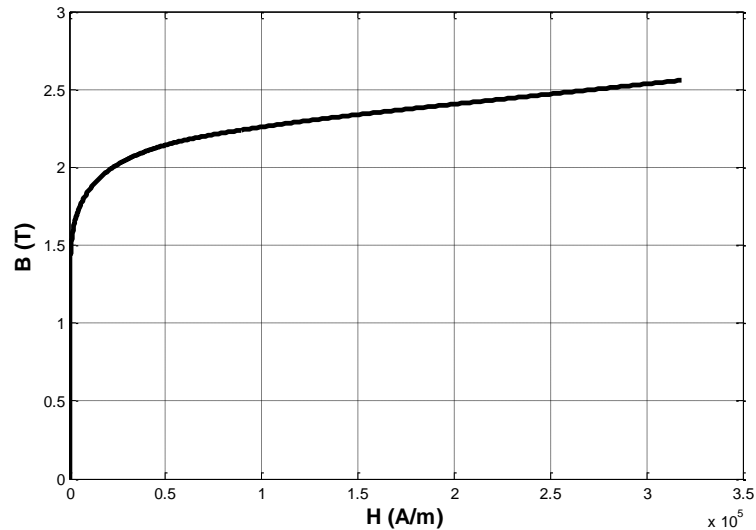


Fig. III.56. Courbe B(H) d'un pur fer

A partir de la courbe B(H) on a étudié la machine dans cette partie dans la zone de saturation, c'est-à-dire dans le régime de fonctionnement permanent de la machine.

Les Figures (III.57.) et (III.58) représentent les cartes de la densité de champ magnétique au niveau de la machine (cas saturé), dans la page suivante.

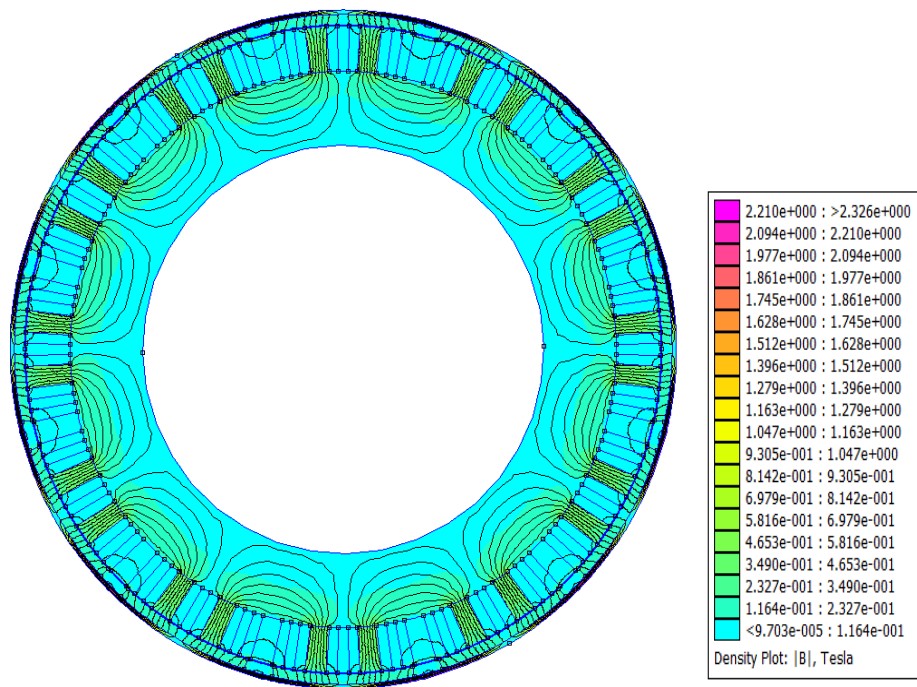


Fig. III.57. Distribution de la densité du champ magnétique dans la machine pour une ouverture des aimants égale à 25°

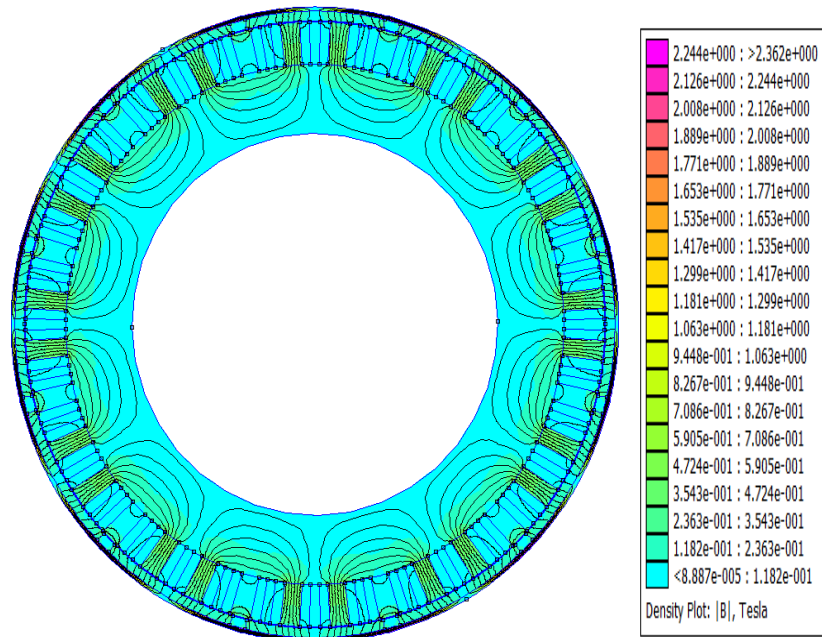


Fig. III.58. Distribution de la densité du champ magnétique dans la machine pour une ouverture des aimants égale à 27°

III.4.1. Les résultats L'induction radiale et tangentielle

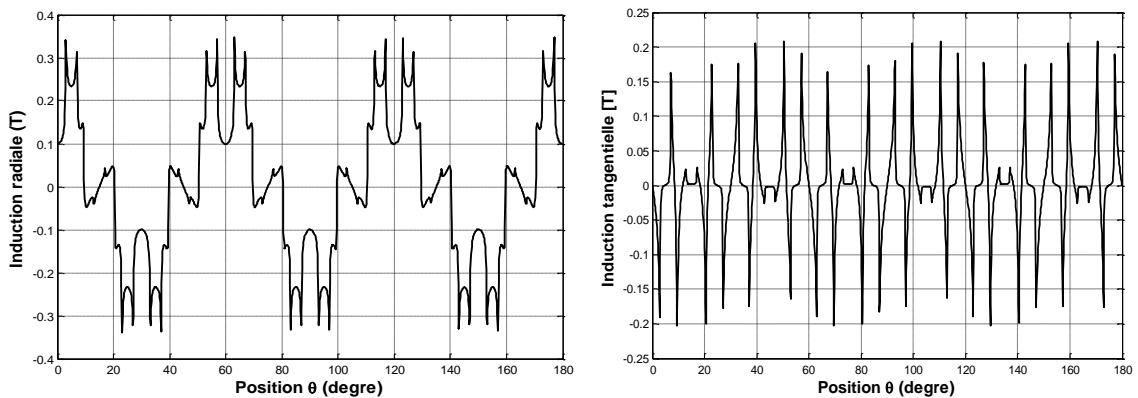


Fig. III.59. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 19°

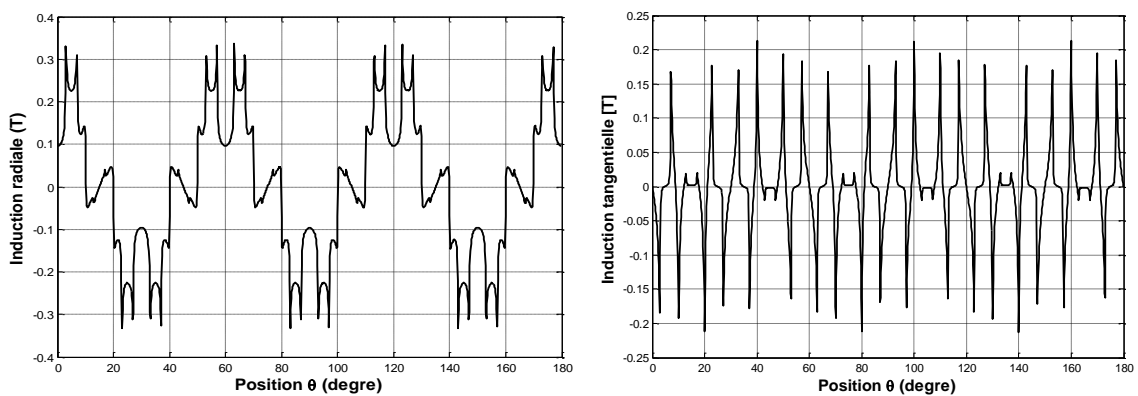


Fig. III.60. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 20°

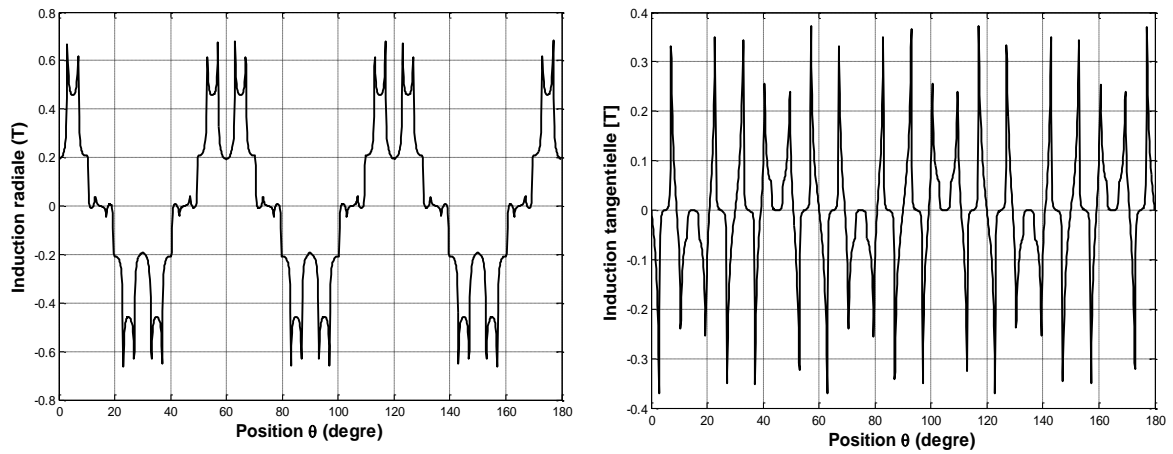


Fig. III.61. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 21°

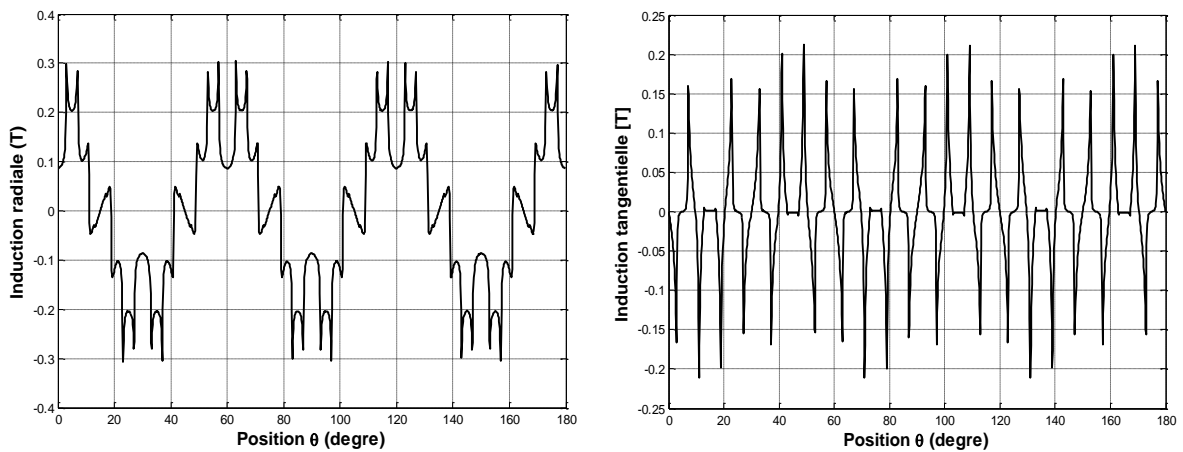


Fig. III.62. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 22°

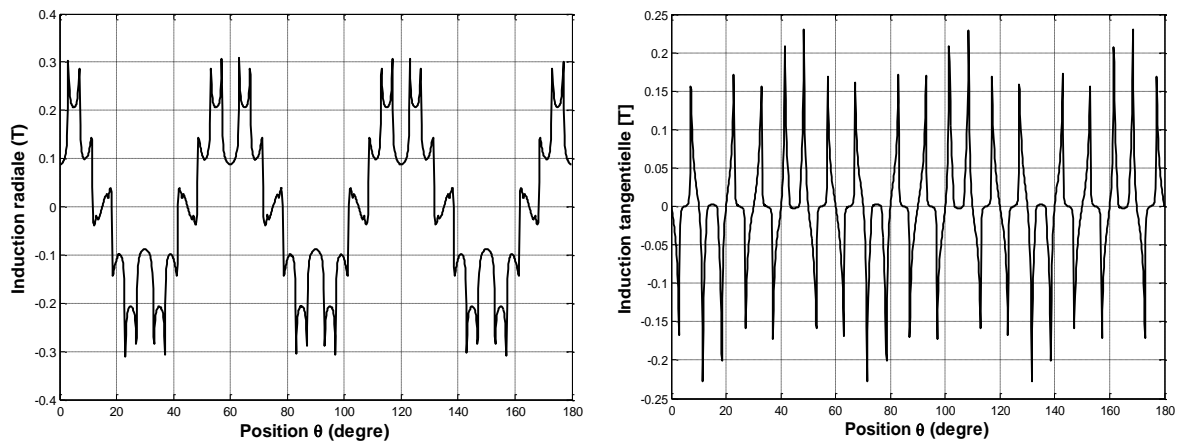


Fig. III.63. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 23°

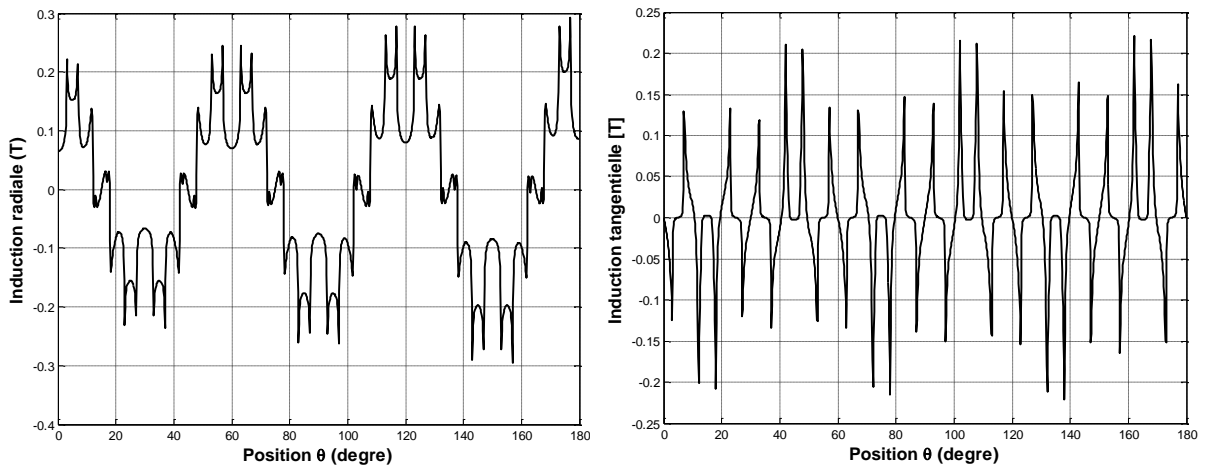


Fig III.64. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale 24°

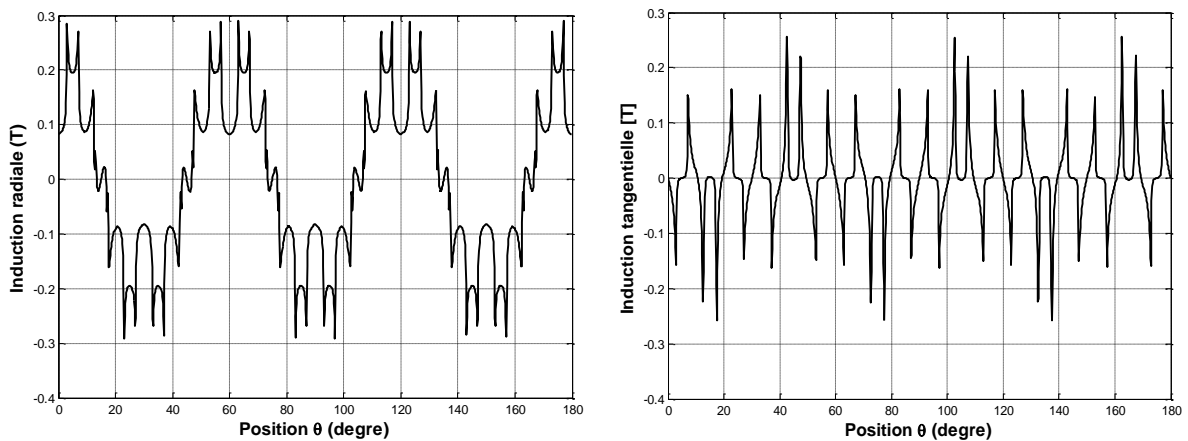


Fig. III.65. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 25°

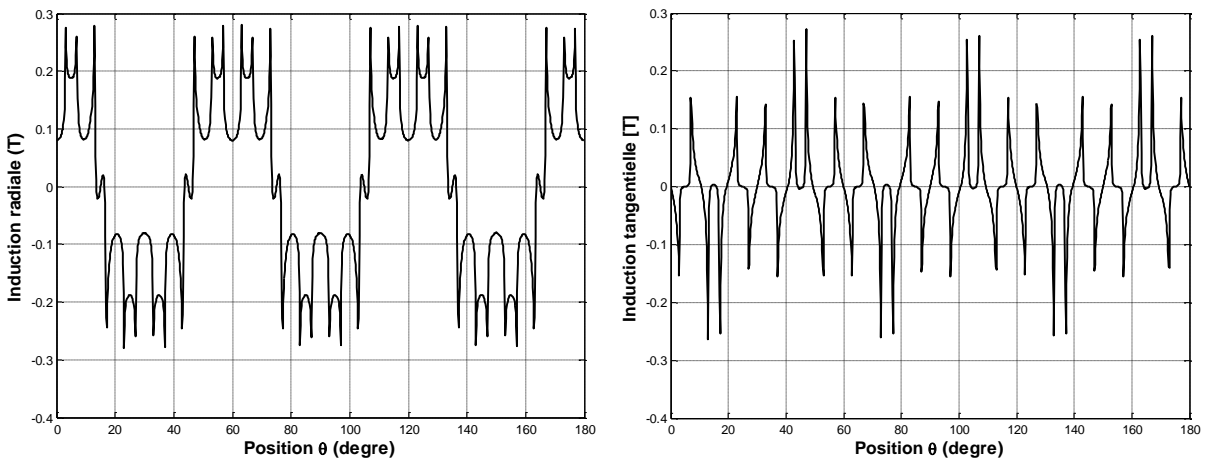


Fig III.66. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale 26°

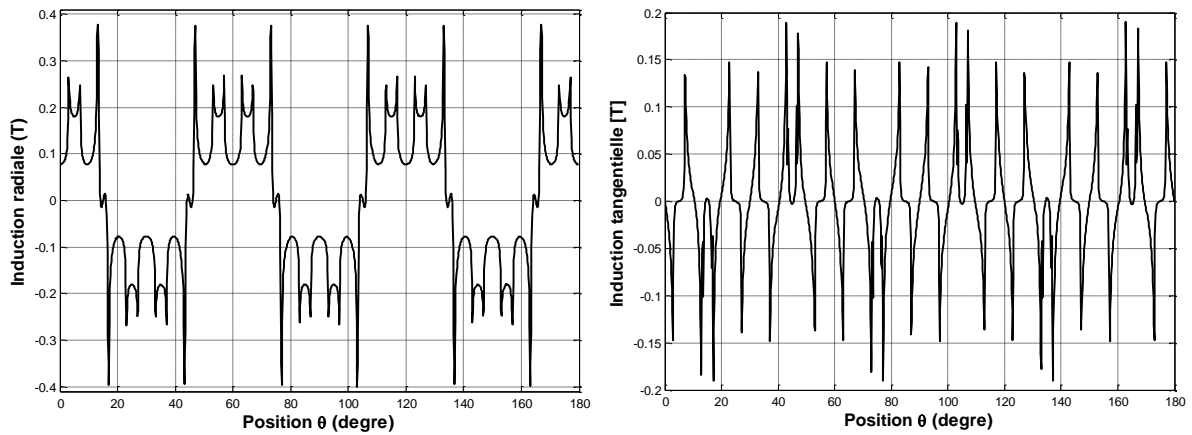


Fig. III.67. Induction radiale et tangentielle pour une ouverture égale à 27°

III.4.2. Résultats de couple de détente

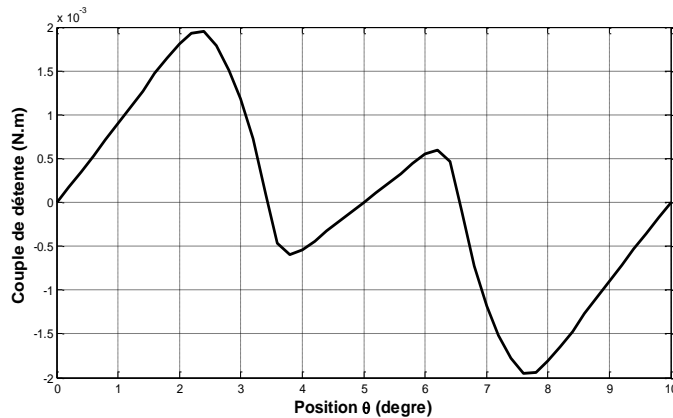


Fig. III.68. Couple de détente pour une ouverture égale à 19°

La valeur maximale de couple de détente avec une ouverture égale à 19° est de 0.0020 N.m

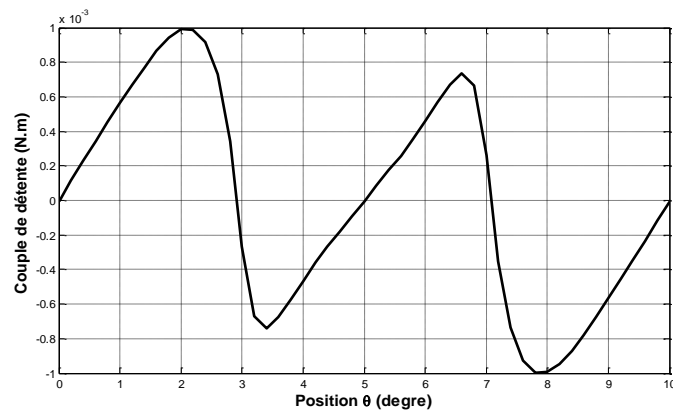


Fig. III.69. Couple de détente pour une ouverture égale à 20°

La valeur maximale de couple de détente avec une ouverture égale à 20° est de 0.00099 N.m

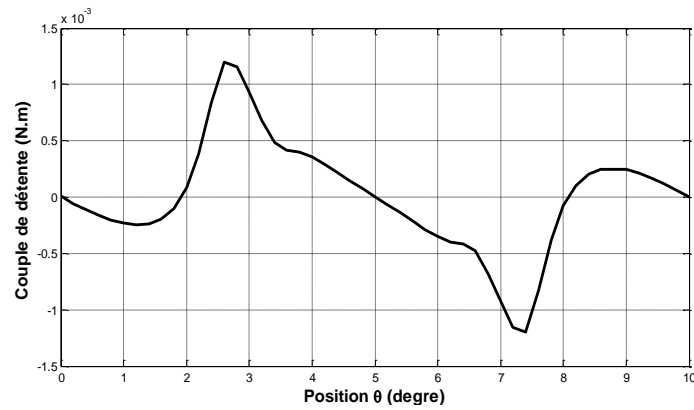


Fig. III.70. Couple de détente pour une ouverture égale à 21°

La valeur maximale de couple de détente avec une ouverture égale à 21° est de 0.0012 N.m

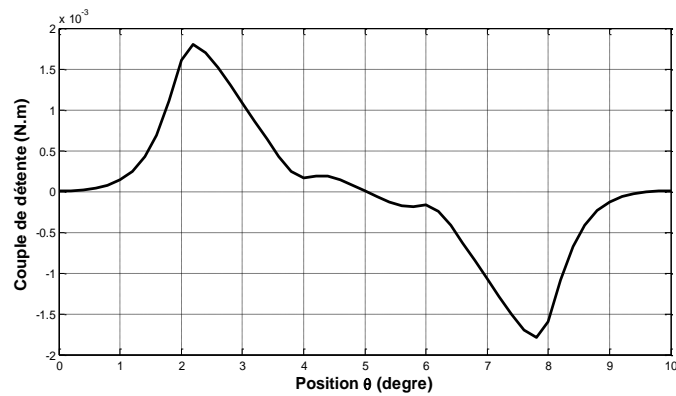


Fig. III.71. Couple de détente pour une ouverture égale à 22°

La valeur maximale de couple de détente avec une ouverture égale à 22° est de 0.0018 N.m

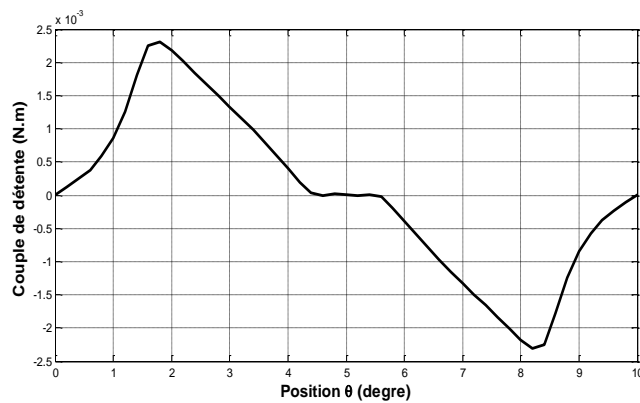


Fig. III.72. Couple de détente pour une ouverture égale à 23°

La valeur maximale de couple de détente avec une ouverture égale à 22° est de 0.0023 N.m

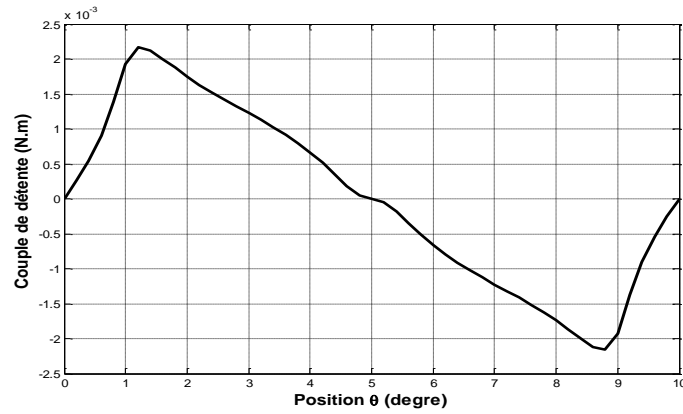


Fig III.73. Couple de détente pour une ouverture égale 24°

Valeur maximal de couple détente pour une ouverture égale 24° : 0.0022N.m

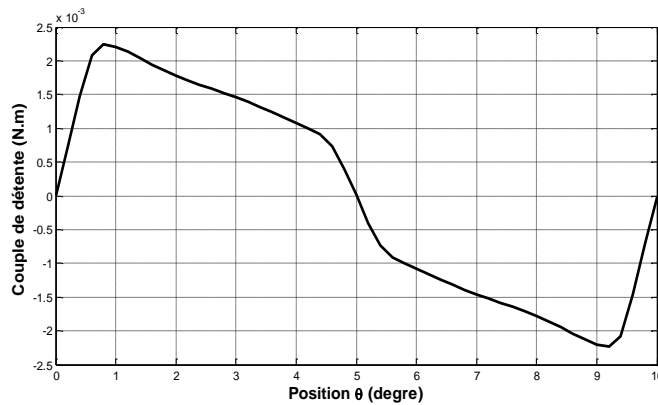


Fig. III.74. Couple de détente pour une ouverture égale à 25°

La valeur maximale de couple de détente avec une ouverture égale à 25° est de 0.0022 N.m

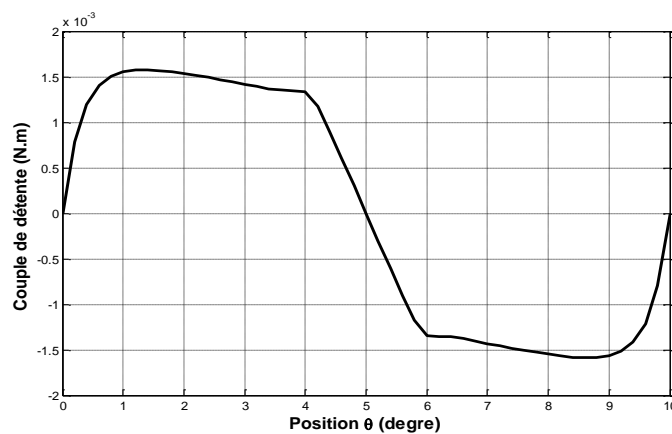


Fig III.75. Couple de détente pour une ouverture égale 26°

Valeur maximal de couple détente pour une ouverture égale 26° : 0.0016 N.m

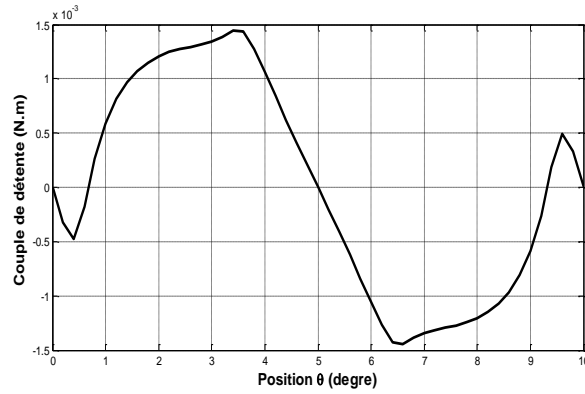


Fig. III.76. Couple de détente pour une ouverture égale à 27°

La valeur maximale de couple de détente avec une ouverture égale à 27° est de 0.0014 N.m

III.4.2.a. Comparaison les résultats de couple de détente

Le tableau (III.4) résumé le maximum de couple détente pour chaque ouverture.

Ouverture d'aimants (degré)	Max de couple détente (N.m)
19°	0.0020
20°	0.00099
21°	0.0012
22°	0.0018
23°	0.0023
24°	0.0022
25°	0.0022
26°	0.0016
27°	0.0014

Tableau III.4. Résultats du couple détente maximum

Max de couple de détente pour des ouvertures d'aimant sur la figure (III.77) dans la page suivante :

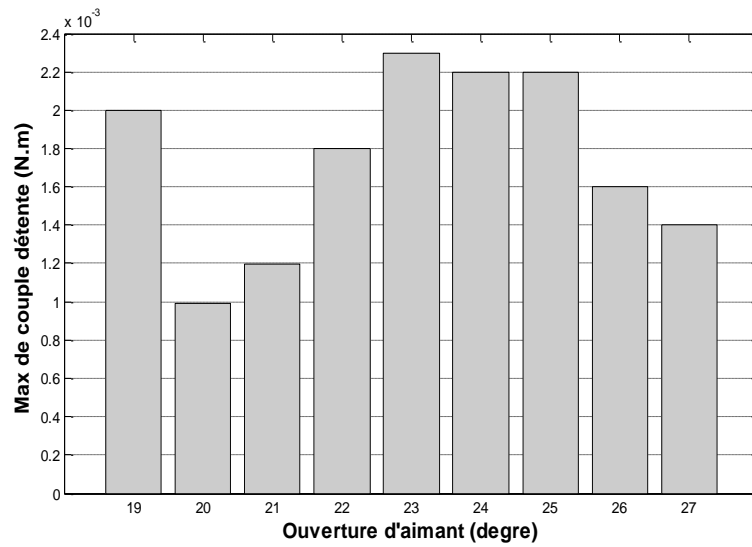


Fig. III.77. Max de couple de détente pour des ouvertures d'aimant

Nous constatons que la valeur optimale du couple de détente est lorsque l'ouverture des aimants soient égale à 20 degré.

III.4.3. Résultats de flux magnétique

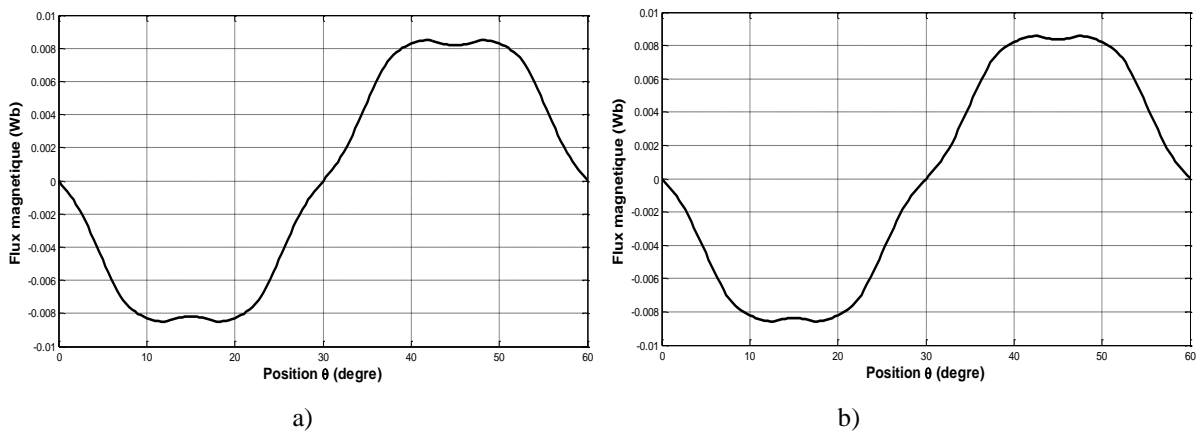


Fig. III.78. Flux magnétique pour une ouverture égale à a)19° et b)20°

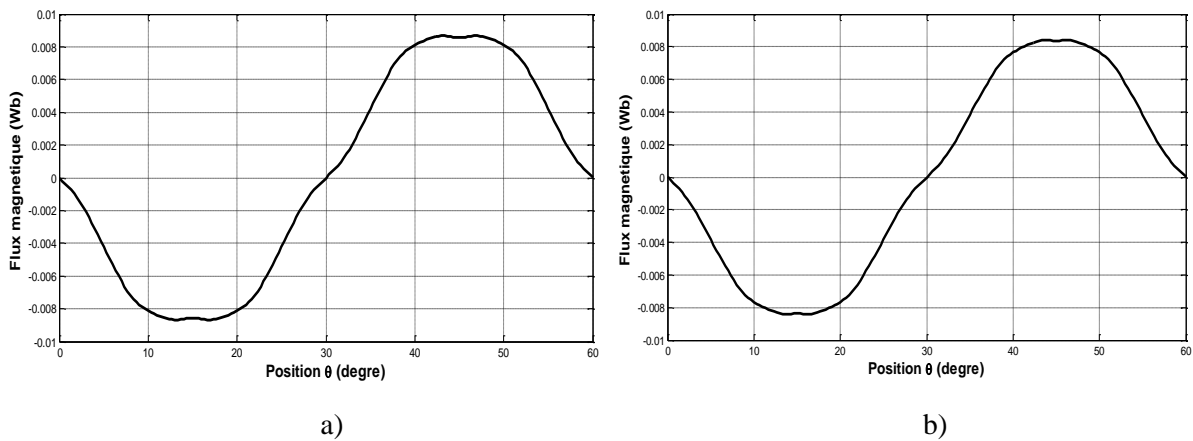
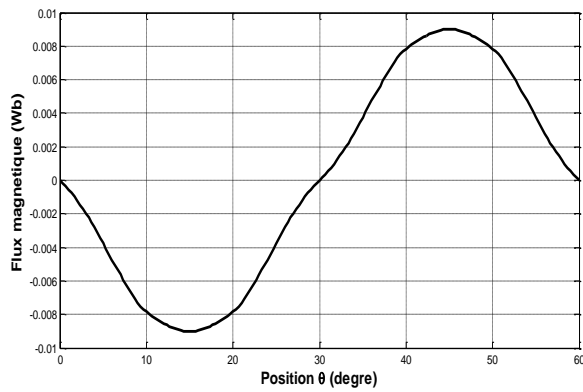
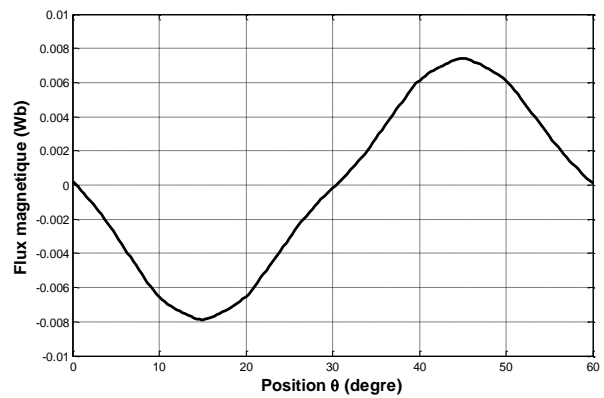


Fig. III.79. Flux magnétique pour une ouverture égale à a)21° et b)22°

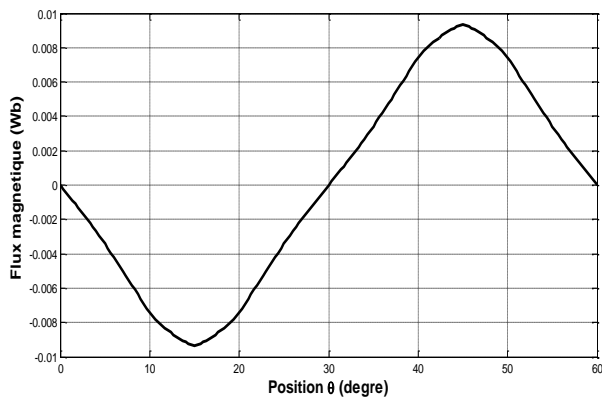


a)

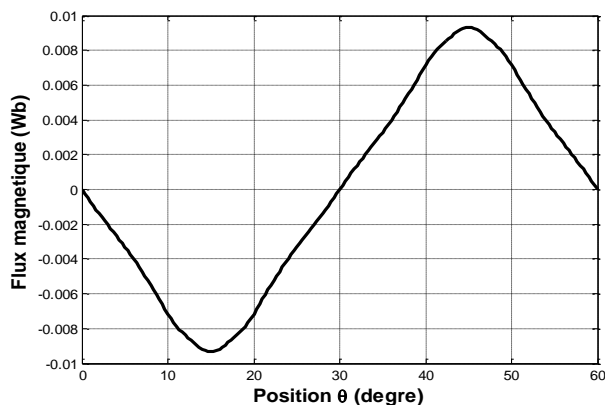


b)

Fig III.80. Le flux magnétique pour une ouverture égale 23° et 24°



a)



b)

Fig III.81. Le flux magnétique pour une ouverture égale 25° et 26°

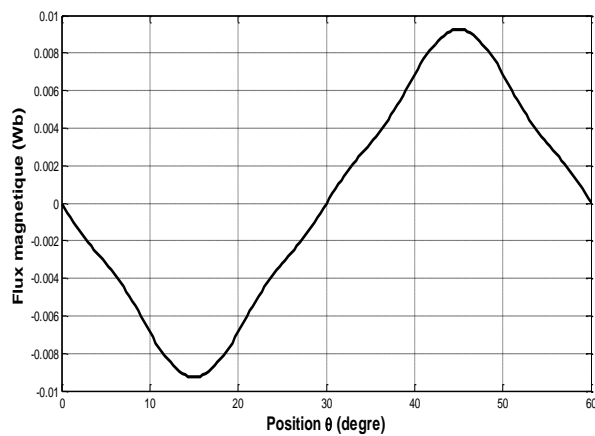


Fig. III.82. Flux magnétique pour une ouverture égale à 27°

III.4.4. Résultats de La force électromotrice (FEM)

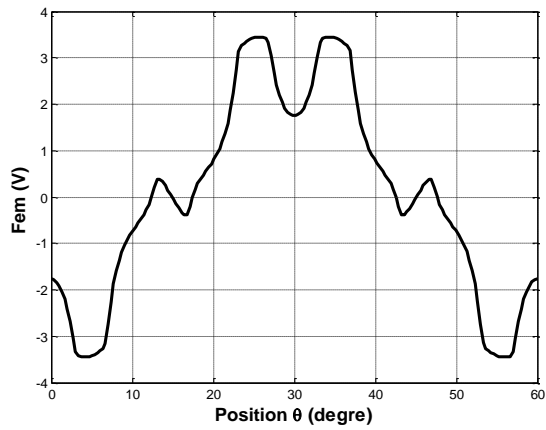


Fig. III.83. FEM pour une ouverture égale à 19° (cas saturé)

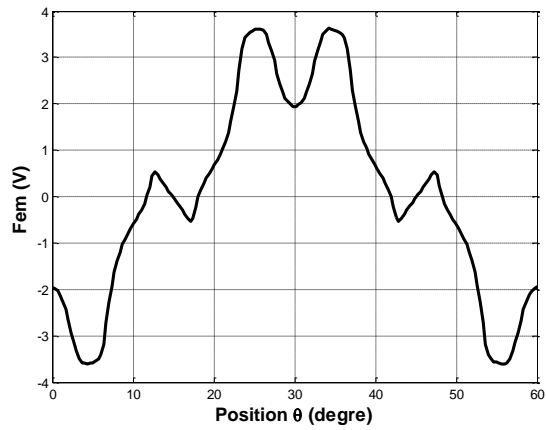


Fig. III.84. FEM pour une ouverture égale à 20° (cas saturé)

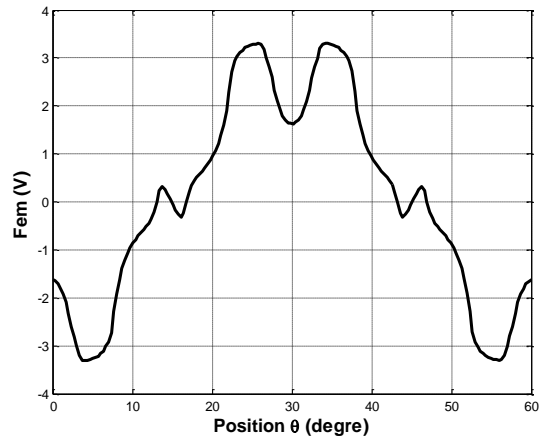


Fig. III.85. FEM pour une ouverture égale à 21° (cas saturé)

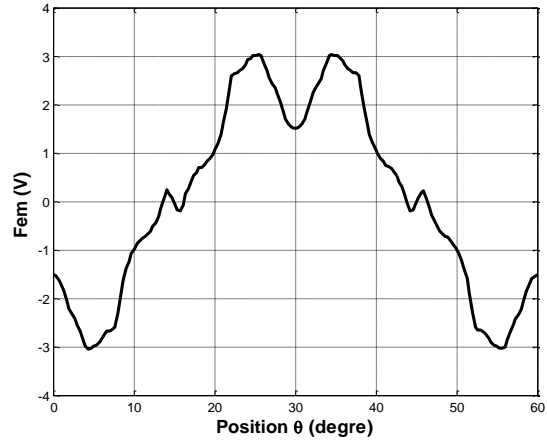


Fig. III.86. FEM pour une ouverture égale à 22° (cas saturé)

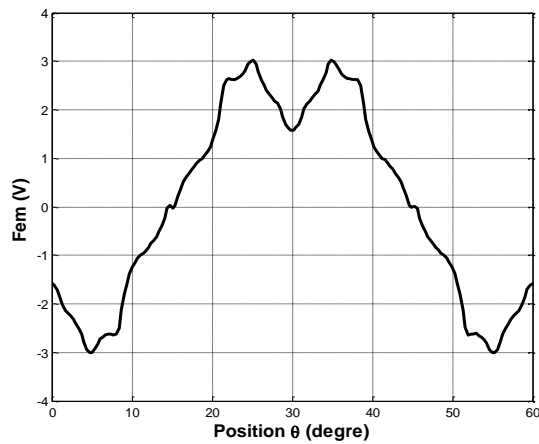


Fig. III.87. FEM pour une ouverture égale à 23° (cas saturé)

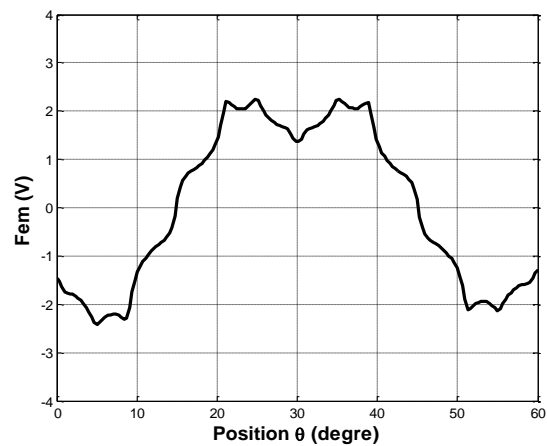


Fig. III.88. FEM pour une ouverture égale à 24° (cas saturé)

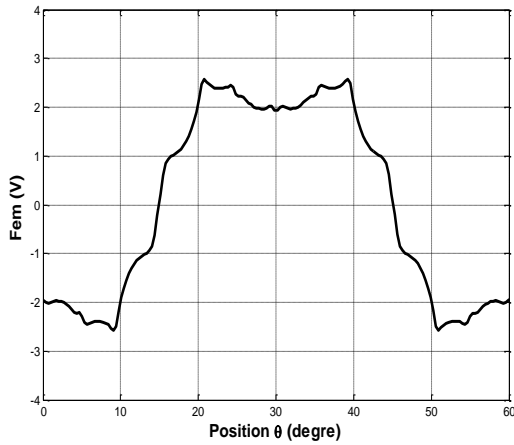


Fig.III.89. FEM pour une ouverture égale à 25° (cas saturé)

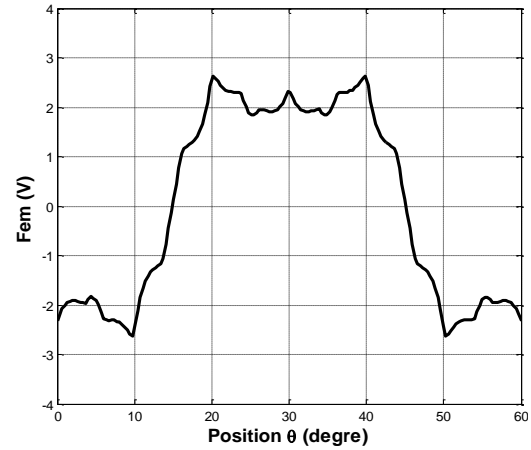


Fig III.90. FEM pour une ouverture égale à 26° (cas saturé)

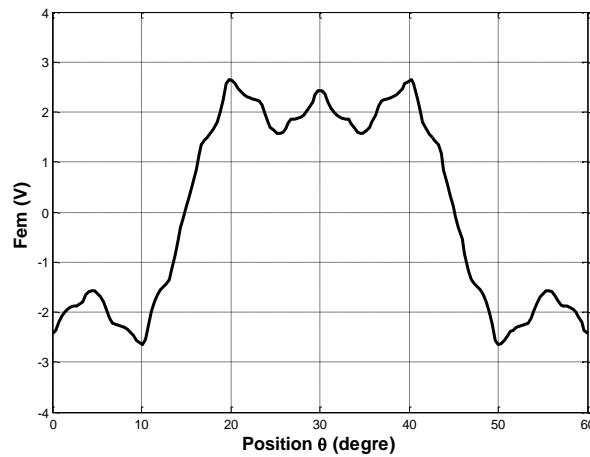


Fig. III.91. FEM pour une ouverture égale à 27° (cas saturé)

- Force électromotrice d'une phase avec le courant

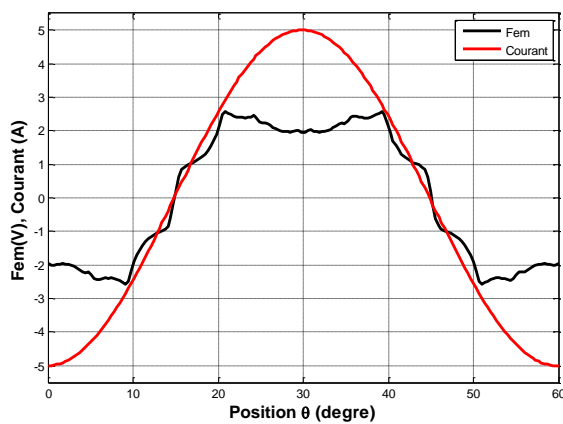


Fig. III.92. FEM et courant pour une ouverture égale à 25° (cas saturé)

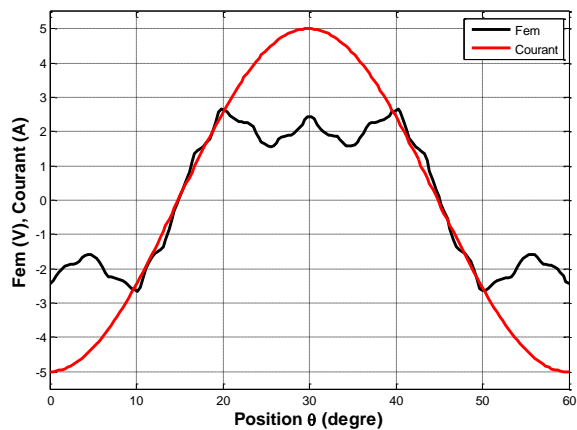


Fig. III.93. FEM et courant pour une ouverture égale à 27° (cas saturé)

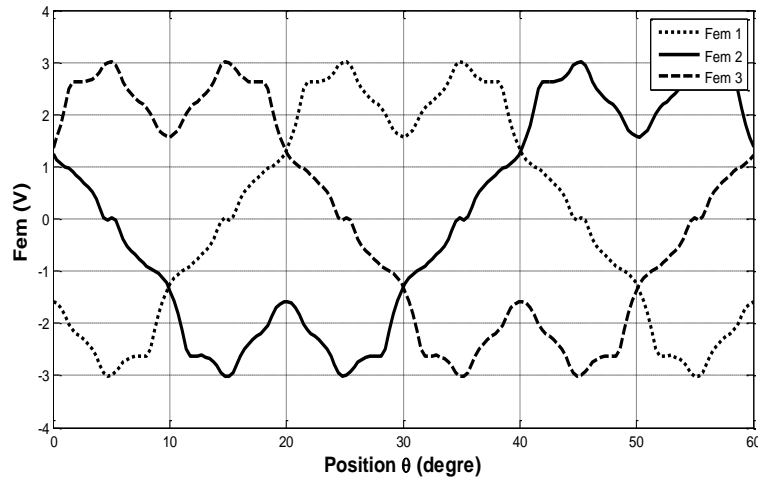


Fig. III.94. Trois phases de la force électromotrice avec une ouverture égale à 23°

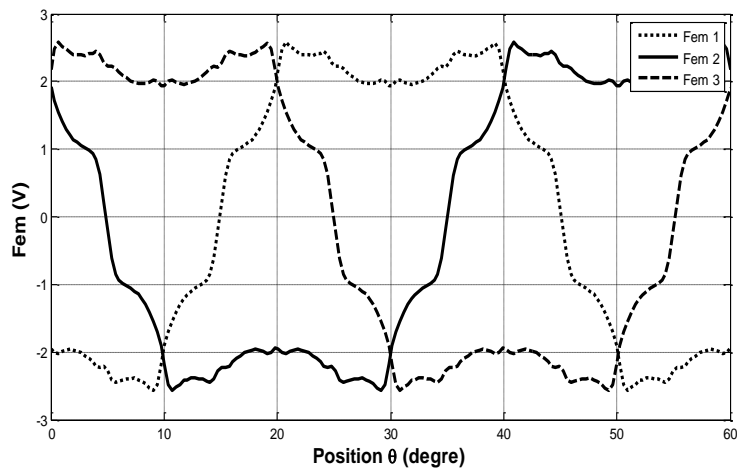


Fig. III.95. Trois phases de la force électromotrice avec une ouverture égale à 25°

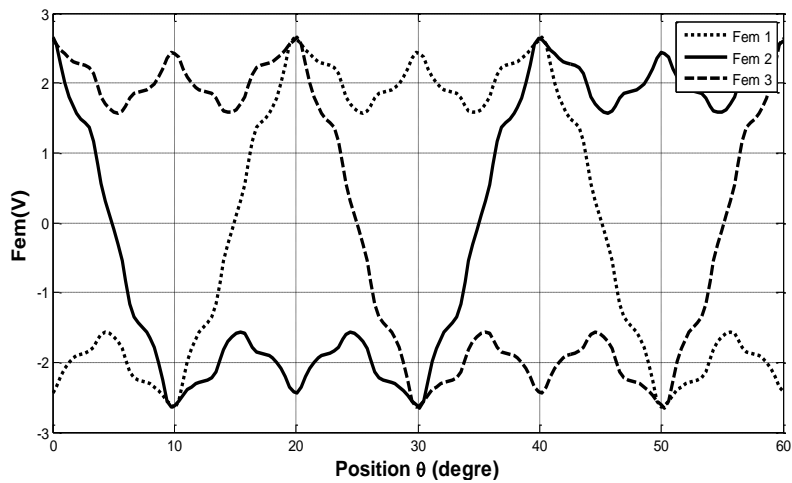


Fig. III.96. Trois phases de la force électromotrice avec une ouverture égale 27°

III.4.5. Résultats de couple électromagnétique à l'état de saturation

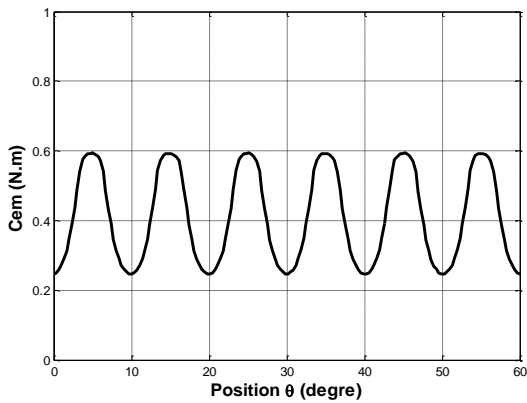


Fig. III.97. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 19° (cas saturé)

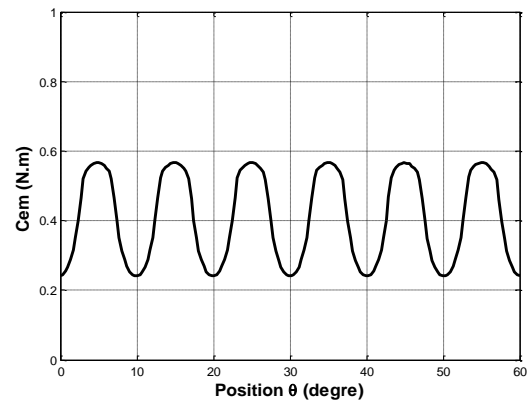


Fig. III.98. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 20° (cas saturé)

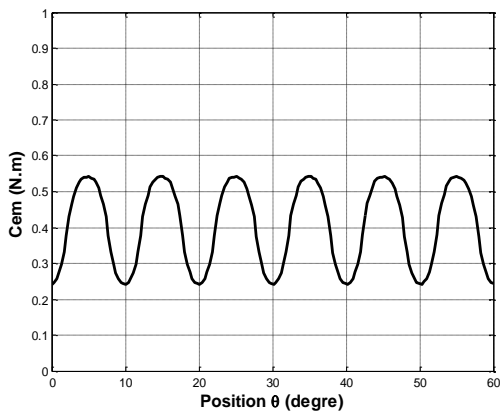


Fig. III.99. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 21° (cas saturé)

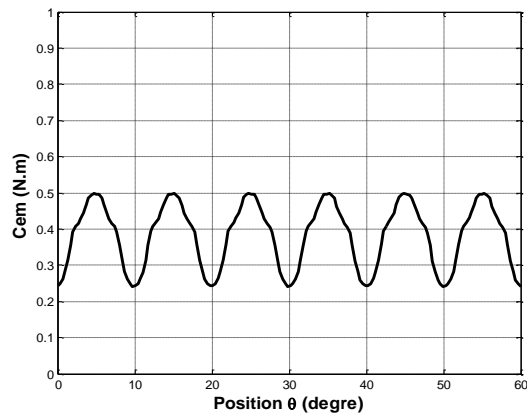


Fig. III.100. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 22° (cas saturé)

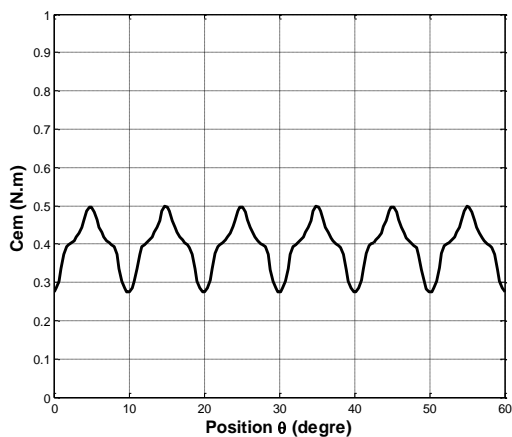


Fig. III.101. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 23° (cas saturé)

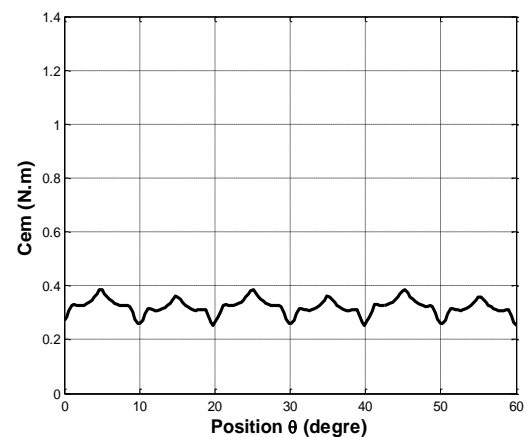


Fig. III.102. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 24° (cas saturé)

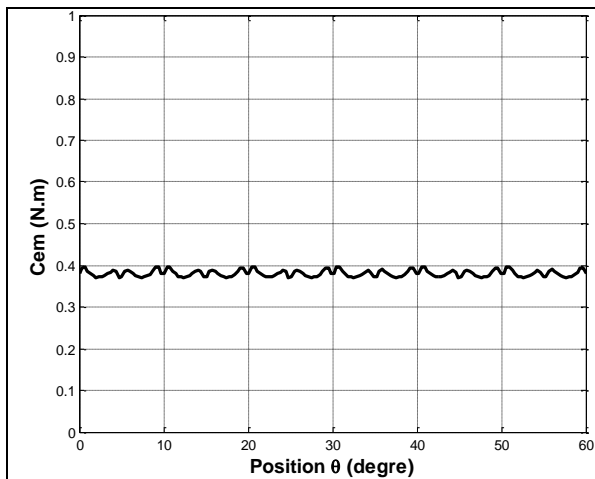


Fig. III.103. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 25° (cas saturé)

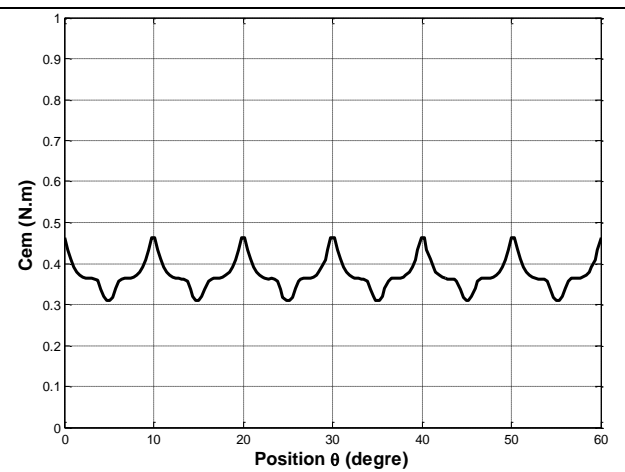


Fig. III.104. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 26° (cas saturé)

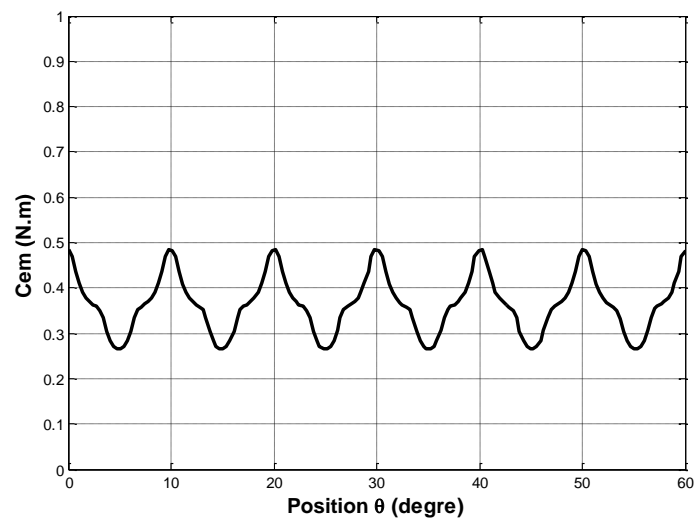


Fig. III.105. Le couple électromagnétique pour une ouverture égale à 27° (cas saturé)

III.5. Comparaison globale

Dans ces résultats, le couple de détente est très petit (presque 0.0008%) par rapport au couple électromagnétique, alors le dernier est le couple total.

Dans le tableau III.5 les résultats du couple électromagnétique moyen et son taux d'ondulation dans la page suivante :

Ouverture d'aimant (degré)	Couple électromagnétique moyen (N.m)	Taux d'ondes (%)
19°	0.4115	84.59
20°	0.4085	79.85
21°	0.4045	74.29
22°	0.3825	67.40
23°	0.3941	56.82
24°	0.3211	40.55
25°	0.3807	6.83
26°	0.3728	41.14
27°	0.3648	59.98

Tableau III.5. Couple électromagnétique moyen et son taux d'ondulation

On note que les valeurs de couple électromagnétique sont très proches les unes des autres.

- Couple électromagnétique de chaque ouverture d'aimant sur la figure (III.106)

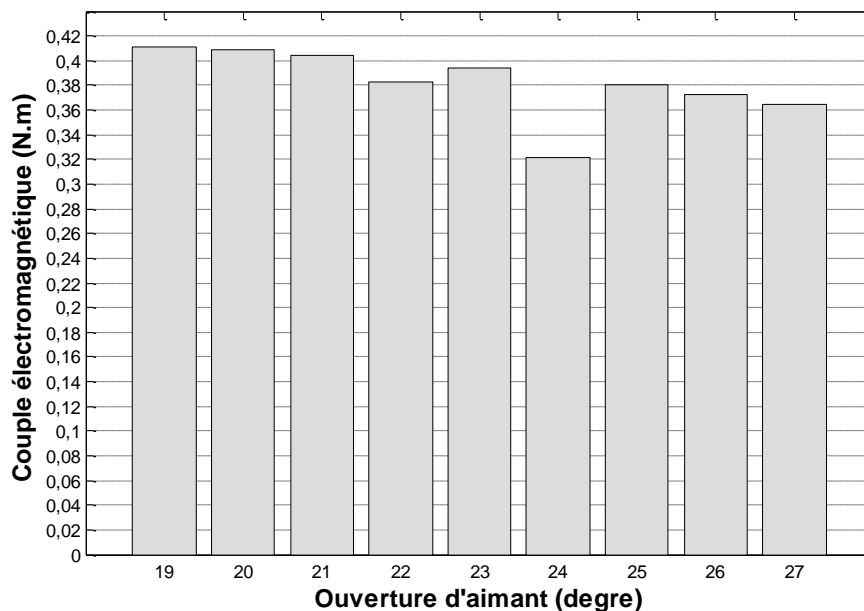


Fig. III.106. Couple électromagnétique de chaque ouverture d'aimant

- Taux d'ondulation de chaque ouverture d'aimant sur la figure (III.107) dans la page suivante :

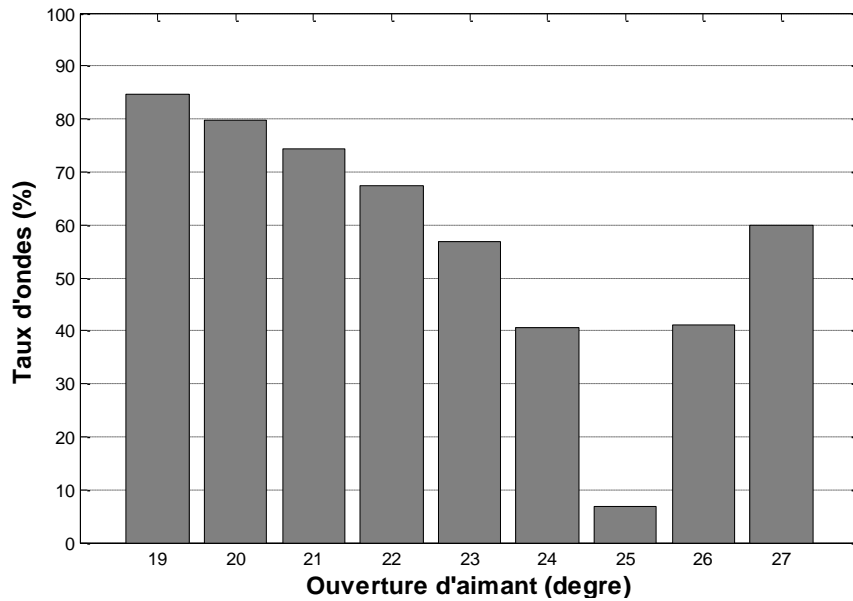


Fig III.107. Taux d'ondes de chaque ouverture d'aimant

Une seule structure qui donne un taux d'ondulation très faible 6.8% est la structure qui présente une ouverture des aimants égale à 25°.

Le fonctionnement optimal de la machine qui nous avons étudiés est d'une structure d'ouverture des aimants de 25 degré.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé et dimensionner la machine synchrone à aimants d'une marque LG en utilisant un outil de calcul par éléments finis (2D), cet outil permet une modélisation assez fine de la machine. Pour les structures dans lesquelles l'essentiel des phénomènes électromagnétiques se passent dans l'entrefer de la machine.

Cette étude nous a permis de déterminer l'influence de quelques paramètres électromagnétiques dimensionnant sur les performances de la machine comme l'induction radiale et tangentielle, la force électromagnétique le couple de détente et le couple électromagnétique pour des déférentes ouvertures d'aimants

Les configurations au niveau d'ouverture des aimants du rotor est une bonne méthode pour améliorer les performances de la machine synchrone à aimants permanents

Les analyses que nous avons effectuées au niveau de neuf structures différentes, en termes de minimisation et d'agrandissement de l'angle de l'aimant placé dans le rotor.

Le résultat final et important que nous étudions a permis d'obtenir une amélioration au niveau de fonctionnement de la machine étudiée.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire sont consacrés à l'étude de la machine synchrone à aimants permanents à flux radial avec rotor externe utilisée par la marque LG.

Le développement des machines à aimants permanents concerne l'amélioration de fonctionnement et de son coût par les industriels, il ressort clairement de cette analyse, que la recherche d'une solution optimale repose sur la prise en compte les critères liés à la structure de la machine.

Dans le premier chapitre, nous avons effectué un rappel sur les caractéristiques générales de la machine synchrone à aimants permanents, ses différents types et différentes structures de la MSAP, ses avantages et ses domaines d'application, les types d'alimentation, nous avons parlé aussi de caractéristiques générales des aimants permanents.

Dans le deuxième chapitre, nous avons expliqué brièvement la méthode numérique des éléments finis. Les équations de champ ou de Maxwell ont été ainsi données et modélisées, on a défini logiciel (FEMM) utilisé dans la conception et la modélisation de notre machine.

La réduction des ondulations du couple, qui est l'objectif principal de notre étude, peut être effectuée en agissant d'une part sur le choix de la structure des aimants.

La modélisation électromagnétique bidimensionnelle a été traitée dans le dernier chapitre afin de calcul numérique, basé sur la résolution des équations du champ, cette étude nous a permis de déterminer l'influence de quelques paramètres électromagnétiques dimensionnant sur les performances de la machine.

Les résultats obtenus ont révélé qu'il existe un potentiel d'amélioration pour optimal fonctionnement de la machine d'une marque LG et à moindre coûts.

Références bibliographiques

- [1] **B. L. CHIKOUCHE**, « Pré-dimensionnement de machines synchrones à entrefer lisse et à aimants permanents montes surface rotorique ». Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2018.
- [2] **H. WANG J. LENG**, « Summary on Development of Permanent Magnet Synchronous Motor ». The 30th Chinese Control and Decision Conference, CCDC 2018, 07/2018.
- [3] **A. BENMOHAD**, « Etude électromagnétique d'une machine synchrone pour une conception optimale ». Mémoire de Master, Université de M'sila, 2020.
- [4] **S. CHAIBET A. DAHMANE R. DERRADJ**, « Contribution à l'étude thermique d'un moteur synchrone à aimants permanents ». Projet de Fin d'Etude (PFE), Université de Tizi-Ouzou, 2011.
- [5] « Magnetic Materials in Permanent Magnet Motors », [online] visit: <https://www.stanfordmagnets.com/magnetic-materials-in-permanent-magnet-motors.html>
- [6] **D. PRIETO**, « Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique ». Thèse de doctorat, Centrale Supélec, 2015.
- [7] **S. MABRAK**, « Modélisation des Machines Synchrones à Aimants Permanents avec Rotor Externe non Magnétique ». Mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2011.
- [8] **W. FANG**, « Elaboration de matériaux composites nanofils magnétiques/polymères pour la fabrication d'aimants permanents », Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, 2013.
- [9] **B. POUDEL E. AMIRI P. RASTGOUFARD B. MIRAFZAL**, « Toward Less Rare-Earth Permanent Magnet in Electric Machines: A Review », IEEE transactions on magnetics, vol. 57, no. 9, September 2021.
- [10] « Matières des aimants », [online] visite : <https://www.elesa.com/fr/CatalogoDatiTecniciFR/magnetic-materials>
- [11] **D. FODOREAN A. MIRAOUI**, « Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) », Techniques de l'ingénieur, D3554, pages 1-22, Nov. 2009.
- [12] **E. AOUICHA A. MAZOUZ A. CHERIFI**, « Modélisation Electromagnétique par Eléments Finis 2D d'une Machine synchrone à Aimant Permanent », Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, Université de Tizi-Ouzou, 2011.
- [13] « Moteur synchrone aimant permanent », [online] visite : https://fr.tech-zy.com/permanent-magnet-synchronous-motor_n11
- [14] **J. A. FAROOQ** « Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents », Thèse de doctorat, Université de technologie de Belfort-montbéliard, 2008.
- [15] **R. LATEB**, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par POD ». Mémoire de magister, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 2006.
- [16] **J. Kolehmainen**, « Motors with buried magnets for medium-speed applications », IEEE transactions on energy conversion, vol 23, No 1, March 2008.

Références bibliographiques

- [17] **P. AKIKI**, « Conception multi-physique de machines électriques à flux radial et axial pour des applications à entraînement direct ». Thèse de Doctorat, Université de Paris-Saclay, 2017.
- [18] **S. MOUZAOU**, « Etude d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents en Présence de Défauts de Courts-Circuits et de Désaimantations par la Méthode des Eléments Finis ». Mémoire de master, Université de Tizi-ouzou, 2015.
- [19] **J. AZZOUZI**, « Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur ». Thèse de doctorat, Université de Havre, 2007.
- [20] **P. DŮK P. LESNIEWSKI B. PONICK**, «Design and analysis of axial-flux permanent magnet synchronous machines as traction drives for electric vehicles». International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp 376-381; 2016.
- [21] **E. BOOMĚ**, « Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer » Thèse de doctorat, L'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2009.
- [22] **M. Aydin, S. Huang T. A. Lipo**, « Axial flux permanent magnet disc machines : A review». 11th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC, 2004.
- [23] **M. Aydin M. K. Guven**, « Design of several permanent magnet synchronous generators for high power traction applications ». IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2013, pp. 81–87.
- [24] **M. A. Kabir, A. Ahmed I. Husain**, «Axial flux segmental rotor flux-switching synchronous motor» IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 2148–2152, 2015.
- [25] **S. GRĚHANT**, « Contribution à l'étude de moteurs à flux transverse » L'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2009.
- [26] **J. OH J. LEE S. KANG K. SHIN B. KWON**, « Analysis of a Novel Transverse Flux Type Permanent Magnet Reluctance Generator », IEEE Transactions on Magnetics, Vol 50, No 2, February 2014.
- [27] **S. MABRAK A.MAY**, « Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique », PFE, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2008
- [28] **R. ABDESSEMED. V. ABDESSEMED**, « Les enroulements des machines électriques ». Université de Batna, iPress, 1995.
- [29] **H. GANA**, « Etude d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents à Double Excitation », Mémoire de Master, Université de M'sila, 2014.
- [30] **A. MENOUAR**, « Etude numérique de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université de M'sila, 2013.
- [31] **A. KUMAR N. SHARMA**, «Control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using vector control approach» IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D), 2016.
- [32] « CYC X1-Pro : un turbo sur votre vélo », [online] visite : <https://www.maxiverte2019.fr/cyc-x1-pro-un-turbo-sur-votre-velo/>

Références bibliographiques

- [33] « Protean Electric : production de masse de moteurs-roues en 2014 », [online] visite : <https://roulezeelectrique.com/protean-electric-production-de-masse-de-moteurs-roues-en-2014/>
- [34] « Automatismes / Télécommandes », [online] visite : <https://www.mionsportail.com/automatismes-portail-lyon-telecommandes-portail-lyon/>
- [35] **B. BOUKAIS**, « Contribution à la modélisation des systèmes couple machines convertisseurs : Application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM) ». Thèse de Doctorat, Université de Tizi-Ouzou, 2012.
- [36] **A. BENSLIMANE K. BEZZIOUNE**, « Calcul par éléments finis d'une M.S à aimants permanents », Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2019.
- [37] **S. MABRAK**, « Modélisation des Machines Synchrones à Aimants Permanents avec Rotor Externe non Magnétique ». Mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2011.
- [38] **B. L. CHIKOUCHE** « Calcul des performances de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2009.
- [39] **F. CHARIH**, « Comparaisons théorique et expérimentale de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques ». Thèse de Doctorat, Université de Frenche-comité, 2016
- [40] **A. BACCHUS**, « Représentativité de la modélisation aux éléments finis pour le diagnostic de machines synchrones de grande puissance ». Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, 2016.
- [41] **F. BETTACHE A. HADDOUR**, « Etude par éléments finis d'une machine à double saillance a aimants permanents (DSPM) ». Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2018.
- [42] **F. DUBAS, A. SARI J. M. KAUFFMANN C. ESPANET** « Cogging Torque Evaluation through a Magnetic Field Analytical Computation in Permanent Magnet Motors ». IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 1-5, 2009.

ملخص

يتعلق هذا العمل بتحسين آلة كهربائية ذات تدفق شعاعي مستخدمة في العلامة التجارية - أل جي-، والهدف هو تقليل عزم الدوران الدائم و تموجات عزم الدوران المحرك.

تم تطوير نموذج دراسة ثنائي الأبعاد بناءً على الدقة التحليلية لمعادلات ماكسويل باستخدام صيغة الجهد المتجه عن طريق برنامج يعتمد على طريقة العناصر المنتهية لتحديد توزيع الحث والقوة الدافعة الكهربائية وعزم الدوران الكهرومغناطيسي وعزم الدوران الدائم في فجوة الهواء.

لقد قمنا بتحسين تشغيل هذه الآلة من خلال دراسة التصميمات المختلفة من خلال تعديل هيكل المغناطيس في الدوار، وحصلنا على تموجات واهتزازات أقل وتكلفة أقل من حيث التصنيع الآلة.

كلمات مفاتيح: المحركات المتزامنة، آلات ذات المغناطيس الدائم، التدفق الشعاعي، العلامة التجارية أل جي، العناصر المنتهية.

RESUME

Ce travail porte sur l'amélioration d'une machine électrique à flux radial utilisée par la marque LG, L'objectif est de réduire le couple de détente et les ondulations du couple électromagnétique.

On a développé un modèle d'études bidimensionnelles basées sur la résolution analytique des équations de Maxwell en utilisant la formulation en potentiel vecteur sous un logiciel que se base sur la méthode des éléments finis, pour déterminer la distribution champ magnétique, la force électromotrice, le couple électromagnétique et le couple de détente.

Nous avons amélioré le fonctionnement de cette machine en étudiant les différentes conceptions en modifiant la structure des aimants dans le rotor où nous avons obtenus de moins de vibrations au niveau de l'arbre du rotor.

Mots clés : Machines synchrones à aimants permanents, Flux radial, Marque LG, Méthode des éléments finis, FEMM.

ABSTRACT

This work deal with the improvement of an axial flux electrical machine used by LG brand. The objective is to reduce the cogging torque and the electromagnetic torque ripples.

A two-dimensional study model was developed based on the analytical resolution of Maxwell's equations using the vector potential formulation with software based on the finite element method. To determine the magnetic field distribution, the electromotive force, the electromagnetic torque and the cogging torque in the air gap has been improved by studying different designs of the permanent magnet installed in the rotor core. We have obtained less undulations and vibrations.

Keywords: Synchronous permanent magnets machines, Radial flux, LG brand, Finite elements method, FEMM.