



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. MIRA-Bejaia
Faculté de la Technologie
Département de Génie Électrique

MEMOIRE DE MAGISTER

Filière : Électrotechnique

Option : Systèmes Électro-Énergétiques

THÈME

**ETUDE ET CONCEPTION D'UNE MACHINE A
AIMANTS PERMANENTS A DOUBLE SAILLANCE
(DSPM) POUR DES APPLICATIONS A BASSE VITESSE
DE ROTATION**

Soutenu le :
02.07.2012

Présenté par :
GUERROUDJ Cherif

Membres de jury

Président	Mr T. REKIOUA	Prof	Univ. de Bejaia
Examinateur	Mr. K. GHEDAMSI	MCA	Univ. de Bejaia
Examinateur	Mr. D. AOUZELLAG	MCA	Univ. de Bejaia
Rapporteur	Mr. R. SAOU	MCA	Univ. de Bejaia

Année Universitaire : 2011/2012

Remerciements

Je tiens à exprimer ma vive et profonde gratitude à Monsieur SAOU Rachid, maître de conférences à l'Université de Bejaia, pour m'avoir proposé, dirigé et encadré ce sujet de thèse. Ses qualités humaines, ses conseils, ses encouragements, son soutien bienveillant et sa grande disponibilité tout au long de ce travail ont joué un rôle capital dans l'aboutissement de mon effort. Encore une fois, je lui témoigne de ma profonde reconnaissance.

J'exprime mes profonds remerciements à M. REKIOUA Toufik, professeur à l'Université de Bejaia, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire.

Que Messieurs K. GHEDAMSI et D. AOUZELLAG, Maîtres de conférences à l'Université de Bejaia, soient assurés de ma sincère reconnaissance pour accepter de participer au jury de soutenance.

Je tiens aussi à remercier tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin durant toutes mes années d'études.

Je clos en adressant mes remerciements à mes parents et mes frères pour leur soutien indéfectible tout au long de mon cycle d'études. Je leur dois beaucoup. Qu'ils trouvent dans ce manuscrit toute ma reconnaissance.

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

mes très chers parents,

mon défunt frère Rabah,

mes frères,

toute la famille GUERROUDJ,

tous mes amis

tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin

dans l'achèvement de ce travail.

SOMMAIRE

Nomenclature	i
Liste des figures	v
Liste des tableaux	x
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur les machines à reluctance variable	
Introduction	3
I.1. Historique des MRV	5
I.2. Diverses configurations des MRV	5
I.2.1. MRV pures	5
I.2.1.1. MRV à simple denture (ou à stator lisse)	6
I.2.1.2. MRV à double denture (à double saillance).....	6
I.2.1.2.1. MRVDS à grosses dents	6
I.2.1.2.2. MRV à plots dentés	7
I.2.1.2.3. MRV à denture répartie (ou à effet vernier)	8
I.2.2. MRV à aimants permanents	9
I.2.2.1. Machines à aimants permanents à double saillance (DSPM).....	9
I.2.2.2. Machines Vernier hybride	10
I.2.2.1. Machine à inversion de flux (FRM)	11
I.3 Domaines d'application des MRV	11
I.4.Principe de fonctionnement des MRV	12
I.4.1. Machine élémentaire	12
I.4.2.Principe de fonctionnement de la MRVDS.....	14
I.4.3.Production de couple la MRVDS	16
I.5.Mode d'alimentation.....	17
I.6.Stratégie de commande de la machine	19
I.6.1.Alimentation en pleine onde (Commande en tension)	20
I.6.2.Modulation de largeur d'impulsions (Commande en courant)	20
I.7.Avantages et inconvénients des MRV	20
I.7.1.Avantages	21
I.7.2.Inconvénients.....	21
Conclusion.....	22

Chapitre II : Éléments de dimensionnement d'une machine à double saillance à aimants permanents (DSPM)

Introduction	23
II.1. Machine à double saillance à aimants permanents à grosses dents	23
II.1.1. Présentation de la structure idée de base	23
II.1.2. Principe de fonctionnement	25
II.1.3. Production de couple DSPM	27
II.2. Machine à double saillance à aimants permanents à plots dentés	28
II.2.1. Augmentation du nombre de plots par phase	29
II.2.2. Accroissement de nombre de dents par plots	29
II.3. Critères et règles de conception des DSPM à plot dentés.	29
II.4. Topologie des machines réalisables à basse vitesse (proche de 50 tr/min)	31
II.5. Topologie de machines réalisables avec $N_r = 64$ dents	34
II.6. Description de la machine d'étude	37
II.7. Présentation de la DSPM 48/64 étudiée	38
II.7.1. Forme des dents	39
II.7.2. La structure globale	39
II.8. Approche numérique par éléments finis	40
II.8.2. Formulation et mise en équation par éléments finis	41
II.8.2. Conditions aux limites	44
II.8.2.1. Condition de Dirichlet	44
II.8.2.2. Condition de Neumann	44
II.8.2.3. Condition de transmission	45
II.9. Principe de la méthode des éléments finis	45
II.10. Description du logiciel utilisé	46
II.10.1. Le préprocesseur	47
II.10.2. Le Solver	47
II.10.3. Le Post-processeur	47
Conclusion	48

Chapitre III : Caractéristiques statiques et analyse paramétrique

Introduction	49
III.1. Application de logiciel FEMM à la DSPM 48/64	49
III.1.1. Maillage du domaine d'étude	49

III.1.2. Lignes du flux et carte des champs magnétique à vide.....	50
III.1.3. Lignes du flux et carte des champs magnétique en charge.....	51
III.1.4. La distribution spatiale de l'induction électromagnétique.....	53
III.2. Calcul du flux et du couple électromagnétique	54
III.2.1. Calcul du flux.....	54
III.2.2. Calcul du couple électromagnétique.....	55
III.3. Détermination des différentes caractéristiques statiques de la machine étudiée.....	56
III.3.1. Caractéristique statique du flux	56
III.3.2. Force électromotrice (FEM)	58
III.3.3. Caractéristique de l'inductance statorique.	59
III.3.3. Caractéristique des inductances mutuelles	60
III.3.4. Caractéristique de couple électromagnétique	61
III.3.5. Calcul de la résistance d'une phase	62
III.4. Calcul des pertes Joule	63
III.5. Volume et poids des matériaux actifs	63
III.6. Étude de la sensibilité du couple maximale aux paramètres géométrique.....	64
III.6.1. Sensibilité à l'entrefer mécanique.....	64
III.6.2. Sensibilité à de la hauteur des dents statorique h_s et rotorique h_r	65
III.6.3. Sensibilité à l'épaisseur de la culasse statorique E_s	66
III.6.4. Sensibilité à l'épaisseur de la culasse rotorique E_r	66
III.6.5. Sensibilité aux rapports cycliques des dents.....	67
III.6.6. Sensibilité au rayon du rotor	68
III.6.7. Sensibilité à la forme du plot (point A (β_a, R_a))	69
III.6.8. Sensibilité à la hauteur des plots	70
III.6.9. Sensibilité à l'épaisseur des aimants.....	71
Conclusion.....	72

Chapitre IV : Contribution à l'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice de la DSPM48/64

Introduction	74
IV.1. Optimisation en couple de la DSPM 48-64 par l'action sur la forme et les dimensions des petites dents	74
IV.1.1. Principe de la méthode relaxation cyclique	75

IV.1 .2. Application de la méthode de relaxation pour l'optimisation des dents de la DSPM 48/64	76
IV.1.3. Optimisation en couple des dimensions des petites dents pour la DSPM 48-64	77
IV.1.3.1. Évolution des paramètres optimisés en fonction des itérations	77
IV.2. Étude de l'influence de la forme des dents sur la FEM de la DSPM 48-64.....	79
IV.2.1 Formes d'ondes des FEM et analyses spectrales	79
IV.3. Effet Vernier.....	85
IV.3.1. Introduction de l'effet Vernier dans la DSPM 48/64	85
IV.3.2. Optimisation en couple de la DSPM-60 et de la DSPM-68 à effets Vernier.....	87
IV.3.3. Étude de l'influence de la forme des dents sur la FEM de la DSPM 60 et de la DSPM 68 à effet Vernier	88
Conclusion.....	97
Conclusion générale	98
Bibliographie	100

Annexes

Annexe A : Paramètres de la machine à reluctance variable à double saillance à aimants permanents (DSPM48/64).

Annexe B : Paramètre optimaux des dents de la DSPM48/64 retenues sans et avec effet vernier

Annexe C : Notion de base sur la décomposition d'un signal périodique en série de Fourier.

Les principales abréviations et notations utilisées dans ce travail sont données dans ce qui suit.

————— ABREVIATIONS —————

MRV : Machines à réluctance variable.

MRVDS : Machines à Réluctance Variable à Double Saillance.

DSPM : Machines à aimants permanents à double saillance.

FRM : Machine à inversion de flux.

IGBT : Transistor bipolaire à grille isolée (insolated gate bipolar transistor)

MEF : Méthode des éléments finis

FEM : Force électromotrice.

T-T : Trapézoïdale au stator-Trapézoïdale au rotor.

T-R : Trapézoïdale au stator-Rectangulaire au rotor.

T-C : Trapézoïdale au stator-Circulaire au rotor.

R-R: Rectangulaire au stator-Rectangulaire au rotor.

R-T: Rectangulaire au stator-Trapézoïdale au rotor.

R-C: Rectangulaire au stator- Circulaire au rotor.

C-C : Circulaire au stator- Circulaire au rotor.

C-T : Circulaire au stator- Trapézoïdale au rotor.

C-R : Circulaires au stator- Rectangulaires au rotor.

THD : Taux de distorsion harmonique.

CAO : La Conception Assistée par Ordinateur.

DSPM-60 : machine à double saillance à aimants permanents à effet vernier $\tau_s = 2\pi/60$

DSPM-68 : machine à double saillance à aimants permanents à effet vernier $\tau_s = 2\pi/68$

————— NOTATIONS —————

symbole	désignation	unité
N_s	Nombre de dents au stator	-
N_r	Nombre de dents au rotor	-
P	Nombre de plots (pôles)	-
q	Nombre de phases	-
p_e	Nombre de paires de pôles de l'excitation	-
L	Inductance d'une phase statorique	H
M	Mutuelle inductance	H
L_{\max}	Inductance maximale	H
L_{\min}	Inductance minimale	H

R	Resistance d'une phase statorique	Ω
Ψ	Flux magnétique total par phase	Wb
Ψ_c	flux du au courant électrique.	Wb
Ψ_{ap}	Flux du aux Aimants permanents	Wb
V, E	Tension d'alimentation	V
i	Courant de phase.	A
Ω	Vitesse de rotation	tr/min
ω	Pulsation des courants statoriques	rd/s
F.m.m	Force magnétomotrice	At
R	Réductance du circuit magnétique	H^{-1}
I_n	Courant nominal	A
T_e	Couple électromagnétique	N.m
T_r	Couple de reluctance	N.m
T_{ap}	Couple hybride	N.m
w_e	Energie électromagnétique	J
W	Coénergie magnétique	J
B	Induction électromagnétique	T
H	Champ magnétique	$A \cdot m^{-1}$
B_r	Induction rémanent	T
B_n	Induction normale	T
B_t	Induction magnétique tangentielle	T
H_t	Champ magnétique tangentiel	$A \cdot m^{-1}$
A	Potentiel magnétique	
A_z	Potentiel vecteur magnétique suivant l'axe z	
E	Champ électrique	V/m
J	Densité du courant électrique	$A \cdot m^{-2}$
J_z	Densité du courant électrique suivant l'axe z	$A \cdot m^{-2}$
J_0	Densité du courant d'alimentation	$A \cdot m^{-2}$
J_{ap}	Densité du courant surfacique équivalente de l'aimant en présence	$A \cdot m^{-2}$
σ	Conductivité électrique	$S \cdot m^{-1}$
μ_0	Perméabilité magnétique du vide	$H \cdot m^{-1}$
μ_r	Perméabilité relative du milieu	$H \cdot m^{-1}$
θ	Position du rotor par rapport à l'axe du stator	rad
θ_m	Angle mécanique	rad
θ_e	Angle électrique	rad
θ_{off}	Angle d'extinction (désamorçage)	rad
θ_d	Angle démagnétisation	rad
N_{dp}	Nombre des dents par plot	-
α_{ps}	Angle séparant deux plots statorique successifs	rad
K	Nombre de maximum de dents par plot	-
N_{ps}/q	Nombre de plots par phase	-
τ_r	Pas dentaire rotorique	rad
τ_s	Pas dentaire statorique	rad

N_{ps}	Nombre de plots statorique	-
λ	Rapport d'énergie	-
E_r	Largeur des culasses rotorique	mm
E_s	Largeur des culasses statorique	mm
h_b	Hauteur de bobine	mm
β	Ouverture des plots	Deg(°)
A (R_a, β_a)	Position du point (Forme du plot)	-
R_a	Distance entre le point A et le centre de la machine O	mm
R_r	Rayon du rotor	mm
E_m	Epaisseur de l'aimant	mm
R_c	Rayon externe du stator	mm
R_r	Rayon du rotor	mm
g	Entrefer de la machine	mm
NI	Totalité des ampères tours	-
L_{spire}	Longueur d'une spire	mm
L_M	Longueur de la machine	mm
L_C	Longueur de conducteur en tête de bobine par plot	mm
h_s	Hauteur des dents statorique	mm
h_r	Hauteur des dents rotoriques	mm
α_{s1}	Largeur des dents statoriques	-
α_{r1}	Largeur des dents rotoriques	-
P_j	Pertes Joule	J
ρ	Résistivité du cuivre	$\Omega.m$
S	Surface totale du cuivre d'une bobine autour du plot	m^2
$N_{spire/plot}$	Nombre total de spire par plot	-
N	Nombre total de spire par phase	-
S_{cond}	Section du conducteur de la phase	m^2
α_{s2}	Largeur des dents statoriques	-
α_{r2}	Largeur des dents rotoriques	-

Liste des figures

Chapitre I

Figure. I.1 -Moteur pas à pas (32 dents rotoriques) brevet par C.I.Walker en 1919.....	4
Figure. I.2 -Un des premiers moteurs à réluctance variable à double saillance (année1920)	4
Figure. I.3 -MRV à stator lisse	6
Figure. I.4 -Structures magnétiques de machines à réluctance à double saillance	7
Figure. I.5 -MRV à plots dentés	8
Figure .I.6 -MRV à dentures réparties (vernier).....	9
Figure. I.7 -DSPM 6/4 (a) : aimants aux stators, (b) : aimants aux rotors	10
Figure. I.8 -Machine vernier hybride	10
Figure. I.9 -Structure de la machine à inversion de flux	11
Figure. I.10 -Structure élémentaire. (Position intermédiaire)	12
Figure. I.11 -Position de conjonction	13
Figure. I.12 -Position d'opposition	13
Figure. I.13 -Circuit d'excitation et Principe de fonctionnement de la MRV6/4	14
Figure. I.14 -Étape de rotation d'une MRV	15
Figure. I.15 -Profil idéalisé de l'inductance	16
Figure. I.16 -Convertisseur statique (pont asymétrique)	19

Chapitre II

Figure. II.1 –Vues en coupe des DSPM 6/4 et 12/8.....	24
Figure. II.2 -Évolution du flux pour une DSPM	25
Figure. II.3 - Forme du flux des aimants et de l'inductance	26
Figure. II.4 -Forme d'onde du flux des aimants et du courant de phase	26
Figure. II.5 -Topologie d'une MRVDS à plot dentée	31
Figure .II.6 -Machine à aimants permanents à double saillance 48/64(DSPM).....	38
Figure. II.7 -Caractéristique B-H de la tôle utilisée.....	38

Figure. II.8 -Dents trapézoïdales au rotor et au stator	39
Figure. II.9 -Paramètres globaux de dimensionnement	40

Chapitre III

Figure.III.1 -Maillage du domaine d'étude	50
Figure.III.2 -Ligne du flux et la carte de l'induction électromagnétique à vide .Phase 1 en position d'opposition	50
Figure.III.3 -Ligne du flux et la carte de l'induction électromagnétique à vide Phase 1 en position de conjonction	51
Figure.III.4-Ligne du flux magnétique en position de conjonction .Phase1 seule alimentée .	51
Figure.III.5 -Carte de l'induction électromagnétique en charge. Phase1 en position de conjonction	52
Figure.III.6 -Ligne du flux phase1 seule alimentée .Position d'opposition	52
Figure.III.7 -Carte du champ magnétique phase1 seule alimentée .Position d'opposition	52
Figure. III.8 -Distribution spatiale de l'induction électromagnétique à vide au niveau de l'entrefer phase1 en position d'opposition	53
Figure.III.9 -Distribution spatiale de l'induction électromagnétique à vide au niveau de l'entrefer phase1 en position de conjonction	53
Figure.III.10 -Distribution spatiale de l'induction électromagnétique en charge ($I=I_n$) au niveau de l'entrefer phase1 en position d'opposition	54
Figure.III.11 -Distribution spatiale de l'induction électromagnétique en charge ($I=I_n$) au niveau de l'entrefer phase1 en position de conjonction	54
Figure. III.12 -Flux par phase en fonction de la position du rotor	55
Figure. III.13 -Couple électromagnétique en fonction de la position du rotor	56
Figure.III.14 -Caractéristique de flux en fonction du courant pour différentes valeur de la position du rotor	57
Figure. III.15 -Caractéristique de flux en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs du courant	57
Figure. III.16 -forme d'onde du flux dû aux aimants	58
Figure.III.17 -Forme d'onde des forces électromotrices induites des trois phases	59

Figure.III.18 -Inductance statorique en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase	59
Figure.III.19 -Caractéristique de la mutuelle entre phases	60
Figure. III.20 -Réseaux caractéristique du couple en fonction de la position du rotor pour différents courants, Phase1 seul alimentée	61
Figure.III.21 -Variation du couple électromagnétique des trois phases de la machine en fonction de la position du rotor	62
Figure.III.22 -Sensibilité du couple max à l'entrefer	64
Figure.III.23 -Influence de la profondeur de dents rotorique sur le couple	65
Figure.III.24 -Influence de la profondeur de dents statorique sur le couple	65
Figure.III.25 -Saturation due à la profondeur des dents statorique h_s	66
Figure.III.26 -Influence de l'épaisseur de la culasse statorique sur le couple max	66
Figure.III.27-Influence de l'épaisseur de la culasse rotorique sur le couple max	67
Figure.III.28 -Allure du couple et le flux en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs de α_{s1}	67
Figure.III.29 -Allure du couple et le flux en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs de α_{r1}	68
Figure.III.30 -Allure du couple en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs de α_{r2} (Fig.III.20-a) et α_{s2} (Fig.III.20-b)	68
Figure.III.31 -Influence de rayon rotorique sur le couple	69
Figure.III.32 -Forme des plots (Position du point A(R_a, β_a)). (a) à plots droits. (b) à plots creux	69
Figure.III.33 -Influence de R_a sur le couple max	70
Figure.III.34 -Influence de β_a sur le couple max	70
Figure.III.35 -Influence de la hauteur des plots sur le couple max	70
Figure.III.36 - Influence de l'épaisseur d'aimant sur le flux magnétique maximal à vide (Phase 1 en position de conjonction).....	71
Fig.III.37- Influence de l'épaisseur d'aimant sur le flux magnétique maximal total, I=100A (Phase 1 en position de conjonction)	72
Fig.III.38- Influence de l'épaisseur d'aimants sur le couple maximal.....	72

Chapitre IV

Figure. IV.1 –Forme des dents statorique et rotorique	75
Figure. IV.2 -Illustration de la méthode cyclique en 2D	76
Figure. IV .3 -Résultats d’optimisation de la DSPM dents trapézoïdales au stator et au rotor:(a)-la profondeur des dents statorique h_s et rotorique h_r ;(b) –l’ouverture des dents statorique et rotorique	78
Figure. IV.4 -Spectre d’amplitude du flux et l’onde de la force électromotrice pour la configuration(T-T)	82
Figure. IV.5 -Spectre d’amplitude du flux et l’onde de la force électromotrice pour la configuration(T-R)	82
Figure. IV.6 -Spectre d’amplitude du flux et l’onde de la force électromotrice pour la configuration(T-C)	82
Figure. IV.7 -Spectre d’amplitude du flux et l’onde de la force électromotrice pour la configuration(R-R).....	83
Figure. IV.8 -Spectre d’amplitude du flux et l’onde de la force électromotrice pour la configuration(R-T)	83
Figure. IV.9 -Spectre d’amplitude du flux et l’onde de la force électromotrice pour la configuration(R-C)	83
Figure. IV.10 -Spectre d’amplitude du flux et l’onde de la force électromotrice pour la configuration(C-C)	84
Figure. IV.11 -Spectre d’amplitude du flux et l’onde de la force électromotrice pour la configuration(C-T)	84
Figure. IV.12 -Spectre d’amplitude du flux et l’onde de la force électromotrice pour la configuration(C-R).....	84
Figure. IV.13 -MRV à double denture	85
Figure. IV.14 -Résultats d’optimisation de la DSPM-60, dents trapézoïdales au stator et au rotor :(c)-la profondeur des dents statorique h_s et rotorique h_r ;(d) –l’ouverture des dents statorique et rotorique.....	88
Figure. IV .15 -Spectre du flux et l’allure de la Fem DSPM-60 avec des dents circulaire au stator et au rotor	91

Figure. IV.16 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-60 avec des dents circulaires au stator et rectangulaires au rotor	91
Figure. IV.17 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-60 avec des dents circulaires au stator et trapézoïdales au rotor	91
Figure. IV.18 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-60 avec des dents rectangulaires au stator et circulaires au rotor	92
Figure. IV.19 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-60 avec des dents rectangulaires au stator et au rotor	92
Figure. IV.20 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-60 avec des dents rectangulaires au stator et trapézoïdales au rotor	92
Figure. IV.21 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-60 avec des dents trapézoïdales au stator et circulaires au rotor	93
Figure. IV.22 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-60 avec des dents trapézoïdales au stator et rectangulaire au rotor	93
Figure. IV.23 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-60 avec des dents trapézoïdales au stator et au rotor	93
Figure. IV.24 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-68 avec des dents circulaires au stator et au rotor	94
Figure. IV.25 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-68 avec des dents circulaires au stator et rectangulaires au rotor	94
Figure. IV.26 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-68 avec des dents circulaires au stator et trapézoïdales au rotor	94
Figure. IV.27 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-68 avec des dents rectangulaires au stator et circulaires au rotor	95
Figure. IV.28 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-68 avec des dents rectangulaires au stator et rectangulaires au rotor	95
Figure. IV. 29 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-68 avec des dents rectangulaires au stator et trapézoïdales au rotor	95

Figure. IV.30 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-68 avec des dents trapézoïdales au stator et circulaires au rotor 96

Figure. IV.31 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-68 avec des dents trapézoïdales au stator et rectangulaires au rotor 96

Figure. IV.32 -Spectre du flux et l'allure de la Fem DSPM-68 avec des dents trapézoïdales au stator et trapézoïdales au rotor 96

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau. I.1 -Convertisseur statique alimentant une MRVDS 18

Chapitre II

Tableau. II.1 -Topologie à 2 plots par phase : $N_{ps} = 6$ 32

Tableau. II.2 -Topologie à 4 plots par phase : $N_{ps} = 12$ 33

Tableau. II.3 -Topologie à 8 plots par phase : $N_{ps} = 24$ 33

Tableau. II.4 -Topologie à 16 plots par phase : $N_{ps}=48$ 34

Tableau. II.5 -Topologie pour $N_r = 64$, $N_s = 48$ et $q=3$ 35

Tableau. II.6 -Topologie pour $N_r = 64$, $N_s = 56$ et $q=3$ 35

Tableau. II.7 -Topologie pour $N_r = 64$, $N_s = 60$ et $q=3$ 36

Tableau. II.8 -Données du cahier de charge 38

Chapitre III

Tableau.III.1 -Poids des matériaux actifs de la DSPM 64

Chapitre IV

Tableau. IV.1 -Contrainte sur les variables d'optimisation 77

Tableau. IV.2 -Paramètres optimaux retenus de dents trapézoïdales au stator et au rotor 79

Tableau. IV.3 -Analyse spectrale des ondes du flux de la DSPM48/62 pour différentes formes de dent 80

Tableau. IV.4 -Valeur efficace de la force électromotrice, le Flux maximal et le Taux de distorsion Harmoniques de la DSPM 48/64 avec diverses configurations des dents 80

Tableau. IV.5 -Les paramètres optimaux retenus des dents trapézoïdales au stator et au rotor de la DSPM-60..... 88

Tableau. IV.6 - Analyse spectrale des ondes du flux de la DSPM-60 avec les différentes combinaisons de la forme des dents	89
Tab. IV.7- Valeur efficace de la force électromotrice, Flux maximal et Taux de distorsion harmoniques de la DSPM-60 pour diverses configurations des dents	89
Tab. IV.8- Analyse spectrale des ondes du flux de la DSPM-68 pour les différentes combinaisons de la forme des dents	89
Tab. IV.9- Valeur efficace de la force électromotrice, Flux maximal et Taux de distorsion harmonique de la DSPM-68 pour diverses configurations des dents	90

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les actionneurs électriques ont toujours constitué des éléments indispensables au fonctionnement des procédés industriels. Hormis cela, la tendance actuelle à l'exploitation de sources d'énergies propres, souci désormais universel, conjuguée à l'évolution sans cesse croissante de la demande dans plusieurs secteurs de consommation et de domaines industriels, l'utilisation des actionneurs électriques ira *crescendo*.

En réponse à ces impératifs immédiats, les équipements industriels doivent faire l'objet d'une réactualisation ponctuelle. Les actionneurs électromagnétiques, dont le rôle est de tout premier plan, sont donc soumis à des cahiers de charge de plus en plus sévères (en termes de puissance massive, d'entraînement avec un rendement élevé, etc.) conduisant les concepteurs tantôt à améliorer ou à rompre avec les structures conventionnelles, innovant dans celles-ci afin de mieux les approprier aux exigences.

Dans les applications à fort couple et basse vitesse, les structures utilisées sont généralement couplées mécaniquement à une boîte de vitesse. L'aléa des réducteurs de vitesse est entre autres leur caractère encombrant, bruyant, coûteux, multipliant notamment l'inertie globale du système tout comme il requiert un entretien fréquent. S'affranchir de la contrainte que pose le réducteur de vitesse suppose donc la mise au point de nouvelles machines en mesure de fonctionner directement à vitesse réduite, dénommées machines lentes ou à attaque directe.

Ces structures à attaque directe, souvent de types synchrones (rotor bobiné ou à aimants) sont à très grand nombre de pôles et à fort couple. On rencontre aussi d'autres configurations spéciales de machines à attaque directe données dans la littérature telles que les machines à réluctance variable excitées ou pas. L'hybridation de ces machines permet d'obtenir des performances comparables à celles des machines synchrones à aimants permanents [1].

Dénotées *machines à aimants permanents doublement saillantes* (DSPM), ces structures sont largement étudiées ; toutefois, leurs grosses dents, performantes quand il est question d'application à vitesse élevée [2], les rendent inappropriées dans les applications à basse vitesse.

La machine étudiée dans ce travail, constituée d'aimants permanents, à double saillance et à grand nombre de dents peut se réclamer de la famille des DSPM à basse vitesse. Cette dernière, dont la structure est doublement saillante, utilise des enroulements concentrés. Leurs

champs d'excitation sont fournis par les aimants permanents non tournants logés dans le stator ; par contre il n'y a aucun aimant ou enroulement dans le rotor denté.

Le présent travail concerne la conception et le dimensionnement électromagnétique de cette machine pour des applications à basse vitesse à entraînement direct (10 kilowatts, 50 tr/mn).

Nous présentons notre travail en commençant par des généralités sur les machines à reluctance variable, suivra la description des différentes MRV et leur classification selon le type du rotor et la géométrie des dents statoriques et rotoriques. Nous verrons ensuite leurs principes de fonctionnement, leurs modes d'alimentation ainsi que leurs avantages et inconvénients.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la machine à double saillance à plots dentés et à aimants permanents statoriques (DSPM 48/64). Une fois présentée l'idée de base du principe de fonctionnement de la DSPM, nous enchaînerons en définissant les critères et règles à respecter lors de la conception de ce type de machine adaptée aux entraînements à basse vitesse et à fort couple. Viendront après cela toutes les configurations réalisables à vitesse égale ou proche de 50tr/min. La meilleure typologie s'imposera en fonction de ses hautes performances. Son étude sera dès lors abordée.

Le chapitre III porte sur l'exploitation du modèle de la machine établi dans le chapitre II ; y sont analysées les caractéristiques statiques de la machine, distinguées les paramètres structurels qui influent fortement sur le couple maximal, comme le révèle l'étude portant sur la sensibilité de ce couple aux paramètres géométriques propres à la machine.

Notre étude se clôt avec le sujet de l'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice délivrée par la génératrice. Il y sera expliqué en fonction de quoi est déterminée la forme des petites dents (statoriques et rotoriques) permettant l'obtention d'une force électromotrice la plus proche possible de la sinusoïde.

Chapitre I

Généralités sur les machines à réluctance variable

Introduction

Ce chapitre est consacré aux généralités sur les machines à réluctance variable (MRV). Il présente les différents types de MRV, leur classification selon la géométrie du rotor et la forme des dents statorique et rotorique.

Le principe de fonctionnement tout comme les modes d'alimentation de ce type de machines sera abordé en fin de chapitre.

I.1. Historique des MRV

Nombre de machines que nous dirions aujourd'hui à “*réluctance variable*” ont maintes fois été proposées, certaines ont même paru si intéressantes au point d'être construites, cependant leur principe est mis en veilleuse. Elles se sont donc fait surpasser par les machines synchrones, asynchrones et celles à courant continu. Pourtant, ces machines à réluctance variable n'ont jamais disparu à titre définitif. Leur intérêt tenait à leurs qualités, la simplicité et robustesse [3].

Elles étaient utilisées comme actionneurs de systèmes d'horlogerie (horloge Froment, 1854), de jouets (petits moteurs Froment monophasés) vers 1900-1910, de dispositifs de transmission électrique (1920, synchronomachines dans les bateaux de guerre), de rasoirs (Remington) ou encore des tourne-disques 78 tr/mn (moteurs à rotor extérieur construits par les Établissements Ragonot) [4].

Ces machines à réluctance variable étaient soit de type pas à pas, soit autopilotées mécaniquement, soit synchrones, selon les contraintes de fonctionnement et le principe d'alimentation retenu. Le principe de réluctance variable a également été choisi pour la génération des courants de haute fréquence (de quelques KHz à 20 KHz), dans l'alimentation de fours à induction et dans l'émission des ondes radio. On bénéficiait, dans ce dernier cas,

d'une part, de la facilité d'obtenir un grand nombre de pôles grâce à un rotor denté passif et, d'autre part, de l'absence de collecteur [5].

Les premiers moteurs pas-à-pas sont, naturellement, employés dans les systèmes d'horlogerie (autour de 1850), ce ne sera que dans les années 1910 qu'ils seront appliqués à des entraînements différents. Une invention originale de l'ingénieur écossais C.L. Walker fit l'objet d'un dépôt de brevet au Royaume-Uni en 1919. La structure proposée est présentée à figure (I.1) [3].

Il semble que les premières structures à double saillance, telles que nous les connaissons aujourd'hui, soient apparues dans les années 1920. Un article de 1927 sur les applications de l'électricité dans les bateaux de guerre décrit un moteur de type 6/4 pareil à ceux que nous étudions actuellement. Il était utilisé comme transmetteur de mouvement entre deux points éloignés (figure I. 2) [3].

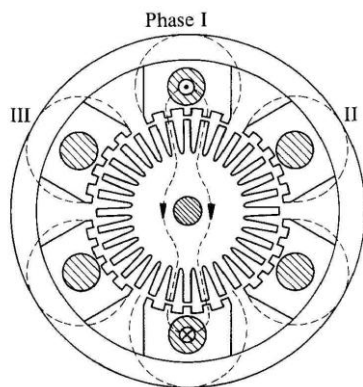


Fig. I.1-Moteur pas-à-pas (32 dents rotoriques) brevet par C.I.Walker en 1919

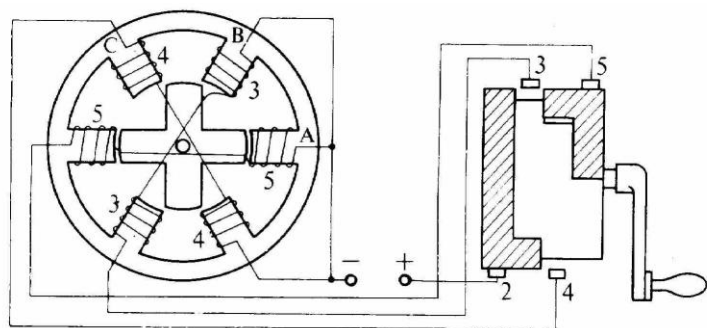


Fig. I.2-Un des premiers moteurs à réluctance variable à double saillance (année 1920)

Dans les années 1930, les “*moteurs synchrones à pôles saillants non excités*” (synchrones à réluctance variable) ont commencé à être étudiés. On avait besoin, pour certaines applications, d'une vitesse précise et constante mais aussi d'un démarrage autonome. Ainsi, le moteur synchrone (à champ tournant) à pôles saillants mais dépourvu d'excitation, à condition qu'il soit muni d'une cage d'écureuil de démarrage, pouvait satisfaire à ces exigences. Ces moteurs furent d'un emploi assez restreint car leur facteur de puissance et leur rendement restaient faibles, la structure électromagnétique (stator à pôles lisses et présence de la cage) ne permettait pas un rapport de saillance suffisant (grande variation d'inductance) [5].

C'est vers l'année 1960 que les moteurs synchrones à réluctance variable, à rotor segmenté, à barrières de flux et à rotor axialement laminé, sont apparus. Ces différentes structures du rotor avaient pour but d'augmenter le rapport de saillance et, par là, le facteur de puissance et les performances. À la même époque les moteurs à réluctance variable Vernier, à grand nombre de dents et fort couple massique, ont été étudiés. Ces moteurs semblaient particulièrement adaptés à la réalisation d'entraînements directs à basse vitesse, par exemple, pour des roues de véhicules électriques [5].

Au laboratoire d'électrotechnique d'Orsay, dans les années 1970, le professeur C. Rioux établissait une théorie comparative des machines électriques fondées sur les équations du champ électromagnétique. Ses travaux ont conduit à des structures innovantes à géométrie discoïde et poly-entrefer. Furent ainsi construites et expérimentées des machines à très fort couple massique [3].

Les applications envisagées aujourd'hui sont les entraînements industriels à vitesse variable, et à basse vitesse à fort couple. On les retrouve dans certains accessoires automobiles et électroménagers ainsi que les démarreurs-alternateurs de turbines (aéronautiques)... etc. [3,5].

Notons enfin que, durant ce siècle, les performances des machines électriques se sont considérablement améliorées. Cela a pu être possible par le progrès des matériaux (surtout isolants et magnétiques), la meilleure optimisation grâce à l'accroissement des moyens de calcul et, enfin, par l'utilisation de fréquences plus élevées (électronique de puissance) [3,5].

I.2. Diverses configurations des MRV

Selon le type de rotor et la géométrie des dents statoriques et rotoriques, on distingue plusieurs types de structure des MRV. Elles sont caractérisées par leur nombre de dents au stator N_s et leur nombre de dents au rotor N_r . Ces machines peuvent être à réluctance pure ou excitée, à effet vernier ou hybride, que l'on classe comme suit :

I.2.1. MRV pures

Ce sont des machines dotées d'un seul circuit polyphasé constituant l'induit. Leur rotor est constitué d'un bloc d'acier ferromagnétique. La conversion de l'énergie électromagnétique est due seulement à la variation de la réluctance de l'entrefer en fonction de la position angulaire (angle mécanique par rapport au rotor). D'une manière générale, ces machines sont caractérisées par leur faible facteur de puissance.

On distingue deux variantes, à simple ou à double denture :

I.2.1.1. MRV à simple denture (ou à stator lisse)

Le stator de ces structures est identique à celui d'une machine à courant alternatif classique. L'effet de la denture statorique est négligeable devant la saillance rotorique. Dans ce cas nous considérons $N_S = 0$. Avec N_S est le nombre de dents statoriques (figure I.3).



Fig. I.3-MRV à stator lisse

La variation de la perméance d'entrefer est due uniquement à la denture rotorique. Le champ magnétique est produit par le seul bobinage d'induit logé au stator. Le rotor tourne à la vitesse du champ. Cette classe de machines a été beaucoup plus étudiée et utilisée pour les entraînements rapides [6].

I. 2.1. 2. MRV à double denture (à double saillance)

Appelées aussi *Machines à Réluctance Variable à Double Saillance* (MRVDS), composées d'un stator constitué d'un empilage de tôles présentant des pôles saillants bobinés et un rotor constitué lui de même d'un simple empilage de tôles dentées, sans aucun conducteur ni aimant, ces machines utilisent un effet découplant de la double saillance [7].

Nous distinguons des structures à plots (à grosses dents), à plots dentés où à dentures réparties.

I. 2.1.2.1. MRVDS à grosses dents

Chaque dent statorique est bobinée et constitue un plot. Une phase comprend dans ces conditions, au stator, p plots bobinés répartis régulièrement. Les possibilités de couples (nombre de dents statoriques N_S , nombre de dents rotoriques N_r) sont nombreuses. Aussi

chaque structure reçoit-elle une appellation relative à son nombre de dents (figure I.4). À titre d'exemple MRVDS "6/4" signifie : 6 dents au stator et 4 au rotor. Les relations entre N_s et N_r , le nombre de paires de pôles p et le nombre de phases q sont donnée par les expressions (I.1) et (I.2) [8 ,9]:

$$\pm K_1 N_s \pm K_2 N_r = 2k_3 p \quad (\text{I.1})$$

Avec K_1 , K_2 et k_3 sont des nombres entiers.

$$\begin{cases} N_s = 2qk \\ N_r = N_s \pm 2k \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Avec k , un entier positif.

La vitesse de rotation Ω est liée à la pulsation ω des courants statoriques et au nombre de dents rotoriques, dans le cas d'une alimentation unidirectionnelle par :

$$\Omega = \frac{\omega}{N_r} \quad (\text{I.3})$$

Dans le cas d'une alimentation alternée, la vitesse est donnée.

$$\Omega = \frac{2\omega}{N_r} \quad (\text{I.4})$$

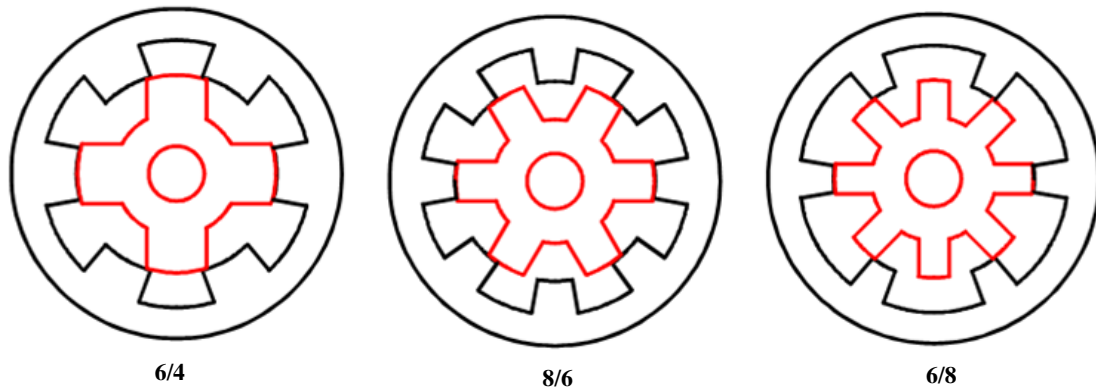


Fig. I.4-Structures magnétiques de machines à réluctance à double saillance.

Pour assurer un fonctionnement à basse vitesse, les relations (I.3), (I.4) et (I.1) montrent qu'il est possible d'augmenter le nombre de dents rotoriques en même temps que le nombre de dents statoriques sans avoir à accroître le nombre de paires de pôles [10].

I. 2.1.2.2. MRV à plots dentés

Les machines à plots dentés possèdent un grand nombre de dents obtenues en regroupant les dents du stator en plots. Les plots statoriques portent les enroulements des phases.

Les bobinages sont donc très raccourcis et les f.m.m engendrées sont pratiquement indépendantes [11].

Par rapport à la structure précédemment présentée, le principe reste le même. Dans cette machine, la vitesse étant fonction de la fréquence d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de dents rotoriques, ce qui permet de réaliser des fonctionnements synchrones à basse et très basse vitesse sans augmentation excessive de la polarité du bobinage, ce qu'on obtient en augmentant tout simplement le nombre de dents rotoriques [12,13, 14].

La figure I.5 montre une structure à 12 plots dentés, 48 dents au stator et 64 dents au rotor.

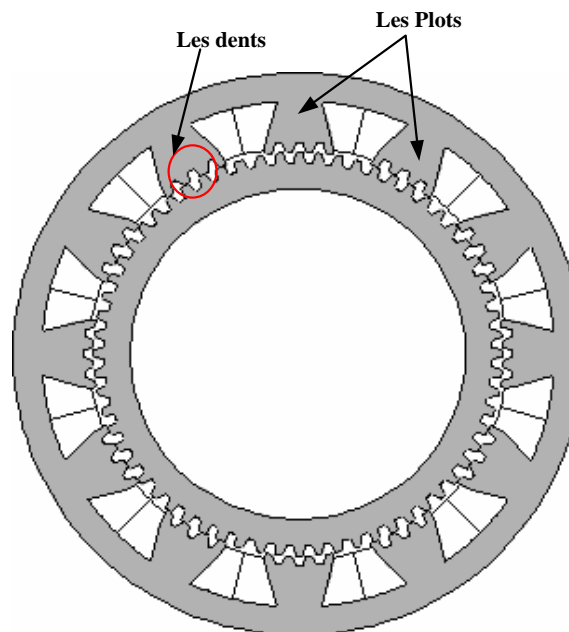


Fig. I.5-MRV à plots dentés.

Un prototype de cette dernière structure (à plots dentés) en fonctionnement générateur pour l'éolien a été modélisé, optimisé et dimensionné à l'IREENA de Saint-Nazaire [12,15]. C'est une machine basse vitesse de 10kW, 2000 Nm. La structure conçue présente des caractéristiques intéressantes et une vitesse de rotation réduite par l'augmentation du nombre de dents.

I. 2.1.2.3. MRV à denture répartie (ou à effet vernier)

La MRV de type Vernier est caractérisée par la géométrie des dents statoriques et rotoriques qui sont presque de même dimension. Le pas dentaire au rotor et au stator est légèrement

différent, propriété qui permet à ce type de machine de fonctionner à basses et très basses vitesses [14].

Dans ces machines, la variation de la perméance d'entrefer est utilisée pour moduler le champ provenant de l'excitation. Celui-ci peut être obtenu par des aimants permanents au rotor ou par un bobinage alimenté par des courants continus ou alternatifs, logé soit dans des encoches statoriques ou rotoriques (figure. I.6).

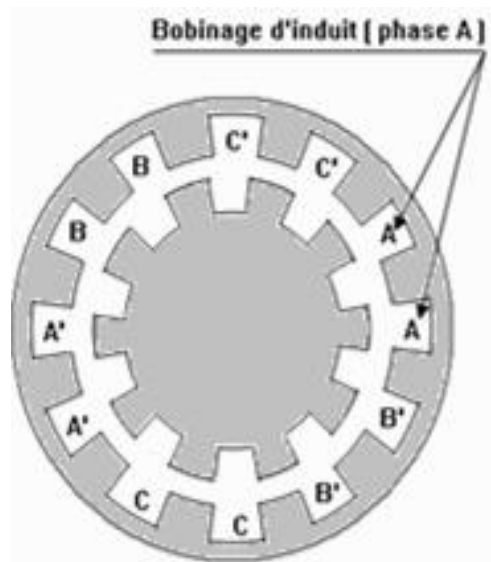


Fig. I.6 -MRV à dentures réparties (Vernier)

I. 2.2. MRV à aimants permanents

Par rapport aux précédentes structures, la particularité de ces MRV réside dans l'intégration d'aimants permanents au stator ou bien au rotor afin d'améliorer leurs performances.

Nous en distinguons plusieurs types :

I.2.2. 1. Machines à aimants permanents à double saillance (DSPM)

L'adjonction d'aimants dans les structures à double saillance permet d'améliorer les performances de ces structures. L'aléa est qu'on s'éloigne des structures à reluctance pure. Il est cependant intéressant de signaler deux machines à aimants à double saillance dérivées des MRVDS :

L'une (figure. I.7.a) conserve le rotor passif de la MRV pure et utilise des aimants placés au stator [16]. On obtient alors une machine à double saillance et aimants permanents statoriques (DSPM : *Doubly Salient Permanent Magnet*) dite aussi « MRV polarisée ».

La seconde (figure. I.7.b) présente la mise en œuvre d'aimants placés au rotor [17], la machine se rapprochant des machines synchrones à aimants enterrés.

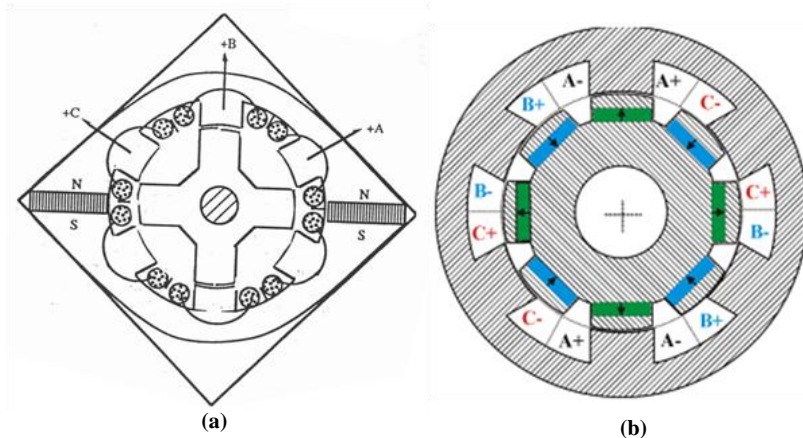


Fig. I.7- DSPM 6/4 (a) : aimants au stator, (b) : aimants au rotor

I.2.2. 2. Machine Vernier hybride

Parmi ces types de machines les plus couramment utilisées, nous pouvons citer à titre d'exemple : La MRV Vernier hybride (figure. I.8). Son fonctionnement est conditionné par la présence d'un champ rotorique et d'un champ statorique de même périodicité : $|N_s - N_r| = p$ avec p nombre de paires de pôles. Sa vitesse de rotation est donnée aussi par $\Omega = \omega / N_r$ [11].

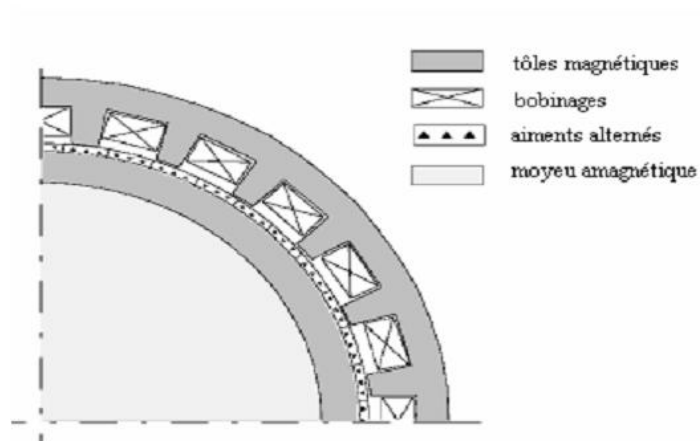


Fig. I.8 -Machine Vernier hybride.

I.2.2. 3. Machine à inversion de flux (FRM)

La machine à inversion de flux (*Flux Reversal Machine (FRM)*) en terminologie anglo-saxonne) est une machine doublement saillante avec des aimants permanents collés sur les surfaces internes des plots statoriques.

Ces machines constituent une nouvelle classe de structures reluctance variable à aimants permanents. L'inversion du flux provient du fait que la polarité du flux engendré par les aimants dans chacune des trois phases du stator s'inverse avec le déplacement du rotor. La version triphasée de la MRV a été entièrement analysée et proposée dans [13,18]. La simplicité de sa structure lui assure sa rentabilité et l'approprie aux entraînements à basses vitesses et fort couple (figure. I.9).

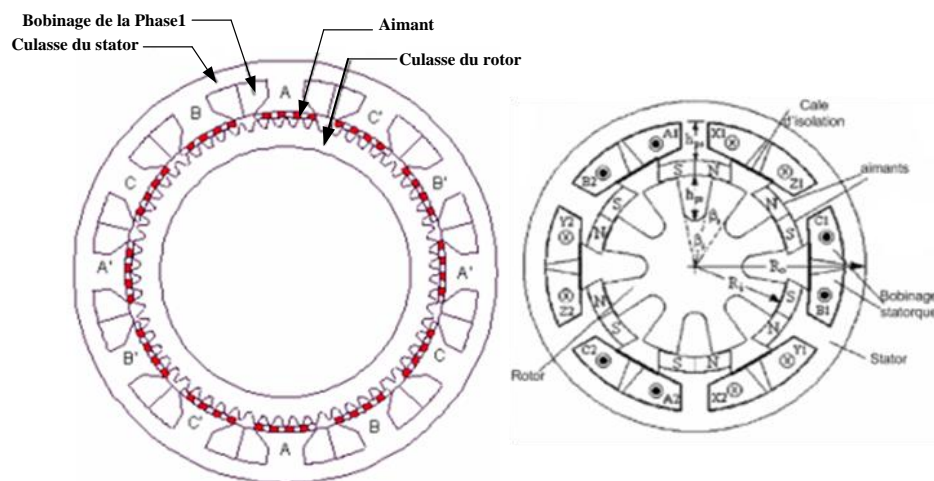


Fig. I.9-Structure de la machine à inversion de flux.

I.3. Domaines d'application des MRV

Le domaine d'application des MRV est très étendu. Elles peuvent fonctionner en génératrice ou en moteur. Leur structure et leur robustesse exige leur présence dans de nombreuses applications dont, par exemple :

- En fonctionnement moteur pas-à-pas avec une large gamme de vitesse, car cela permet de réaliser des déplacements ou des positionnements très précis lorsqu'on envoie des

impulsions sur les bobines des phases successives. Le rotor avance avec un nombre de pas égal au nombre d'impulsions [19].

- À des vitesses variables, la MRV permet la souplesse de la commande par rapport à la machine asynchrone. À cet effet, des études ont été menées ces dernières années pour améliorer ses performances (facteur de puissance, rendement, couple) en maximisant le rapport des inductances cycliques relatives aux axes d et q (L_d/L_q). Ces travaux aboutissent à des performances intéressantes en utilisant des rotors munis de barrières de flux ou axialement laminés. [20]
- Ces dernières années la MRV a étendu son application à plusieurs nouveaux domaines. Elle est en effet de plus en plus employée en moteur de propulsion aéronautique, marine, automobile, d'ascenseurs et en générateur pour l'éolien. [12]

I.4.Principe de fonctionnement des MRV

I.4.1. Machine élémentaire

Quel que soit le type de machine à réluctance variable étudié (à plots, à plot dentés, Vernier...), le principe de fonctionnement est toujours identique si les couplages magnétiques entre phases sont négligeables. Il peut être décrit à partir de l'étude d'une structure monophasée élémentaire, identique à celle présentée à la figure I.10.

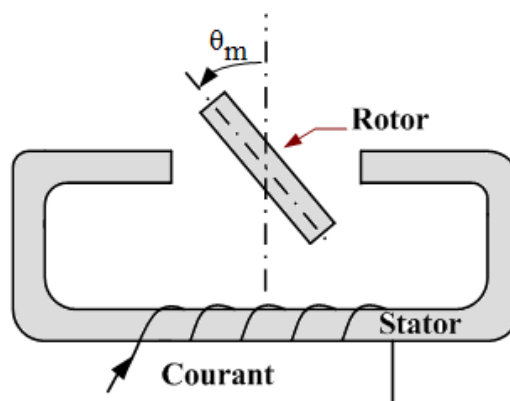


Fig. I.10- Structure élémentaire (Position intermédiaire).

La structure ci-dessus est constituée d'une culasse magnétique fixe, une pièce ferromagnétique mobile autour d'un axe (repère angulaire θ_m) et une source de force magnétomotrice (F.m.m) constituée de conducteurs formant N spires parcourues par un courant i qu'on peut traduire par la relation suivante :

$$F. m. m = N. i \quad (I.5)$$

Le flux magnétique traversant le circuit magnétique peut être relié à la force magnétomotrice par la relation suivante :

$$N. i = \mathcal{R}(ni, \theta_m). \Psi \quad (I.6)$$

Où \mathcal{R} représente la réluctance du circuit magnétique.

La géométrie du système dépendant de la position θ : la position dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale, ou une inductance minimale est appelée position d'opposition (figure. I.12) et la position dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance minimale, ou une inductance maximale est dite position de conjonction (figure. I.11).

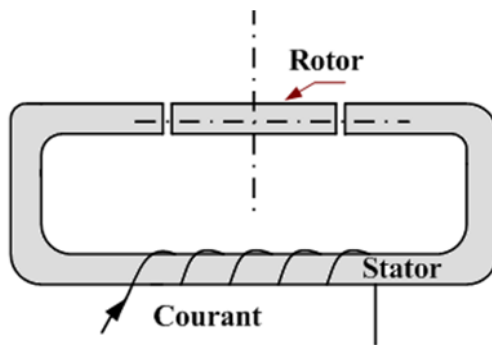


Fig. I.11- Position de conjonction.

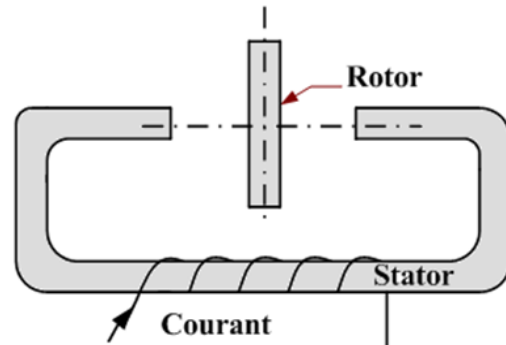


Fig. I.12- Position d'opposition

Si le système se trouve dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction (figure. I.10), et que l'on impose un courant i dans l'enroulement d'excitation, le système évolue de façon à présenter une réluctance minimale (ou un flux maximal), entraînant le rotor vers une position (stable) de conjonction.

Si l'énergie cinétique emmagasinée durant cette phase est suffisante, une fois le courant coupé, pour assurer la rotation du rotor jusqu'à une position d'opposition, il est alors possible de répéter le cycle afin d'obtenir un mouvement de rotation continu. En alimentant le bobinage relativement à la position, on obtient un fonctionnement autopiloté synchrone.

Pour un tour mécanique, le système présente deux fois la même géométrie. Pour une machine possédant deux dents rotoriques, on peut donc définir l'angle électrique $\theta = 2 * \theta_m$ [21].

Sachant le principe de fonctionnement du circuit magnétique montré précédemment, on peut déduire celui de la machine à réluctance variable.

I.4.2.Principe de fonctionnement de la MRVDS

La MRVDS peut être considérée en première approximation comme étant l'association de q machines monophasées, sous condition que les couplages magnétiques entre les q phases soient négligeables. Son principe de fonctionnement est similaire à celui de la machine élémentaire, qui peut être décrit en prenant comme exemple celui de la machine à réluctance variable à double saillance 6/4 (figure. I.13). Le stator est alimenté par trois phases constituées respectivement par les bobines 1- 1', 2- 2' et 3-3'.

Chacune des phases est connectée à la source à travers un demi-pont asymétrique. À la figure I.14, on montre les étapes de rotation de la machine. Si, à la position 1, la phase 1 est excitée, le rotor se positionne alors de façon à aligner une de ses paires de pôles avec celle de la phase 1 (position 2). La réluctance est alors minimisée, le flux est maximal. La position 2 est donc une position d'équilibre du rotor. Si, à cette position, la phase 2 est excitée, alors la réluctance de la machine vue par la source d'alimentation est élevée et les lignes du champ magnétique sont déformées. Par conséquent, le rotor tourne encore pour s'aligner avec la phase 2. L'angle de rotation que fait le moteur pour passer de la position 3 à la position 4 constitue le pas du moteur. [20 ,5].

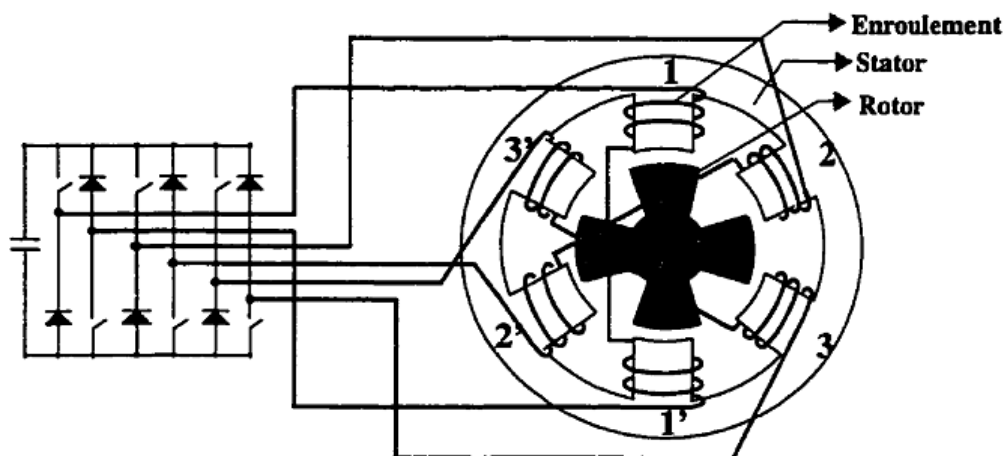


Fig. I.13-Circuit d'excitation et principe de fonctionnement de la MRV6/4.

L'explication de la rotation en termes de pas du moteur n'est qu'un moyen pour faciliter l'étude. En pratique, la commutation du courant d'une phase à une autre s'effectue avant que les positions d'équilibre successives ne soient atteintes. De la sorte, on obtient une rotation uniforme du rotor. Lorsque le rotor tourne, chaque phase présente une variation cyclique de son inductance.

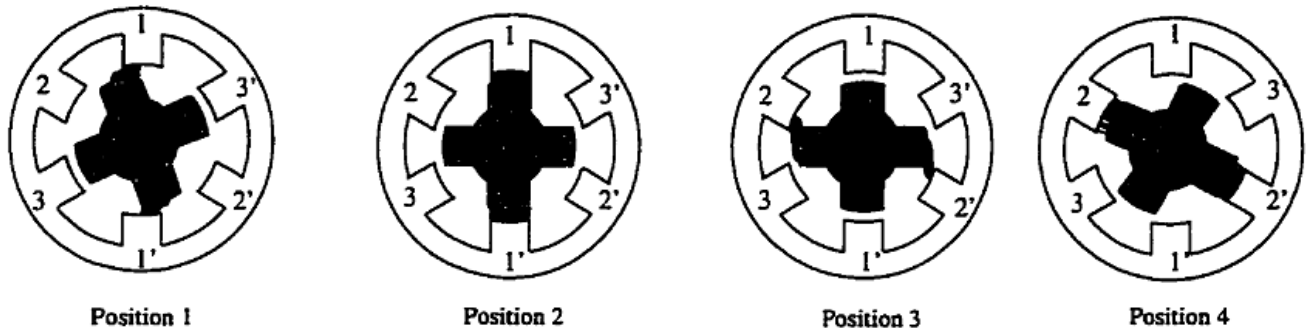


Fig. I.14- Étape de rotation d'une MRV.

Si l'on néglige la saturation et les effets de bord, cette variation d'inductance propre par phase est linéaire. Comme le montre la figure I.15, la périodicité de l'inductance est égale à $(2\pi)/N_r$. La signification physique des différentes régions de la figure I.15 est la suivante :

- R_p : de θ_0 à θ_1 , à θ_0 les dents rotoriques se rapprochent des dents statoriques excitées. L'inductance commence à augmenter à mesure que le rotor tourne. Lorsque les dents rotoriques coïncident avec celles du stator, l'inductance atteint sa valeur maximale (θ_1). Si la phase est alimentée au cours de cet intervalle, un couple positif sera produit.

- R_{01} : de θ_1 , à θ_2 , l'inductance reste constante et égale à L_{max} . Cette zone est réduite à un point ($\theta_1 = \theta_2$) lorsque les pôles du rotor et du stator sont de même largeur. Le couple développé est nul dans cette région puisque l'inductance est constante.

- R_n : de θ_2 à θ_3 , l'inductance décroît linéairement jusqu'à L_{min} . Ceci se produit lorsque les dents rotoriques s'éloignent des dents statoriques. Si la phase est alimentée lors de cet intervalle, il se produit un couple négatif.

- R_{02} : de θ_3 à θ_4 , les pôles saillants rotoriques ne font aucunement face aux pôles statoriques excités. L'inductance est constante et égale à L_{\min} et aucune production de couple n'est possible pendant cet intervalle.

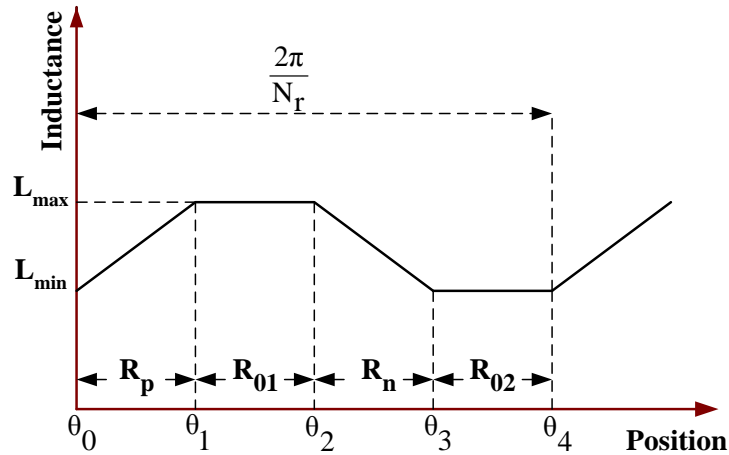


Fig. I.15 - Profil idéalisé de l'inductance.

I.4.3. Production de couple la MRVDS

La tension V au bornes d'une phase alimentée est donnée par :

$$V = R_s i + \frac{d\Psi}{dt} = R_s i + \frac{d\Psi}{di} \frac{di}{dt} + \frac{d\Psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (I.7)$$

Avec :

Ψ : Flux magnétique total par phase.

i : Courant de phase,

R : Résistance du bobinage de la phase.

Dans le cas linéaire le flux Ψ est proportionnel au courant, ce qui permet d'introduire l'inductance propre L :

$$\Psi = L(\theta) i \quad (I.8)$$

En régime permanent avec la vitesse $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ on a :

$$V = R_s i + L \frac{di}{dt} + i \omega \frac{dL}{d\theta} \quad (I.9)$$

Le dernier terme de l'équation (I.9) représente la force électromotrice de rotation. Il est proportionnel au courant et à la vitesse.

La puissance instantanée aux bornes de la machine peut être exprimée comme suit :

$$p = v_i = R_s i^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L i^2 \right) + i^2 \omega \frac{dL}{d\theta} \quad (\text{I.10})$$

Les deux premiers termes de cette expression correspondent respectivement aux pertes joule et à la variation de l'énergie magnétique stockée ; le dernier terme correspond donc à la puissance mécanique absorbée par la machine.

L'expression du couple instantané d'une phase est déduite de l'équation (I.10) et vaut :

$$T_e = \left(\frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \right) \quad (\text{I.11})$$

À partir de cette expression du couple, on peut noter qu'un système réluctant est caractérisé par les propriétés suivantes :

- Le couple développé dans la MRVDS est proportionnel au carré du courant, il est donc indépendant du sens du courant.
- Le couple produit par la phase provient uniquement de la variation de l'inductance en fonction de la position. Cette variation est une conséquence de la saillance du rotor et du stator.
- Afin d'obtenir un couple important, la variation d'inductance doit être la plus grande possible. Pour y arriver, on recourt à des circuits ferromagnétiques présentant une grande perméabilité, et à une géométrie des zones d'entrefer assurant une modulation importante des perméances.
- Pour une production efficace du couple, le courant de phase doit être synchronisé sur la position de rotor. Ainsi, pour un fonctionnement moteur, on alimente la phase de la machine avec un courant constant lors de la croissance de l'inductance. Pour un fonctionnement générateur, on alimente la phase lors de la décroissance de l'inductance.

I.5. Mode d'alimentation de la MRVDS

Comme mentionné précédemment, le signe du couple produit par une MRV est indépendant de la polarité du courant dans les enroulements. Des convertisseurs unipolaires peuvent donc être utilisés pour alimenter ces MRV. Ces convertisseurs comprennent en général moins d'interrupteurs que ceux utilisés pour alimenter les machines à courant alternatif classiques. De plus, chaque phase peut être alimentée

indépendamment, ce qui donne une sûreté de fonctionnement plus élevée que dans les machines à induction [21,22].

Pour le fonctionnement d'une MRV, l'onduleur d'alimentation doit assurer les fonctions suivantes [5] :

- La magnétisation qui consiste à appliquer une tension positive suffisante pour permettre la croissance du courant.
- La régulation du courant pour le fonctionnement à basse vitesse. Cette régulation est produite par modulation de la tension continue d'alimentation.
- La démagnétisation qui consiste à appliquer une tension moyenne négative pour faire décroître et annuler le courant à la fin de chaque cycle de conversion. En effet, une certaine quantité d'énergie électromagnétique non convertie doit être extraite du circuit magnétique après chaque commutation. Plusieurs méthodes de récupération peuvent être utilisées.

La structure la plus couramment utilisée est celle en demi-pont asymétrique (figure. I.16). Elle permet la récupération directe à la source. Lui sont nécessaires pour son utilisation deux interrupteurs (IGBT) ainsi que deux diodes par phase. Les deux diodes de récupération par phase assurent le retour de l'énergie accumulée durant la phase active vers la source. La structure permet d'imposer aux bornes de chaque phase une tension V égale à $+E$, 0 ou $-E$. E étant la tension d'alimentation.

Le fonctionnement d'un tel convertisseur peut être décrit comme suit :

Lorsque les deux IGBTs de la même branche conduisent, la tension appliquée à la phase égale à la tension d'alimentation ($+E$). Pour annuler la tension, on ferme (T_1 , $D1$) ou (T_2 , $D2$). Si $D1$ et $D2$ conduisent (Phase de roue libre), la tension est négative et le courant décroît. Ces différentes phases d'alimentation sont rapportées dans le tableau I. 1.

Cas	T1	T2	V
1	bloqué	bloqué	-E
2	bloqué	conducteur	0
3	conducteur	bloqué	0
4	conducteur	conducteur	+E

Tab. I.1-convertisseur statique alimentant une MRVDS.

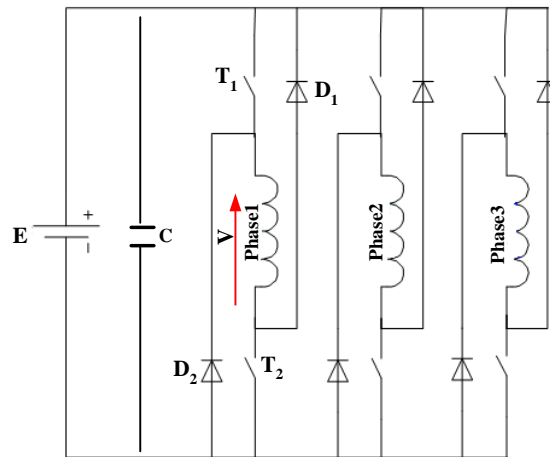


Fig. I.16-Convertisseur statique (pont asymétrique).

L'inversion du sens de rotation s'opère par le changement de l'ordre d'alimentation des phases. Pour faire fonctionner la machine en mode moteur, on alimente chacune des phases pendant la croissance de l'inductance et pour un fonctionnement générateur, on alimente chacune des phases durant la phase de décroissance de l'inductance.

I.6. Stratégie de commande de la machine

Le fonctionnement de la MRVDS doit se faire par autopilotage à cause de la quasi-indépendance des trois phases. Les courants doivent être injectés relativement à la position du rotor. La continuité du couple d'une MRVDS est obtenue par l'enclenchement successif de ces phases. La commutation du courant dans les différentes phases est réalisée au moyen d'un convertisseur statique.

Pour le fonctionnement moteur, on injectera donc un courant de signe quelconque successivement dans les q phases durant les périodes de croissance de leur inductance c'est à dire entre l'opposition (position d'inductance minimale) et la conjonction (position d'inductance maximale). C'est pour cela que le fonctionnement d'un tel moteur doit être autopiloté et les courants doivent en effet être injectés relativement à la position du rotor [9].

Les deux stratégies de la commande les plus utilisées sont :

- Alimentation en tension (plein onde) ;
- Commande en courant.

I.6.1. Alimentation en pleine onde (Commande en tension)

Le principe de cette commande est d'appliquer aux bornes de la phase une tension $V=E$, depuis l'angle d'allumage (d'amorçage) jusqu'à l'angle d'extinction (désamorçage) θ_{off} .

Après cela, la tension appliquée est inversée jusqu'à un certain angle θ_a de démagnétisation nécessaire pour permettre le retour du flux magnétique vers zéro.

Pour appliquer la tension (+E) aux bornes d'une phase, on ferme les deux IGBT, T1 et T2 et, pour appliquer la tension (-E), on ouvre les deux IGBT et la circulation du courant est assurée par les deux diodes D1 et D2 [5].

I.6.2. Modulation de largeur d'impulsion (Commande en courant)

Le principe de cette commande en courant, dite aussi "en fourchette de courant", est basé sur une comparaison des courants dans les phases de la machine avec les courants de référence fournis par le système d'autopilotage.

À chaque instant, l'état de conduction des interrupteurs de chaque bras dépend du signe du signal d'erreur correspondant quand le courant de chaque phase s'écarte de sa référence d'une valeur fixée par l'hystérésis du régulateur. Dans ce système de contrôle, la fréquence de la commutation des tensions est libre et essentiellement variable. La mise en œuvre de cette stratégie est relativement simple et ne nécessite pas *a priori* une connaissance des caractéristiques de la machine. Néanmoins faut-il que la fréquence de commutation des interrupteurs reste compatible avec les possibilités du convertisseur.

I.7. Avantages et inconvénients des MRV

En regard d'autres machines électriques classiques (machines à courant alternatif et machines à courant continu), la MRV présente des avantages susceptibles d'être exploités, mais cela ne nous empêche pas de citer quelques inconvénients sur lesquelles des études s'y consacrent à l'heure actuelle en vue d'améliorer ses performances, ses caractéristiques et dans le but de lui trouver un vaste champ d'application.

I.7.1. Avantages

a. Simplicité de la construction avec économie de matériaux :

- Les extrémités des bobinages (tête de bobine) sont beaucoup plus courtes que dans un stator classique, l'encombrement axial et la masse de cuivre sont donc moindres. De ce fait, ce type de moteur est mieux adapté aux forts diamètres et faibles longueurs.
- Le rotor ne comporte pas d'aimant, par conséquent pas de frette. Il est constitué de tôles empilées ou d'un bloc massif de matériau fretté.

b. Moindres coûts de fabrication :

- Le bobinage est rapporté après enroulement et non inséré à la main fil par fil.
- Simplicité de construction du rotor.

c. Robustesse et sécurité de fonctionnement :

- Robuste de par la simplicité du rotor ;
- Les phases sont découplées magnétiquement, ce qui permet au moteur de continuer à tourner en mode dégradé, en l'absence d'une phase, par exemple.
- La sécurité de l'onduleur est augmentée car les bobines sont en série avec les transistors ; elles limitent naturellement les variations brusques de courant : il ne peut pas y avoir de court-circuit de bras.

I.7.2. Inconvénients

a. Aspect vibratoire :

Le moteur qui fonctionne sur la variation de saillance inhérente à l'anisotropie magnétique du rotor génère un couple dont les ondulations peuvent être très importantes, en particulier si l'alimentation des plots statoriques est séquentielle. Les vibrations qui en découlent peuvent être néfastes pour les matériaux et source de nuisance sonores non négligeables.

b. Aspect électrique :

L'absence d'aimants est un avantage en termes de coût et de simplicité. Cependant, la magnétisation du rotor nécessite un courant important qui passe par le transit d'une puissance active, donc un facteur de puissance dégradé, par conséquent, un surdimensionnement de l'onduleur.

c. Aspect rendement :

Le courant nécessaire à la magnétisation du moteur est aussi une source de pertes.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un bref aperçu sur les MRV ; y est également abordé leur principe de fonctionnement et domaines d'applications ainsi que leurs avantages et limites.

Les MRV pures présentent une structure simple et robuste, car composées d'un rotor passif et d'enroulement concentriques au stator. Leur vitesse dépend du nombre de dents au rotor. Rapides ou lentes, ces machines le deviennent en agissant sur leur nombre de dents.

Améliorer les performances de ces MRV dentées peut être obtenue par l'insertion d'une excitation au stator ou au rotor, excitation qui peut être effectuée par un circuit électrique ou bien par des aimants permanents.

Pour remédier aux problèmes posés par les aimants permanents situés aux rotors, une topologie de la MRV dentée excitée par des aimants au stator va être étudiée et dimensionnée. Ce sera le sujet du chapitre suivant.

Chapitre II

Éléments de dimensionnement d'une machine à double saillance à aimants permanents (DSPM)

Introduction

L'étude menée au chapitre précédent, sur les actionneurs à reluctance variable, nous sert dans ce chapitre de base nous permettant d'étendre notre étude à la structure à réluctance variable hybride. L'hybridation consiste à insérer des aimants permanents dans la machine de telle sorte que ces aimants ne soient pas soumis à une modulation du champ générée dans l'entrefer.

Édifié par les problèmes causés par les machines ayant des aimants permanents au rotor [2, 23] (pertes au rotor trop conséquentes surtout à la haute vitesse), et la pénalisation des MRV par un courant magnétisant important [21], le principe développé consiste à délocaliser les aimants permanents du rotor pour les insérer astucieusement dans le circuit magnétique statorique.

Précisant un peu plus le sujet de ce chapitre, nous dirons qu'il portera sur l'étude de la machine à aimants permanents à double saillance. La structure à plots dentés avec des aimants permanents statoriques retiendra ici particulièrement notre intérêt. Seront d'abord définis les critères et règles à prendre en compte lors de la conception des MRV à plots dentés. Viendra ensuite la présentation de toutes les configurations réalisables à vitesse égale ou proche de 50 tr/mn. Parmi les différentes topologies possibles sera sélectionnée celle qui présente de meilleures performances. Son étude sera dès lors abordée.

II.1. Machine double saillante à aimants permanents à grosses dents

II.1.1. Présentation de la structure et idée de base

L'idée tient dans le principe d'exploitation d'une structure associant les avantages de la MRV aux bénéfiques qu'offre la présence d'aimants permanents en termes d'énergie spécifique. Partant donc d'une structure de MRV de base, il convient de placer à bon escient les aimants

au stator afin que ceux-ci ne soient pas soumis à de fortes variations de champ auquel cas ils généreraient à nouveau des pertes dommageables.

Ces machines sont donc constituées d'un rotor passif denté obtenu par empilage de tôles magnétiques et d'un stator comprenant un circuit magnétique denté muni d'un bobinage semblable à celui de la MVDS ainsi que des aimants situés sur la culasse du stator.

Les DSPM sont principalement caractérisées par le nombre de dents (plots) statoriques N_s , le nombre de dents (plots) rotoriques N_r , le nombre de phases q , le nombre de plots par phase p ainsi que le nombre de paires d'aimants p_e . Chaque dent statorique est bobinée et constitue un plot (ou pôle). Une phase comprend, dans ces conditions, au stator, p pôles bobinés régulièrement répartis et reliés en série ou en parallèle.

Les possibilités de couple (N_s , N_r) sont relativement nombreuses. Chaque structure reçoit une appellation relative à ses nombres de dents. Les principales possibilités de réalisation de ce genre de structure sont données par l'équation (I.1).

Le nombre de dents au stator N_s et le nombre de dents au rotor N_r et le nombre de plots par phase p et de polarité p_e sont reliées par la relation :

$$N_s \pm N_r = k_1 p + k_2 p_e \quad (II.1)$$

Où k_1 et k_2 sont des nombres entiers.

Les figures (II.1.a) et (II.1.b) montrent respectivement des vues en coupe de la DSPM 6/4 avec six dents au stator (N_s) et quatre dents au rotor ($N_r = 4$) avec $p=2$ et excitée par deux aimants logé dans la culasse du stator ($2p_e = 2$) et de la DSPM 12/8 avec $N_s=12$, $N_r=4$, $p=4$ et $2p_e = 4$.

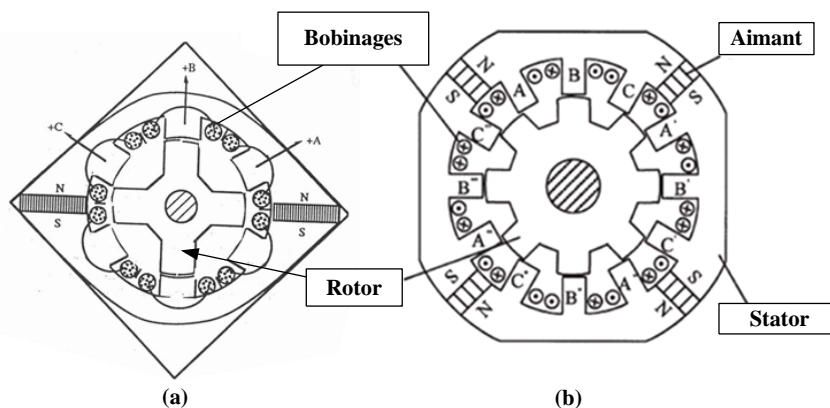


Fig. II.1- Vues en coupe des DSPM 6/4 et 12/8.

L'enroulement de chacune des trois phases statoriques de la DSPM 6/4 (figure. II.1. a) est constitué de deux bobines concentriques, connectées en série de sorte que leurs flux magnétiques s'additionnent quand elles sont alimentées par un courant électrique. La position des deux aimants sur la culasse du stator ainsi que leurs sens de magnétisation fait que les flux magnétiques dus aux aimants et engendrés dans les trois phases statoriques sont identiques et déphasés de 120° . Ainsi, lorsque les dents des plots statoriques d'une phase donnée et les dents rotoriques sont en regard, le flux est maximal. Au contraire, lorsqu'elles sont en quadrature, il est minimal.

La structure d'une MRV triphasée alimentée en tension se caractérise par les parties magnétiques de la culasse du stator (entre deux dents) au sein desquelles le champ ne subit pas de grande variation (figure. II.2). Cet emplacement convient donc parfaitement à l'intégration des aimants qui permettraient de magnétiser la machine.

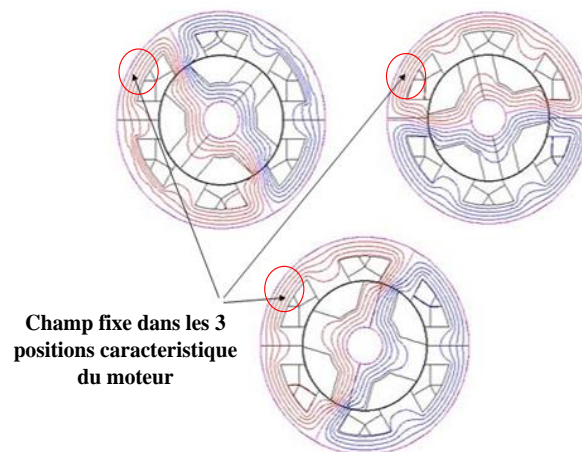


Fig. II.2- Évolution du flux pour une DSPM [2].

Le positionnement des aimants au stator peut également représenter un avantage au point de vue thermique (meilleur refroidissement qu'au rotor) et mécanique (pas de contrainte de tenue en vitesse). Cette structure s'appelle machine à double saillance à aimants permanents DSPM (*Doubly-Salient Permanent-Magnet Motor*) [16] (figure. II.2).

II.1.2. Principe de fonctionnement

Cette machine peut être qualifiée de machine à réluctance variable polarisée ou machine à aimantation rotorique commutée. En effet, intégrés au stator, les aimants polarisent les dents d'un demi-stator en pôle sud et les dents du demi-stator opposé en pôle nord. Cette

polarisation statique induit à son tour une polarité similaire au niveau des plots rotoriques dont la polarisation est commutée au fur et à mesure de la rotation.

Les variations du flux inducteur dû aux aimants combinés à une alimentation des bobines à la même fréquence conduit à la conversion d'énergie recherchée entre le stator et le rotor.

Une variation linéaire du flux propre des aimants induit une FEM trapézoïdale à chaque enroulement du stator comme le montre la figure II.3.

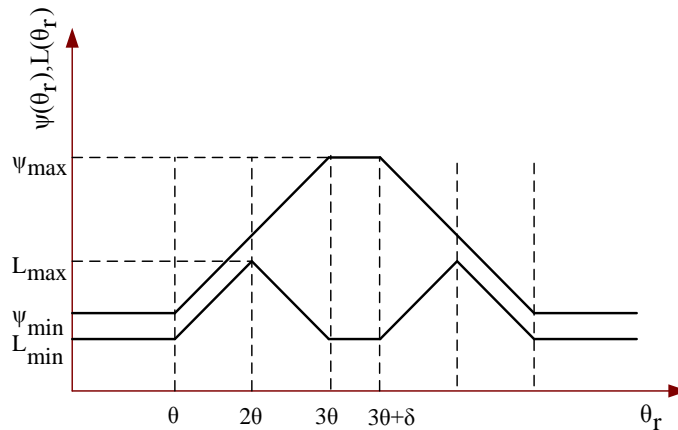


Fig. II.3- Forme du flux des aimants et de l'inductance [16].

Il est important de noter que la présence d'aimants dans la structure statorique entraîne la présence d'un entrefer, donc une réluctance importante, ce qui crée une barrière à la propagation du flux créé par le bobinage. Ainsi, une partie du flux passe par une autre paire de pôles, ce qui engendre une faible inductance de phase quand le rotor se retrouve en conjonction ou en opposition, comme illustré sur la figure II.3.

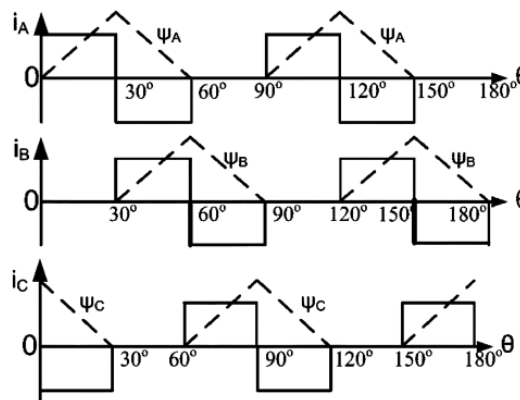


Fig. II.4- Forme d'onde du flux des aimants et du courant par phase [16].

En revanche, cette faible valeur de l'inductance présentée à la position de conjonction permet d'inverser le courant à cette position. Par conséquent, le couple peut être produit à la

fois en appliquant un courant positif à l'enroulement lorsque le flux augmente et en appliquant un courant négatif lorsque le flux est décroissant, comme représenté sur la figure II.4.

II.1.3. Production de couple DSPM

La tension V au bornes d'une phase alimentée est donnée par :

$$V = R_s i + e = R_s i + \frac{d\Psi}{dt} \quad (\text{II. 2})$$

Avec :

Ψ : Flux magnétique total par phase.

i : Courant de phase.

R : Résistance du bobinage de la phase.

Le flux total est composé du flux dû aux courants Ψ_c de phase et celui dû aux aimants permanents Ψ_{ap} :

$$\Psi = \Psi_c + \Psi_{ap} \quad (\text{II.3})$$

Dans le cas linéaire le flux Ψ_c est proportionnel au courant, ce qui permet d'introduire l'inductance propre L :

$$\Psi_c = L i \quad (\text{II.4})$$

On remplace l'équation (II.4) dans (II.3), l'expression du flux total devient :

$$\Psi = Li + \Psi_{ap} \quad (\text{II.5})$$

En substituant l'expression du flux dans l'équation (II. 2) :

$$V = R_s i + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} + \frac{d\Psi_{ap}}{dt} \quad (\text{II.6})$$

En négligeant les pertes fer et les pertes Joule, la puissance absorbée est :

$$p = vi = iL \frac{di}{dt} + i^2 \frac{dL}{dt} + i \frac{d\Psi_{ap}}{dt} \quad (\text{II.7})$$

L'expression(II.7) peut aussi s'écrire sous cette forme :

$$p = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) + \Omega \left(\frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\Psi_{ap}}{d\theta} \right) \quad (\text{II.8})$$

Le principe de la conservation de l'énergie donne :

$$p = \frac{dw_e}{dt} + \Omega T_e \quad (\text{II.9})$$

Avec :

w_e : Représente l'énergie électromagnétique.

T_e : Représente le couple électromagnétique.

D'où l'expression du couple électromagnétique :

$$T_e = \left(\frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\Psi_{ap}}{d\theta} \right) \quad (\text{II.10})$$

Tel que le couple T_e est la somme de deux composantes T_{ap} et T_r :

$$T_e = T_r + T_{ap} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

T_r : Le couple de reluctance.

T_{ap} : représente le couple hybride dû à l'interaction entre le flux des aimants et le flux dû aux courants de phase.

$$w_e = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) \quad (\text{II.12})$$

À partir des équations (II.11) et (II.12) on peut déduire que :

- L'énergie magnétique w_e qui doit être récupérée lors de la commutation de courant est très faible en raison de la faible valeur de l'inductance du stator. Par conséquent, la partie d'énergie convertie est très élevée.
- Le couple $T_{ap} = i \frac{d\Psi_{ap}}{d\theta}$ dû à l'interaction entre le flux des aimants et le flux dû aux courants de phase est la composante dominante du couple total ; il peut être produit soit en appliquant un courant positif à l'enroulement de phase lors de la croissance du flux des aimants ou un courant négatif et cela lors de la décroissance du flux.

II.2. Machine Double saillante à aimants permanents à plots dentés

Les MRV sont caractérisées par une vitesse de rotation inversement proportionnelle au nombre de dents au rotor $\Omega = \frac{\omega}{N_r}$. Aussi est-il nécessaire pour des entraînements lents d'avoir un grand nombre de dents au rotor. Il peut être obtenu pour les MRVDS à grosses dents classiques, par l'augmentation du nombre de plots par phase ou bien par l'utilisation de plots dentés ce qui permet de diminuer la vitesse tout en gardant un nombre de plots raisonnable.

II.2.1. Augmentation du nombre de plots par phase

Toutes les structures définies avec un nombre de plots p par phase égal à 2 peuvent être transformées en multipliant leur nombre de plots. Ainsi, la structure 6/4 ($p=2$) peut devenir 12/8 ($p=4$). À fréquence d'alimentation égale, la vitesse de rotation se trouve divisée par 2. L'augmentation de N_r a pour effet de diminuer proportionnellement la vitesse à fréquence donnée. L'avantage d'un accroissement du nombre de plots par phase (avec un bobinage concentré par plot) conduit à réduire encore plus la longueur des têtes de bobines ainsi que l'épaisseur des culasses car le flux par plot se trouve diminué.

Il faut noter toutefois que lorsque le nombre de plots par phase devient élevé, les bobines deviennent plus petites et le coefficient de remplissage d'encoche se dégrade. La réalisation du bobinage devient de ce fait difficile.

II.2.2. Accroissement de nombre de dents par plots

Dans toutes les structures de MRVDS évoquées, chaque plot statorique bobiné constitue à lui seul une dent. Pour des entraînements lents, il faut accroître le nombre de pas par tour. On munit alors les plots statoriques de dents (N_{dp} dents par plot) et on augmente le nombre de dents rotoriques. Il faut en effet que le pas dentaire soit le même au stator et au rotor. Leurs règles de conception élémentaires sont décrites ci-dessous.

II.3. Critères et règles de conception des DSPM à plot dentés

Seul est considéré ici le cas où le pas dentaire statorique τ_s est identique à celui τ_r du rotor :

$$\tau_s = \tau_r = \tau = 2\pi/N_r \quad (\text{II.13})$$

N_r : représente le nombre de dents au rotor.

Il est ensuite nécessaire d'effectuer le choix de la structure (N_s/N_r), qui doivent être différents, sans quoi il serait impossible de mettre le rotor en mouvement. Par ailleurs, la relation (II.14) doit être vérifiée pour assurer un bon fonctionnement [24].

$$\pm K_1 N_s \pm K_2 N_r = 2k_3 p \quad (\text{II.14})$$

K_1 , K_2 et K_3 sont des nombre entiers, p est le nombre de paires de pôles et N_s le nombre de dents statoriques.

Il existe plusieurs combinaisons entre les nombres N_s et N_r , le nombre de plots statoriques N_{ps} et le nombre de phases q . Les différentes relations entre ces paramètres sont restituées par les équations ci dessous :

$$\alpha_{ps} = \frac{2\pi}{N_{ps}} \quad (\text{II.15})$$

α_{ps} : Angle séparant deux plots statoriques successifs (voir figure. II.5).

On choisit N_{ps} et N_r de telle sorte que quand les dents des plots d'une phase sont en conjonction avec le rotor, les dents de la phase qui suit sont décalées de :

$$\alpha_e = \frac{\tau}{q} \quad (\text{II.16})$$

Ce qui peut se traduire par la relation suivante :

$$\alpha_e = |(\alpha_{ps} - K \tau)| = \frac{\tau}{q} \quad (\text{II.17})$$

Avec K entier supérieur à 1.

Le coefficient K , qui représente le nombre de maximum de dents par plot, se détermine comme suit :

$$K = \frac{N_r}{N_{ps}} \pm \frac{1}{q} \quad (\text{II.18})$$

Le nombre de dents statoriques N_s ainsi que le nombre de dents par plot N_{dp} sont liés par la relation suivante :

$$N_{ps} = \frac{N_s}{N_{dp}} \quad (\text{II.19})$$

Le nombre de plots par phase N_{ps}/q doit être entier, supérieur ou égal à 2. Il doit être pair pour que le circuit magnétique puisse se refermer correctement.

Les paramètres de la machine doivent en définitive vérifier :

$$\begin{cases} K = \frac{N_r}{N_{ps}} \pm \frac{1}{q} \\ N_{dp} \text{ maximum} = K \\ N_{ps} = \frac{N_s}{N_{dp}} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Avec $K, N_{ps}/2q, N_{dp}$ entiers, $N_{dp} > 0$ et $N_{ps}/2q > 1$.

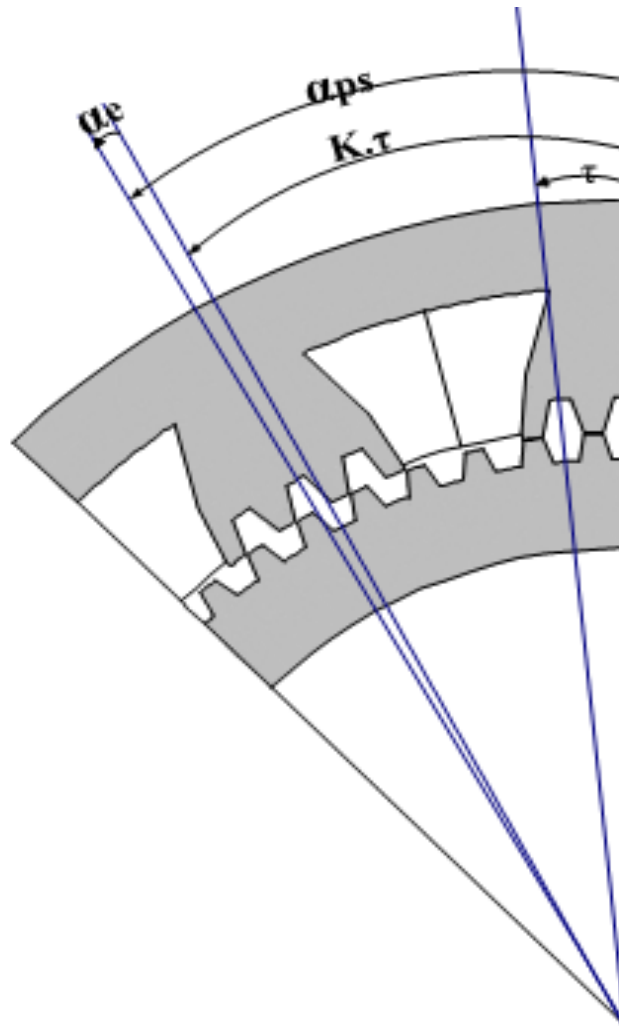


Fig. II.5-Topologie d'une MRVDS à plot denté.

II.4. Topologie des machines réalisables à basse vitesse (proche de 50 tr/min)

On se propose de dresser, dans les pages qui suivent, une liste de MRV à plots dentés triphasés réalisables pour des vitesses de rotation proche ou égales de 50 tr/mn et une fréquence de 50 Hz. Sachant que la vitesse de rotation est inversement proportionnelle au nombre de dents du rotor (équation II. 21). Dans le cas que nous traitons N_r est proche de 60 dents. Nous allons donc examiner les N_r compris entre 50 et 70 afin de déterminer celui ou ceux qui répondent à la condition citée (vitesse de rotation proche de 50tr/min).

$$\Omega = \frac{2\pi f}{N_r} \quad (\text{II.21})$$

Nous limitons notre choix sur une structure triphasée ($q=3$). Le nombre de plots statoriques N_{ps} doit respecter la condition $N_{ps}/2q$ entière. Pour $q=3$, le nombre de plots statoriques minimum est alors de 6. On examine aussi les possibilités avec $N_{ps} = 12, 24, 48$.

Les tableaux (II.1), (II.2), (II.3) et (II.4) présentent les topologies pour un nombre de plots statoriques N_{ps} de respectivement 6, 12, 24, 48. Pour chaque combinaison de N_r et N_{ps} , les coefficients K_1 et K_2 sont calculés. Si un de ces deux coefficients est entier alors la topologie est réalisable.

N_r	$K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable ?
50	8.67	8	Oui
51	8.83	8.17	Non
52	9	8.33	Oui
53	9.17	8.5	Non
54	9.33	8.67	Non
55	9.5	8.83	Non
56	9.67	9	Oui
57	9.83	9.17	Non
58	10	9.33	Oui
59	10.17	9.5	Non
60	10.33	9.67	Non
61	10.5	9.83	Non
62	10.67	10	Oui
63	10.83	10.17	Non
64	11	10.33	Oui
65	11.17	10.5	Non
66	11.33	10.67	Non
67	11.5	10.83	Non
68	11.67	11	Oui
69	11.83	11.17	Non
70	12	11.33	Oui

Tab. II.1-Topologie à 2 plots par phase : $N_{ps} = 6$.

Nr	$K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable ?
50	4.5	3.83	Non
51	4.58	3.92	Non
52	4.67	4	Oui
53	4.75	4.08	Non
54	4.83	4.17	Non
55	4.92	4.25	Non
56	5	4.33	Oui
57	5.08	4.42	Non
58	5.17	4.5	Non
59	5.25	4.58	Non
60	5.33	4.67	Non
61	5.42	4.75	Non
62	5.5	4.83	Non
63	5.58	4.92	Non
64	5.67	5	Oui
65	5.75	5.08	Non
66	5.83	5.17	Non
67	5.92	5.25	Non
68	6	5.33	Oui
69	6.08	5.42	Non
70	6.17	5.5	Non

Tab. II.2-Topologie à 4 plots par phase : $N_{ps} = 12$.

Nr	$K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable ?
50	2.42	1.75	Non
51	2.46	1.79	Non
52	2.50	1.83	Non
53	2.54	1.88	Non
54	2.58	1.92	Non
55	2.23	1.96	Non
56	2.67	2	Oui
57	2.71	2.04	Non
58	2.75	2.08	Non
59	2.79	2.13	Non
60	2.83	2.17	Non
61	2.86	2.21	Non
62	2.92	2.25	Non
63	2.96	2.29	Non
64	3	2.33	Oui
65	3.04	2.38	Non
66	3.08	2.42	Non
67	3.13	2.46	Non
68	3.17	2.50	Non
69	3.21	2.54	Non
70	3.25	2.58	Non

Tab. II.3-Topologie à 8 plots par phase : $N_{ps} = 24$.

Nr	$K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable ?
50	1.36	0.71	Non
51	1.40	0.73	Non
52	1.42	0.75	Non
53	1.44	0.77	Non
54	1.46	0.79	Non
55	1.48	0.81	Non
56	1.50	0.83	Non
57	1.52	0.85	Non
58	1.54	0.88	Non
59	1.56	0.90	Non
60	1.58	0.92	Non
61	1.60	0.94	Non
62	1.63	0.96	Non
63	1.64	0.98	Non
64	1.67	1	Oui
65	1.69	1.02	Non
66	1.71	1.04	Non
67	1.73	1.06	Non
68	1.75	1.08	Non
69	1.77	1.10	Non
70	1.79	1.13	Non

Tab. II.4-Topologie à 16 plots par phase : $N_{ps}=48$.

Les tableaux ci-dessus montrent que les topologies réalisables sont celles qui correspondent à $N_r=50, 52, 56, 58, 62, 64, 68,$ et 70 .

- Les topologies qui correspondent à $N_r=50, 58, 62, 68$ et 70 sont concevables seulement avec 6 plots statoriques.
- La topologie à $N_r = 52$ est concevable avec 6 ou 12 plots statoriques.
- La topologie à $N_r = 56$ est concevable avec $N_{ps}=6, 12$ ou 24 plots statoriques.
- La topologie à $N_r = 64$ est concevable avec $N_{ps}=6, 12, 24$ ou 48 plots statoriques.

D'après cette analyse, la machine à $N_r = 64$ dents offre plus de choix de structures réalisables et la vitesse correspondante est plus basse que la machine à $N_r = 56$ dents. Notre choix s'est donc arrêté sur cette dernière.

II.5. Topologie de machines réalisables avec $N_r = 64$ dents

Après avoir cerné le nombre de dents rotoriques N_r , on passera à la détermination du nombre de dents statoriques N_s , le nombre de plots par phase N_{ps} et le nombre de dents par plots N_{dp} en suivant la procédure suivante :

- Compte tenu de la relation (II.20), nous n'examinerons que trois possibilités de dents au stator : $N_s=48,56$ et 60 .
- Le nombre de plots par phase est déterminé par la relation suivante :

$$N_{ps}/q = N_s/q \cdot N_{dp} \tag{II.22}$$

Il doit être un entier supérieur ou égal à 2.

- Le nombre de dents par plots N_{dp} varie de un (1) (machine à grosse dents) jusqu'à une valeur qui amène à un nombre de plots par phase de deux.
- L'un des deux coefficients K_1 et K_2 doit être entier.

Les tableaux (II.5), (II.6) et (II.7) présentent les topologies réalisables pour $N_r=64$ dents, $q=3$ et $N_s=48,56$ et 60 .

N_{dp}	$N_{ps}/q = N_s/q \cdot N_{dp}$	$K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable ?
1	16	1.67	1	Oui
2	8	3	2.33	Oui
3	5.33	4.33	3.67	Non
4	4	5.67	5	Oui
5	3.20	7.00	6.33	Non
6	2.67	8.33	7.67	Non
7	2.29	9.67	9.00	Non
8	2	11	10,33	Oui

Tab. II.5-Topologies pour $N_r = 64$, $N_s = 48$ et $q=3$.

N_{dp}	$N_{ps}/q = N_s/q \cdot N_{dp}$	$K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable ?
1	18.00	1.52	0.85	Non
2	9.00	2.70	2.04	Non
3	6.00	3.89	3.22	Non
4	4.50	5.07	4.41	Non
5	3.60	6.26	5.59	Non
6	3.00	7.44	6.78	Non
7	2.57	8.63	7.96	Non
8	2.25	9.81	9.15	Non
9	2	11	10.33	Oui

Tab. II.6-Topologies pour $N_r = 64$, $N_s = 56$ et $q=3$.

N_{dp}	$N_{ps}/q = N_s/q \cdot N_{dp}$	$K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable
1	20.00	1.40	0.73	Non
2	10.00	2.47	1.80	Non
3	6.67	3.53	2.87	Non
4	5.00	4.60	3.93	Non
5	4	5.67	5	Oui
6	3.33	6.73	6.07	Non
7	2.86	7.80	7.13	Non
8	2.50	8.87	8.20	Non
9	2.22	9.93	9.27	Non
10	2	11	10.33	Oui

Tab. II.7- Topologies pour $N_r = 64$, $N_s = 60$ et $q=3$.

D'après les tableaux présentés, il existe quatre topologies possibles pour $N_s= 48$, une seule pour $N_s = 56$ et deux pour $N_s = 60$. Notre choix s'est porté sur $N_s=48$ du fait qu'elle offre une polyvalence de structures réalisables par rapport aux autres configurations.

Il est à noter que chaque plot statorique bobiné (électroaimant) se termine par N_{dp} petites dents. Les N_{dp} dents par plot statorique attirent N_{dp} dents rotoriques qui leur font face. On obtient ainsi des machines délivrant un fort couple à basse vitesse. La valeur du couple est de ce fait proportionnelle au nombre de dents par plot [12].

Notons par ailleurs que les dents statoriques seaturent vite pour un faible nombre de dents par plot et que plus le nombre de plot par phase est élevé plus les bobines deviennent petites et le coefficient de remplissage d'encoche se dégrade. La réalisation du bobinage devient de ce fait difficile.

Dans [12] on montre que pour chaque nombre de plots par phase, il existe un nombre de dents qui maximise le couple massique. Les pertes joules augmentent avec le nombre de plots par phase, elles diminuent avec le nombre de dents (petites dents). Selon que le nombre de plot par phase est trop grand ou trop faible, le couple massique diminue.

Dans [12, 25], il est montré que le rapport d'énergie λ introduit par Lawrenson (équation II.23) qui est à l'image du facteur de puissance tend à diminuer avec l'augmentation du nombre de dents. Le choix d'une machine donnée doit donc relever d'un compromis entre le couple massique, les pertes joule et le rapport d'énergie λ .

$$\lambda = \frac{W}{W+W_e} \tag{II.23}$$

Avec : W représente l'énergie convertie qui contribue à la production du couple et W_e , l'énergie de magnétisation.

La machine à $N_r = 64$, $N_s = 48$ à 4 plots par phase et à 4 dents par plots constitue un bon compromis. Cette machine notée MRV 48/64 est celle que nous retenons pour la suite.

Pour améliorer les performances de cette MRV à basse vitesse, on pourrait y insérer une excitation au stator ou au rotor, excitation qui peut être effectuée par un circuit électrique d'excitation ou bien par l'adjonction d'aimants permanents. Évidemment, nous nous éloignons de la sorte des structures à réluctance pure. La topologie conservant le rotor passif de la MRV 48/64 mais excitée par des aimants au stator va être étudiée et analysée dans la suite de ce travail.

Dans ce cas, en plus des conditions citées ci-dessus, il faut rajouter la condition suivante :

$$\pm N_s \pm N_r = \pm K_1 p \pm K_2 p_e \quad (\text{II.24})$$

Avec K_1, K_2 sont des nombres entiers, p_e le nombre de paires de pôles d'excitation.

II.6. Description de la machine d'étude

C'est une machine triphasée 48/64 avec 48 dents au stator réparties sur 12 plots à raison de 4 plots par phase. Son rotor est passif et elle est excitée par 4 aimants permanents logés dans la culasse du stator. Les armatures statorique et rotoriques sont formées d'un empilement de tôles ferromagnétiques (figure II.6).

Les plots statoriques portent les enroulements des trois phases. Tel que montré dans la figure II.6, le bobinage de chacune des trois phases de la DSPM est constitué de quatre bobines concentriques connectées en série de sorte que leurs flux magnétiques s'additionnent quand elles sont alimentées par un courant électrique. La position des quatre aimants sur la culasse du stator ainsi que leurs sens de magnétisation fait que les flux magnétiques dus aux aimants et engendrés dans les trois phases statoriques sont identiques et déphasés de 120° .

Ainsi lorsque les dents des plots statoriques d'une phase donnée et les dents rotoriques sont face à face, le flux est maximal. Il devient, au contraire, minimal lorsqu'elles sont en quadrature. En outre, la réluctance du circuit magnétique vue par chacun des quatre aimants reste quasiment constante pour toutes les positions du rotor. En conséquence, le flux vu par chaque aimant est pratiquement constant et conduisant à un couple de détente négligeable.

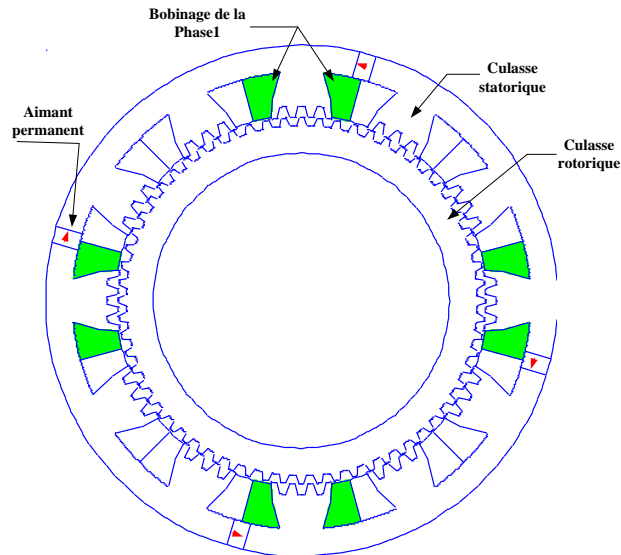


Fig. II.6- Machine à aimants permanents à double saillance 48/64(DSPM).

II.7. Présentation de DSPM 48/64 étudiée

Dans ce qui suit nous reprenons les données de la DSPM 48/64 dimensionnée dans [13].

Le dimensionnement de la machine est basé sur les données du cahier de charges suivant :

Puissance	10 KW
Couple	2000 N.m
Diamètre extérieur maximale de la machine	600 mm
Densité du courant	5 A/mm ²
Coefficient de remplissage du cuivre	0.5
Entrefer	0.5 mm

Tab. II.8- Données du cahier de charge.

La caractéristique de magnétisation de la tôle utilisée est représentée dans le graphe suivant :

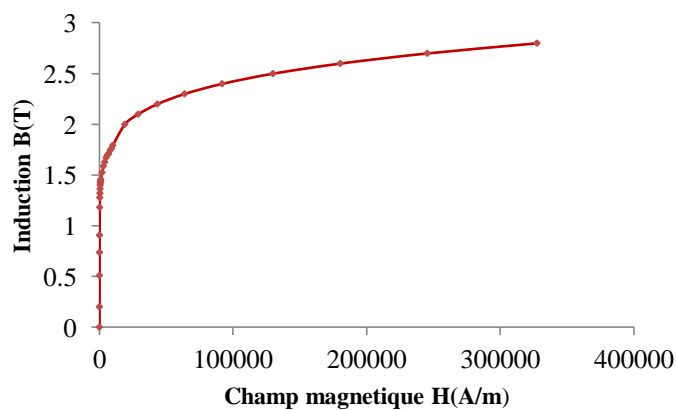


Fig. II.7- Caractéristique B-H de la tôle utilisée.

L'aimant permanent employé est de type Nd-Fe-B, avec une caractéristique linéaire de démagnétisation, caractérisée par:

$$B_r = 1,29 \text{ T}, \mu_r = 1,049.$$

II.7. 1. Forme des dents

Différentes formes de dents peuvent être choisies. Dans [10,25] (voir aussi le chapitre IV), on l'on montre qu'un couple moyen de valeur plus élevée est obtenu par des dents trapézoïdales au stator et au rotor (figure. II.8).

On notera que, contrairement aux MRV à grosses dents ou de type Vernier, que la machine à plots dentés offre la particularité de comporter des bobinages entre les plots du stator et non entre les dents du stator, la forme des petites dents n'influe donc pas sur la surface bobinage.

La forme trapézoïdale étant facile à réaliser, elle constitue un cas général des autres formes de dents, elle sera retenue pour la conception de notre machine. Elles sont définies avec les paramètres suivants :

- La profondeur de dent au rotor et au stator h_r et h_s ;
- Les rapports cycliques α_{r1} , α_{s1} , α_{r2} et α_{s2} ;
- Le pas dentaire $\tau = 2\pi/N_r$ identique au stator et au rotor.

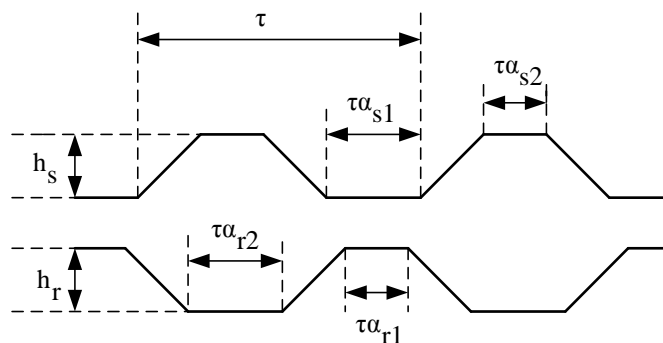


Fig. II.8- Dents trapézoïdales au rotor et au stator.

II.7.2. La structure globale

La structure globale est entièrement définie à partir des 14 paramètres suivants :

- La largeur des culasses rotorique et statorique E_r et E_s .

- La hauteur de bobine h_b .
- L'ouverture des plots β .
- La position du point A (R_a, β_a) avec R_a la distance entre le point A et le centre de la machine O.
- Le rayon du rotor R_r .
- Les paramètres des dents trapézoïdales $h_s, h_r, \alpha_{r1}, \alpha_{s1}, \alpha_{r2}$ et α_{s2} .
- Epaisseur de l'aimant E_m .

La hauteur de l'aimant h_m est considérée ici identique à l'épaisseur de la culasse du stator. En réalité, h_m sera prise légèrement inférieure à E_s pour faciliter l'insertion et le maintien des quatre aimants dans la culasse statorique.

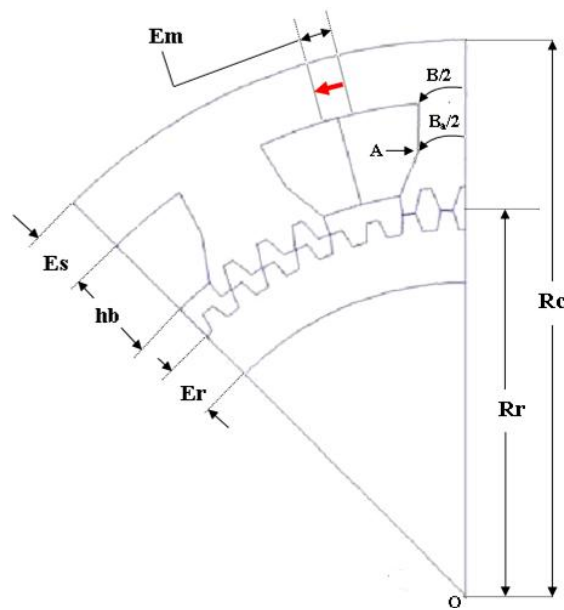


Fig. II.9- Paramètres globaux de dimensionnement.

Avec :

R_c : Représente le rayon externe du stator.

R_r : Représente le Rayon du rotor.

g : Représente l'entrefer de la machine.

II.8. Approche numérique par éléments finis

Le choix de cette méthode (éléments finis) trouve son bien-fondé dans sa capacité à résoudre les problèmes les plus complexes (la saturation) souvent négligés par les méthodes analytiques. Grâce au développement de l'outil informatique (en termes de temps de calcul et

de capacité de stockage), la méthode des éléments finis (MEF) est de nos jours de plus en plus utilisée. Elle est particulièrement la plus indiquée dans le processus de conception des machines électriques [27].

II.8.1. Formulation et mise en équation par éléments finis

Les équations locales de l'électromagnétisme (les équations de Maxwell) décrivent le comportement local dans le temps et dans l'espace des grandeurs électriques et magnétiques et leurs interactions mutuelles [28]. Les quatre équations suivantes présentent le cas d'un problème magnétique:

- **Équation de Maxwell-Faraday**

$$\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.25})$$

- **Équation de Maxwell-Ampère**

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \quad (\text{II.26})$$

- **Équation de conservation du flux magnétique**

$$\text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{II.27})$$

- **Équation de Maxwell-Gauss**

$$\text{div}(\vec{J}) = 0 \quad (\text{II.28})$$

Avec :

\vec{E} (V.m⁻¹) : Champ électrique.

\vec{B} (T) : Induction électromagnétique.

\vec{H} (A .m⁻¹) : Champ magnétique.

\vec{J} (A .m⁻²) : Densité du courant.

Des relations supplémentaires caractérisant les différents milieux, elles doivent assister la résolution des équations de Maxwell :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (\text{II.29})$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + \vec{J}_0 + \vec{J}_{ap} \quad (\text{II.30})$$

Avec :

μ_0 (H. m⁻¹) : Perméabilité magnétique du vide $\mu_0=4\pi 10^{-7}$.

μ_r : Représente la perméabilité relative du milieu.

σ (S. m⁻¹) : La Conductivité électrique.

\vec{J}_0 (A. m⁻²) : La densité du courant d'alimentation.

\vec{J}_{ap} : Représente la densité du courant surfacique équivalente de l'aimant en présence.

Pour représenter l'état électromagnétique de chaque point du domaine d'étude, on peut recourir au potentiel vecteur magnétique.

A partir de l'équation (II.27), on déduit que l'induction B dérive d'un potentiel vecteur A tel que :

$$\vec{B}=\text{rot}(\vec{A}) \quad (\text{II.31})$$

\vec{A} : Le potentiel vecteur magnétique.

D'après le théorème d'Helmholtz, un vecteur ne peut être défini que si son rotationnel et sa divergence sont simultanément donnés. Ce qui fait la relation (II.31) ne suffit pas pour définir le vecteur A, on doit en plus définir sa convergence. Généralement, on utilise la Jauge de Coulomb qui s'écrit :

$$\text{div}(\vec{A}) = 0 \quad (\text{II.32})$$

La substitution de (II.31) dans (II.25) donne :

$$\text{rot}\left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}\right) = 0 \quad (\text{II.33})$$

La relation (II.33) indique qu'il existe un potentiel scalaire φ tel que :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{\text{grad}} \varphi \quad (\text{II.34})$$

La substitution de \vec{E} par son expression dans l'équation (II.30) donne :

$$\vec{J} = -\sigma\left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{\text{grad}}\varphi\right) + \vec{J}_0 + \vec{J}_{ap} \quad (\text{II.35})$$

On remplace les équations (II.34), (II.31) et (II.29) dans (II.26) on trouve:

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu_0\mu_r}\text{rot}(\vec{A})\right) = -\sigma\left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{\text{grad}}\varphi\right) + \vec{J}_0 + \vec{J}_{ap} \quad (\text{II.36})$$

Tel que les vecteurs A et φ doivent satisfaire l'équation (II.30)

$$\operatorname{div}\left(-\sigma\left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overline{\operatorname{grad}\varphi}\right) + \vec{J}_0 + \vec{J}_{ap}\right) = 0 \quad (\text{II.37})$$

La résolution des équations (II.36) et (II.37) associée aux conditions aux limites décrivant le milieu donne le potentiel vecteur A , à un potentiel scalaire près. La relation (II.32) permet donc de découpler partiellement les potentiels A et φ , d'où φ vérifie :

$$\operatorname{grad}(\varphi) = 0 \quad (\text{II.38})$$

Le potentiel scalaire φ est de nature électrostatique ou électrocinétique. En l'absence de ce type de source, l'équation (II.34) devient comme ainsi:

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{II.39})$$

Le problème à résoudre est magnétostatique. Le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ est alors nul et les champs électriques et magnétiques sont découplés. La formulation en magnétostatique peut être déduite simplement de l'équation (II.36) par l'annulation du terme correspondant au courant induit. L'équation (II.36) devient alors comme suit :

$$\operatorname{rot}\left(\frac{1}{\mu_0\mu_r}\operatorname{rot}(\vec{A})\right) = \vec{J}_0 + \vec{J}_{ap} \quad (\text{II.40})$$

Trois inconnues sont à déterminer en chaque point. \vec{A}_x , \vec{A}_y et \vec{A}_z de \vec{A} (problème en 3D), ce qui mène à traiter des systèmes aussi complexes qu'ardus.

Dans les machines électriques à flux radial (auxquelles nous nous intéressons), la disposition des conducteurs dans le sens longitudinal favorise l'établissement du champ magnétique dans les plans transversaux. Cela se traduit par des effets d'extrémités négligeables et les grandeurs électromagnétiques sont invariables dans la direction longitudinale. Un modèle bidimensionnel permet ainsi d'obtenir la solution avec une précision jugée suffisante. C'est pourquoi nous avons limité notre étude à la résolution des équations électromagnétiques en 2D [28].

L'invariance selon l'axe (Oz), perpendiculaire au plan Oxy de l'étude, conduit aux deux points suivants :

- Le potentiel \vec{A} n'a qu'une seule composante (selon Oz).

- Le vecteur densité du courant \vec{J} n'a qu'une seule composante (selon Oz). Ceci se traduit par :

$$\begin{cases} \vec{A} = A(x, y, t)_z \\ \vec{J} = J(x, y, t)_z \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Finalement, l'équation (II.36) se restreint à l'équation de Poisson suivante :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -(J_z + J_{ap}) \quad (\text{II.42})$$

Cette dernière équation représente l'équation aux dérivées partielles qu'on doit résoudre, en tenant compte des conditions aux limites qu'on citera dans les paragraphes qui viennent.

II.8.2. Conditions aux limites

II.8.2 .1. Condition de Dirichlet

La Condition de Dirichlet impose la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière du domaine de résolution.

$$A=A_0 \quad (\text{II.43})$$

Avec :

A : Fonction inconnue du problème.

A_0 : une constante.

On parle de condition de Dirichlet homogène quand $A=0$ le long de la frontière du domaine.

II.8.2 .2. Condition de Neumann

C'est une condition qui nous renseigne sur la valeur de la composante normale de l'inconnue sur la limite du domaine étudié.

$$\frac{\partial A}{\partial n} = A_0 \quad (\text{II.44})$$

On parle de Neumann homogène sur les plans de symétrie, quand $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$, défini le long de la frontière du domaine.

II.8.2 .3. Condition de transmission

À la séparation de deux milieux notés 1 et 2, de perméabilité μ_1 et μ_2 , on doit assurer la continuité de la composante normale de l'induction. Lorsqu'il n'y a pas de courant superficiel, il y a continuité de la composante tangentielle du champ électromagnétique.

$$\begin{cases} B_{n1}=B_{n2} \\ H_{t1}=H_{t2} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Pour la machine étudiée, les équations à résoudre se déduisent de l'équation (II.42).

- **Dans les conducteurs**

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_z \quad (\text{II.46})$$

- **Dans le fer**

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = 0 \quad (\text{II.47})$$

- **Dans l'air**

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = 0 \quad (\text{II.48})$$

- **Dans les aimants**

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_a} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_a} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_{ap} \quad (\text{II.49})$$

- **Sur le contour de la machine**

$$A_z=0 \quad (\text{II.50})$$

La résolution des équations se fait par la méthode des éléments finis en utilisant un programme de calcul sous le logiciel FEMM.

II.9. Principe de la méthode des éléments finis

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 [29].

L'organigramme suivant représente les différentes étapes de la résolution par la méthode des éléments finis des équations du champ électromagnétique dans un domaine bien défini.

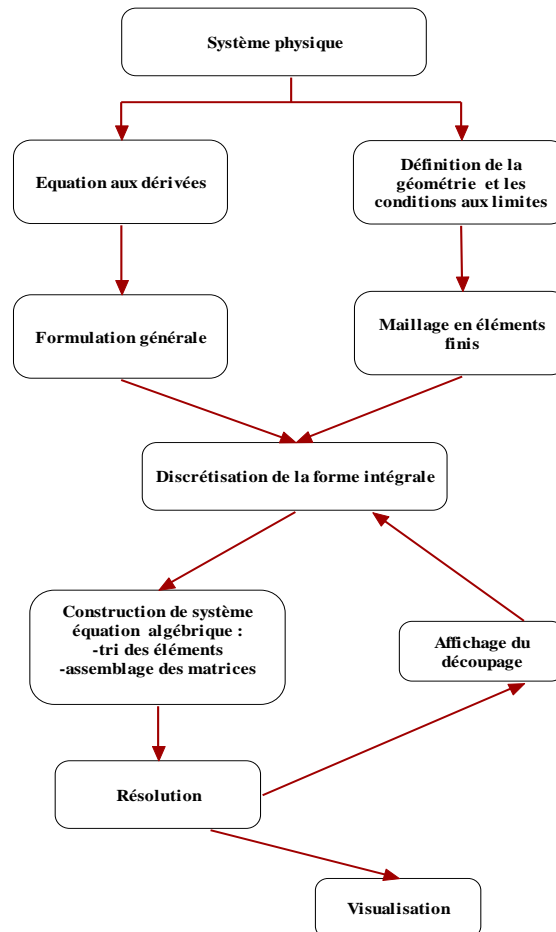


Fig. II.10- Organigramme de la méthode des éléments finis.

L'intérêt de cette méthode de calcul est qu'elle permet comme tout calcul théorique, d'avoir accès aux trois phases de manière indépendantes. L'objectif est par conséquent d'obtenir l'évolution de la matrice colonne des flux en fonction du courant statorique et de la position rotorique [30].

II. 10. Description du logiciel utilisé

FEMM 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. Ce logiciel est disponible en ligne sous licence GPL à l'adresse : <http://femm.foster-miller.net>. Son caractère

convivial et ses performances intéressantes en font un outil attrayant pour une Conception Assistée par Ordinateur de dispositifs électrotechniques. Il est constitué de trois parties principales [31] :

II. 10.1. Le préprocesseur

Permet, à l'aide de techniques issues de la Conception Assistée par Ordinateur (CAO), de décrire la géométrie du domaine, ses propriétés physiques et ses conditions aux limites et de réaliser un découpage de manière automatique ou manuelle avec assistance du programme.

Le tracé d'une géométrie donnée se fait en introduisant des points dont les coordonnées sont entrées au clavier et cela se passe après avoir défini le domaine d'étude, puis on définit des lignes (qui peuvent être des segments de droites ou des arcs de courbes) et l'on décrit des régions comme des parties de domaine délimitées par ces lignes.

À chaque région est attribué un matériau extrait d'une bibliothèque de matériaux dont dispose le logiciel ou bien introduit, ainsi que la taille du maillage associée. Ensuite, définir le schéma ou les données des sources (courant, densité de courant), les conditions aux limites sur les frontières spécifiques du domaine d'étude. Le domaine ainsi obtenu, constitué d'un certain nombre de milieux différents, est discrétisé en petits éléments par un maillage triangulaire ; chaque triangle étant repéré par ses trois sommets. Dans chaque élément, le potentiel vecteur est approché par un polynôme du premier degré.

II. 10.2. Le Solver

Il résout les équations linéaires ou non linéaires issues de l'assemblage des éléments, fournissant un ensemble de résultats bruts qui sont les valeurs de la grandeur inconnue en tous les nœuds du découpage. Ces résultats, stockés dans un fichier de sortie, sont alors repris par le post-processeur.

II. 10.3. Le Post-processeur

C'est un programme graphique qui permet de visualiser les résultats de calcul des champs obtenus par le Solver sous forme de graphes. Entre autre, il permet de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux. L'interface interactive du post-processeur peut fonctionner dans trois modes différents :

- ❖ En mode point, l'utilisateur peut inspecter les valeurs du champ dans n'importe quel point du domaine étudié.
- ❖ En mode contour, l'utilisateur peut relever et tracer le long d'un contour prédéterminé diverses grandeurs du champ telles que le potentiel vecteur, les composantes normales et tangentielles de l'induction magnétique et du champ magnétique, le flux, et déterminer l'effort produit ou le couple engendré ...etc.
- ❖ Le mode bloc permet à l'utilisateur de définir un sous-domaine dans une région, dont la solution est une quantité d'intégrales de surface ou de volume. Ces intégrales incluent l'énergie magnétique, la coénergie magnétique, l'inductance, les différents types de pertes, le courant total et le couple.

Par ailleurs, le compilateur Lua a été intégré dans le logiciel FEMM pour permettre à l'utilisateur de créer des programmes, écrits en langage Lua, facilitant la construction et l'analyse des géométries ainsi que l'évaluation des résultats du post-processeur.

Conclusion

L'objectif de ce chapitre, avions-nous avancé, est la présentation des éléments dimensionnant des machines à aimants permanents à double saillance (DSPM) à plots dentés.

L'étude s'est ouverte sur la présentation de l'idée de base de la conception ainsi que le principe de fonctionnement de ce type de machine. Sont ensuite donnés les critères et règles de conception des DSPM à plots dentés, puis dressé une liste des machines à reluctance variable réalisables en mesure de fonctionner à vitesse égale ou proche de 50 tr/min.

L'étude a montré que la machine à double saillance à plots dentés 48/64 offre plus de choix de structures réalisables et sa vitesse satisfait nettement mieux à l'exigence d'entraînement à basse vitesse.

En fin de chapitre est venue la présentation du modèle d'étude de la machine basée sur la méthode des éléments finis et la présentation succincte du logiciel employé.

Ce modèle attribué à la machine fera l'objet du chapitre suivant ; il sera exploité pour mener à bien la détermination et l'analyse des caractéristiques statiques de la machine.

Chapitre III

Caractéristiques statiques et analyse paramétrique

Introduction

Brièvement évoqué dans le chapitre précédent, le logiciel FEMM reste à être mieux connu ; nous nous familiariserons un peu plus avec ses fonctionnalités dans ce troisième chapitre, notamment pour l'étude de la DSPM 48/64 dont les différents paramètres sont décrits à l'annexe A. Nous procéderons à l'analyse de l'ensemble des caractéristiques statiques (flux, inductance, couple, induction électromagnétique) de la DSPM par la méthode des éléments finis.

Par la suite, Nous étudierons l'impact de la variation de quelques paramètres de la machine (l'entrefer, l'épaisseur des culasses, les dimensions des dents, l'épaisseur des aimants...etc.) sur le couple maximal.

III.1. Application du logiciel FEMM à la DSPM 48/64

III.1.1. Maillage du domaine d'étude

Pour tracer la géométrie de la DSPM à étudier, on utilise le préprocesseur de FEMM. Pour ce faire, il y a lieu de placer les nœuds définissant la géométrie de la machine, les connecter entre eux par des segments de droite ou d'arcs selon la région du domaine à dessiner. Il s'agira après d'affecter à chaque région géométrique prédéfinie le matériau qui lui correspond (air, fer, cuivre, ...), définir les données des sources (courant, densité de courants) et indiquer les conditions aux limites sur les frontières spécifiques du domaine d'étude. Le domaine ainsi obtenu, constitué d'un certain nombre de milieux différents, est discrétisé en petits éléments par un maillage triangulaire. Dans le cas présent le domaine d'étude est constitué de 131438 éléments triangulaires, ce qui correspond à 65866 nœuds (figure.III.1).

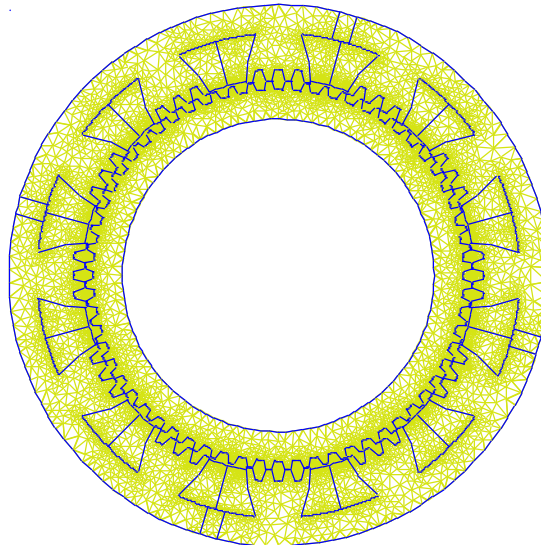


Fig.III.1- Maillage du domaine d'étude.

III.1.2. Lignes de flux et carte du champ magnétique à vide

À vide, le flux total à travers les phases de la machine n'est dû qu'à la présence des aimants permanents, vu qu'aucune des trois phases n'est alimentée.

Les figures III.2 et III.3 montrent le flux produit par les aimants permanents statoriques de la phase 1 en position d'opposition et de conjonction.

En position d'opposition (Figure III.2) le nombre de lignes de flux traversant cette phase est réduit ; le flux à travers cette phase est donc minimal.

En position de conjonction (figure III.3), l'essentiel des lignes de flux passent à travers la phase considérée, le flux à travers la phase 1 est donc maximal.

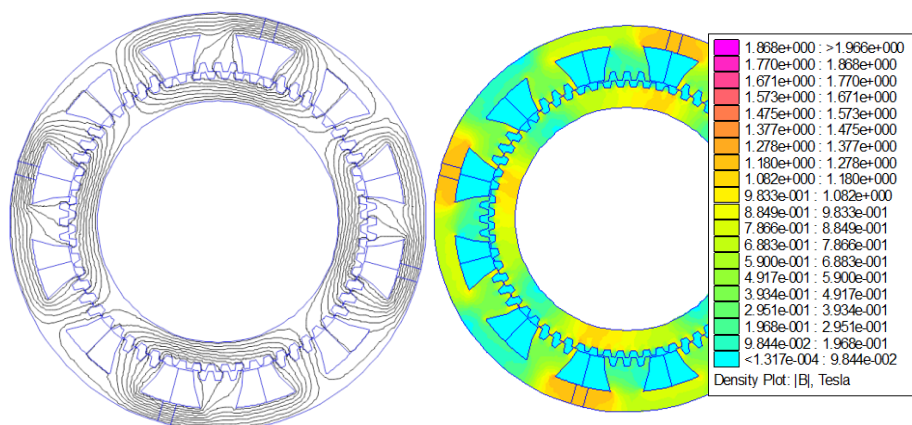


Fig.III.2- Ligne du flux et carte de l'induction électromagnétique à vide .Phase 1 en position d'opposition.

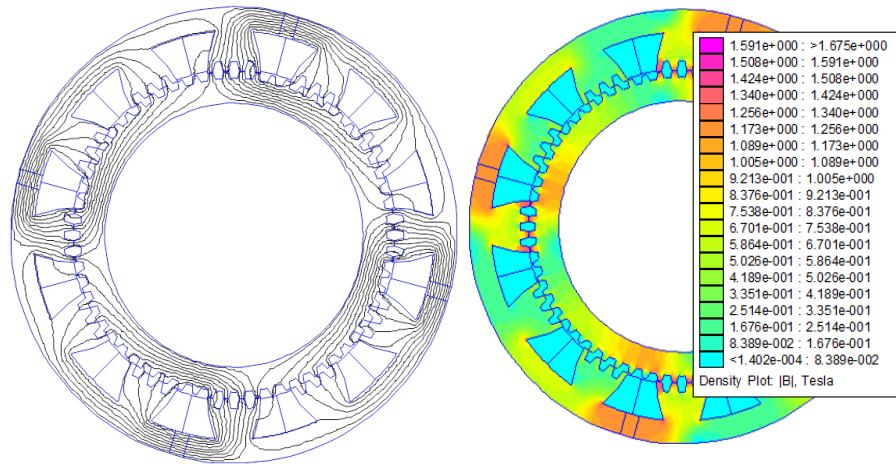


Fig.III.3- Ligne du flux et la carte de l'induction électromagnétique à vide

Phase 1 en position de conjonction.

III.1.3. Lignes du flux et carte des champs magnétique en charge

Le courant électrique alimentant la machine est déterminé à partir de la surface bobineable, du coefficient de remplissage ainsi que de la densité du courant. Pour notre machine, la totalité des ampères tours NI vaut 4085,36A. Pour $N=40$ spires par bobine, le courant nominal par phase est donc $I_n=100A$.

Les figures III.4 et III.6 montrent la distribution des lignes de champ magnétique respectivement en position de conjonction et d'opposition lorsque la phase 1 est alimentée par le courant nominal $I_n=100A$. Le flux total est composé du flux dû au courant d'alimentation et de celui dû aux aimants permanents en présence.

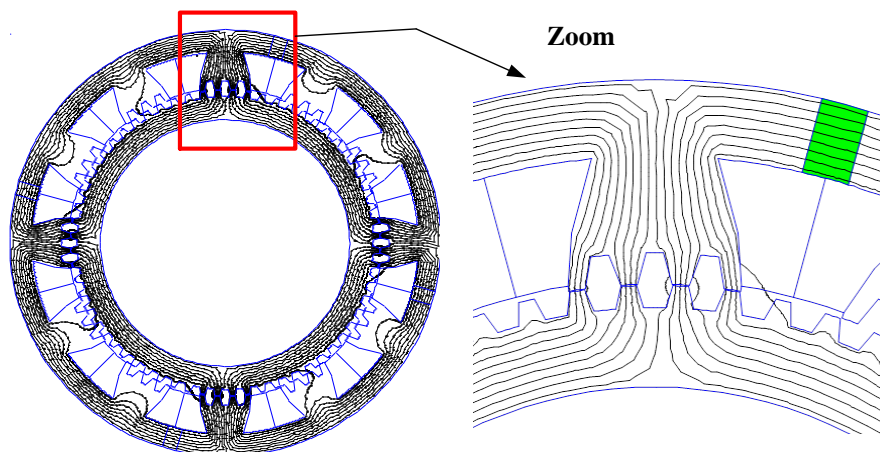


Fig.III.4-Ligne de flux magnétique en position de conjonction.

Phase 1 seule alimentée.

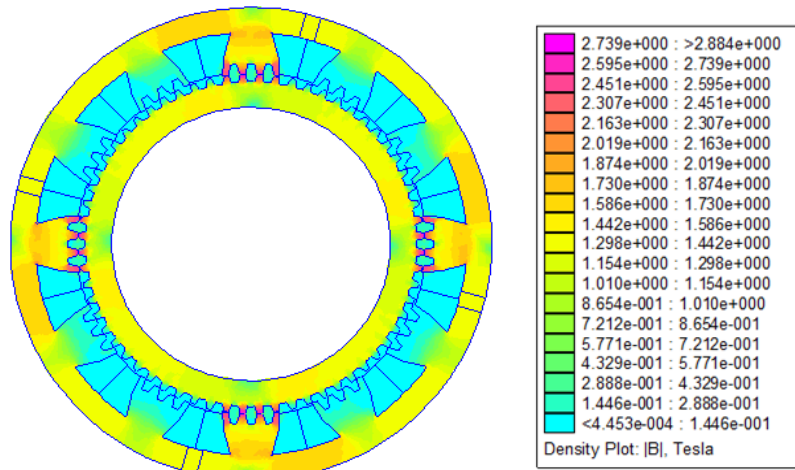


Fig.III.5-Carte de l'induction électromagnétique en charge. Phase 1 en position de conjonction.

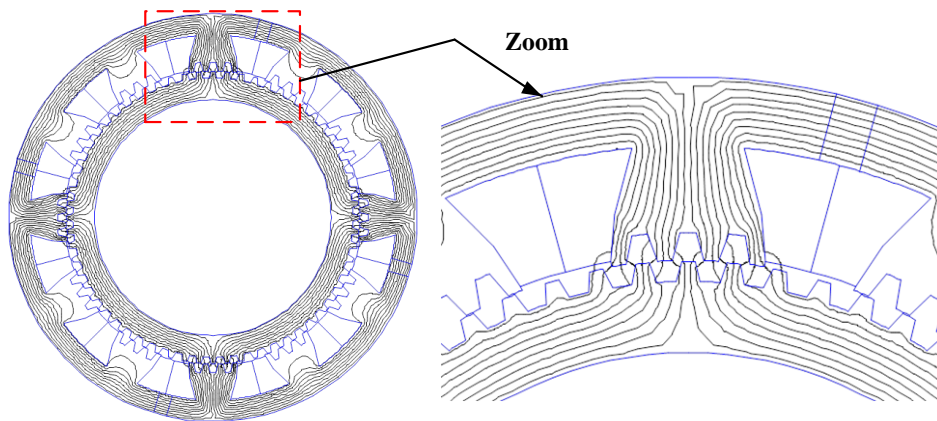


Fig.III.6-Ligne de flux phase1 seule alimentée. Position d'opposition.

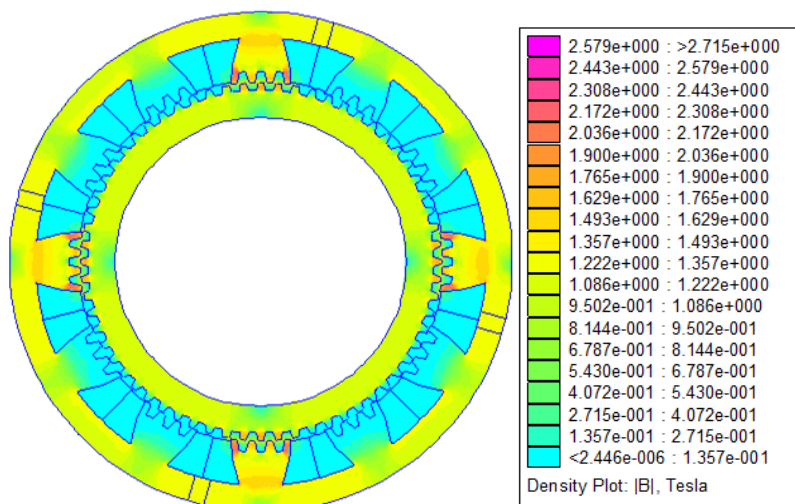


Fig.III.7- Carte du champ magnétique phase1 seule alimentée .Position d'opposition.

III.1.4. La distribution spatiale de l'induction électromagnétique

La distribution spatiale de l'induction électromagnétique à vide et en charge au niveau de l'entrefer est présentée dans les figures (III.8), (III.9), (III.10) et (III.11). À vide, l'induction est obtenue par des aimants permanents. En charge, l'induction obtenue est due au champ des aimants et celui du courant de phase.

La modulation de l'induction magnétique, en zone d'entrefer, par les dents statorique et rotorique, est clairement indiquée dans les figures suivantes. On constate que la machine fonctionne en régime fortement saturé car les valeurs de l'induction d'entrefer sont importantes. Cette propriété attendue est une caractéristique des machines à réluctance variable.

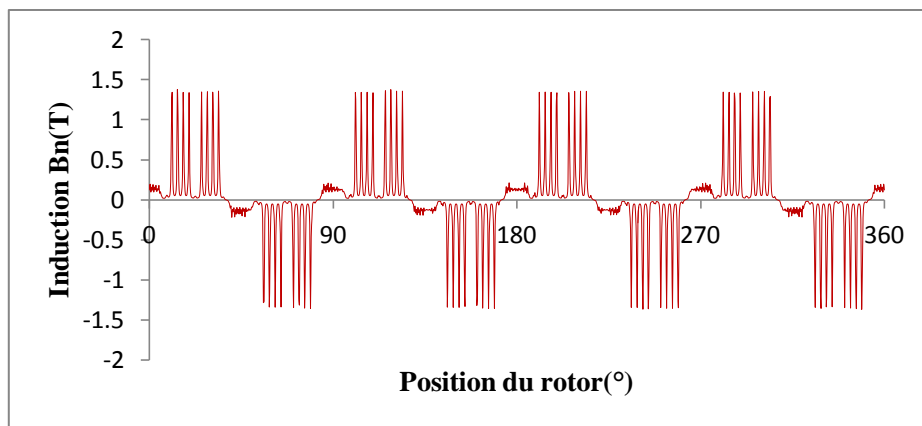


Fig. III.8- Distribution spatiale de l'induction électromagnétique à vide au niveau de l'entrefer phase1 en position d'opposition.

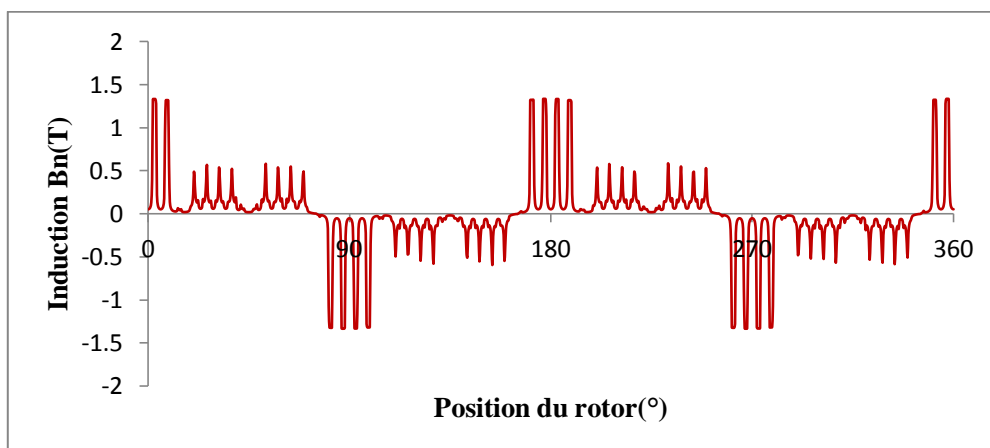


Fig. III.9- Distribution spatiale de l'induction électromagnétique à vide au niveau de l'entrefer phase1 en position de conjonction.

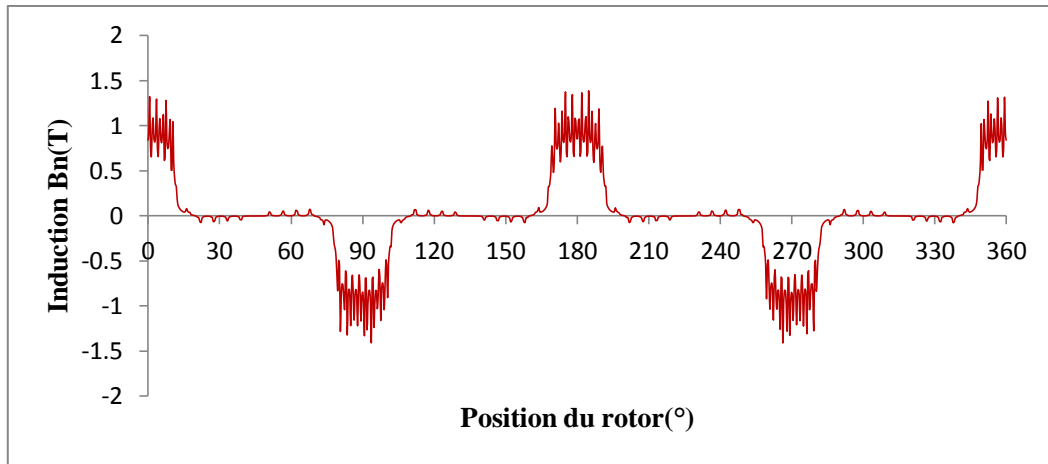


Fig. III.10- Distribution spatiale de l'induction électromagnétique en charge ($I=I_n$) au niveau de l'entrefer phase1 en position d'opposition.

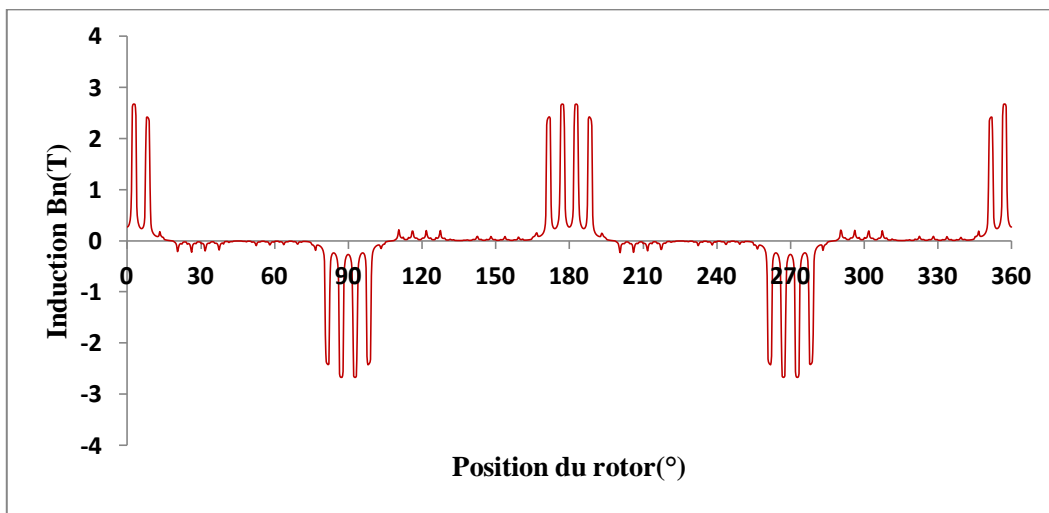


Fig. III.11- Distribution spatiale de l'induction électromagnétique en charge ($I=I_n$) au niveau de l'entrefer phase1 en position de conjonction.

III.2. Calcul du flux et du couple électromagnétique

III.2.1. Calcul du flux magnétique

Le flux magnétique total embrassé par toutes les spires d'un bobinage de N spires est composé du flux dû aux aimants Ψ_{ap} et du flux dû au courant de la phase alimentée Ψ_c , comme on le remarque sur la figure III.12. Celle-ci correspond au cas où la réaction magnétique de l'induit est magnétisante (les deux flux s'ajoutant):

$$\Psi = \Psi_c + \Psi_{ap} \quad (\text{III.1})$$

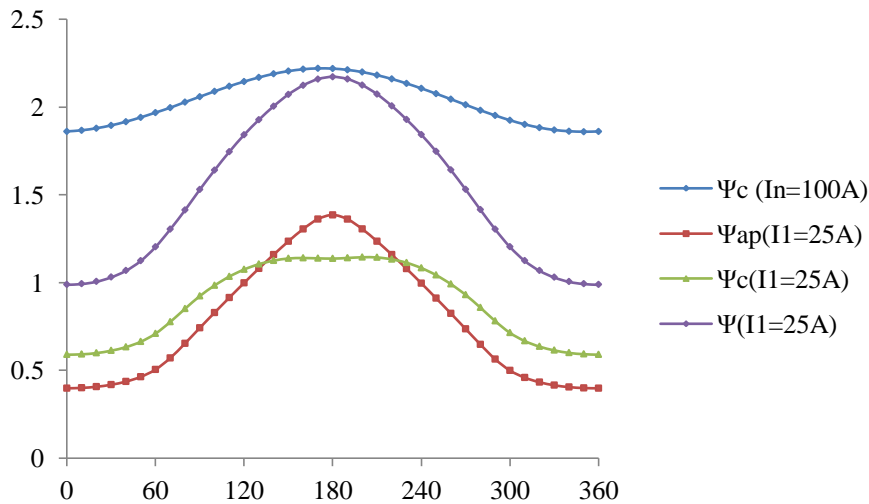


Fig. III.12-Flux par phase en fonction de la position du rotor.

III.2.2. Calcul du couple électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique de la DSPM 48/64 est semblable à celle de la DSPM 6/4 présenté dans le chapitre II. Il est composé d'un couple dû à la variation de l'inductance et d'un couple hybride dû à l'interaction aimants-courants :

$$T_e = \left(\frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\Psi_{ap}}{d\theta} \right) = T_r + T_{ap} \quad (\text{III.2})$$

Pour le courant de charge nominal, le flux dû au courant ne varie presque pas en fonction de la position du rotor (figure III.12). Il en est de même pour l'inductance de la phase considérée. Ainsi, le couple de reluctance T_r est aussi faible.

Par la suite, le couple $T_{ap} = i \frac{d\Psi_{ap}}{d\theta}$ dû à l'interaction entre le flux des aimants et le flux dû aux courants de phase est la composante dominante du couple total. Il peut être produit soit en appliquant un courant positif à l'enroulement de phase lors de la croissance du flux des aimants ou un courant négatif et ce lors de la décroissance du flux.

La figure III.13 montre la variation du couple en fonction de la position du rotor. Le maximum du couple est obtenu pour des angles électriques voisins de 90° . C'est cette position que nous allons privilégier lors de l'optimisation en couple des différentes formes des dents de la machine. Le même angle est repris dans l'étude de la sensibilité du couple aux paramètres géométriques de la DSPM 48/64 .

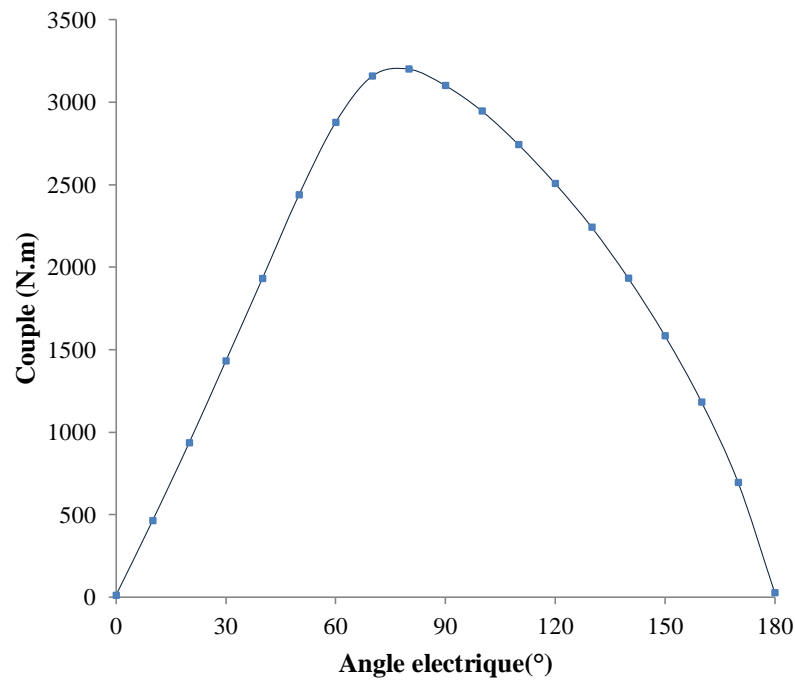


Fig. III.13-Couple électromagnétique en fonction de la position du rotor.

III.3. Détermination des différentes caractéristiques statiques de la machine étudiée

III.3.1. Caractéristique statique du flux magnétique

La caractéristique $\psi = f(\theta, i)$ est obtenue en calculant avec le logiciel FEMM plusieurs valeurs de flux qui correspondent à différentes valeurs du courant de phase (I variant de 0 à 120A), en faisant varier ce courant avec un pas de 10A pour chaque position du rotor.

$\theta=180^\circ$ correspond à la position de conjonction. $\theta=0^\circ$ caractérise la position d'opposition. Les valeurs de flux entre 180° et 360° électriques peuvent être déduites par symétrie des valeurs calculées entre 0° et 180° .

Les résultats obtenus sont présentés par un réseau de courbes $\Psi=f(i, \theta)$ montrés dans la figure III.14. On peut observer que le flux ne commence pas par la valeur zéro, valeur qui correspond au flux dû aux aimants.

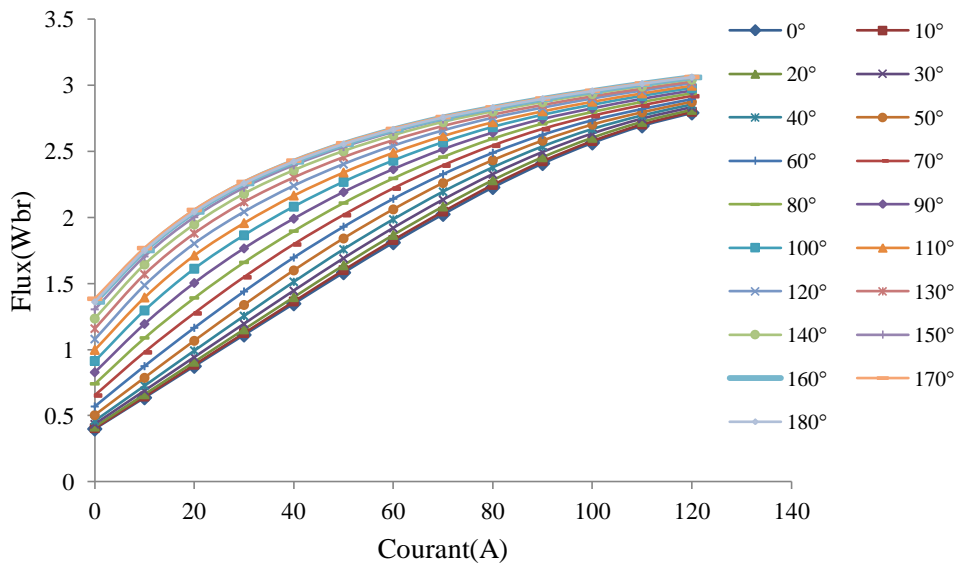


Fig. III.14- Caractéristiques du flux en fonction du courant pour différentes valeur de la position du rotor.

Les courbes de flux obtenues sont comprises entre celles qui correspondent à $\theta=0^\circ$ et $\theta=180^\circ$. Ces caractéristiques sont linéaires pour les valeurs de θ proches de 0° , et fortement non linéaires pour les valeurs proches de la position de conjonction. Le circuit magnétique se sature notamment pour les valeurs élevées du courant, comme montré dans la figure III.15. Pour un courant de 100A, la machine atteint la limite de saturation ; par conséquent le flux par phase tend vers une valeur constante au voisinage de la position de conjonction.

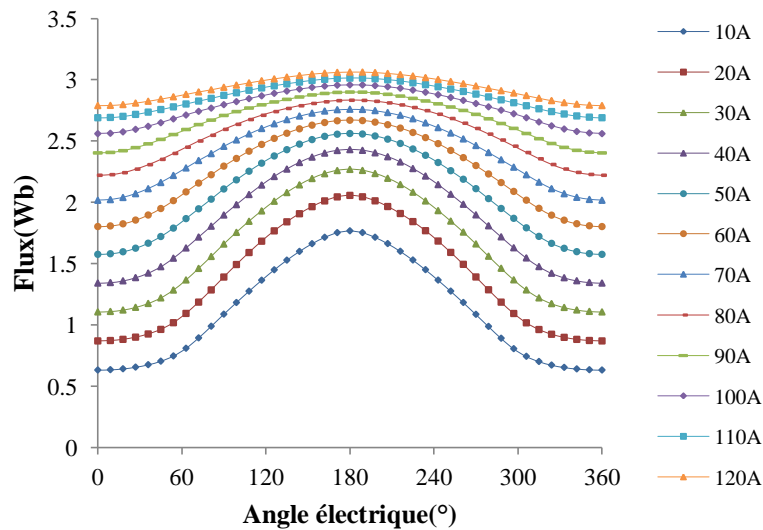


Fig. III.15- Caractéristiques de flux en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs du courant.

Les flux générés par les aimants permanents dans les trois phases sont obtenus à courant de charge nul (figure.III.16). Ils sont de même amplitude et décalés de 120° électriques. Ils sont modulés par des dents. Lorsque la position du rotor varie, le flux correspondant à chacune des phases est maximal en position de conjonction, minimal en position d'opposition sans changer de signe. Sa valeur moyenne est donc non nulle.

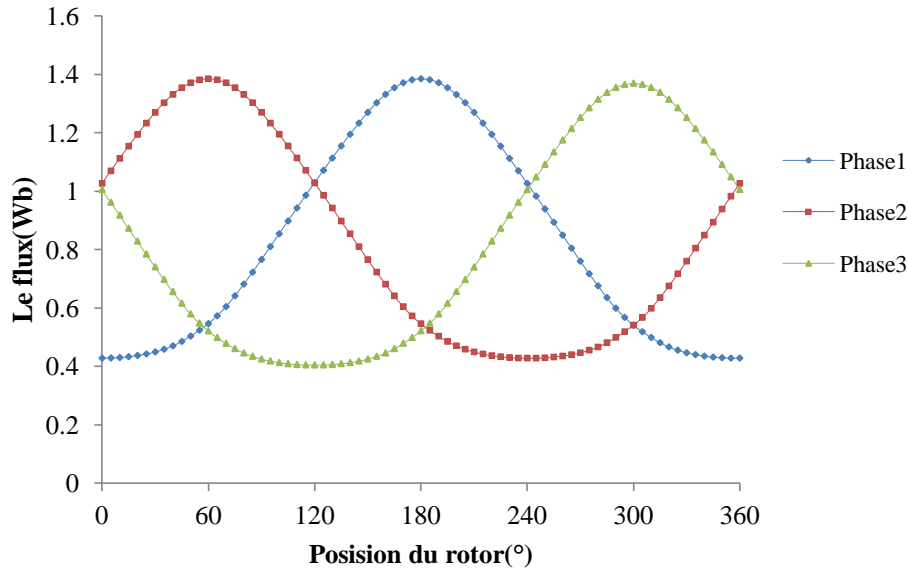


Fig. III.16- Forme d'onde du flux dû aux aimants permanents.

III.3.2. Force électromotrice (FEM)

La FEM par phase induite par les aimants en présence est donnée par :

$$e = \frac{d\Psi_{ap}}{dt} = \frac{d\Psi_{ap}}{d\theta} \frac{2\pi\Omega}{60} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

Ψ_{ap} : Le flux magnétique dû aux aimants.

θ : L'angle du rotor.

Ω : La vitesse de rotation en tr/min.

Leur tracé est donné dans la figure III.17. Il est obtenu pour une vitesse de rotation de 50tr/min et après un lissage de la courbe du flux. La forme d'onde obtenue est pratiquement trapézoïdale. Des formes similaires ont été obtenues pour des machines de mêmes types mais à grosses dents [9 ,32].

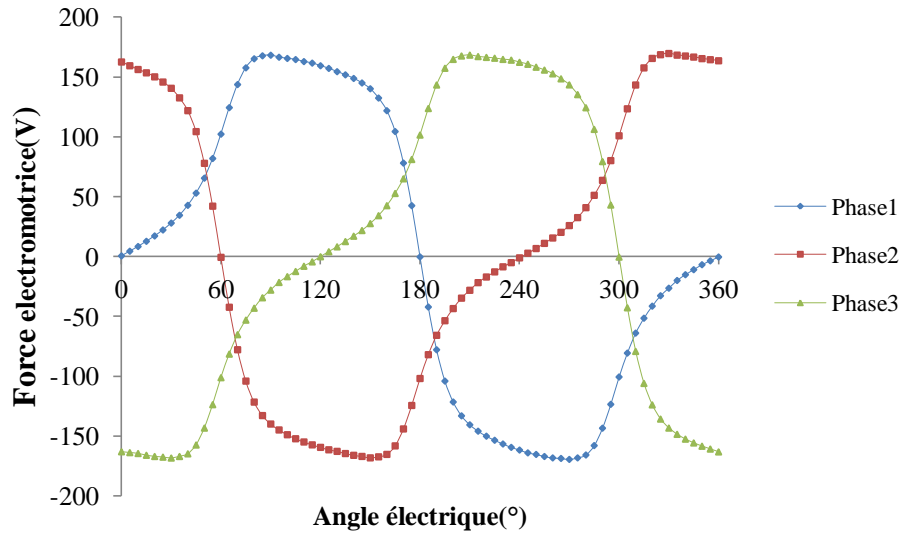


Fig.III.17- Forme d'onde des forces électromotrices induites des trois phases.

III.3.3. Caractéristiques de l'inductance statorique.

L'inductance d'un bobinage est calculée à partir de l'équation suivante :

$$L(\theta, i) = \frac{\Psi(\theta, i)}{i} \tag{III.4}$$

Où i est le courant d'alimentation et $\Psi(\theta, i)$ le flux engendré par ce courant. Il est obtenu en remplaçant les aimants permanents par un matériau de perméabilité μ_0 .

L'allure de cette inductance en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs du courant d'alimentation est représentée dans la figure III.18.

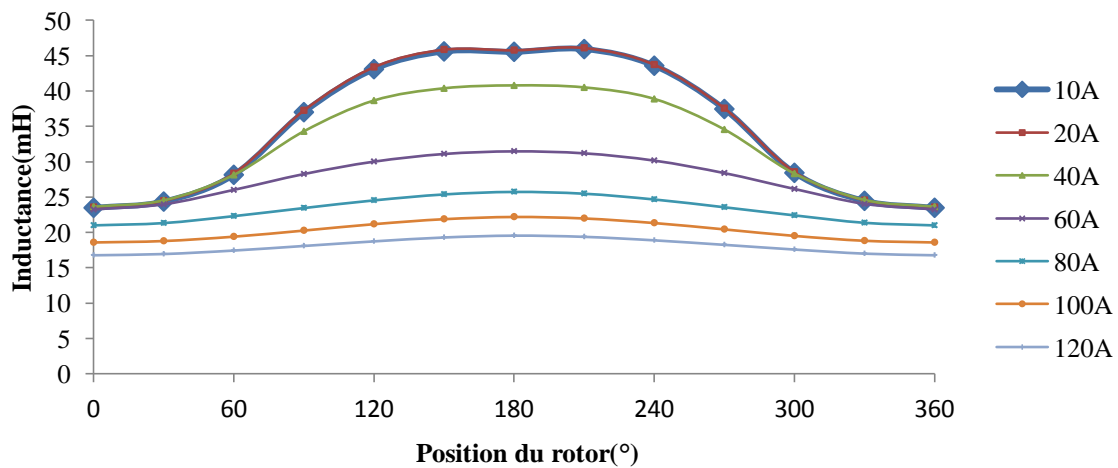


Fig. III.18- Inductance statorique en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase.

Pour de faibles courants (régime linéaire), l'inductance croît en fonction de la position ; minimale pour des positions qui sont au voisinage de la position d'opposition, tendant à une légère décroissance à la position de conjonction. Cette diminution est due au flux généré par les bobines qui n'emprunte pas entièrement la phase alimentée, mais une autre paire de pôles. Cela est dû au fait que les aimants créent une barrière à la propagation du flux des bobines. Cette minimisation en position de conjonction nous permettra l'inversion rapide du courant.

Lorsque la saturation s'établit pour un courant de $I=100A$, l'inductance varie peu. Ces valeurs sont indépendantes de la position rotorique, elles tendent vers une valeur constante (22.21mH), permettant de négliger le couple de reluctance devant celui dû à l'interaction aimant-courant.

III.3.4. Caractéristiques des inductances mutuelles

Les inductances mutuelles entre la phase1 alimentée avec un courant nominal et les phases adjacentes sont calculées par le rapport entre le flux traversant ces dernières et le courant ayant crée ce flux :

$$\begin{cases} M_{12} = \frac{\Psi_{12}}{I_1} \\ M_{13} = \frac{\Psi_{13}}{I_1} \end{cases} \quad (III.5)$$

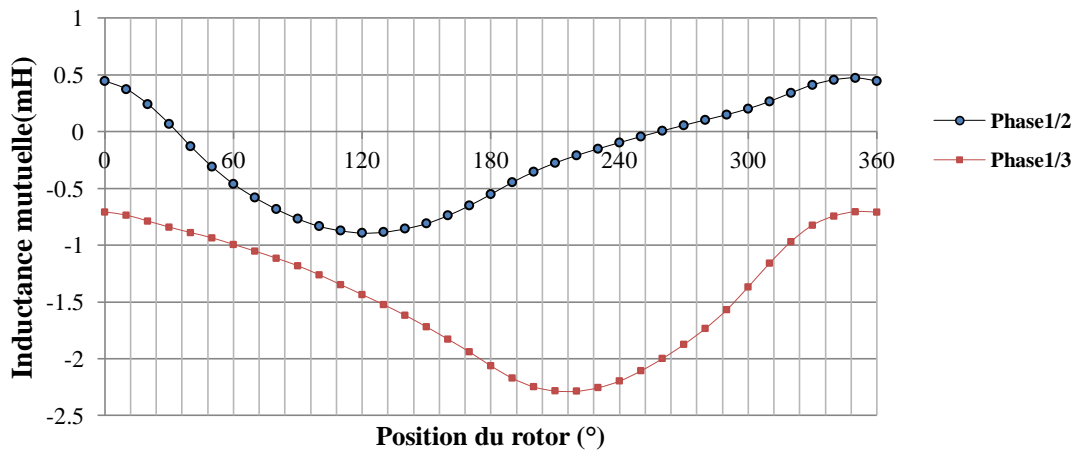


Fig.III.19- Caractéristiques de la mutuelle entre phases.

L'effet mutuel, pratiquement nul entre les phases (figure III.19), indique qu'elles sont indépendantes, rendant possible l'alimentation de la machine par un bras par phase.

III.3.5. Caractéristiques de couple électromagnétique

Le réseau de caractéristiques du couple statique en fonction du courant et de la position du rotor, présenté dans la figure III.20, est déterminé par éléments finis. Ces caractéristiques sont obtenues pour des courants variant de 0 à 120A par pas de 10A.

On remarque que l'écart entre les courbes diminue au fur et à mesure que le courant de charge augmente, ceci revient à la saturation du fer de la machine.

La figure exhibe aussi deux zones remarquables pour le fonctionnement de la machine :

- **Zone motrice** $[0^\circ-180^\circ]$: appelée aussi zone de production du couple positif. C'est dans cette zone que la machine fonctionne en mode moteur.
- **Zone génératrice** $[180^\circ-360^\circ]$: appelée zone de production du couple négatif, dans laquelle la machine fonctionne en mode générateur ou mode frein.

On notera que pour un courant nominal $I_n=100A$, le couple maximal est de l'ordre 3100Nm, calculé au voisinage de 90° qui correspond à une longueur de 200mm, ce couple est différent de celui donné dans le cahier de charge. C'est-à-dire que pour obtenir un couple de 2000Nm, la longueur de la machine doit être égale à 133mm.

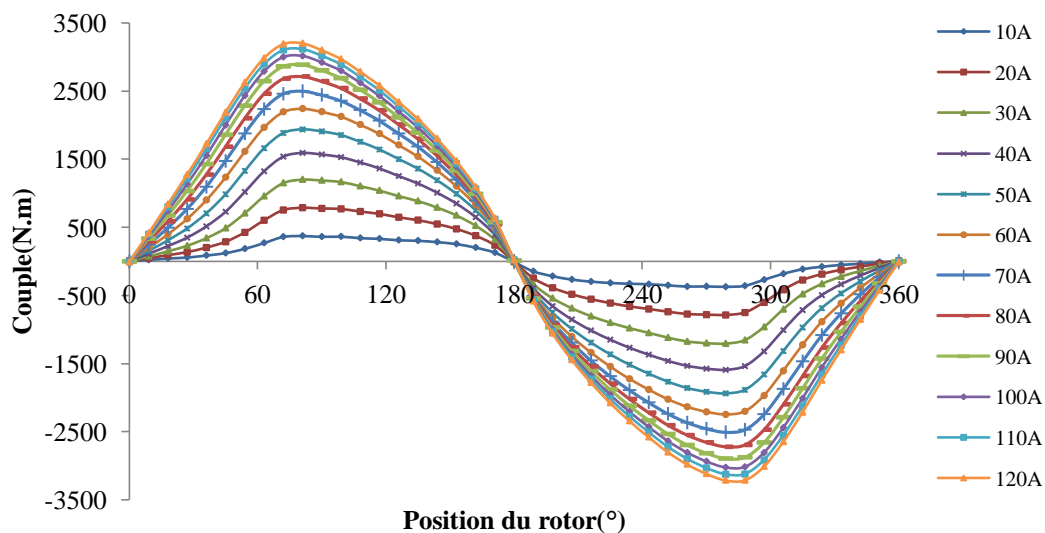


Fig. III.20- Réseaux caractéristiques du couple en fonction de la position du rotor pour différents courants, Phase1 seul alimentée.

La figure III.21 présente l'allure des variations du couple obtenues pour les trois phases de la machine lorsqu'elles sont alimentées séparément par un courant constant nominal. Elle nous renseigne sur la forme du signal de couple total instantané qui sera obtenu moyennant une alimentation adéquate.

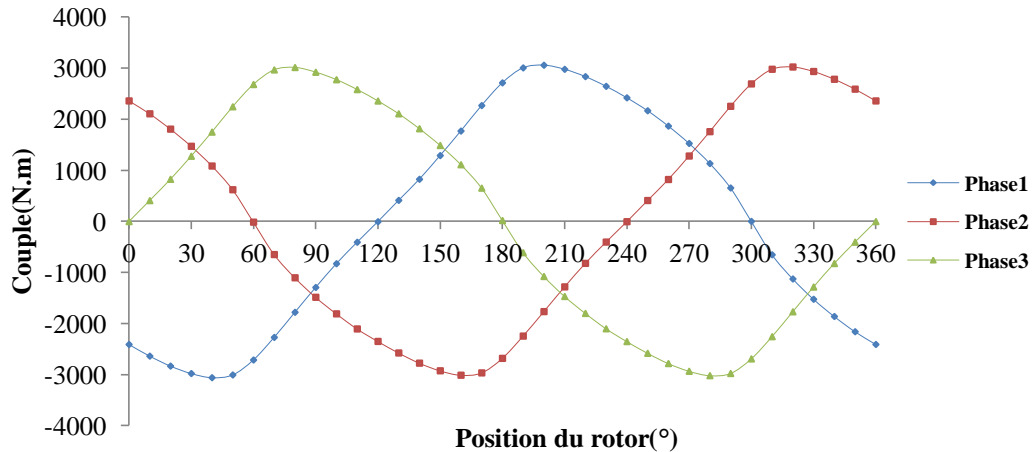


Fig. III.21- Variation du couple électromagnétique des trois phases de la machine en fonction de la position du rotor.

III.3.6. Calcul de la résistance d'une phase

Le calcul de la résistance d'une phase est primordial, c'est à partir de celle-là que les pertes joule de la machine peuvent être évaluées. Le calcul de la résistance est donné par :

$$R = N \rho \frac{L_{\text{spire}}}{S_{\text{cond}}} \quad (\text{III.6})$$

$\rho = 2,4 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$ est la résistivité du cuivre.

L_{spire} : représente la longueur d'une spire

S_{cond} : représente la section du conducteur de la phase considérée

$$L_{\text{spire}} = 2(L_M + L_C) \quad (\text{III.7})$$

Avec : L_M longueur de la machine, L_C longueur de conducteur en tête de bobine par plot, cette longueur peut être formulée approximativement par :

$$L_C = \frac{\pi}{24} [(R_C - E_S) - \frac{h_b}{2}] \quad (\text{III.8})$$

Avec R_C rayon statorique externe, E_s épaisseur de la culasse du stator, h_b hauteur de la bobine.

$$S_{\text{cond}} = \frac{S}{N_{\text{spire/plot}}} \quad (\text{III.9})$$

N : Nombre total de spires par phase.

$N_{\text{spire/plot}}$: Nombre total de spires par plot.

S : représente la surface totale du cuivre d'une bobine autour du plot. Son calcul est obtenu en tenant compte de la surface bobinable et du coefficient de remplissage du cuivre.

Pour notre machine de longueur $L_M=200\text{mm}$, les calculs donnent : $L_C = 31,84 \text{ mm}$ et $L_{\text{spire}}=463,68 \text{ mm}$. Le nombre de spires dans le cas que nous étudions est : $N=160$ spires et $N_{\text{spire/plot}} = 40$, en tenant compte de la surface bobinable autour de chaque plot et coefficient de remplissage du cuivre de 0.5, $S=805,88\text{mm}^2$; la valeur de la résistance d'une phase vaut $88,87\text{m}\Omega$.

III.4. Calcul des pertes Joule

L'expression des pertes Joule dans les conducteurs est donnée ainsi :

$$P_j = q \cdot R \cdot I_{\text{eff}}^2 \quad (\text{III.10})$$

Si l'on considère que la machine est alimentée par un créneau du courant de rapport cyclique 1/2, i.e., le courant égale à I_n entre 0° et 180° (production du couple moteur) et nul entre 180° et 360° (production du couple générateur), l'expression précédente devient :

$$P_j = \frac{1}{2} q \cdot R \cdot I_n^2 \quad (\text{III.11})$$

Sachant que : $q=3$, $R=88,87\text{m}\Omega$ et $I_n = 100\text{A}$; les pertes Joule sont alors estimées à :

$$P_j = 1333\text{W}.$$

Notez bien que pour une longueur de 133mm qui correspond à un couple de 2000N.m , les pertes sont estimées à 942.3W ($R=942.3\text{m}\Omega$, $I=100\text{A}$)

III.5. Volume et poids des matériaux actifs

Les volumes des différents matériaux actifs (fer, cuivre, aimants permanents) constituant la machine sont calculés et multipliés par les masses volumiques correspondantes pour trouver la masse active totale de la machine. Le tableau suivant en rapporte les résultats obtenus :

Matériaux	Masse Volumique (Kg/m ³)	Masse (Kg)
Fer	7800	207.95
Cuivre	8920	34.50
Aimant	7400	3.62
Masse totale	/	246.07

Tab.III.1- Poids des matériaux actifs de la DSPM.

III.6. Étude de la sensibilité du couple maximal aux paramètres géométriques de la machine

Dans ce qui suit, nous allons étudier la sensibilité du couple maximal aux paramètres géométriques de la machine, en procédant de la façon suivante : on fait varier un paramètre géométrique tout en gardant les autres paramètres fixes, et on calcule le couple maximal par la méthode des éléments finis.

Les calculs sont faits pour la même valeur du courant nominal égal à 100 A. Un tel procédé ne tient évidemment pas compte de l'interaction entre ces paramètres. Néanmoins, cette étude facilite l'identification des paramètres les plus sensibles.

III.6.1. Sensibilité à l'entrefer mécanique

La minimisation de l'épaisseur d'entrefer permet de maximiser le couple (figure III.22). Minimisation cependant limitée par les contraintes mécaniques et par le bruit acoustique. La valeur de l'entrefer prise est un compromis ($g=0.5$ mm).

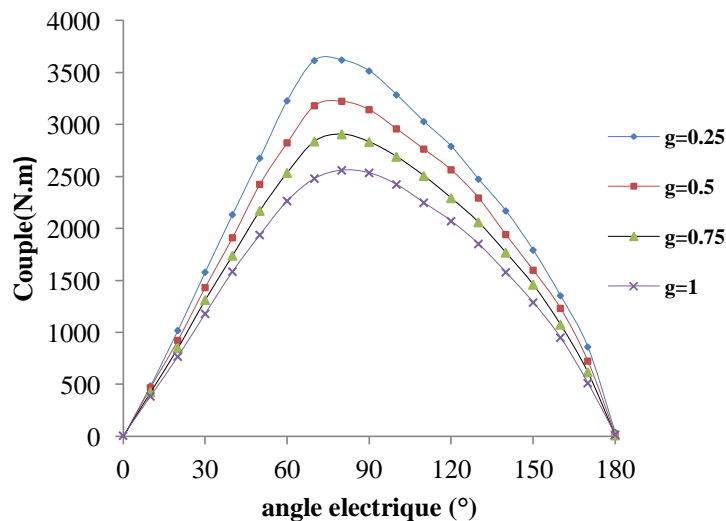


Fig.III.22- Sensibilité du couple max à l'entrefer mécanique.

III.6.2. Sensibilité à la hauteur des dents statorique h_s et rotorique h_r

Le choix des profondeurs des dents statoriques h_s et rotoriques h_r dépend essentiellement du niveau de saturation. En régime non saturé, l'énergie convertie en opposition décroît avec l'augmentation de h_s ou h_r . Par contre, elle ne varie pas en position de conjonction car elle n'est pas influencée par la profondeur de la dent.

La figure III.23 montre l'influence de la profondeur de dent rotorique h_r sur le couple maximal. On voit bien qu'il augmente jusqu'à sa valeur maximale (2943.28) pour une profondeur de 9mm puis décroît légèrement à cause de la forte saturation.

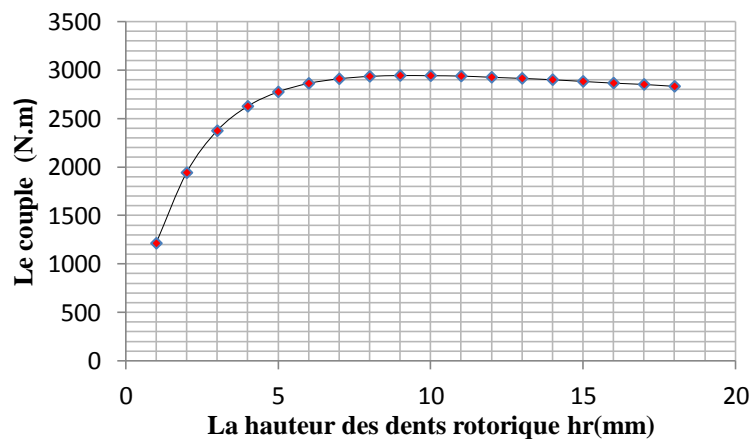


Fig.III.23- Influence de la profondeur de dents rotoriques sur le couple.

La figure III.24 restitue l'influence de la profondeur de la dent statorique h_s sur le couple. On remarque que quand on augmente h_s , le couple augmente jusqu'à une valeur de 2962.63 qui correspond à sa valeur maximale pour h_s égale à 11mm. Au delà de cette valeur de h_s le couple diminue légèrement. La valeur de h_s prise doit être un compromis entre les emplacements des bobinages, la saturation des dents (figure.III.25) et le couple maximal.

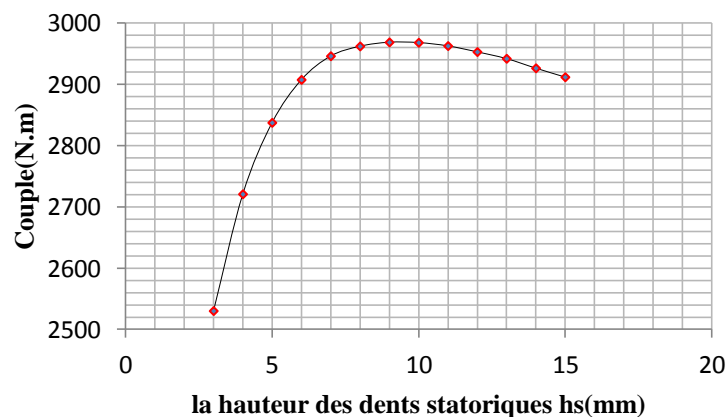


Fig.III.24- Influence de la profondeur des dents statoriques sur le couple max.

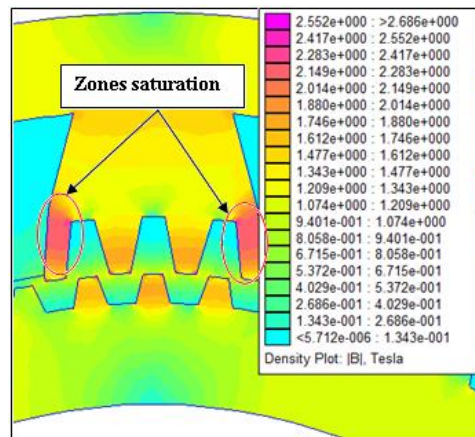


Fig.III.25- Saturation due à la profondeur des dents statoriques h_s .

III.6.3. Sensibilité à l'épaisseur de la culasse statorique E_s

Comme nous le suggère la figure III.26, on comprend que le couple croît d'avantage quand on augmente l'épaisseur de la culasse statorique E_s . Une valeur trop importante empiète cependant sur la place allouée au bobinage et aussi sur l'épaisseur de l'aimant. La valeur choisie de E_s , 31.42mm est un compromis entre le couple maximal, l'emplacement réservé au bobinage et l'épaisseur d'aimant.

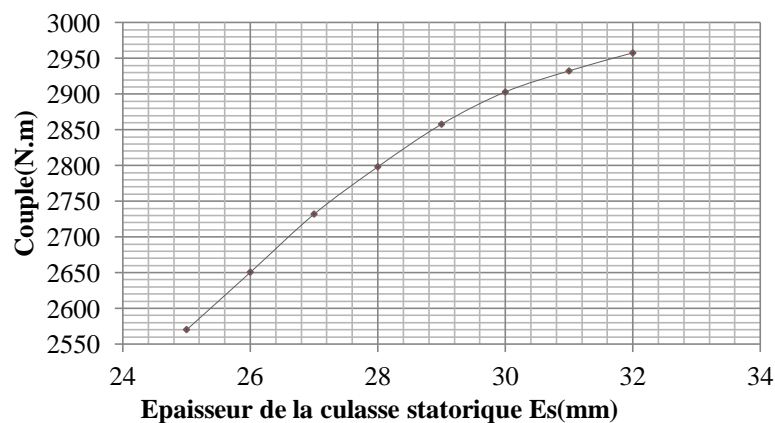


Fig.III.26- Influence de l'épaisseur de la culasse statorique sur le couple max.

III.6.4. Sensibilité à l'épaisseur de la culasse rotorique E_r

L'on distingue bien que le couple maximal augmente progressivement avec l'augmentation de l'épaisseur de la culasse rotorique, car la machine est loin d'être saturée (figure.III.27). Au delà de 30 mm d'épaisseur, le couple maximal cesse d'augmenter. Il se trouve que l'augmentation de l'épaisseur de la culasse rotorique engendre l'augmentation de la masse de

la machine. Ce qui signifie que la valeur choisie est un compromis entre celle-ci et le couple maximal.

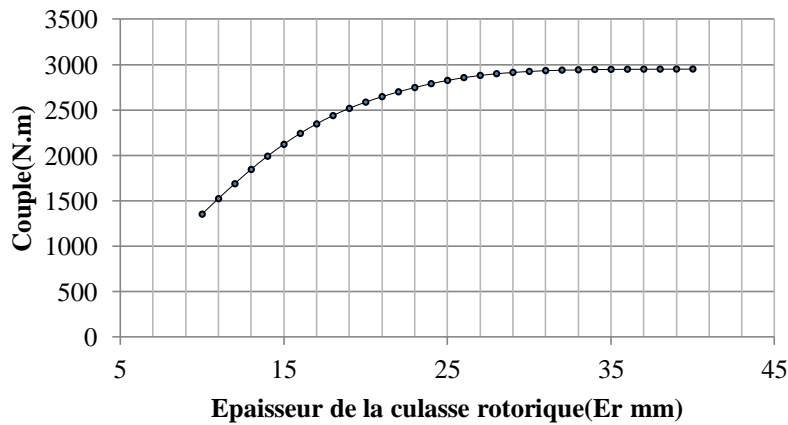


Fig.III.27- Influence de l'épaisseur de la culasse rotorique sur le couple max.

III.6.5. Sensibilité aux rapports cycliques des dents

Les rapports cycliques α_{s1} et α_{r1} correspondent à la largeur des dents statoriques et rotoriques qui sont en regard dans l'entrefer ; elles ont une grande importance pour la maximisation du couple. La conversion d'énergie s'effectue principalement au niveau de ces dents. Le couple électromagnétique est sensible à la variation de ces rapports, il diminue progressivement quand le rapport α_{s1} (ou α_{r1}) augmente (figures.III.28, III. 29). Ceci est dû au fait que le flux engendré par la variation de ces rapports augmente et la machine se sature. Les valeurs retenues sont donc un compromis entre le couple maximal et le phénomène de la saturation.

Les paramètres α_{s2} et α_{r2} ont une faible influence sur le couple (figure III.30), ce qui nous permettra de prendre des valeurs proches ou égales à celles de α_{s1} et α_{r1} .

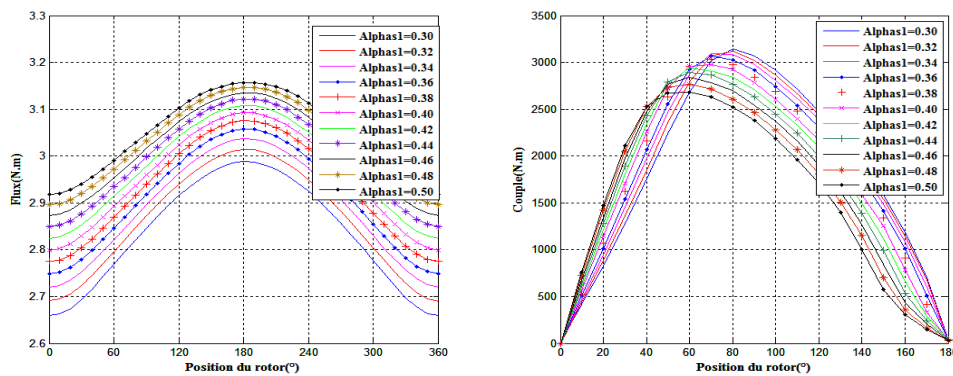


Fig.III.28- Allure du couple et du flux en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs de α_{s1} .

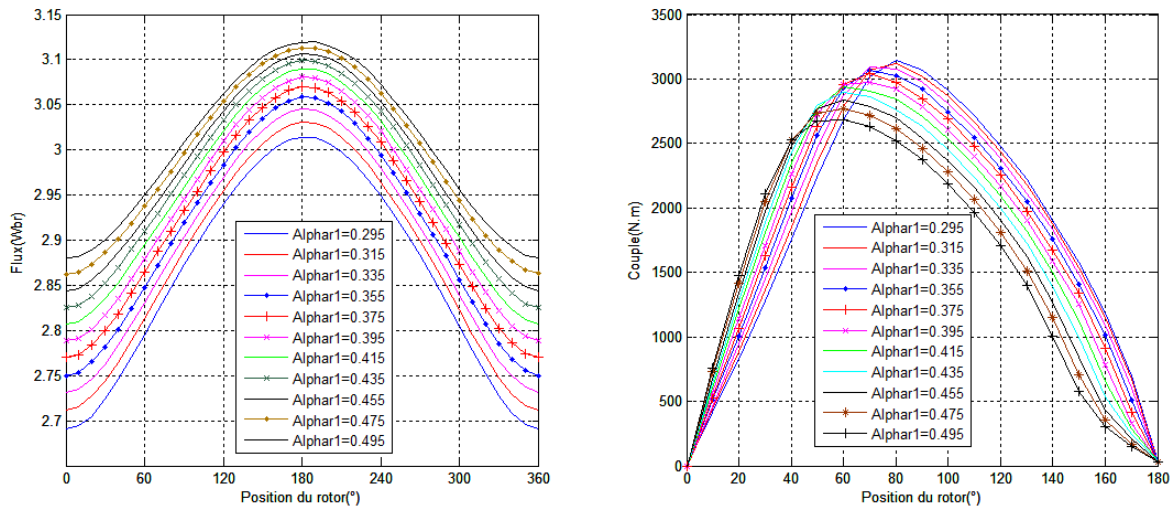


Fig.III.29- Allure du couple et du flux en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs de α_{r1} .

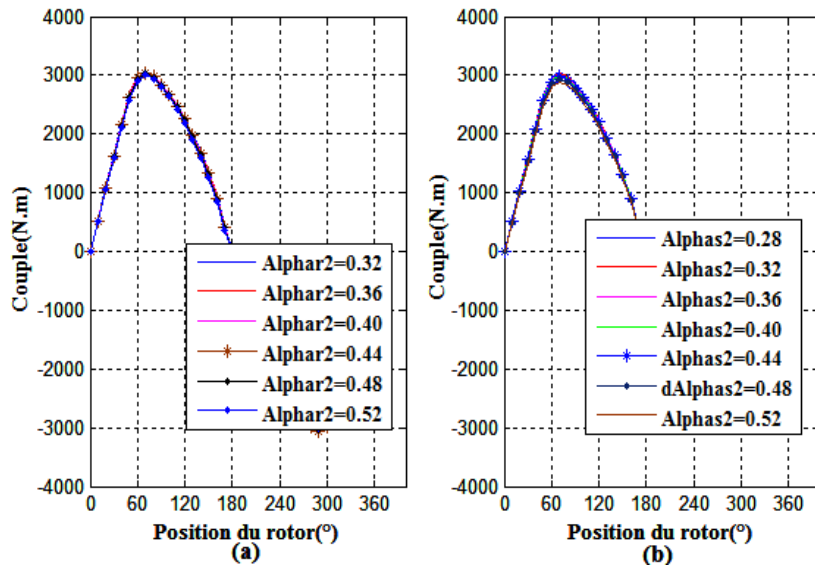


Fig.III.30- Allure du couple en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs de α_{r2} (Fig.III.30-a) et α_{s2} (Fig.III.30-b).

III.6.6. Sensibilité au rayon du rotor

Le rayon rotorique est un paramètre très important pour la construction des machines électriques car le couple électromagnétique est proportionnel au carré de ce dernier (figure.III.31). Le choix de ce rayon revient à tenir compte de la masse de la machine, de la hauteur des plots et des dents ainsi que de l'épaisseur de la culasse statorique ; sachant que le rayon extérieur de la machine est fixé.

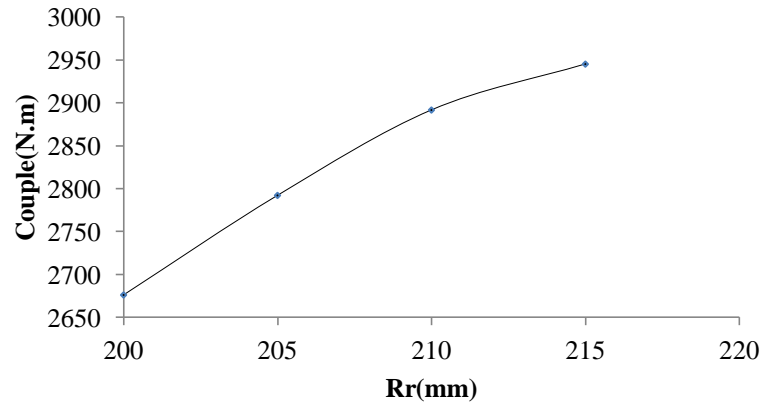


Fig.III.31- Influence de rayon rotorique sur le couple maximal.

III.6.7. Sensibilité à la forme du plot [point A (β_a , R_a)]

La forme des plots dépend de l'angle β_a . β_a faible donne une structure à plots creux, tandis qu'un grand β_a a tendance à former des plots droits (figure III.32).

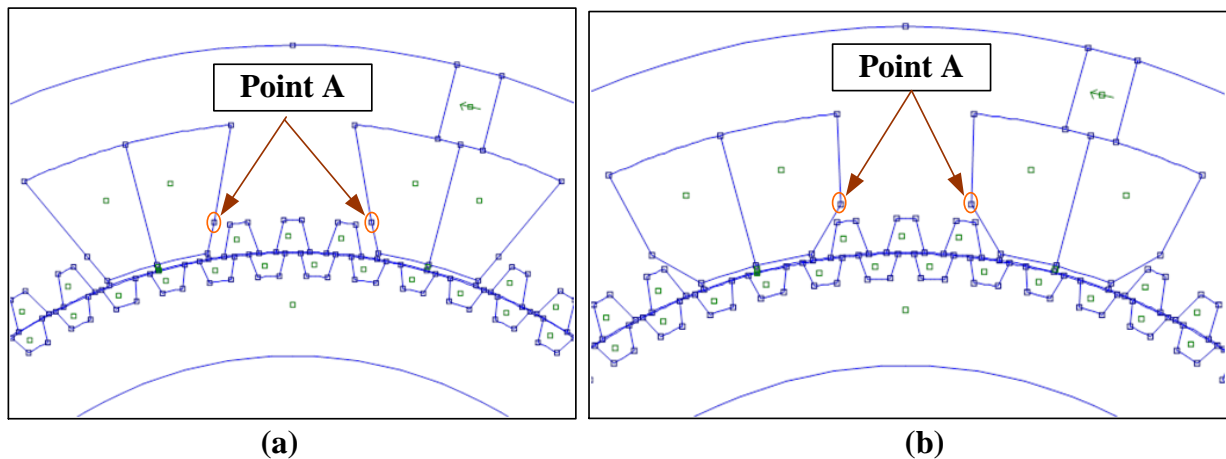


Fig.III.32- Forme des plots (Position du point A [R_a , β_a]).
(a) à plots droits, (b) à plots creux.

D'après les figures III.33 et III.34, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale pour β_a égale à 8° et R_a égale à 240 mm. Sa chute s'entame sitôt cette valeur dépassée.

On note aussi qu'une grande ouverture de β_a provoque la réduction de la surface bobinable et donc le nombre d'ampères tours nécessaires à la production du couple. Par contre une faible ouverture de celle-ci conduirait à la saturation du fer des plots. Les valeurs prises sont donc un compromis entre ces derniers et le couple maximal.

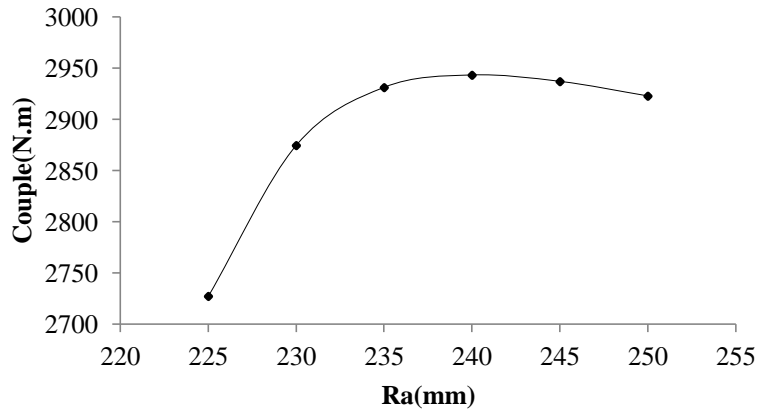


Fig.III.33- Influence de R_a sur le couple maximal.

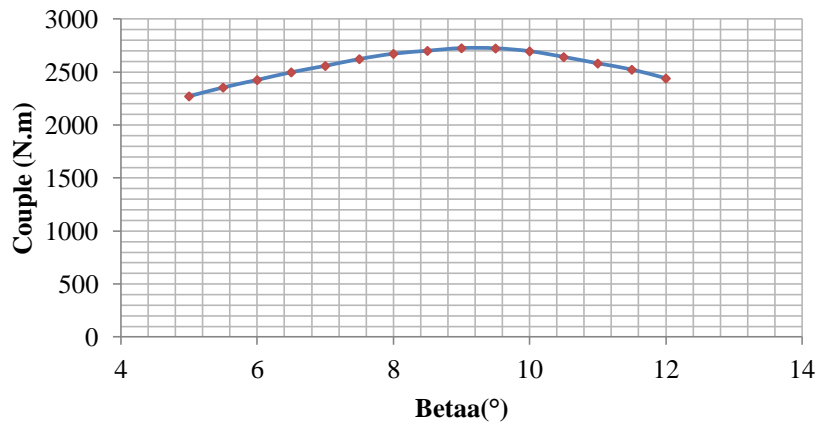


Fig.III.34- Influence de β_a sur le couple maximal.

III.6.8. Sensibilité à la hauteur des plots

La hauteur du plot du stator correspond à la hauteur h_b de la bobine qui l'entoure. Son augmentation conduira à l'élévation de la surface réservée au bobinage et par conséquent le nombre d'ampères tours indispensables à la production du couple (figure.III.35). Mais ceci dépend du rayon du rotor vu que le rayon extérieur de la machine est maintenu constant.

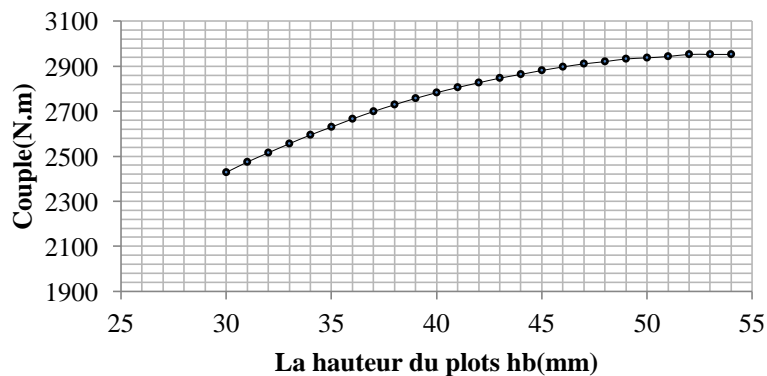


Fig.III.35- Influence de la hauteur des plots sur le couple maximal.

III.6.9. Sensibilité à l'épaisseur des aimants permanents

L'épaisseur d'aimant inséré dans la culasse du stator de la DSPM48/64 est un paramètre important. On doit en tenir compte lors de la conception et le dimensionnement de la machine. Sa présence dans la machine conduirait à un gain en puissance contrebalancé par son coût.

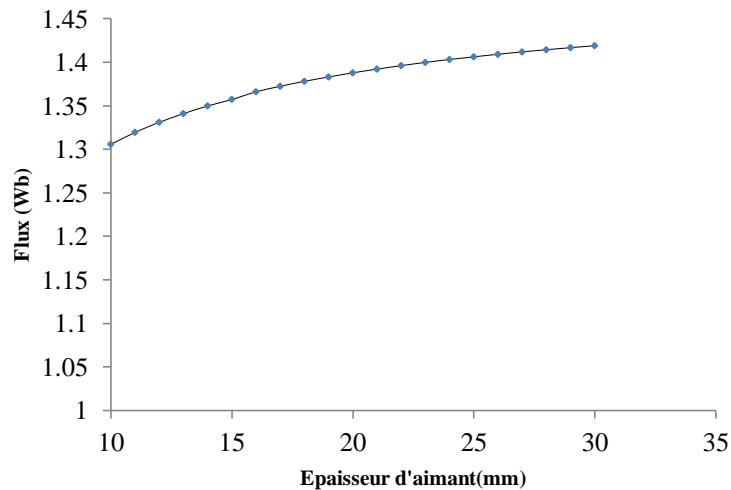


Fig.III.36- Influence de l'épaisseur d'aimant sur le flux magnétique maximal à vide (Phase 1 en position de conjonction).

Les figures III.36 et III.37 montrent respectivement la variation du flux maximal de la phase 1 en position de conjonction en fonction de l'épaisseur de l'aimant à vide et en charge.

Pour les faibles valeurs de l'épaisseur de l'aimant, à vide, le flux magnétique dû aux aimants varie presque linéairement en fonction de son épaisseur (figure III.36). La variation du flux reste peu sensible à l'augmentation de cette épaisseur au-delà de l'épaisseur de 20mm. Ceci peut être expliqué par l'augmentation de la réluctance du circuit magnétique globale qui réduit le flux.

Par contre, en charge (figure III.37), le flux engendré par l'interaction courant aimant reste pratiquement constant lorsqu'on augmente l'épaisseur des aimants. Cela revient au fait que la présence des aimants dans la machine engendre de la réluctance du circuit magnétique et la diminution de l'inductance de la phase considérée, donc du flux magnétique à travers cette phase en dépit de l'augmentation du flux issu des aimants. Par la suite, le flux total embrassé par la phase considérée ne varie pas sensiblement.

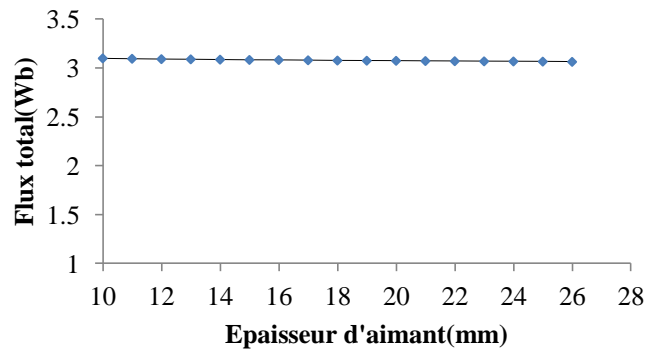


Fig.III.37- Influence de l'épaisseur d'aimant sur le flux magnétique maximal total, $I=100A$ (Phase 1 en position de conjonction)

Par ailleurs, comme illustré dans la figure III.38, le couple maximal varie très peu en fonction de l'épaisseur d'aimant.

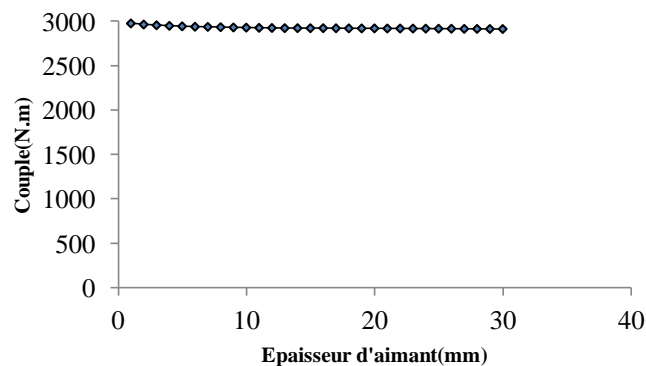


Fig.III.38- Influence de l'épaisseur d'aimants sur le couple maximal.

Conclusion

À ce niveau de notre travail, on peut estimer que son l'objectif est atteint, qui était de mener l'étude et l'analyse des caractéristiques de la DSPM 48/64 ainsi que l'étude de la sensibilité du couple aux paramètres géométriques constituant la machine.

Les caractéristiques électromagnétiques de celle-ci : le flux, l'induction, la FEM, l'inductance, le couple statique sont déterminées et analysées par la méthode des éléments finis. Il ressort de ces caractéristiques que cette machine est adéquate pour le fonctionnement à basse vitesse.

L'analyse paramétrique nous a permis de distinguer les paramètres les plus influents et les plus sensibles sur les performances de la DSPM tels que : les rapports cycliques α_{s1} et α_{r1} (largeur des dents qui sont en regard dans l'entrefer), le rayon rotorique...

Il nous a aussi laissé libre choix sur les moins influents, tels que : α_{s2} et α_{r2} .

Les résultats obtenus montrent bien que la machine retenue présente de bonnes performances.

Chapitre IV

Contribution à l'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice de la DSPM48/64

Introduction

Au chapitre précédent, la démonstration a été faite qu'un fonctionnement performant et optimal des machines à réluctance variable requiert un choix approprié de paramètres constituant la machine (nombre de dents statoriques N_s et rotoriques N_r , la forme des dents au niveau du stator et du rotor...etc.).

Les travaux réalisés sur la machine à réluctance variable à aimants permanents doublement saillante 48/64 (DSPM48/64) ont porté sur l'optimisation du couple massique [13] de la DSPM. Les dents de forme trapézoïdales aussi bien au rotor qu'au stator ont été retenues pour la conception de la machine.

Dans ce chapitre, l'intérêt portera essentiellement sur l'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice (FEM) délivrée par la machine. Il s'agira de chercher la forme la plus appropriée des petites dents statoriques et rotoriques permettant l'obtention d'une force électromotrice la plus proche de la sinusoïde.

Nous montrons aussi qu'un pas dentaire adéquat au stator différent de celui du rotor pourrait améliorer la forme d'onde de la FEM de ce type de machine.

IV.1. Optimisation en couple de la DSPM 48-64 par l'action sur la forme et les dimensions des petites dents

L'objectif principal est d'étudier toutes les combinaisons possibles entre les trois formes relevées dans la littérature (rectangulaire, circulaire et trapézoïdale, figure IV.1) afin de dégager celle qui produit une onde de la force électromotrice la plus proche de la sinusoïde. À cette fin, les dimensions affectées aux petites dents aussi bien au stator qu'au rotor sont obtenues d'abord pour chaque combinaison après une optimisation en couple.

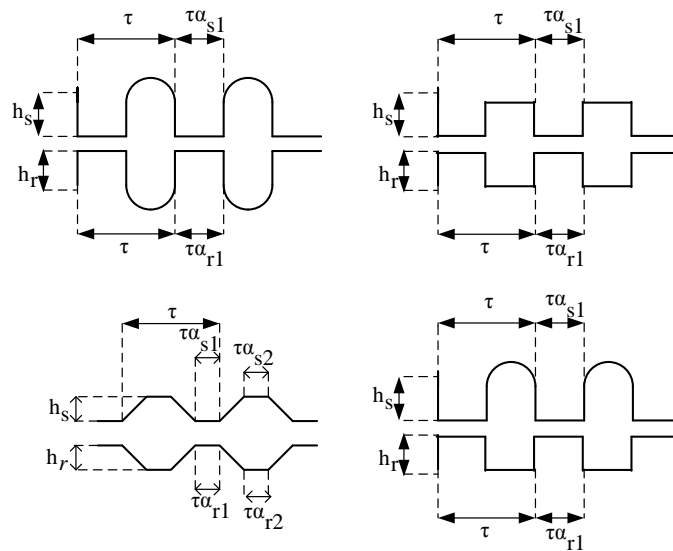


Fig. IV.1-forme des dents statoriques et rotoriques

Les différentes formes de dents sont caractérisées par les paramètres suivants :

- La profondeur de dent au stator et au rotor h_s et h_r .
- Les rapports cycliques α_{r1} et α_{s1} .
- les rapports cycliques α_{r2} et α_{s2} .

Les valeurs de ces paramètres sont optimisées pour chaque combinaison. La méthode d'optimisation utilisée est basée sur la relaxation cyclique combinée avec la méthode des éléments finis. Le critère d'optimisation choisi est le couple électromagnétique maximal.

Une fois les paramètres fixés pour chaque combinaison, il s'agira de comparer les forces électromotrices engendrées par chacune d'elles et retenir la structure qui produit la FEM la plus proche de la sinusoïde.

IV.1.1.Principe de la méthode de relaxation cyclique

Le principe de la méthode de relaxation cyclique ou de direction [32,33] est de minimiser la fonction objectif f sur une suite de directions permettant d'obtenir le vecteur optimisé X représentant les dimensions des petites dents.

Les paramètres inconnus sont utilisés comme directions de recherche, et la fonction f est minimisée successivement le long de chaque axe.

La procédure de minimisation est effectuée selon l'algorithme suivant :

- a. Initialiser arbitrairement $(X)_0$, le point de départ ;
- b. Calculer successivement, pour chaque composante, $X_i = 1, \dots, n$ le pas de descente ρ_i qui minimise la fonction $f(X_1, X_2, \dots, X_i + \rho_i, \dots, X_n)$ et écrire :

$$(X_i)_{k+1} = (X_i)_k + \rho_i \quad (\text{IV.1})$$

- c. Recommencer l'opération précédente jusqu'à ce que la fonction cesse de décroître ou que le critère d'arrêt soit satisfait.

Cette technique est illustrée dans le schéma de la figure (IV.2) par un exemple de la maximisation d'une fonction objective à deux variables X_1 et X_2 . À partir du point initial $P_0(X_{10}, X_{20})$, la maximisation est exécutée successivement le long de X_1 et X_2 et menée respectivement à $P_1(X_{10}, X_{21})$ et $P_2(X_{11}, X_{21})$. Le processus itératif est répété jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit satisfait.

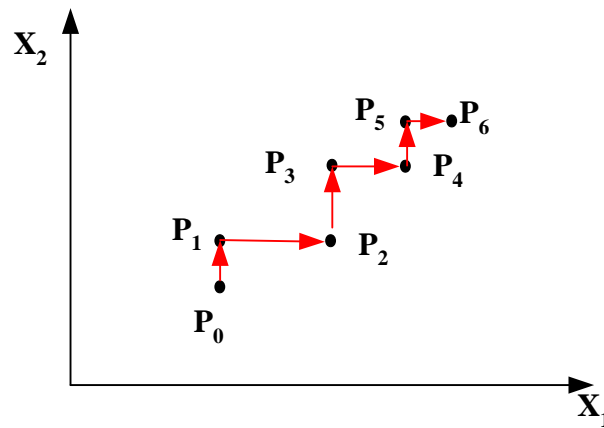


Fig.IV.2- Illustration de la méthode cyclique en 2D

IV.1.2. Application de la méthode de relaxation pour l'optimisation des dents de la DSPM 48/64

La machine à plots dentés offre la particularité de comporter des bobinages entre les plots du stator et non entre les petites dents du rotor : contrairement aux MRV à grosses dents, la forme des petites dents n'influe pas sur la surface bobinable et sur la masse de la machine. L'optimisation des petites dents se fait donc pour une structure globale fixe.

Selon les combinaisons des formes de dents, 4 à 6 paramètres sont à optimiser. Ces paramètres sont déterminés en maximisant le couple maximal, calculé par la méthode des éléments finis pour la position $\theta = 90^\circ$ électrique.

Les contraintes sur les variables d'optimisation sont données dans le tableau (IV.1). Les limites inférieures et supérieures de chacune des variables à optimiser définissent l'espace de recherche.

Paramètre	Limite inférieur	Limite supérieur
α_{s1}, α_{r1}	0.15	0.5
α_{s2}, α_{r2}	0.15	0.5
h_s, h_r	2	15
$\alpha_{j1} + \alpha_{j2} = 1$ avec $j = r, s$		

Tab. IV.1-Contrainte sur les variables d'optimisation

IV.1.3. Optimisation en couple des dimensions des petites dents pour la DSPM 48-64

Nombre exécutions d'algorithme ont été effectuées. Les optimisations n'ont pas été unanimes à aboutir à une seule et unique valeur des paramètres géométriques et du couple maximal. Ce qui suit est l'exposition des meilleurs résultats obtenus pour chaque combinaison.

IV.1.3.1. Évolution des paramètres optimisés en fonction des itérations

À titre d'illustration et pour la combinaison trapézoïdale au stator et au rotor, nous montrons présentement quelques résultats traduisant graphiquement l'évolution des paramètres optimisés qui caractérisent les dents rotoriques $\alpha_{r1}, \alpha_{r2}, h_r$ et statoriques α_{s1}, α_{s2} et h_s étudiées en fonction du nombre d'itérations.

La figure IV .3. (a) illustre l'évolution des valeurs de la profondeur de dents statorique h_s et rotorique h_r en fonction du nombre d'itérations. La profondeur de dents statorique h_s optimale est obtenue dès la 4ème itération, tandis que celle du rotor est obtenue à la 3^{ème}.

La figure IV .3. (b) illustre l'évolution des valeurs des rapports cycliques α_{s1}, α_{s2} de dents statorique et rotorique α_{r1}, α_{r2} en fonction du nombre d'itérations. Les valeurs des rapports cycliques, α_{s2} pour le stator et α_{r2} pour le rotor, qui correspondent aux largeurs des petites dents tendent vers des valeurs avoisinantes.

La valeur de α_{r1} est plus grande que α_{s1} . En effet, une largeur de α_{r1} élevée permet d'embrasser toutes les lignes du flux qui la traverse alors que lorsque α_{s1} augmente, le flux de fuite augmente.

L'optimisation du couple maximal nécessite donc des ouvertures de dents statorique et rotorique α_{s2} , α_{r2} proches, et α_{r1} plus étendue que α_{s1} . La conversion de l'énergie électromagnétique se produit principalement au niveau de la petite denture.

Les paramètres optimaux retenus sont présentés dans le tableau (IV.2).

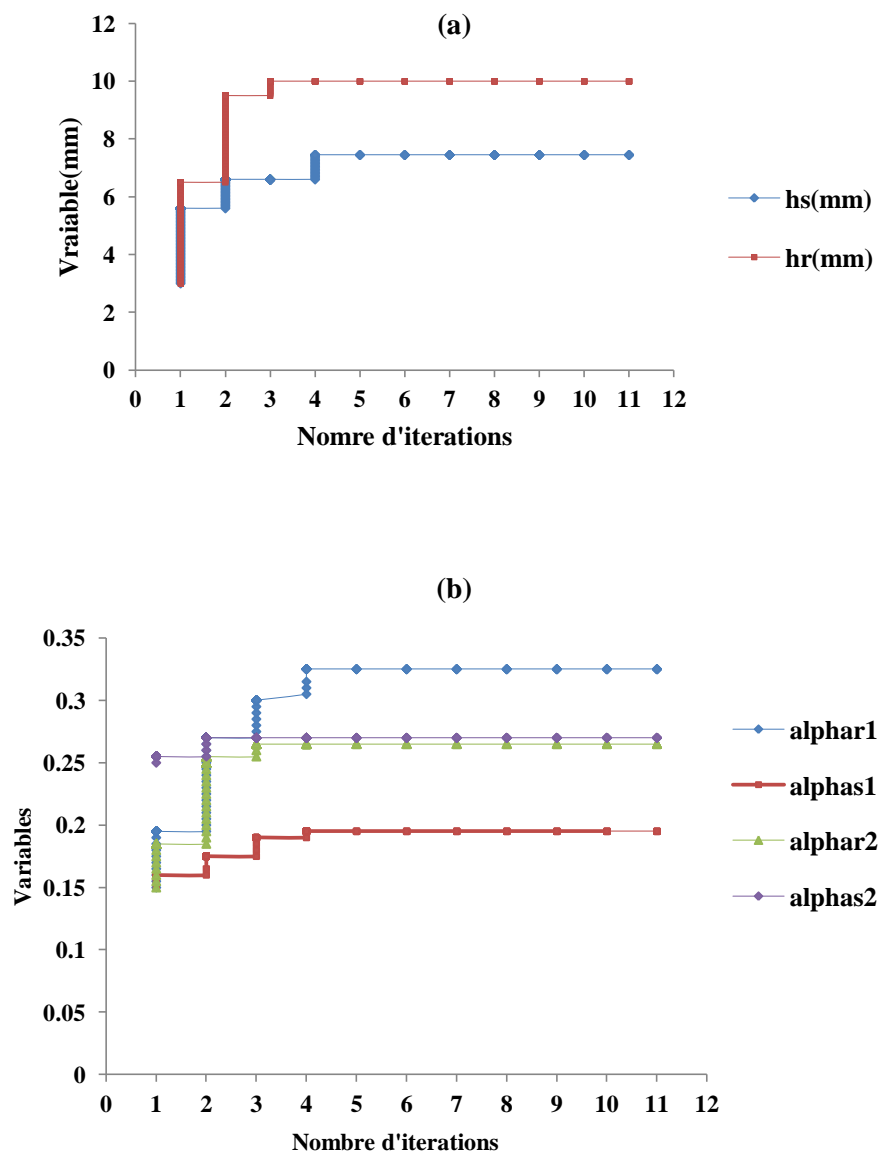


Fig. IV. 3- Optimisation des petites dents de la DSPM (a)- profondeur des dents statorique h_s et rotorique h_r ;(b) – ouverture des dents statorique et rotorique

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique h_s	7.45
profondeur de dents statorique h_r	10
rapport cyclique ar_1	0.195
rapport cyclique ar_2	0.325
rapport cyclique as_1	0.27
rapport cyclique as_2	0.265

Tab. IV. 2- Paramètres optimaux retenus des dents trapézoïdales au stator et au rotor

Ci-dessus a été fait état des résultats obtenus de l'optimisation des dents de la DSPM trapézoïdale au stator et au rotor. Les autres résultats pour les différentes combinaisons des formes des dents sont donnés en annexe B.

IV.2. Étude de l'influence de la forme des dents sur la FEM de la DSPM 48-64

Après la détermination des paramètres optimaux propres aux petites dents, nous procéderons au calcul du flux et de la force électromotrice de la machine pour chaque configuration.

La force électromotrice est déterminée par la dérivation du flux des aimants à travers les enroulements du stator à vide, flux obtenu par la méthode des éléments finis en variant la position du rotor de 0° à 360° électrique.

La comparaison entre ces forces électromotrices est basée sur l'analyse spectrale et le calcul du taux de distorsion harmonique THD (voir Annexe C). Ce dernier nous renseigne sur le degré de la déformation du signal (la pureté spectrale d'un signal, par rapport à un signal sinusoïdale de référence) [34].

Il serait intéressant de bien noter que la courbe de la force électromotrice est obtenue après un lissage. C'est pour ce motif que nous avons conduit une analyse sur la courbe du flux, moyen d'éviter, du moins minimiser les erreurs.

IV.2.1 Formes d'ondes des FEM et analyses spectrales

Pour faciliter la lecture, nous nous servons des abréviations suivantes T-T, T-R, T-C...etc., qui désignent:

T-T : trapézoïdale au stator-trapézoïdale au rotor.

T-R : trapézoïdale au stator-rectangulaire au rotor.

T-C : trapézoïdale au stator-circulaire au rotor.

R-R: rectangulaire au stator-rectangulaire au rotor.

R-T: rectangulaire au stator-trapézoïdale au rotor.

R-C: rectangulaire au stator-circulaire au rotor.

C-C : circulaire au stator-circulaire au rotor.

C-T : circulaire au stator-trapézoïdale au rotor.

C-R : circulaires au stator-rectangulaire au rotor.

Le tableau IV.3 montre les amplitudes des harmoniques du flux pour les différentes configurations de dents.

Ordre d'harmoniques	Amplitude des harmoniques du flux pour les différentes configurations des dents (Weber)								
	T-T	T-R	T-C	R-R	R-T	R-C	C-C	C-T	C-R
1	0.482	0.452	0.470	0.4424	0.462	0.441	0.4661	0.465	0.476
2	0.075	0.102	0.096	0.0749	0.083	0.109	0.0547	0.100	0.089
3	0.000	0.001	0.000	0.0023	0.001	0.001	0.0019	0.000	0.001
4	0.016	0.005	0.007	0.0051	0.006	0.000	0.0109	0.006	0.009
5	0.008	0.003	0.009	0.0042	0.008	0.007	0.0004	0.009	0.009
6	0.000	0.000	0.000	0.0004	0.000	0.000	0.0004	0.000	0.000
7	0.002	0.004	0.001	0.0008	0.001	0.002	0.0012	0.001	0.000
8	0.002	0.002	0.001	0.0008	0.001	0.000	0.0001	0.001	0.002
9	0.000	0.000	0.000	0.0001	0.000	0.000	0.0001	0.000	0.000

Tab. IV.3. Analyse spectrale des ondes du flux de la DSPM48/64 pour différentes formes de dents.

Le tableau IV.4 montre les valeurs efficaces des harmoniques de la FEM de la DSPM 48-64 obtenues pour les différentes configurations de dents.

dents		Flux Moy (Wb)	Valeur efficace de la FEM(V)	Taux distorsion harmonique(THD)	Couple max
stator	rotor				
Trapézoïdale	Trapézoïdale	0.796	120.54	0.1617	3100.81
Trapézoïdale	Rectangulaire	0.783	114.77	0.2281	2877.75
Trapézoïdale	Circulaire	0.790	117.96	0.2077	2841.057
Rectangulaire	Rectangulaire	0.7919	108.336	0.170	2401.3253
Rectangulaire	Trapézoïdale	0.788	114.03	0.1828	2655.126
Rectangulaire	Circulaire	0.785	113.71	0.2478	2509.420
Circulaire	Circulaire	0.796	111.50	0.1189	2590.134
Circulaire	Trapézoïdale	0.789	117.42	0.2181	2899.670
Circulaire	Rectangulaire	0.790	118.13	0.1907	2633.794

Tab. IV. 4- Valeur efficace de la force électromotrice, Flux maximal et Taux de distorsion harmonique de la DSPM 48/64 avec diverses configurations des dents.

L'analyse de ces résultats nous fait tirer les remarques suivantes :

- L'harmonique de rang 2 du développement en série de Fourier de l'onde de la force électromotrice apparaît dans toutes les combinaisons de formes de dents. L'amplitude de cet harmonique varie entre 10% à 20% de celle du fondamental pour chaque structure (tableau IV.3).
- L'action sur la géométrie des dents statorique et rotorique affaiblit l'amplitude de l'harmonique 4 (tableau IV.3).
- On peut aussi dire de ces résultats que l'onde de FEM qui présente un faible taux de distorsion est celle de la DSPM 48/64 avec des dents circulaires au stator et au rotor. Son taux de distorsion est le plus faible, sa valeur est $THD=0.1189$.
- Les valeurs efficaces de la force électromotrice pour des dents rectangulaires au stator diminuent comparées aux combinaisons où les dents statoriques sont de forme trapézoïdale ou circulaire. La configuration trapézoïdale au stator et trapézoïdale au rotor produit le max de FEM efficace (tableau IV.4).
- Les combinaisons où l'une ou l'autre des dents statorique ou rotorique est de forme trapézoïdale produit le meilleur couple. Ce résultat est confirmé dans des travaux antérieurs [12, 13].

Les formes d'ondes des forces électromotrices, du flux magnétique à vide ainsi que les spectres du flux obtenus de la DSPM 48/64 pour les différentes combinaisons des dents sont présentées respectivement dans les figures venant ci-après.

La forme d'onde de la FEM la plus proche de la sinusoïde est celle correspondant à la combinaison C-C (circulaire au stator et au rotor). Son taux de distorsion est de 0.1189.

La combinaison T-T (trapézoïdale au stator et au rotor) montre une onde de FEM de forme trapézoïdale (figure IV.4).

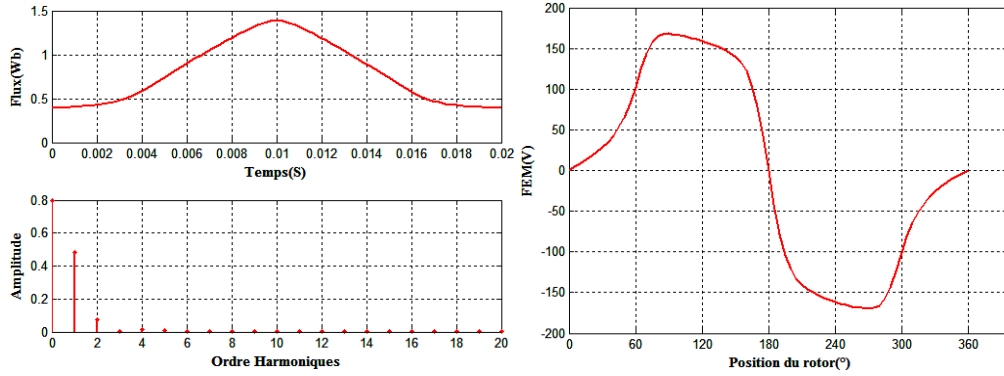


Fig. IV.4- Spectre d'amplitude du flux et onde de la force électromotrice pour la configuration (T-T).

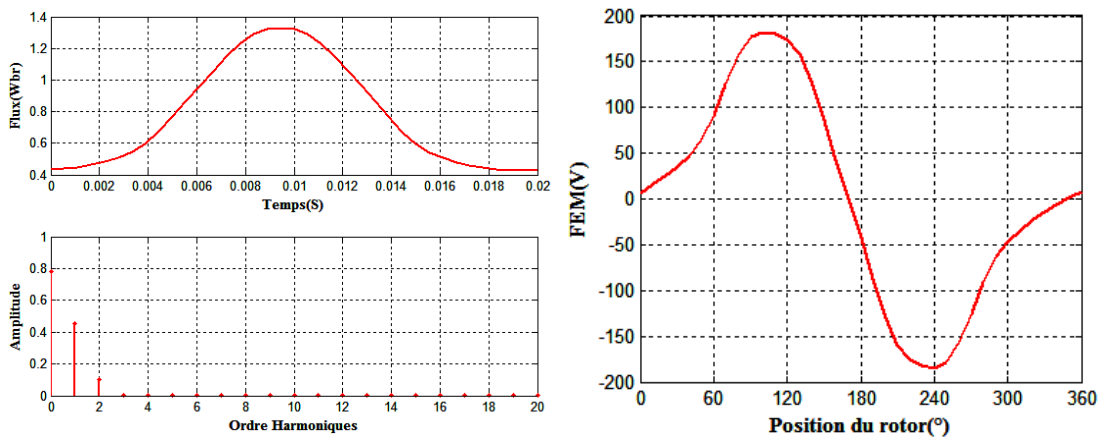


Fig. IV.5- Spectre d'amplitude du flux et onde de la force électromotrice pour la configuration (T-R).

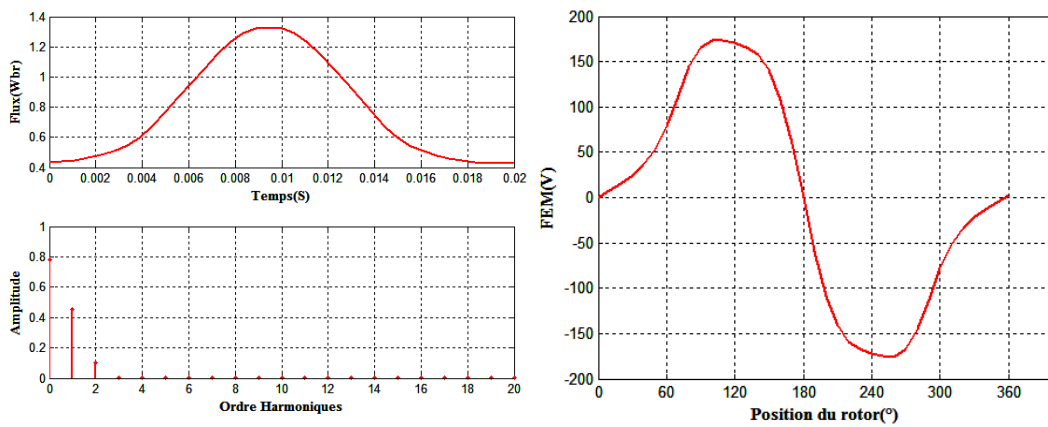


Fig. IV.6- Spectre d'amplitude du flux et l'onde de la force électromotrice pour la configuration (T-C).

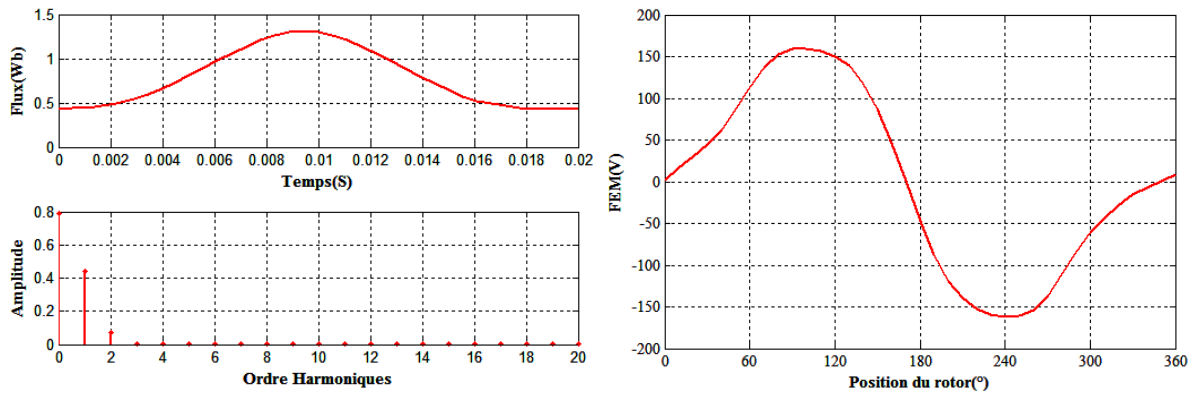


Fig. IV.7- Spectre d'amplitude du flux et onde de la force électromotrice pour la configuration (R-R).

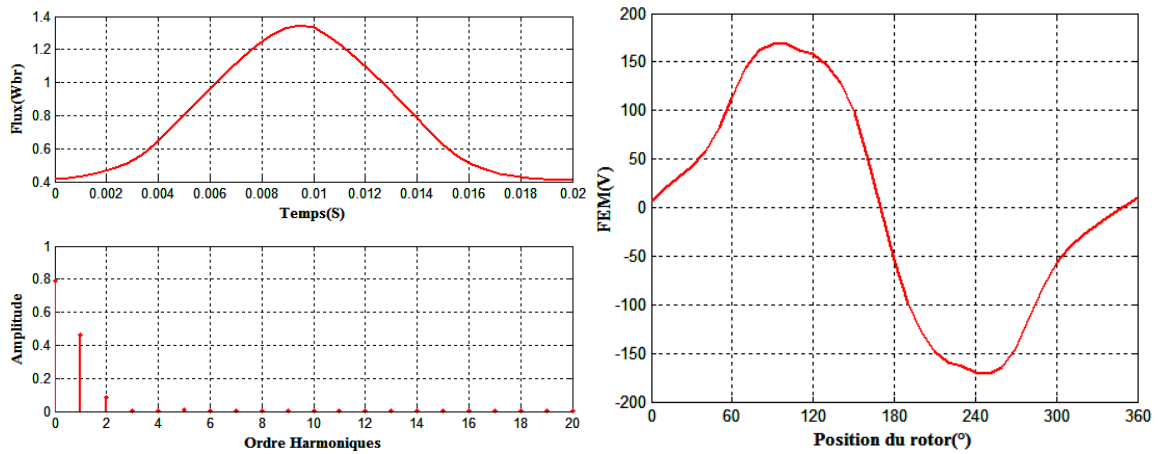


Fig. IV.8- Spectre d'amplitude du flux et onde de la force électromotrice pour la configuration (R-T).

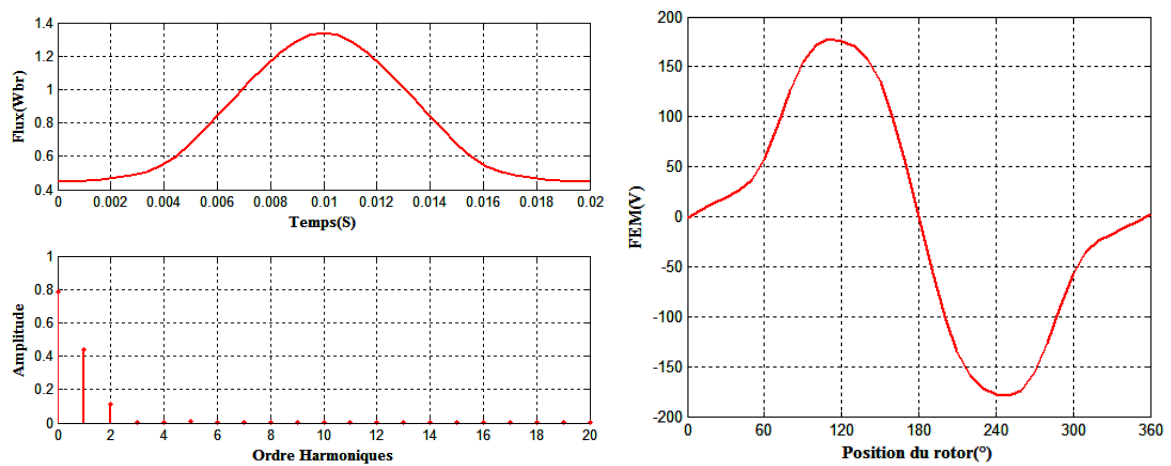


Fig. IV.9- Spectre d'amplitude du flux et l'onde de la force électromotrice pour la configuration (R-C).

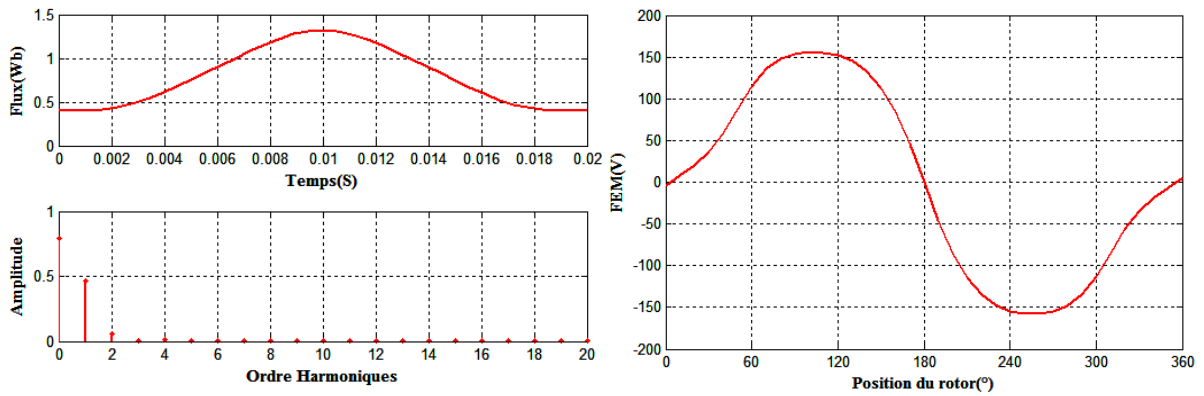


Fig. IV.10- Spectre d'amplitude du flux et onde de la force électromotrice pour la configuration (C-C).

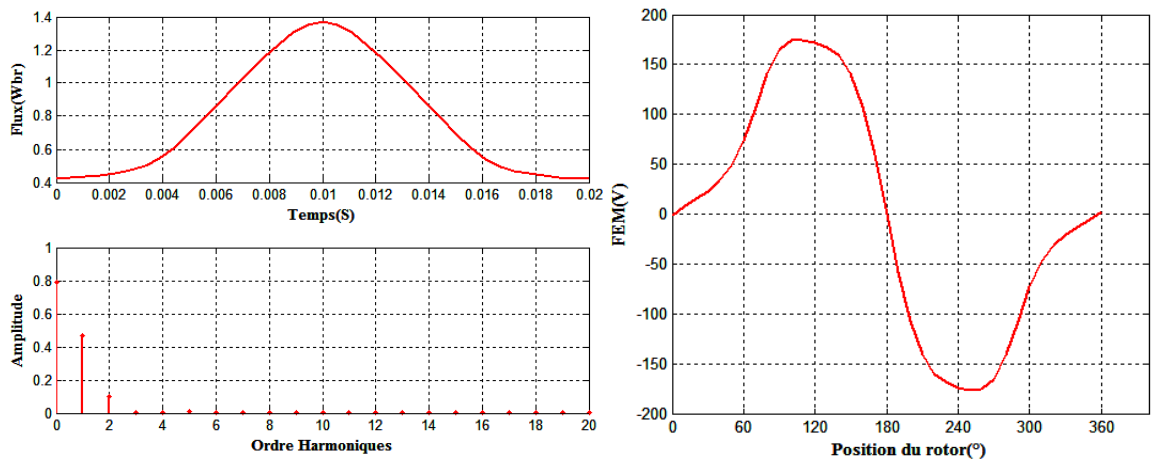


Fig. IV.11- Spectre d'amplitude du flux et onde de la force électromotrice pour la configuration (C-T).

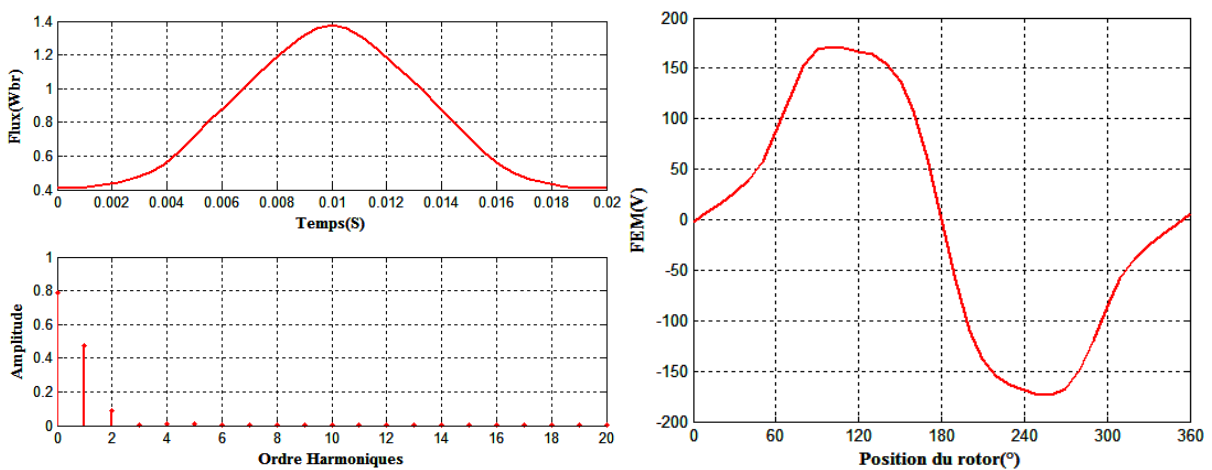


Fig. IV.12- Spectre d'amplitude du flux et onde de la force électromotrice pour la configuration (C-R).

IV.3. Effet Vernier

IV.3.1. Introduction de l'effet Vernier dans la DSPM 48/64

Introduire l'effet Vernier à la DSPM à plots dentés revient à considérer que le pas dentaire statorique différent de celui du rotor. Puisque la vitesse de rotation de la DSPM est directement liée au nombre de dents du rotor, nous avons fixé le pas dentaire rotorique et fait varier celui du stator ; l'objectif de cette manœuvre est de garder la même vitesse avec la machine sans effet Vernier afin de pouvoir comparer les résultats obtenus.

Pour illustrer au mieux cet effet, on va considérer la structure donnée dans la figure IV.16. Elle est constituée d'une culasse ferromagnétique à N_s dents et d'une roue à N_r dents.

En définissant θ comme étant la position d'un axe de référence du rotor par rapport à celui du stator, la réluctance totale de l'entrefer $\mathfrak{R}(\theta)$ est variable en fonction de la position rotorique.

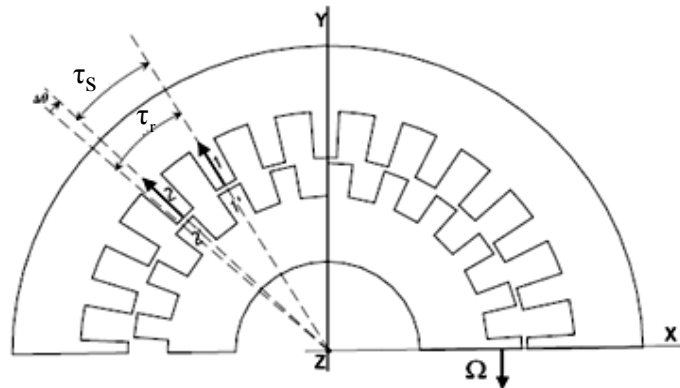


Fig. IV.13-MRV à double denture [14]

Définition des pas dentaires statorique τ_s et τ_r rotorique:

$$\begin{cases} \tau_s = \frac{2\pi}{N_s} \\ \tau_r = \frac{2\pi}{N_r} \end{cases} \quad (IV.2)$$

À l'instant t , la position du rotor est donnée par la figure IV.13. Les deux dents statoriques et rotoriques (1 et 1') se font face (position de conjonction pour ces deux dents). Dans cette position, la perméance d'entrefer est plus élevée entre ces deux dents par rapport aux dents avoisinantes. À l'instant $(t + \Delta t)$, le rotor s'est déplacé d'un angle $\Delta\theta$. Le maximum de la perméance s'est déplacé en suivant la direction de la rotation indiquée sur la figure IV.13 de

la dent statorique 1 à la dent 2, ce qui correspond à l'angle τ_s . Pendant le même laps de temps Δt , le rotor s'est déplacé d'un angle $\Delta\theta = (\tau_r - \tau_s)$, nettement plus petit [14].

La notion de rapport Vernier peut alors être introduite, ce rapport est défini comme étant le quotient de la vitesse de déplacement de l'onde de la perméance d'entrefer sur la vitesse Ω du rotor. Il peut aussi se définir comme étant le quotient entre l'angle de déplacement du maximum de la perméance sur l'angle de déplacement mécanique [14]. Ce rapport s'exprime par :

$$k_V = \frac{\tau_s}{\tau_r - \tau_s} = \frac{N_r}{N_s - N_r} \quad (\text{IV.3})$$

Le type de structure utilisant ce principe est appelé machine à réluctance variable Vernier.

Dans les machines à réluctance variable à effet Vernier pur, leur fonctionnement est assuré par effet de battement entre les deux pulsations spatiales N_s et N_r et une onde spatiale du courant [24].

Par contre, notre machine est munie d'une seconde source d'excitation (aimant) au niveau du stator, ce qui présente une autre source de FEM de polarité $2P_e$. Par ailleurs, le fonctionnement est assuré par l'interaction entre les champs magnétiques au-travers la perméance de l'entrefer.

Pour avoir conversion d'énergie et production du couple, la structure devrait respecter les conditions suivantes [35, 36]:

$$\pm N_s \pm N_r = \pm P \pm P_e \quad (\text{IV.4})$$

$$\pm N_s \neq 2P \neq 2P_e \quad (\text{IV.5})$$

$$\pm N_r \neq 2P \neq 2P_e \quad (\text{IV.6})$$

Ces conditions sont vérifiées en considérant les pas dentaires statoriques suivants :

$$\tau_{S1} = 2\pi/60, \tau_{S2} = 2\pi/68 .$$

Dans la suite de ce travail, par la DSPM-60 et DSPM-68, nous désignons respectivement la machine à double saillance à aimant avec effet Vernier avec un pas $\tau_{S1} = 2\pi/60$ puis la machine à double saillance à aimant permanent avec effet Vernier dotée d'un pas $\tau_{S2} = 2\pi/68$. Le pas dentaire rotorique $\tau_r = 2\pi/64$ demeure le même pour les deux machines.

Après avoir déterminé les pas dentaires statorique et rotorique, on procédera à l'optimisation des petites dents et au calcul du flux et de la force électromotrice pour chaque géométrie. Viendra ensuite l'analyse spectrale de l'onde du flux qui aura pour but de dégager la forme d'onde de la force électromotrice la plus proche de la sinusoïde.

L'emploi de la méthode de relaxation cyclique est de nouveau appliqué pour l'optimisation de ces petites dents.

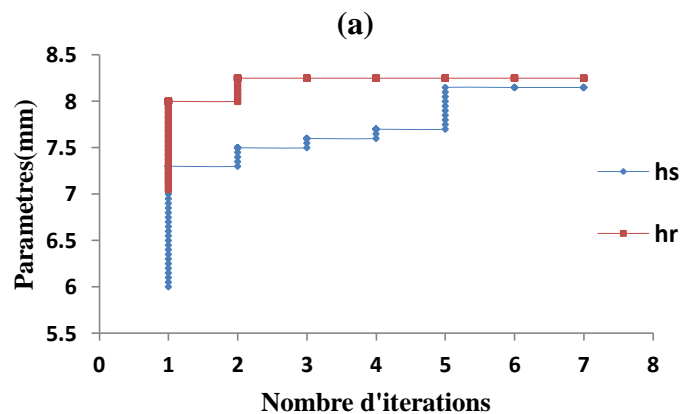
IV.3.2. Optimisation en couple de la DSPM-60 et de la DSPM-68 à effets Vernier

À titre d'illustration et pour la combinaison trapézoïdale au stator et trapézoïdale au rotor et pour la DSPM-60, la figure IV. 14 (a) illustre l'évolution des valeurs de la profondeur de dents statorique h_s et rotorique h_r optimisant le couple en fonction du nombre d'itérations. Les valeurs de ces paramètres se rapprochent à partir de la 5^{ème} itération.

La figure IV. 14 (b) illustre, de son côté, l'évolution des valeurs des rapports cycliques α_{s1} , α_{s2} de dents statorique et rotorique α_{r1} , α_{r2} optimisant le couple en fonction du nombre d'itérations.

Les valeurs des rapports cycliques α_{s1} , pour le stator et α_{r1} pour le rotor, qui correspondent aux largeurs des petites dents tendent vers des valeurs proches et cela dès la 3^{ème} itération.

L'optimisation du couple maximal nécessite donc des ouvertures de dents statorique et rotorique α_{s1} , α_{r1} proches. Il en va de même pour h_s , h_r . Il nécessite aussi que α_{r2} soit plus étendue que α_{s2} .



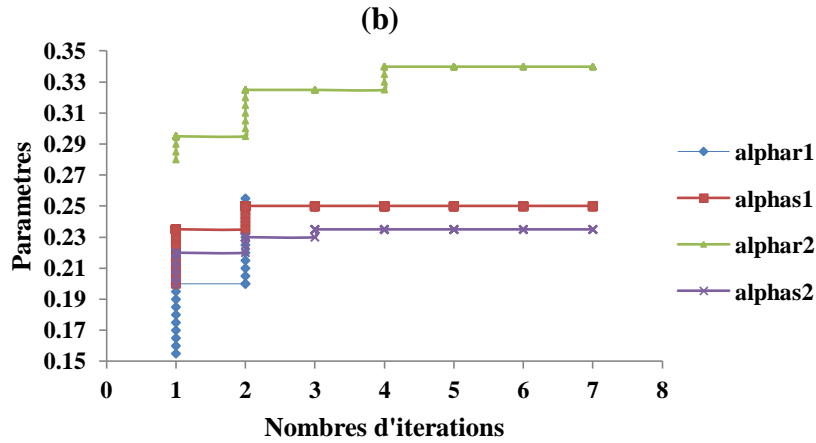


Fig. IV .14- Optimisation de la DSPM-60, dents trapézoïdales au stator et au rotor :
 (a)-profondeur des dents statorique h_s et rotorique h_r ;(b) –ouverture des dents statorique et rotorique

Les paramètres optimaux retenus sont présentés dans le tableau (IV.5).

Paramètres	Valeurs optimales
La profondeur de dents statorique h_s	7.90
La profondeur de dents statorique h_r	8.25
Le rapport cyclique α_{s1}	0.25
Le rapport cyclique α_{r1}	0.25
Le rapport cyclique α_{s2}	0.235
Le rapport cyclique α_{r2}	0.34

Tab. IV.5- Paramètres optimaux retenus des dents trapézoïdales au stator et au rotor de la DSPM-60.

Les résultats des autres configurations sont donnés dans l'annexe A.

IV.3.3. Étude de l'influence de la forme des dents sur la FEM de la DSPM 60 et de la DSPM 68 à effet Vernier.

Les résultats du spectre d'amplitude du flux et les formes d'ondes des forces électromotrices qui correspondent à chaque configuration de la DSPM-60 et DSPM-68 sont présentés respectivement dans les tableaux (IV.6), (IV.7) et (IV.8), (IV.9).

Dans ce calcul, nous n'avons tenu compte que des harmoniques dans les rangs varient de **1** à **9**. Au delà, les harmoniques supérieurs sont imperceptibles.

Ordre d'harmoniques	Amplitude des Harmoniques pour les différentes configurations des dents								
	T-T	T-R	T-C	R-R	R-T	R-C	C-C	C-T	C-R
1	0.4276	0.3972	0.4102	0.3955	0.3997	0.4123	0.4178	0.3777	0.4165
2	0.0440	0.0433	0.0722	0.0393	0.0371	0.0401	0.0638	0.0716	0.0378
3	0.0007	0.0007	0.0004	0.0006	0.0007	0.0006	0.0006	0.0005	0.0006
4	0.0002	0.0025	0.0012	0.0001	0.0003	0.0002	0.0012	0.0019	0.0002
5	0.0003	0.0002	0.0010	0.0007	0.0003	0.0006	0.0015	0.0000	0.0006
6	0.0003	0.0002	0.0000	0.0001	0.0001	0.0001	0.0000	0.0001	0.0001
7	0.0007	0.0003	0.0006	0.0003	0.0001	0.0003	0.0001	0.0002	0.0004
8	0.0022	0.0000	0.0001	0.0000	0.0000	0.0001	0.0002	0.0000	0.0003
9	0.0002	0.0000	0.0000	0.0000	0.0001	0.0000	0.0000	0.0000	0.0001

Tab. IV.6- Analyse spectrale des ondes du flux de la DSPM-60 avec les différentes combinaisons de la forme des dents.

dents		Flux Moy (Wb)	Valeur efficace de la FEM(V)	Taux distorsion harmonique(THD)	Couple Max
stator	rotor				
Trapézoïdale	Trapézoïdale	0.79921	101.5005	0.103	2676.11
Trapézoïdale	Rectangulaire	0.7949	94.4888	0.109	2446.66
Trapézoïdale	Circulaire	0.78628	100.7149	0.176	2439.04
Rectangulaire	Rectangulaire	0.80104	93.7291	0.091	2035.58
Rectangulaire	Trapézoïdale	0.79987	94.5129	0.092	2397.32
Rectangulaire	Circulaire	0.80083	97.6446	0.097	2199.10
Circulaire	Circulaire	0.78952	101.2985	0.152	2304.69
Circulaire	Trapézoïdale	0.78339	93.4749	0.189	2102.22
Circulaire	Rectangulaire	0.80141	98.4184	0.099	2221.57

Tab. IV.7- Valeur efficace de la force électromotrice, Flux maximal et Taux de distorsion harmoniques de la DSPM-60 pour diverses configurations des dents.

Ordre d'harmoniques	Amplitude des harmoniques pour les différentes configurations des dents								
	T-T	T-R	T-C	R-R	R-T	R-C	C-C	C-T	C-R
1	0.4421	0.3816	0.4144	0.4243	0.3913	0.4289	0.4178	0.3762	0.4317
2	0.0630	0.0444	0.0666	0.0452	0.0786	0.0624	0.0651	0.0840	0.0621
3	0.0006	0.0011	0.0006	0.0005	0.0001	0.0006	0.0010	0.0004	0.0006
4	0.0003	0.0023	0.0011	0.0015	0.0001	0.0015	0.0008	0.0005	0.0014
5	0.0027	0.0004	0.0003	0.0007	0.0003	0.0009	0.0011	0.0004	0.0010
6	0.0000	0.0001	0.0001	0.0001	0.0000	0.0001	0.0000	0.0001	0.0001
7	0.0008	0.0003	0.0008	0.0007	0.0004	0.0001	0.0005	0.0003	0.0001
8	0.0003	0.0001	0.0001	0.0001	0.0000	0.0003	0.0002	0.0001	0.0002
9	0.0001	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000

Tab. IV.8- Analyse spectrale des ondes du flux de la DSPM-68 pour les différentes combinaisons de la forme des dents.

dents		Flux Moy (Wb)	Valeur efficace de la FEM(V)	Taux distorsion harmonique(THD)	Couple Max
stator	rotor				
Trapézoïdale	Trapézoïdale	0.79078	106.673	0.14332	2622.66
Trapézoïdale	Rectangulaire	0.78552	91.0165	0.11658	2340.22588
Trapézoïdale	Circulaire	0.7842	100.9067	0.16068	2463.0103
Rectangulaire	Rectangulaire	0.79895	100.8006	0.10651	2316.91816
Rectangulaire	Trapézoïdale	0.78394	97.5257	0.20092	2221.28828
Rectangulaire	Circulaire	0.79066	103.6204	0.1456	2348.2068
Circulaire	Circulaire	0.78161	101.4753	0.15599	2432.2824
Circulaire	Trapézoïdale	0.77392	95.1528	0.22338	2102.2237
Circulaire	Rectangulaire	0.79023	104.216	0.14391	2352.344466

Tab. IV.9- Valeur efficace de la force électromotrice, Flux maximal et Taux de distorsion harmonique de la DSPM-68 pour diverses configurations des dents.

L'analyse spectrale des ondes du flux de la DSPM-60 et de la DSPM-68 montre que :

- Les spectres du flux présentent une faible harmonicité. Il n'y a présence que de l'harmonique 2. Son amplitude varie de 9% à 17% par rapport au fondamental. Les autres harmoniques sont pratiquement nuls (tableaux IV.6 et IV.8). Les taux de distorsion harmoniques des ondes du flux sont donc très faibles (tableau IV.6 et IV.8 la colonne du THD).
- Cette analyse donne aussi à déduire que le signal du flux qui présente le plus faible taux de distorsion pour les deux machines est celui avec des dents rectangulaires au stator et au rotor. Les taux de distorsion pour les deux structures sont respectivement de 0.091 et 0.106. Les forces électromotrices correspondantes sont représentées dans les figures (IV.19., IV.28). Par comparaison, on déduit que l'onde de la force électromotrice de la DSPM-60 est plus proche de la sinusoïde que celle de la DSPM-68.

Les formes d'onde des forces électromotrices du flux magnétique à vide ainsi que les spectres du flux obtenus des DSPM-60 et DSPM-68 à effet Vernier pour les différentes combinaisons des dents sont présentées respectivement dans les figures IV.15-IV.32.

- La forme de l'onde de la FEM la plus proche de la sinusoïde est celle qui correspond à la combinaison R-R (rectangulaire au stator et au rotor).
- La combinaison T-T (trapézoïdale au stator et trapézoïdale au rotor) montre une onde assez écartée de la forme trapézoïdale connue pour les DSPM de ce type sans effet Vernier (figure IV.23 et IV.32).

L'introduction de l'effet Vernier permettrait donc aux machines de type DSPM à plots dentés d'avoir des ondes de FEM proches de la sinusoïde.

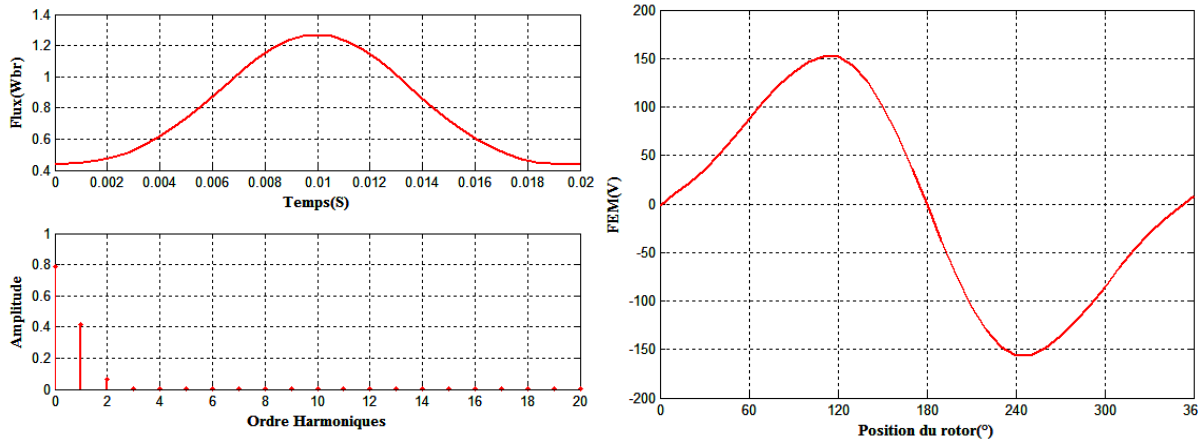


Fig. IV. 15- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-60 avec des dents circulaires au stator et au rotor.

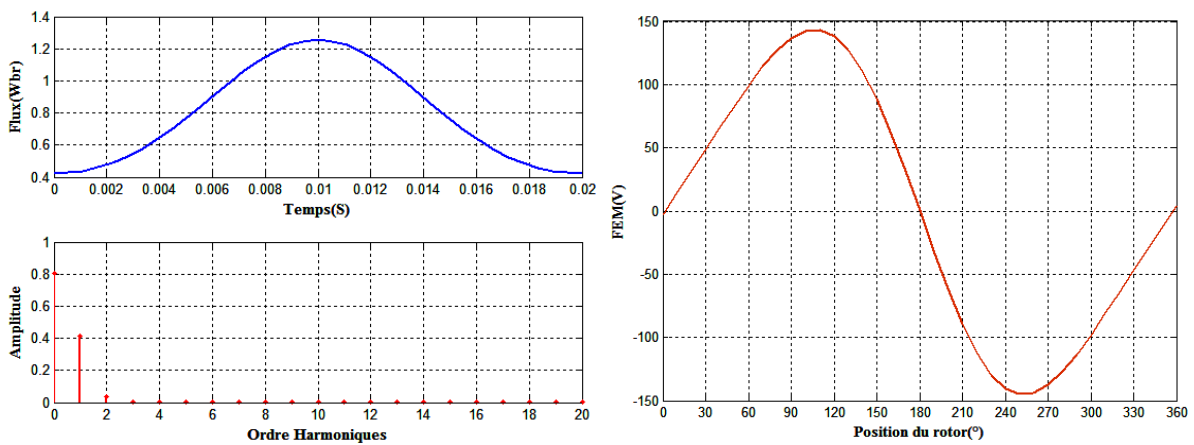


Fig. IV. 16- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-60 avec des dents circulaires au stator et rectangulaires au rotor.

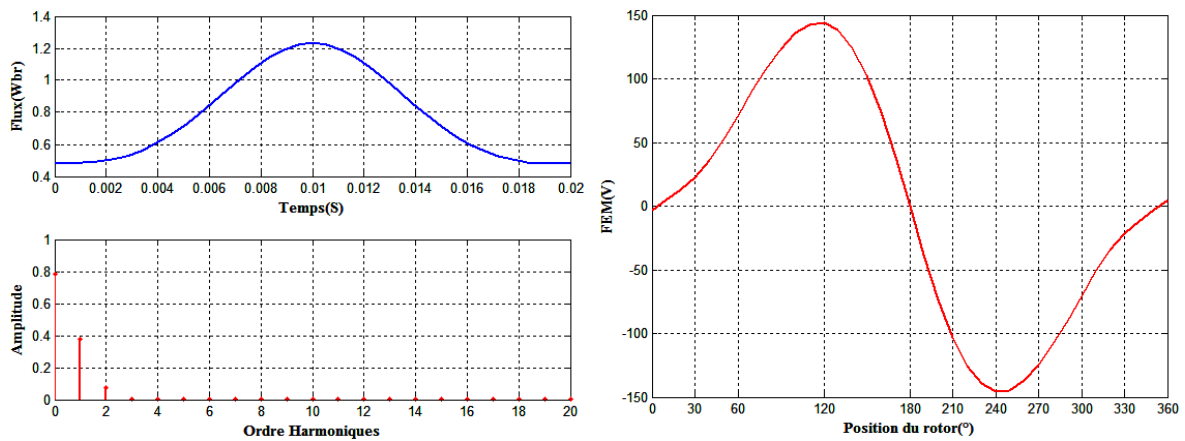


Fig. IV. 17- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-60 avec des dents circulaires au stator et trapézoïdales au rotor.

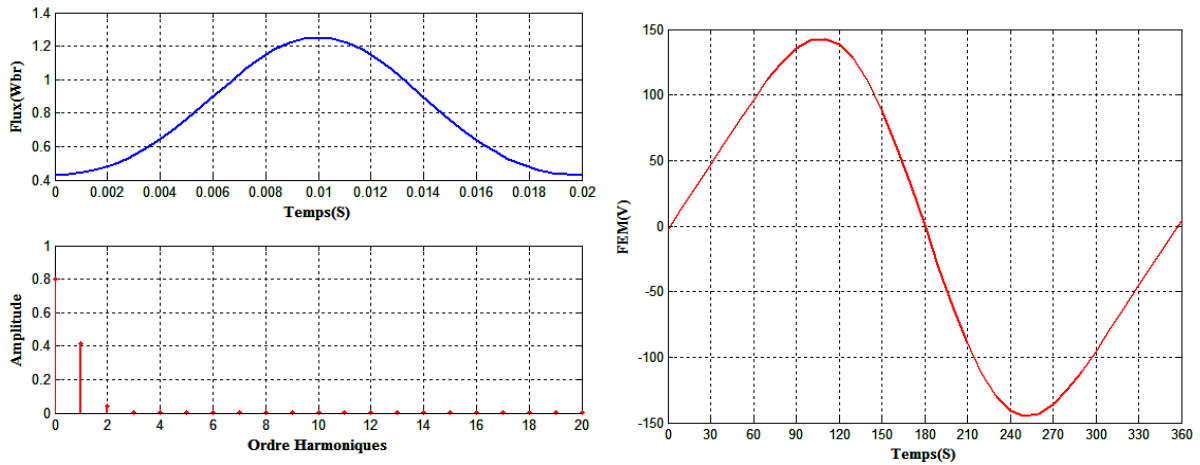


Fig. IV. 18- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-60 avec des dents rectangulaires au stator et circulaires au rotor.

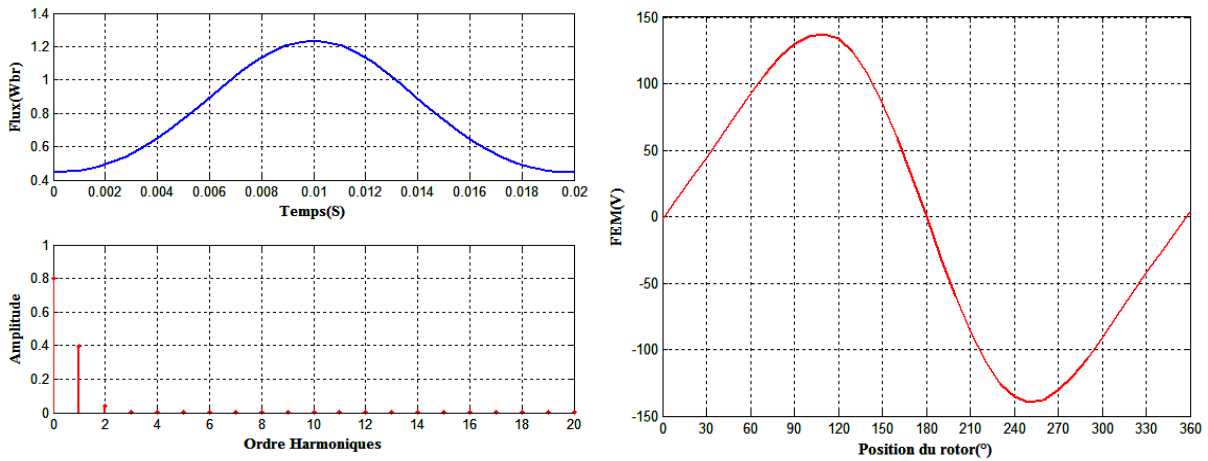


Fig. IV. 19- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-60 avec des dents rectangulaires au stator et au rotor.

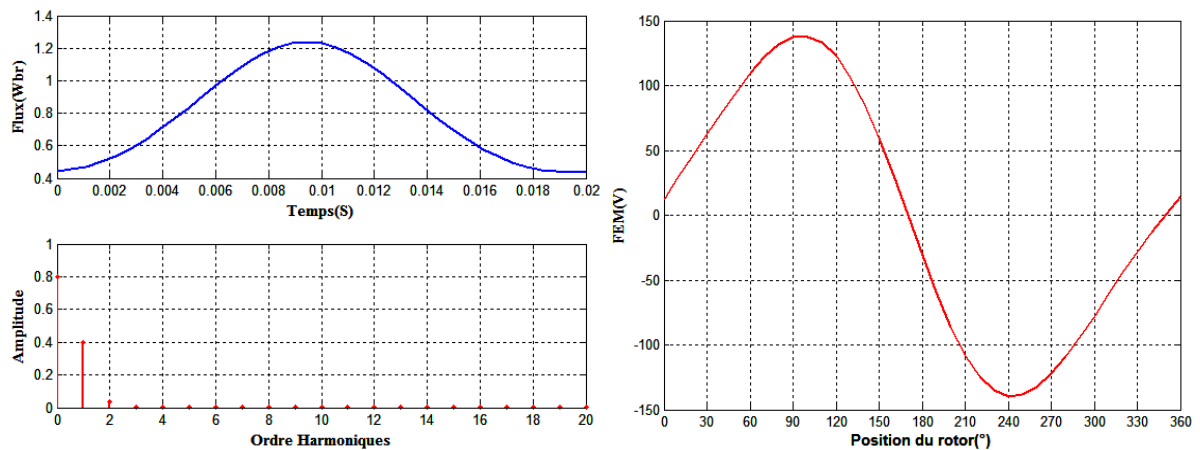


Fig. IV. 20- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-60 avec des dents rectangulaires au stator et trapézoïdales au rotor.

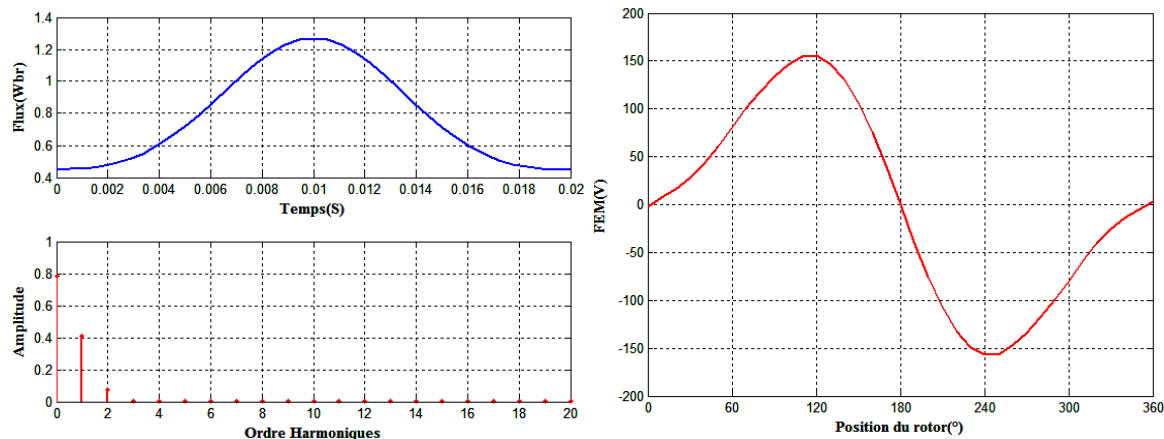


Fig. IV. 21- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-60 avec des dents trapézoïdales au stator et circulaires au rotor.

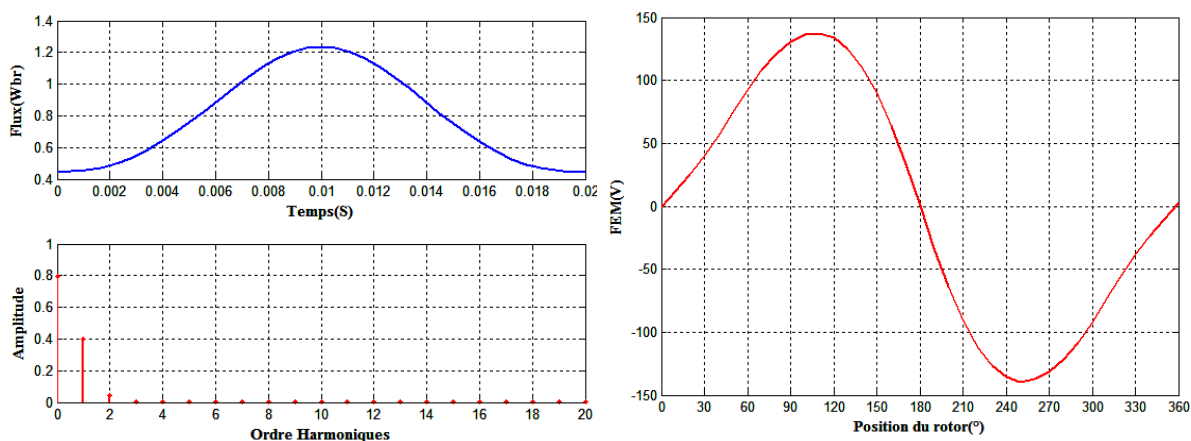


Fig. IV. 22- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-60 avec des dents trapézoïdales au stator et rectangulaires au rotor.

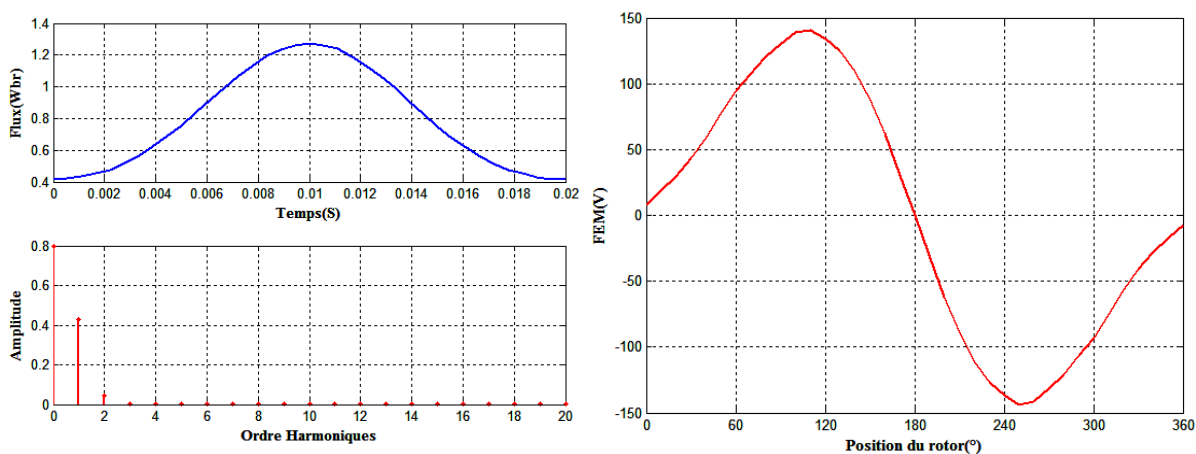


Fig. IV. 23- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-60 avec des dents trapézoïdales au stator et au rotor.

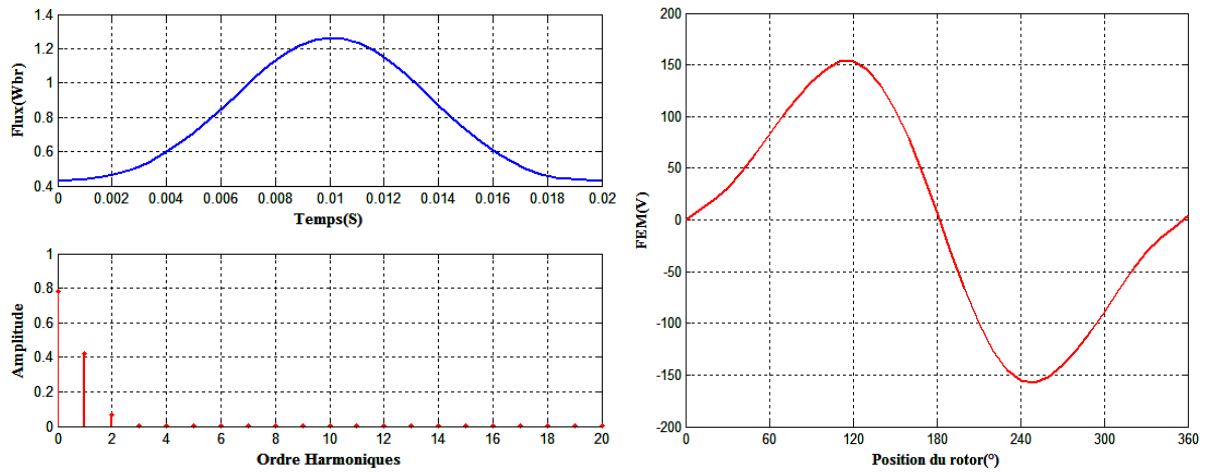


Fig. IV. 24- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-68 avec des dents circulaires au stator et au rotor.

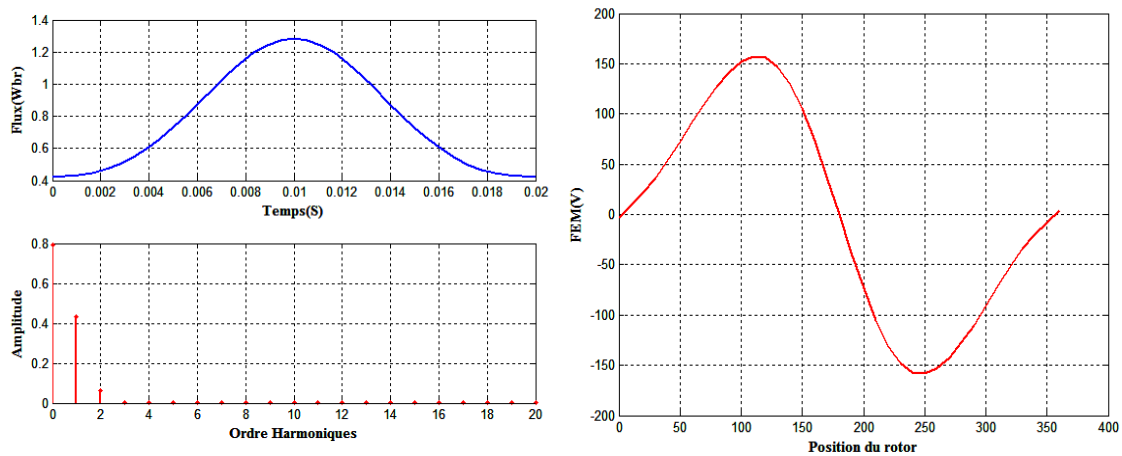


Fig. IV. 25- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-68 avec des dents circulaires au stator et rectangulaires au rotor.

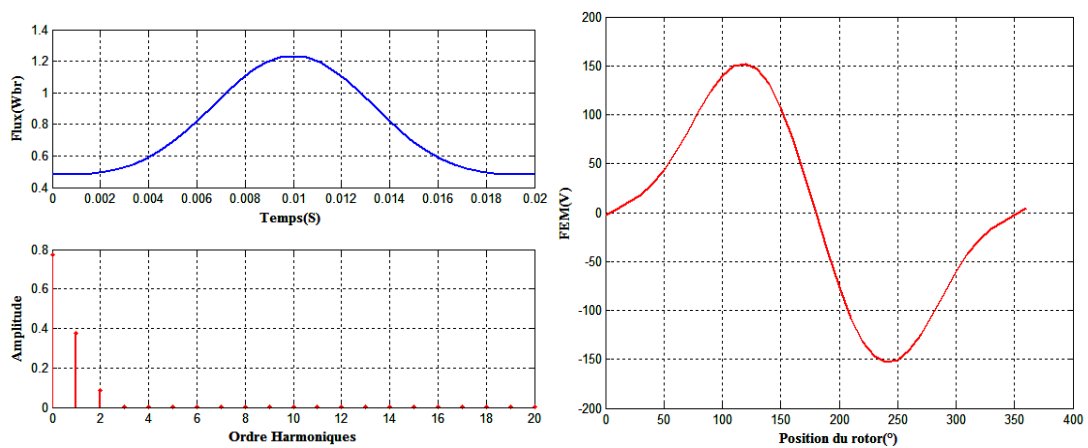


Fig. IV. 26- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-68 avec des dents circulaires au stator et trapézoïdales au rotor

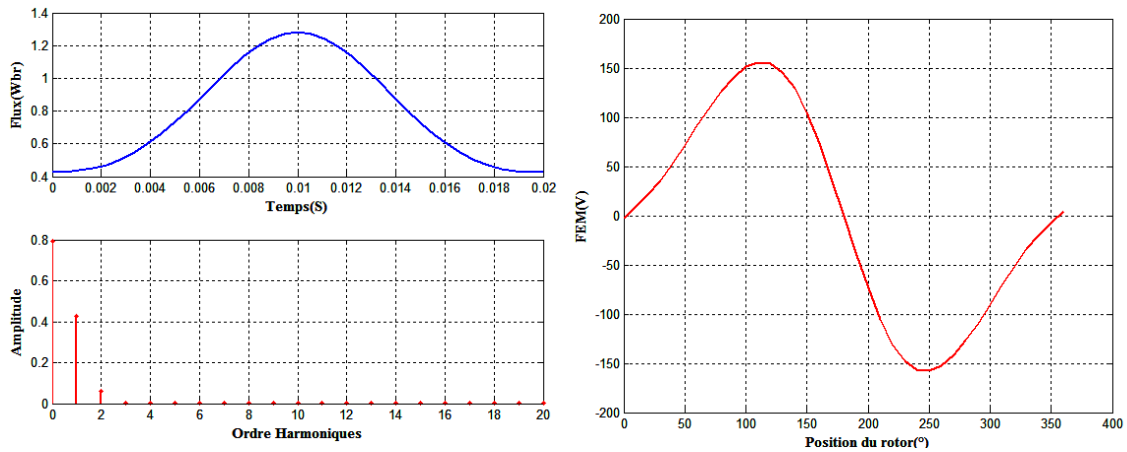


Fig. IV. 27- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-68 avec des dents rectangulaires au stator et circulaires au rotor.

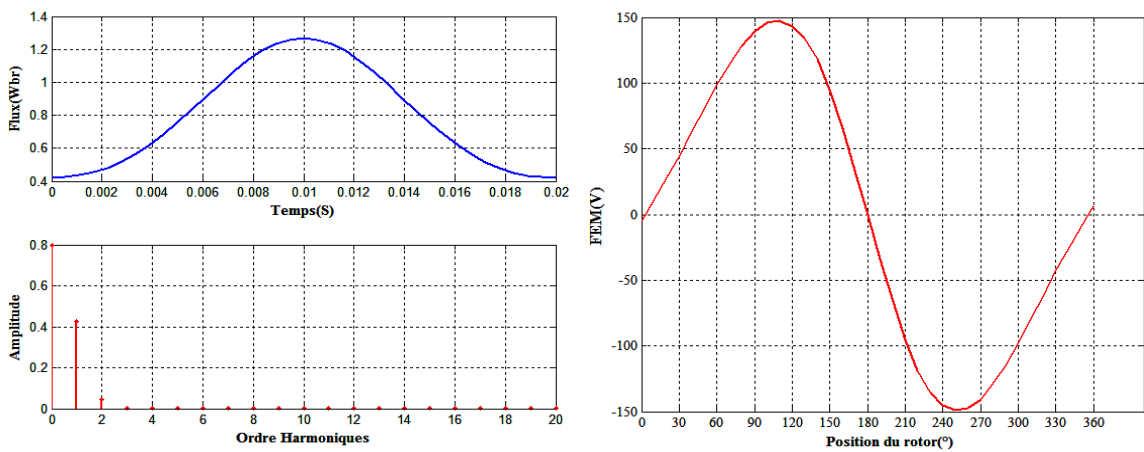


Fig. IV. 28- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-68 avec des dents rectangulaires au stator et rectangulaires au rotor.

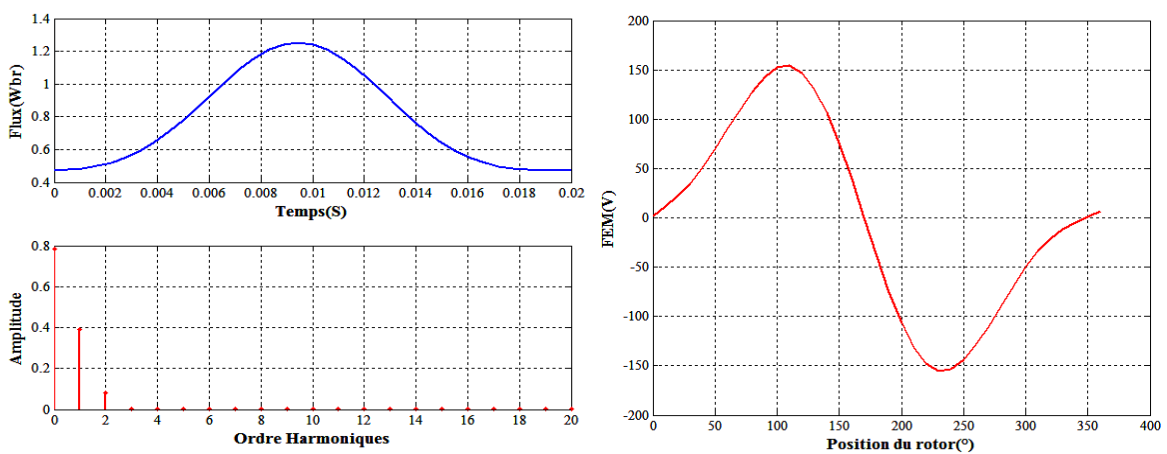


Fig. IV. 29- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-68 avec des dents rectangulaires au stator et trapézoïdales au rotor.

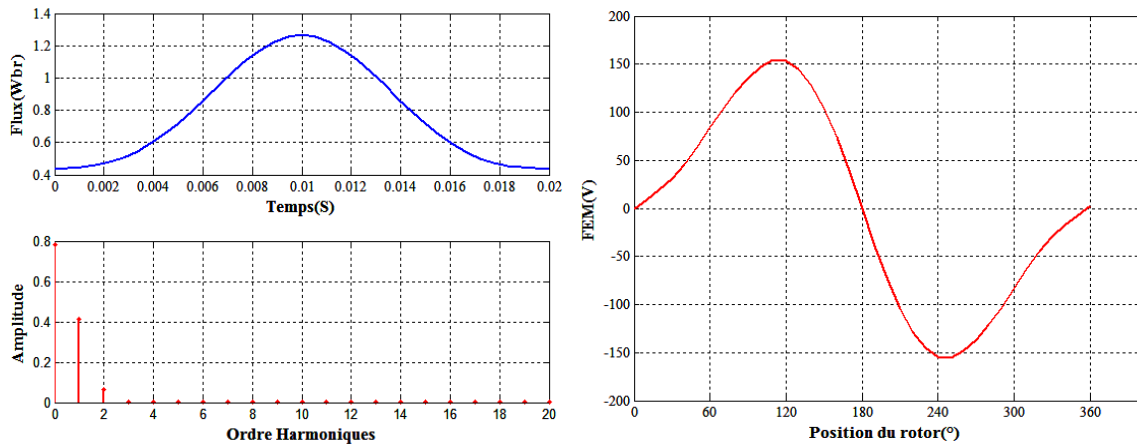
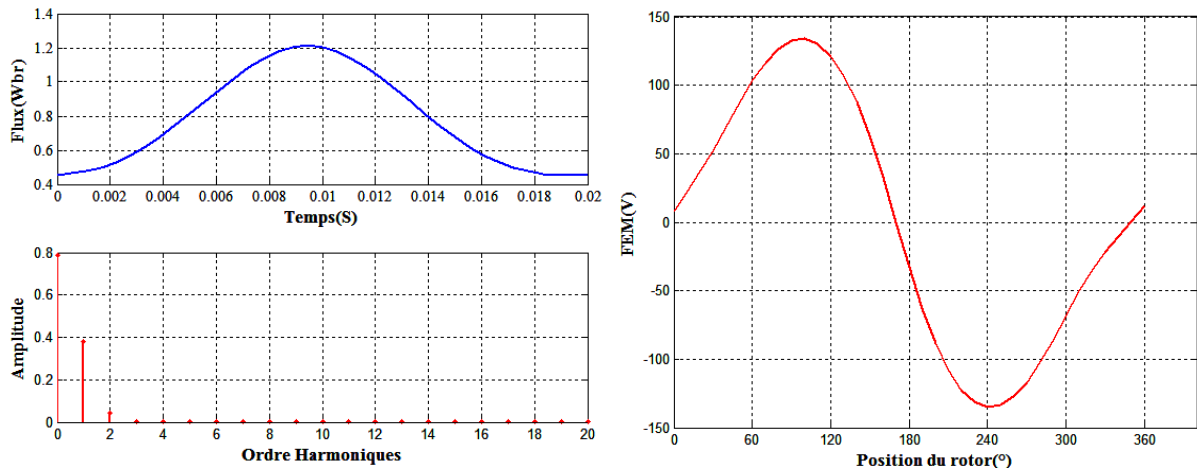


Fig. IV. 30- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-68 avec des dents trapézoïdales au stator et circulaires au rotor.



IV. 31- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-68 avec des dents trapézoïdales au stator et rectangulaires au rotor.

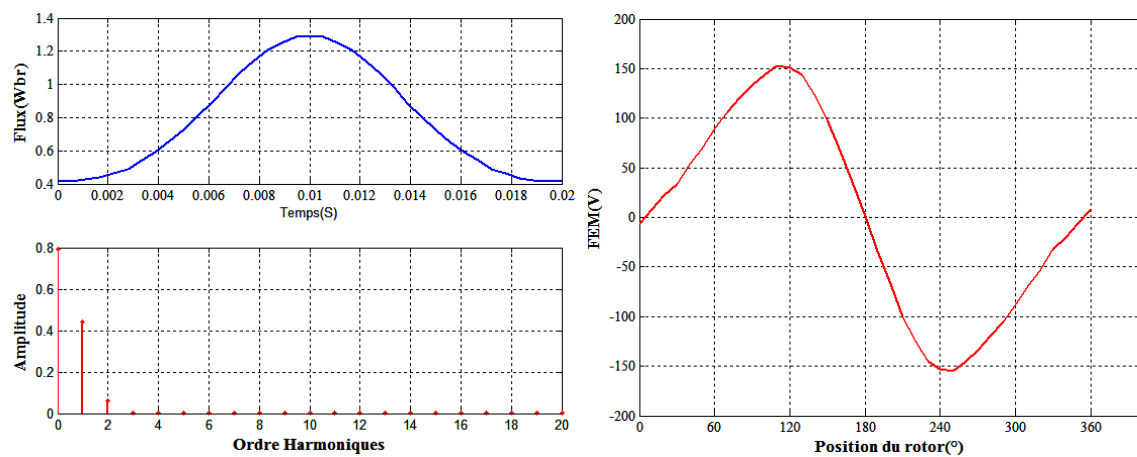


Fig. IV. 32- Spectre du flux et allure de la FEM DSPM-68 avec des dents trapézoïdales au stator et trapézoïdales au rotor.

Conclusion

L'objectif de ce chapitre a été l'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice délivrée par la machine à double saillance à aimants permanents (DSPM48/64).

L'énergie électromagnétique produit sa conversion au niveau des petites dents de la DSPM, nous avons donc agi sur celles-ci.

Puisque la forme des petites dents est de peu d'influence sur la masse de la machine, leur optimisation s'effectue pour une structure globale fixe ; la méthode suivie à cet effet est la relaxation cyclique combinée à la méthode des éléments finis.

Dans un premier temps, trois formes de petites dents prédéterminées sont optimisées, à savoir les formes rectangulaires, trapézoïdales et circulaires avec toutes les combinaisons possibles.

Nous avons ensuite analysé leur spectre de flux et tracé les forces électromotrices relatives à chaque géométrie. Il s'est avéré que le spectre de flux pour les machines dont la forme des dents circulaires aussi bien au rotor qu'au stator présente une faible harmonicité. La forme d'onde de la force électromotrice correspondante est plus proche de la sinusoïde (THD=0.1189).

Dans un deuxième temps, nous avons introduit l'effet Vernier, tracé le spectre d'amplitude du flux ainsi que les forces électromotrices pour les différentes associations de petites dents. Cela a été mené une fois l'optimisation en couple a été effectuée par la méthode de relaxation cyclique de ces dernières.

Les résultats obtenus sont meilleurs pour la machine avec effet Vernier ; les amplitudes des harmoniques supérieurs sont affaiblies et les signaux des forces électromotrices sont moins ondulés.

Il s'est avéré que la forme rectangulaire des petites dents au stator et au rotor de la machine avec effet Vernier-60 présente un signal de très faible ondulation, proche de celui de la sinusoïde pure (THD=0.091).

Il y a lieu de noter que l'action sur la forme des petites dents affaiblit le couple maximal et la valeur efficace de la force électromotrice.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail est une étude théorique. Il porte sur la conception, le dimensionnement et l'étude de la machine à reluctance variable, à double saillance à aimant permanent (DSPM48/64) fonctionnant à basse vitesse (50tr/min) et fort couple.

La particularité de cette structure à reluctance variable réside dans le fait que les bobines et les aimants sont tous deux disposés au stator.

Le premier chapitre s'est focalisé sur les différentes topologies des machines à reluctance variable. Parmi ces structures, les machines dites à double saillance paraissent les mieux adaptées à l'application dans les domaines à basse vitesse de rotation. Leur vitesse est directement liée au nombre de dents du rotor. Pour un grand nombre de dents, celles du stator, sont regroupées en plots. On obtient ainsi des structures dites à plots dentés assurant un fonctionnement à basse vitesse tout en gardant un bobinage réalisable.

L'hybridation de ces structures permet donc d'avoir des performances (couple -vitesse) comparable à celles des machines à aimants permanents avec des fréquences d'alimentation voisines.

Le second chapitre concerne l'élément de dimensionnement des structures à aimants permanents statorique. Nous avons rappelé l'idée de base au sujet de la construction, du principe de fonctionnement et les équations de base des machines à reluctance variable à aimants permanents statorique à grosses dents. Nous nous sommes intéressés par la suite aux structures à plots dentés destinées aux entraînements lents. Ainsi, aux topologies de machines réalisables pour des vitesses proches de 50tr/mn à des fréquences d'alimentation de 50Hz.

La machine retenue est triphasée et à plots dentés avec 64 dents au rotor et 48 dents au stator et des aimants permanents logés dans le stator. Elle satisfait au mieux aux exigences du cahier de charge (50tr/mn).

En fin de ce chapitre nous avons présenté le modèle électromagnétique basé sur les équations de Maxwell et exposé la méthode des éléments finis ainsi que le logiciel utilisé.

Le Chapitre III est consacré à l'analyse des caractéristiques statiques et à l'étude de la sensibilité du couple maximal aux paramètres géométriques propres à la machine. Les caractéristiques de cette machine, déterminées par la méthode des éléments finis, indiquent

que cette structure est adéquate pour le fonctionnement à basse vitesse de rotation et fort couple.

L'étude de l'impact des paramètres propres à la machine sur le couple maximal nous a permis d'identifier les paramètres les plus influents. Au sujet de ceux-ci, il faut veiller à rester prudent lors de la conception, car le moindre qui s'y ajoute affecte les performances (couple maximal) de la machine.

L'étude de l'impact nous a également donné libre choix sur les paramètres les moins influents (α_2 , α_r).

Dans le chapitre III, nous nous sommes intéressés à l'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice délivrée par la génératrice. Pour ce faire :

- En premier lieu, nous avons étudié toutes les combinaisons possibles entre les trois formes des dents relevées de la littérature (rectangulaires, trapézoïdales et circulaires). Les dimensions retenues de ces dents pour chaque combinaison sont déterminées après l'optimisation par une méthode de relaxation cyclique.
- En deuxième lieu, nous avons mis un pas statorique différent de celui du rotor (effet Vernier).

Les résultats obtenus ont montré que :

- Pour la première tentative, la forme des dents de la machine qui délivre une onde de la force électromotrice proche de sinusoïde (moins ondulé) est celle qui a des dents rectangulaires au stator et au rotor.
- Pour la seconde tentative, les résultats sont meilleurs que celles sans effets. Les amplitudes harmoniques supérieures sont affaiblies et les signaux des forces électromotrices sont moins ondulés. Il s'est avéré aussi que la forme rectangulaire aussi bien au stator qu'au rotor de la machine avec effet 60 présentent un signal proche de celui de la sinusoïde (THD=0.091).

À l'avenir, il serait souhaitable que ce travail soit complété par un calcul thermique de la structure étudiée, procéder à leur construction et réaliser une étude expérimentale intégrant la commande pour analyser et évaluer l'ensemble des performances de la machine avec leur alimentation.

BIBLIOGRAPHIES

- [1] Y. Chuang, “Design, analysis and control of flux mnemonic permanent magnet brushless machines”, thesis Doctor Philosophy, University of Hang Kong, July 2010.
- [2] L. Matthieu, “ Étude et mise au point de moto ventilateurs à hautes performances pour l’aéronautique”, Thèse de doctorat, INPT, Novembre 2006.
- [3] B. Multon, “historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à reluctance variable”, École Normale Supérieure de Cachan Lésir (URA CNRS D1375), Revue 3E.I n°3, juin 1995, pp.3-8.
- [4] M. Kant “Les actionneurs électriques pas à pas ”, Traité des nouvelles technologies, série automatique, Hermès 1989.
- [5] L. Ben Amor, “Commande non linéaire d’un moteur à reluctance variable ”, thèse de philosophie docteur (Ph.D), Ecole Polytechnique de Montréal, Octobre 1996.
- [6] C. Belalahy, “Dimensionnement d’une machine synchro-reluctance à excitation homopolaire par réseaux de perméance”, Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Lorraine, (INPL), Novembre 2008.
- [7] B. Multon, “Principe et éléments de dimensionnement des machine à reluctance variable à double saillance autopilotés”, Journée électrotechnique du club EEA, 25 et 26 Mars 1993, Belfort ,19p.
- [8] B. Multon, H. Ben Ahmed, M. Ruellan, G. Robin, “Comparaison du couple massique de diverses architectures de machines synchrones à aimants,” Electrotechnique du Futur 2005, Grenoble, 14-15 sept. 2005.
- [9] Y. Fan, K.T.Chau and M. Cheng, “A new three phase doubly salient permanent magnet machine for wind power generation”, IEEE transaction on industry application, Vol-42, N°.1, January/February 2006.
- [10] M. A. Mueller, “Design of low speed switched reluctance machine for wind energy converters”, Ninth International Conference on Machines and Drives, Conference Publication, No. 468, IEE, 1999.
- [11] F.M. Sargos, “ machines à réluctance à plots non excitées : optimisation des structures”, RGE-N°7-Juillet 1989.
- [12] L. Moreau, “ modélisation, conception et commande de génératrices à réluctance variable basse vitesse”, thèse de doctorat, école polytechnique de l’université de Nantes, Décembre 2005.

- [13] R. Saou, “modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : machines à double saillance et à inversion du flux ” thèse de doctorat d'état, ENP, ALGER, Novembre 2008.
- [14] S.Taibi, thèse de doctorat d'état, “contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de machines à réluctance variable type vernier” , thèse de doctorat d'état, université des sciences et technologies de LILLE, 2002.
- [15] L. Moreau, J. Lamghari, M. Machmoum, and M.E. Zaim, “Design optimization of a low speed switched reluctance machine for wind turbine application”, International Conference on Electrical Machines 2004 (ICEM), Cracow, Poland, 5–8 September 2004.
- [16] Y. Liao, F. Liang, T.A. Lipo, “A Novel Permanent Magnet Motor with Doubly Salient Structure”, IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 31, NO.5, September/October 1995.
- [17] G.Li, X.Ojeda, E.hoang and C.Balpe, “Design of double salient interior permanent magnet machine based on mutually coupled reluctance machine of increasing the torque density and flux weakening capability”, IEEE ISIE 2010.5637001, ITALY 2010.
- [18] I.Boldea, C.X.Wang, and S.Nasar, “Design of a three phase flux reversal machine,” Elect. Mach. Power. Syst, Vol. 27, pp 849–863, 1999.
- [19] Y. Lefevre, C.Henaux, F.Messine, B.Nogarede “Enjeux de la modélisation et de la conception des actionneurs électromécanique des commandes de vol électriques ” Nom du projet : SIMPA2 - C6E2 Lot WP2.
- [20] T. Raminosa, “ optimisation des performances des machines synchro-réluctances par réseaux de perméance ”, thèse doctorat, INPL, octobre 2006.
- [21] E. Hoang, “ étude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance ”, thèse doctorat, école normale supérieure de CACHAN, Décembre 1995.
- [22] B. Multon, F. Camus, E. Hoang, J.Y. Lechendec et J.C. Mouchoux, “ Possibilité d'un moteur à reluctance variable à double saillance pour la motorisation du véhicule électrique”, C. VELEC95, Grenoble P (1-6), 1-2 février 1995.
- [23] D. Mami, “définition et expérimentation de structure d'actionneurs électromécaniques innovants par conception des fonctionnalités de sûreté et de sécurité”, Thèse doctorat, INPT, Janvier2010.
- [24] M.E. Zaim, “Machines non conventionnelles structures, modélisation et conception” , ICEEA'10 Bejaia 2-3 Novembre 2010.

- [25] P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, P.T. Blenkinsop, J. Corda and N.N. Fulton, "Variable speed switched reluctance motors," IEE Proceedings, Vol. 127, Part B No4 (July 1980), pp. 253–265.
- [26] L. Moreau, M. Machmoum, M.E. Zaim, "Design of low speed slotted switched reluctance machine for wind energy application", *Elect. Power Compon . Syst.*, Vol. 34, No. 10, pp. 1139–1156, October 2006.
- [27] G. Remy, "command optimisée d'un actionneur linéaire synchrone pour un axe de positionnement rapide", thèse de doctorat, ENSAM.CER de Lille, 17 décembre 2007.
- [28] J.C.Sabonnadiere, J.Coulomb, "calcul du champ électromagnétiques", *Technique ING*. Vol. D3020, pp.1-17.
- [29] M.Rachek, "modélisation par éléments finis de système électromagnétique en mouvement de structures tridimensionnelles : application au couplage magnétique-mécanique et au contrôle non destructif par courant Foucault", thèse de doctorat, université Nantes, 2001.
- [30] D. C. Meeker, "Finite element method magnetic, version 4.2" (05 February 2009), available at: <http://femm.foster-miller.net>.
- [31] M. CHeng, K.T. Chau, C.C. Chan, "Static characteristics of a new doubly salient permanent magnet motor" *Energy Conversion, IEEE Transaction on* Vol. 16, Issue 1, Mar 2001, pp. 20-25 .
- [32] S. Tahil, R. Ibtouen and M. Bounekhla, "design optimization of two synchronous reluctance machine structures with maximized torque and power factor", *Progress In Electromagnetic Research B*, Vol. 35, 369-387, 2011
- [33] G. Korouji, R. Hanitsh, "Design and construction of a permanent magnet wind energy generator with a new topology," *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2004, Cracow, Poland 5-8 September 2004*
- [34] E. Tisserand , J. F. Pautex , P. Schweitzer , "Analyse et traitement des signaux ", 2^e édition, DUNOD, Paris, 2008 .
- [35] A.Tounzi, B. Ramdane, M. E. Zaim, "Study of a rotor current excited Vernier reluctance machine", *ICEM2008*.
- [36] A.Tounzi, B. Ramdane, M. E. Zaim," Study and experimentation of a rotor current excited vernier réluctance machine aimed to direct-driven applications", *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* 52, 11102 (2010).

A.1. Paramètres de la machine à reluctance variable à double saillance à aimants permanents (DSPM48/64)

Les principaux paramètres de la DSPM traitées dans ce travail sont donnés dans le tableau (A-1).

Paramètres géométriques	valeur	unité
N_r	64	-
N_s	48	-
h_r	9.3	[mm]
h_s	12.8	[mm]
h_b	50.7	[mm]
β	5.5	[°]
α_{s1}	0.32	-
α_{r1}	0.30	-
α_{s2}	0.33	-
α_{r2}	0.44	-
E_m	19.5	[mm]
E_s	31.4	[mm]
E_r	32.6	[mm]
β_a	8.1	[°]
R_a	239.3	[mm]
R_r	215.3	[mm]

Tab. A.1-Paramètres de la machine étudiée (DSPM48/64)

B. 1. Paramètre optimaux des dents de la DSPM48/64 retenues sans effet vernier

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	9.15
profondeur de dents statorique hr	7.05
rapport cyclique α_1	0.2
rapport cyclique α_r	0.33
rapport cyclique α_2	0.255

Tab.1- Paramètres optimaux retenus des dents trapézoïdales au stator et rectangulaires au rotor

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	6.199
profondeur de dents statorique hr	4.099
rapport cyclique α_1	0.165
rapport cyclique α_r	0.3650
rapport cyclique α_2	0.285

Tab.2- Paramètres optimaux retenus des dents trapézoïdales au stator et circulaires au rotor

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	7
profondeur de dents statorique hr	8.70
rapport cyclique α_1	0.28
rapport cyclique α_r	0.3
rapport cyclique α_2	0.405

Tab.3- Paramètres optimaux retenus des dents rectangulaires au stator et trapézoïdales au rotor

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.349
profondeur de dents statorique hr	6.299
rapport cyclique α_1	0.250
rapport cyclique α_r	0.345

Tab. B.4- Paramètres optimaux retenus des dents rectangulaires au stator et au rotor

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.299
profondeur de dents statorique hr	4
rapport cyclique α_1	0.26
rapport cyclique α_r	0.275

Tab. B.5- Paramètres optimaux retenus des dents rectangulaires au stator et circulaire au rotor

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4
profondeur de dents statorique hr	8.10
rapport cyclique α_1	0.3
rapport cyclique α_r	0.25
rapport cyclique α_2	0.3

Tab. B.6 - Paramètres optimaux retenus des dents circulaires au stator et trapézoïdales au rotor

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4
profondeur de dents statorique hr	4.80
rapport cyclique $\alpha s1$	0.270
rapport cyclique $\alpha r1$	0.375

Tab. B.7- Paramètres optimaux retenus des dents circulaires au stator et circulaires au rotor

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4
profondeur de dents statorique hr	7.05
rapport cyclique $\alpha s1$	0.3
rapport cyclique $\alpha r1$	0.3

Tab. B.8- Paramètres optimaux retenus des dents circulaires au stator et rectangulaires au rotor

B.2.Paramètre des dents optimisées de la DSPM48/64 retenues avec effet vernier

B.2.1.DSPM avec effet vernier 60 (DSPM-60)

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	6.599
profondeur de dents statorique hr	5.699
rapport cyclique $\alpha s1$	0.19
rapport cyclique $\alpha r1$	0.370
rapport cyclique $\alpha s2$	0.265

Tab .B.9 -paramètres optimaux retenus des dents trapézoïdales au stator et rectangulaires au rotor de la DSPM-60

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	8
profondeur de dents statorique hr	4
rapport cyclique $\alpha s1$	0.2
rapport cyclique $\alpha r1$	0.295
rapport cyclique $\alpha s2$	0.25

Tab. B.10-paramètres optimaux retenus des dents trapézoïdales au stator et circulaires au rotor de la DSPM-60

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.799
profondeur de dents statorique hr	8.490
rapport cyclique $\alpha s1$	0.350
rapport cyclique $\alpha r1$	0.24
rapport cyclique $\alpha r2$	0.350

Tab. B.11 -paramètres optimaux retenus des dents rectangulaires au stator et trapézoïdales au rotor de la DSPM-60

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.799
profondeur de dents statorique hr	4.749
rapport cyclique $\alpha s1$	0.330
rapport cyclique $\alpha r1$	0.280

Tab. B .12-paramètres optimaux retenus des dents rectangulaires au stator et rectangulaires au rotor de la DSPM-60

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.799
profondeur de dents statorique hr	4
rapport cyclique $\alpha s1$	0.320
rapport cyclique $\alpha r1$	0.3

Tab. B .13-paramètres optimaux retenus des dents rectangulaires au stator et circulaires au rotor de la DSPM-60

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.05
profondeur de dents statorique hr	6.249
rapport cyclique $\alpha s1$	0.240
rapport cyclique $\alpha r1$	0.21
rapport cyclique $\alpha r2$	0.245

Tab. B.14 -paramètres optimaux retenus des dents circulaires au stator et trapézoïdales au rotor de la DSPM-60

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.05
profondeur de dents statorique hr	4
rapport cyclique $\alpha s1$	0.255
rapport cyclique $\alpha r1$	0.285

Tab. B .15-paramètres optimaux retenus des dents circulaires au stator et circulaires au rotor de la DSPM-60

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	5.05
profondeur de dents statorique hr	5.249
rapport cyclique $\alpha s1$	0.325
rapport cyclique $\alpha r1$	0.315

Tab. B .16-paramètres optimaux retenus des dents circulaires au stator et rectangulaires au rotor de la DSPM-60

B .2.2.DSPM avec effet vernier 68(DSPM-68)

Paramètres	Valeurs optimales
La profondeur de dents statorique hs	6.899
La profondeur de dents statorique hr	6.949
Le rapport cyclique $\alpha s1$	0.275
Le rapport cyclique $\alpha r1$	0.240
Le rapport cyclique $\alpha s2$	0.280
Le rapport cyclique $\alpha r2$	0.34

Tab. B.17- Paramètres optimaux retenus des dents trapézoïdales au stator et rectangulaires au rotor DSPM-68

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	6.749
profondeur de dents statorique hr	4
rapport cyclique $\alpha s1$	0.225
rapport cyclique $\alpha r1$	0.325
rapport cyclique $\alpha s2$	0.385

Tab. B.18- Paramètres optimaux retenus des dents trapézoïdales au stator et circulaires au rotor DSPM-68

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	6.949
profondeur de dents statorique hr	5.749
rapport cyclique $\alpha s1$	0.18
rapport cyclique $\alpha r1$	0.375
rapport cyclique $\alpha s2$	0.22

Tab. B. 19- Paramètres optimaux retenus des dents trapézoïdales au stator et rectangulaires au rotor DSPM-68

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	5
profondeur de dents statorique hr	5.299
rapport cyclique $\alpha s1$	0.295
rapport cyclique $\alpha r1$	0.21
rapport cyclique $\alpha r2$	0.355

Tab. B.20- Paramètres optimaux retenus des dents rectangulaires au stator et trapézoïdales au rotor DSPM-68

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.799
profondeur de dents statorique hr	5.249
rapport cyclique $\alpha s1$	0.345
rapport cyclique $\alpha r1$	0.325

Tab. B.21- Paramètres optimaux retenus des dents rectangulaires au stator et rectangulaires au rotor DSPM-68

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.749
profondeur de dents statorique hr	4.05
rapport cyclique $\alpha s1$	0.31
rapport cyclique $\alpha r1$	0.3

Tab. B.22- Paramètres optimaux retenus des dents rectangulaires au stator et circulaires au rotor DSPM-68

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.05
profondeur de dents statorique hr	6.249
rapport cyclique $\alpha s1$	0.240
rapport cyclique $\alpha r1$	0.21
rapport cyclique $\alpha r2$	0.245

Tab. B.23- Paramètres optimaux retenus des dents circulaires au stator et trapézoïdales au rotor DSPM-68

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4.55
profondeur de dents statorique hr	4
rapport cyclique $\alpha s1$	0.375
rapport cyclique $\alpha r1$	0.285

Tab. B.24- Paramètres optimaux retenus des dents circulaires au stator et circulaires au rotor DSPM-68

Paramètres	Valeurs optimales
profondeur de dents statorique hs	4
profondeur de dents statorique hr	5.599
rapport cyclique $\alpha s1$	0.31
rapport cyclique $\alpha r1$	0.3

Tab. B.25- Paramètres optimaux retenus des dents circulaires au stator et rectangulaires au rotor DSPM-68

NOTIONS DE BASES SUR LA DECOMPOSITION D'UN SIGNAL PERIODIQUE EN SERIE DE FOURIER

C.1. Théorème de Fourier [34]

Toute fonction périodique du temps peut s'exprimer sous la forme d'une somme de fonction sinusoïdales et éventuellement d'une constante (décomposition en série de Fourier).

C.1.1. Décomposition en série de Fourier

Soit un signal de forme quelconque, mais périodique de période T.

Le signal $x(t)$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$x(t) = X_0 + C_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + C_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots + C_N \sin(N\omega t + \varphi_N) \quad (C.1)$$

Avec :

$$X_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (C.2)$$

X_0 : Valeur moyenne du signal.

$C_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$: Terme du fondamentale de $x(t)$, sa pulsation est $\omega = 2\pi/T$; son amplitude est C_1 .

$C_2 \sin(2\omega t + \varphi_2)$: Harmonique du rang 2, sa pulsation est 2ω ; son amplitude est C_2 .

$C_N \sin(N\omega t + \varphi_N)$: Harmonique du rang N, sa pulsation est $N\omega$; son amplitude est C_N .

Cette décomposition peut aussi s'écrire de la façon suivante :

$$x(t) = X_0 + A_1 \cos(\omega t) + B_1 \sin(\omega t) + A_2 \cos(2\omega t) + B_2 \sin(2\omega t) + \dots + A_N \cos(N\omega t) + B_N \sin(N\omega t) \quad (C.3)$$

Avec :

$A_1 \cos(\omega t) + B_1 \sin(\omega t)$: représente le terme fondamentale.

$A_2 \cos(2\omega t) + B_2 \sin(2\omega t)$: représente l'harmonique de rang 2.

$A_N \cos(N\omega t) + B_N \sin(N\omega t)$: représente l'harmonique de rang N.

Les coefficients de cette nouvelle expression se calculent de la façon suivante :

$$A_N = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(N\omega t) dt \quad (C.4)$$

$$B_N = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin(N\omega t) dt \quad (C.5)$$

Les deux décompositions sont équivalentes :

$$C_N^2 = A_N^2 + B_N^2 \quad (C.6)$$

$$\tan \varphi_N = B_N / A_N \quad (C.7)$$

Lorsque la décomposition d'un signal est déterminée, on peut représenter son spectre d'amplitude : On représente les amplitudes C_N en fonction de la fréquence. Comme les C_N correspondent à des amplitudes multiples du fondamental, on obtient un spectre du raies.

C.2. Valeur efficace et Taux de Distorsion Harmoniques

Considérons un signal périodique dont la décomposition est :

$$x(t) = x_0 + \sum_{i=1}^N C_N \sin(N\omega t + \varphi_N) \quad (C.8)$$

C.2.1. Valeur efficace

Par définition, la valeur efficace X se calcul selon :

$$X^2 = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \quad (C.9)$$

On peut vérifier aisément que :

- La valeur moyenne de toute fonction sinusoïdale est nulle.
- La valeur moyenne de produit de deux fonctions sinusoïdales de pulsations différentes est nulle.
- La valeur moyenne du carré d'une fonction sinusoïdale est égale à $\frac{1}{2}$.

On déduit alors :

$$X^2 = X_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N C_N^2 \quad (C.10)$$

Le second terme de cette expression représente la valeur efficace de l'ondulation de $x(t)$:

$$X_{Ond} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N C_N^2} \quad (C.11)$$

la valeur efficace du signal est :

$$X = \sqrt{X_0^2 + X_{Ond}^2} \quad (C.12)$$

C.2.2. Taux de distorsion

Le taux de distorsion harmonique permet de chiffrer la pureté du spectre d'un signal, par rapport à un signal sinusoïdale de référence il est donné par :

$$THD = \frac{\sqrt{C_2^2 + C_3^2 + \dots + C_N^2}}{C_1} \quad (C.13)$$

C.3. Application et validation du programme de calcul à un signal purement sinusoïdale

Prenons à titre d'exemple un signal d'amplitude 132.553 et de fréquence 50Hz. Son spectre d'amplitude est donné à la figure B.1.

Le calcul trouvé avec le programme qu'on a écrit avec langage MATLAB (programme de base qu'on a utilisé pour tous les calculs afin de comparer les ondes des FEM des différentes configurations des petites dents de la structure étudiée) donne :

- Valeur efficace du signal : 93.7291.
- Taux distorsion harmonique(THD): 0+8.7357e-018.
- Valeur moyenne (Mean): -8.1879e-016.

Les résultats du calcul approuvent la validation de notre programme.

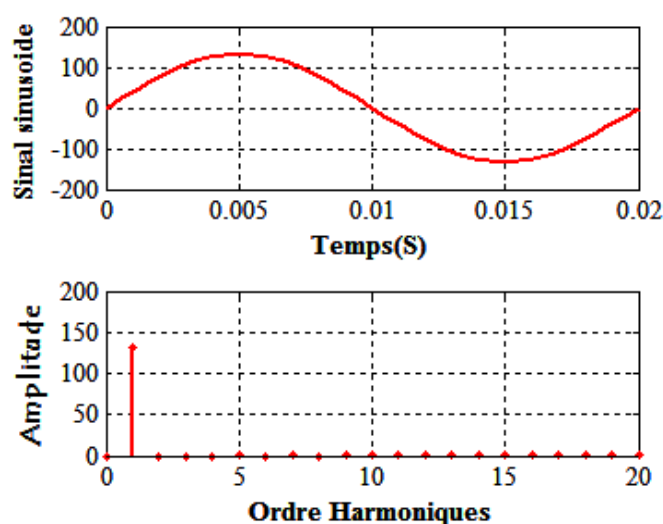


Fig.1-Spectre de la sinusoïde pure.

C.4. Comparaison entre le signal de la FEM et la sinusoïde pure

Nous tentons ici de comparer entre les meilleures ondes de la FEM dégagées de l'étude et le signal de la sinusoïde (signal de la référence).

C.4.1. Comparaison entre le signal de la FEM C-C de la structure sans effet vernier et le signal de la sinusoïde

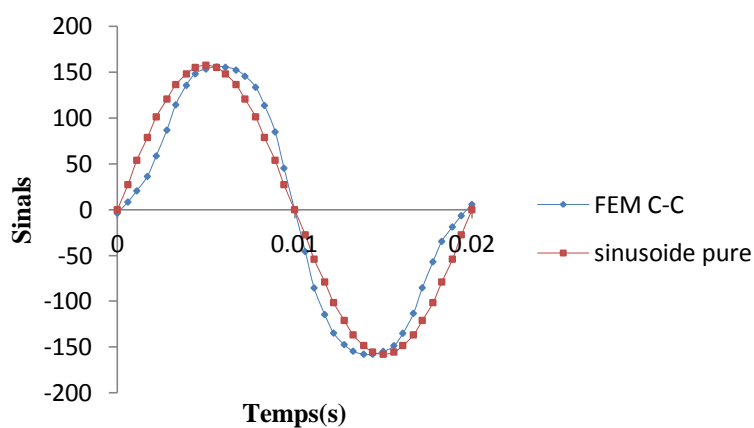


Fig. .C.2. Allure de la FEM de la structure C-C et l'onde de la sinusoïde

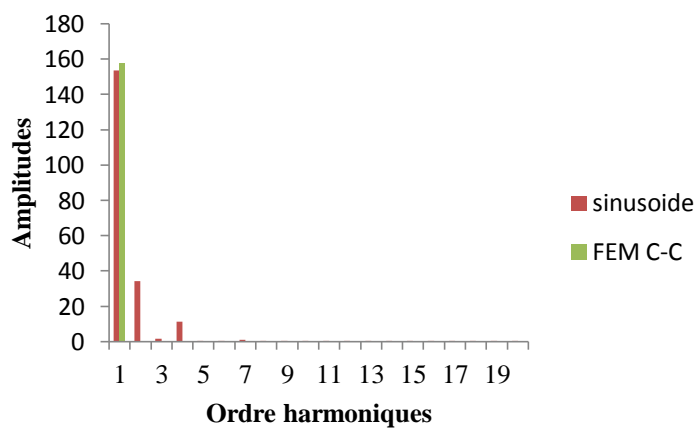


Fig. .C .3. Spectre de la FEM de la structure C-C et de la sinusoïde

C.4.2. Comparaison entre le signal de la FEM R-R de la structure avec effet vernier-68 et le signal de la sinusoïde

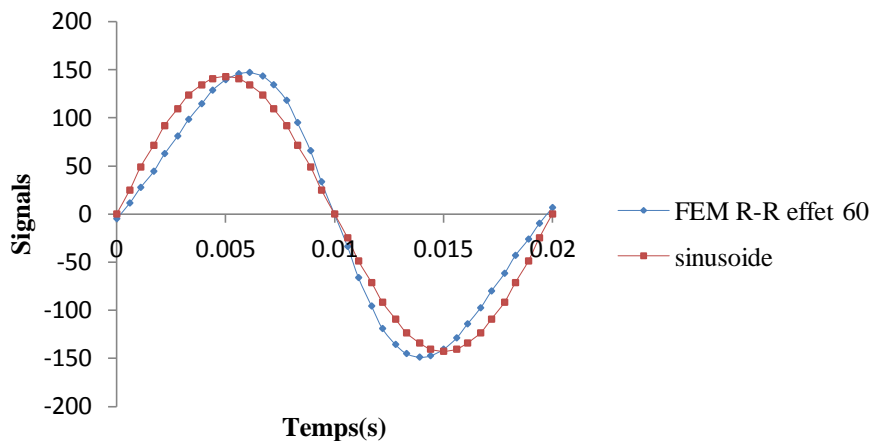


Fig. .C.4. Allure de la FEM de la structure R-R effet Vernier 68 et l'onde de la sinusoïde.

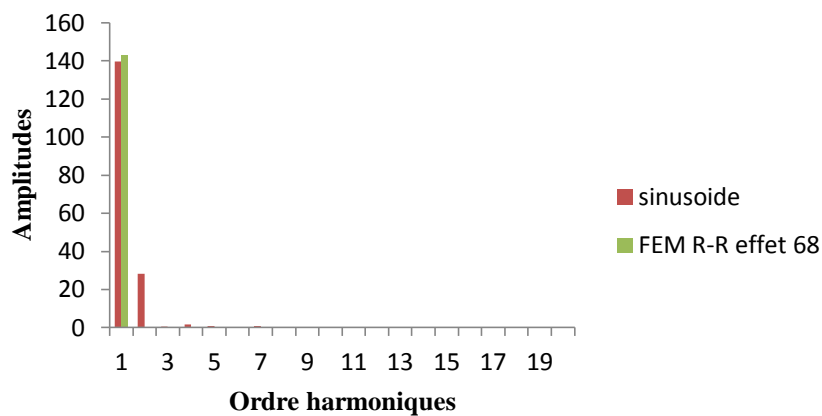


Fig. .C .5. Spectre de la FEM de la structure R-R effet Vernier 68 et l'onde de la sinusoïde.

C.4.3. Comparaison entre le signal de la FEM R-R de la structure avec effet Vernier-60 et l'onde de la sinusoïde

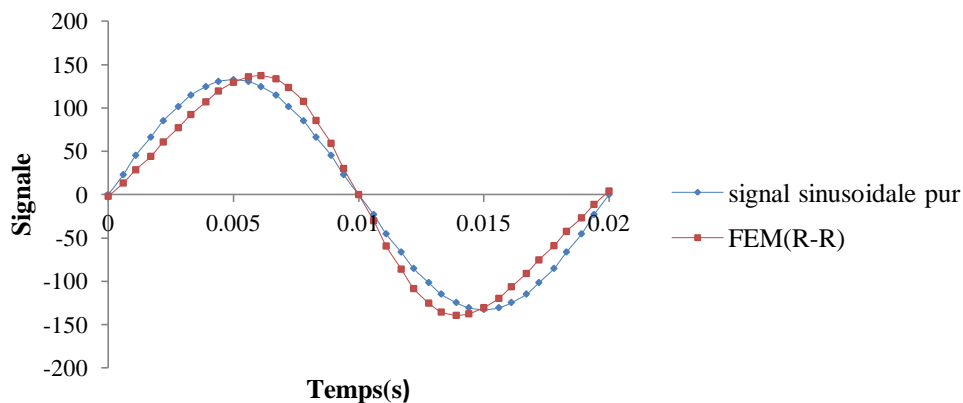


Fig. .C.6. Allure de la FEM de la structure R-R effet Vernier 60 et l'onde de la sinusoïde.

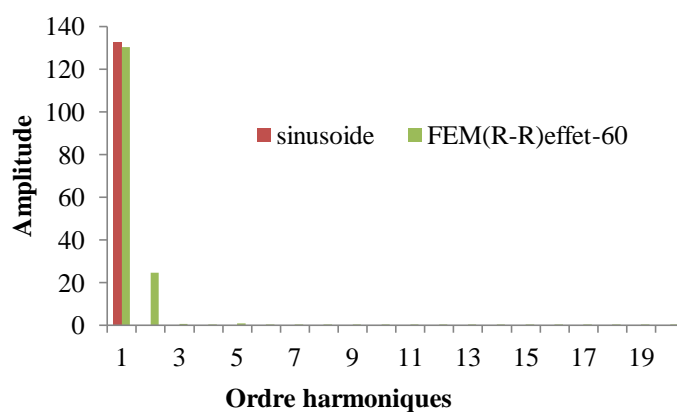


Fig. .C .7. Spectre de la FEM de la structure R-R effet Vernier 60 et l'onde de la sinusoïde.

Résumé

Dans les applications exigeant une basse vitesse et un couple élevé, les machines électriques utilisées sont généralement couplées mécaniquement aux réducteurs de vitesse. Ces derniers sont encombrants, coûteux, requièrent un entretien régulier et rigoureux, diminuant ainsi l'efficacité de fonctionnement. Le fonctionnement pourrait être amélioré en s'affranchissant ou en simplifiant le multiplicateur de vitesse. Ceci peut être rendu possible en utilisant des machines fonctionnant directement à vitesse réduite, dénommés machines lentes ou à attaque directe.

Le travail présenté, concerne l'étude et conception d'une machine à aimants permanent à double saillance dédié aux entraînements à basse et très basse vitesse de rotation.

Nous avons présenté notre travail en commençant par des généralités sur les machines à reluctance variable.

Le deuxième chapitre focalisé aux éléments dimensionnant une machine à aimants permanent à double saillance (DSPM). Les critères et les règles de la conception des machines à plots dentés ainsi que les topologies réalisables à vitesse égale ou proche de 50tr/min ont été présentés, la machine retenue dimensionnée et modélisée par la méthode des éléments finis.

Le chapitre III porté sur l'exploitation du modèle de la machine; y sont analysées les caractéristiques statiques de la machine, distinguées les paramètres structurels qui influent fortement sur le couple maximal, comme le révèle l'étude portant sur la sensibilité de ce couple aux paramètres géométriques propres à la machine.

Le chapitre IV, Abordé le sujet de l'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice délivrée par la génératrice. Dont on a étudié l'influence de la géométrie des petites dents constituant les plots sur la forme de l'onde de la FEM produit par la machine.

L'étude est effectuée après l'optimisation de ces dents par la méthode de relaxation cyclique associée avec la méthode des éléments finis.

Mots clés : Génératrice à reluctance variable, Basse vitesse, Méthode des éléments finis.

Abstract

In applications requiring a low speed high torque electrical machines used are generally mechanically coupled to gearboxes. They are bulky, expensive, requested a rigorous and regular maintenance, reducing operating efficiency. The operation could be improved by freeing itself or by simplifying the speed multiplier. This can be made possible by using machines running directly at reduced speed, referred to as slow machines or direct attack.

The present work concerns the study and design of a permanent magnet machine dedicated to the double saliency trainings to low and very low speed.

We presented our work starting with generalities on variable reluctance machines. The second chapter focuses on elements sizing machine double salient permanent magnet (DSPM). The criteria and rules for the design of machines and the studded toothed topologies attainable speed equal or close to 50tr/min were presented, the machine holding sized and modeled by the finite element method.

Chapter III focused on the operating model of the machine are analyzed static characteristics of the machine, distinguished the structural parameters that strongly influence the maximum torque, as revealed by the study of the sensitivity of the torque to geometric parameters specific to the machine.

Chapter IV addresses the topic of improving the power quality of the electromotive force delivered by the generator, which we studied the influence of the geometry of the blocks forming small teeth on the waveform of the EMF produced by the machine.

The study is performed after the optimization of these teeth by the method of cyclic relaxation associated with the method of suspended matter.

Keywords: Switched reluctance Generator, low speed, Finite Element Method.