

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE ABDERRAHMANE MIRA DE BEJAIA
FACULTE DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMEMNT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE MAGISTER

Filière : Génie Electrique

Option : Electrotechnique

Thème

CONTRIBUTION A L'OPTIMISATION D'UNE MACHINE LENTE A INVERSION DE FLUX (FRM)

Soutenu le :

Le 03/07/2013

Présenté par :

SMAIL Houria

Membre de jury :

Président	Mr K.GHEDAMSI	MCA	Univ. de Béjaïa
Examineurs	Mr D.AOUZELLAG	MCA	Univ. de Béjaïa
	Mr K.IDJDARENE	MCA	Univ. de Béjaïa
Rapporteur	Mr R.SAOU	MCA	Univ. de Béjaïa

Année universitaire : 2012/2013

Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu le tout puissant qui m'a donné la foi, le courage, la patience et qui m'a permis de finir ce modeste travail.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Mr Rachid SAOU maître de conférences à l'université de Béjaia, pour avoir proposé, dirigé et encadré ce sujet de mémoire. Son soutien, ses conseils, ses encouragements et sa grande disponibilité tout au long de ce travail ont toujours été une source de motivation. Qu'il trouve ici, ma plus vive reconnaissance.

Je tiens à remercier les membres de jury pour leurs appréciations sur ce travail :

Monsieur Kaci GHEDAMSI, maître de conférences à l'université de Béjaia, pour l'honneur qu'il a fait en acceptant de présider ce jury.

Messieurs Djamel AOUZELLAG et Kassa IDJDARENE, maîtres de conférences à l'université de Béjaia, pour leur participation à l'évaluation scientifique de ce mémoire.

Je remercie aussi tout le personnel administratif, technique, enseignants-chercheurs et les responsables du Département de génie électrique de l'Université de Béjaia pour leur aide et leurs encouragements.

Ma reconnaissance va également à toute ma famille et à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail

Table des matières

Notations	5
Abréviations	6
Liste des figures	7
Liste des tableaux	12
Introduction générale.....	13
Chapitre I : Machines électriques pour les entraînements directs	
I.1. Introduction.....	15
I.2. Besoin en matière d’entraînement direct	15
I.2.1. Transport.....	15
I.2.1.1. Traction ferroviaire	15
I.2.1.2. Traction routière.....	16
I.2.1.3. Propulsion navale.....	17
I.2.2. Production d’énergie	17
I.2.2.1. Systèmes de propulsion embarqués	17
I.2.2.2. Les aérogénérateurs.....	18
I.2.3. Stockage électromécanique d’énergie	20
I.2.4. Applications domestiques.....	21
I.2.4.1. Aspirateurs	21
I.2.4.2. Lave linge.....	21
I.2.4.3. Réfrigérateurs	22
I.2.4.4. Fermetures de rideaux	22
I.2.5. Péri-informatique et audio-visuel.....	22
I.2.5.1. Disques durs	22
I.2.5.2. Têtes de magnétoscopes.....	22
I.2.6. Quelques applications fort couple	22
I.3. Différentes solutions adoptées	233
I.3.1. Machines à bobinage globaux ou TFM (Transverse Flux Machines).....	244
I.3.2. Actionneurs linéaires à champ longitudinal.....	24
I.3.3. Structure discoïde à champ axial	26
I.3.4. Structure cylindrique à champ radial.....	28
I.3.4.1. Moteurs couple.....	30

I.3.4.2. Machines à réluctance variable (MRV).....	31
I.4. Conclusion	32
 Chapitre II : Classification des machines lentes à réluctance variable (MRV)	
II.1. Introduction	34
II.2. Classification des machines lentes à réluctance variable (MRV)	34
II.2.1. MRV pure	34
I.2.1.1. MRV pure à simple denture	34
I.2.1.2. MRV pure à double denture.....	34
II.2.2. MRV vernier.....	37
II.2.3. MRV hybride.....	38
II.2.3.1. MRV vernier hybride	38
II.2.3.2. MRV à double saillance à aimants permanents (DSPM)	39
II.2.3.3. Machine à inversion de flux	40
II.3. Généralités sur les machines lentes à inversion de flux	41
II.3.1. Historique.....	41
II.3.2. Principe de fonctionnement des machines à inversion de flux.....	43
II.3.2.1. FRM monophasée à 2/3 pôles.....	43
II.3.2.2. FRM triphasé à 6/8 pôles	45
II.3.3. Alimentation de la machine.....	46
II.4. Conclusion.....	50
 Chapitre III : MRV lente de type FRM	
III.1. Introduction	51
III.2. Critères et règles de conception des FRM	51
III.2.1. Constitution de base	51
III.2.2. Topologie des machines réalisables à basse vitesse (proche de 50tr/mn)	53
III.2.3. Topologie des machines réalisables avec $N_r=64$ dents	54
III.3. Description de la FRM 48/64	55
III.3.1. Paramètres de la FRM 48/64	58
III.3.2. Forme des dents au rotor et d'aimants au stator.....	59
III.3.3. Paramètres géométriques globaux de la FRM 48/64.....	60
III.4. Conclusion	662

Chapitre IV : Caractéristiques électromagnétiques et analyse paramétrique de la FRM 48/64

IV.1. Introduction.....	63
IV.2. Caractéristiques statiques de la machine optimisée	63
IV.2.1. Lignes de flux et carte du champ magnétique à vide.....	64
IV.2.2. Lignes de flux et carte du champ magnétique en charge	66
IV.2.3. La distribution spatiale de l'induction électromagnétique	68
IV.2.4. Flux magnétique.....	71
IV.2.5. Force électromotrice	73
IV.2.6. Couple électromagnétique.....	74
IV.3. Etude de la sensibilité du couple maximal aux paramètres géométriques de la machine	77
IV.3.1. Sensibilité à la forme du plot [point $A(\beta_a, R_a)$ et l'angle β]	79
IV.3.2. Sensibilité à l'épaisseur de la culasse statorique E_s	81
IV.3.3. Sensibilité à la hauteur des aimants h_m	81
IV.3.4. Sensibilité à la hauteur des plots h_b	882
IV.3.5. Sensibilité à la hauteur des dents rotoriques h_r	83
IV.3.6. Sensibilité à l'épaisseur de la culasse rotorique E_r	84
IV.3.7. Sensibilité aux rapports cycliques des dents.....	85
IV.3.8. Sensibilité à l'entrefer mécanique	85
IV.3.9. Sensibilité au rayon rotorique (R_r).....	86
IV.4. Conclusion	87

Chapitre V : Contribution à l'amélioration de la qualité d'onde de la FEM de la FRM 48/64

V.1. Introduction	88
V.2. Influence de la disposition des aimants et du bobinage de la phase 2 sur le flux et le couple de la FRM.....	88
V.3. Optimisation en couple de la FRM par action sur la forme et les dimensions des dents rotoriques	108
V.4. Etude de l'influence de la forme des dents rotoriques sur la FEM de la FRM 48/64	112
V.5. Etude de l'influence de l'effet vernier sur les performances de la FRM 48/64	116
V.5.1. Introduction de l'effet vernier dans la FRM 48/64	116

V.5.2. Optimisation en couple de la FRM-68 à effet vernier	117
V.5.3. Etude de l'influence de la forme des dents rotoriques sur la FEM de la FRM-68 à effet vernier	118
V.6. Conclusion	12122
Conclusion générale	124
Documents de références	126
Annexe A.....	A-132
Annexe B.....	B-136

Notations

N_r	Nombre de dents au rotor	
N_s	Nombre de dents au stator	
p	Nombre de pôles	
p	Nombre de paires de pôles	
Ω	Vitesse rotorique	(tr/mn)
ω	Pulsation	(rd/s)
f	Fréquence	(Hz)
f	Fonction objective	(Nm/kg)
N_{dp}	Nombre de dents par plot	
N_{ps}	Nombre de plots statorique	
q	Nombre de phase	
K	Nombre maximum de paires d'aimants par plot	
K_s	Facteur de sécurité	
K_v	Rapport vernier	
B_r	Induction rémanente	(T)
μ_r	Perméabilité relative du milieu	
μ_a	Perméabilité magnétique du milieu	(H.m-1)
μ_0	Perméabilité magnétique du vide	(H.m-1)
h_m	Hauteur des aimants	(mm)
h_r	Hauteur des dents rotoriques	(mm)
α_{r1} et α_{r2}	Rapports cycliques des dents rotoriques	
T	Pas dentaire	(rd)
E_r	Largeur de la culasse rotorique	(mm)
E_s	Largeur de la culasse statorique	(mm)
h_b	Hauteur de bobine	(mm)
B	Ouverture des plots	(°)
$A(R_a, \beta_a)$	Position du point A (forme du plot)	(mm, °)
R_c	Rayon externe de la machine	(mm)
R_r	Rayon du rotor	(mm)
g	Epaisseur de l'entrefer	(mm)
N	Nombre de spires par bobine et par phase	
N_{total}	Nombre total de spires par phase	
NI	Totalité des ampères tours	(A)
I_n	Courant nominal	(A)
E_{spire_max}	FEM maximal par spire	(V)
θ	Position électrique du rotor	(°)
θ_m	Position mécanique du rotor	(°)
E	FEM (force électromotrice)	(V)
Ψ	Flux magnétique totalisé par phase	(Wb)
B	Induction électromagnétique	(T)
V	Tension par phase	(V)
I	Le courant par phase	(A)
R	La résistance par phase	(Ω)
ψ_{pm}	Flux magnétique dû aux aimants	(Wb)
ψ_w	Flux magnétique dû au courant de phase	(Wb)
L	Inductance d'une phase statorique	(H)
L	Longueur de la machine	(mm)
T_e	Couple électromagnétique	(N.m)
T_r	Couple de réluctance	(N.m)

T_{pm}	Couple hybride dû à l'interaction entre le flux des aimants et le flux dû au courant	(N.m)
A	Potentiel magnétique	
M	Masse active de la machine	(kg)
Vd	Bus de tension continu alimentant le convertisseur	(V)

Abréviations

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.
MEF	Méthode des éléments finis
FEM	Force électromotrice.
THD	Taux de distorsion harmonique.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
BEMF	Back ElectroMotive Force
EWEA	European Wind Energy Association
PMG	Permanent Magnet Generator
AHD	Advanced High Density
TFM	Transverse Flux Machines
FRDSPM	Flux Reversal Doubly-Salient Permanent Magnet
CSPFRM	Concentrated Stator Pole Flux Reversal Machine
SWT	Siemens Wind Turbine
SOMFY	groupe industriel
DSP	Digital Signal Processor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor

Liste des figures

Fig.I.1 : Maglev japonais MLX01 à voie active, prévision de vitesse commerciale 500km/h	15
Fig.I.2 : Projet Swissmetro	15
Fig.I.3 : Structures de moteur à flux transverse	16
Fig.I.4 : Schéma d'une éolienne Enercon à entraînement direct.....	18
Fig.I.5 : PMG de 3,7MW	19
Fig.I.6 : Le plus grand générateur à aimant permanent et entraînement direct au monde destiné à une éolienne.....	19
Fig.I.7 : Prototype de turbine éolienne SWT-6.0 à Hovsore.....	20
Fig.I.8 : Accumulateurs électromécanique	21
Fig.I.9 : Robots avec moteurs « direct drive »	23
Fig.I.10 : Moteurs fort couple destinés aux entraînements directs	23
Fig.I.11 : Machine à flux transverse	24
Fig.I.12 : Configuration à fmm parallèle	24
Fig.I.13 : Constitution de la partie active de l'actionneur linéaire	25
Fig.I.14 : Photographie de l'actionneur linéaire polyentrefer à AP.....	25
Fig.I.15 : Motif élémentaire de l'actionneur polyentrefer à AP et à champ longitudinal.....	26
Fig.I.16 : Moteur à aimants à champ axial	26
Fig.I.17 : Moteurs asynchrones à champ axial	26
Fig.I.18 : Machine polyentrefer discoïde à AP.....	27
Fig.I.19 : Effet de l'accroissement du nombre de pôles dans une structure à champ radial	28
Fig.I.20 : Architecture des machines à aimants à champ radial (cylindrique) et à champ axial (discoïde).....	29
Fig.I.21 : Moteur couple.....	30

Fig.I.22 : Moteur couple	31
Fig.I.23 : Machine vernier à aimants	32
Fig.II.1 : Constitution d'une machine à réluctance variable.....	35
Fig.II.2 : MRV pure double denture à plots dentés.....	37
Fig.II.3 : MRV hybride à effet vernier	39
Fig.II.4 : MRV à plots à aimants	39
Fig.II.5 : Machine à aimants permanents à double saillance 48/64 (DSPM)	40
Fig.II.6 : Générateur monophasé à inversion de flux, configuration 2/3	41
Fig.II.7 : principe de fonctionnement d'une FRM monophasée.....	44
Fig.II.8 : la variation du flux de phase et la fmm en fonction de la position.....	44
Fig.II.9 : Les lignes de flux à vide obtenus à l'aide d'une analyse par éléments finis.....	45
Fig.II.10 : Coupe transversale d'une CSPFRM conventionnelle 6/8 pôles	45
Fig.II.11 : Principe de fonctionnement d'une FRM à 6/8 pôles	46
Fig.II.12 : Convertisseur statique (pont asymétrie)	47
Fig.II.13 : FRM triphasée à 6 commutateurs	48
Fig.II.14 : FRM triphasée à 4 commutateurs.....	48
Fig.II.15 : Schéma de principe de l'implémentation expérimentale d'une FRM triphasée	49
Fig.III.1 : Structure de la machine à inversion de flux	56
Fig.III.2 : Position de conjonction.....	57
Fig. III.3 : Position d'opposition	58
Fig.III.4 : Caractéristique B-H de la tôle Fev 400-50 HA.....	59
Fig.III.5 : Dimensions des dents et des aimants	60
Fig.III.6 : Paramètres globaux de dimensionnement	61
Fig.IV.1 : Maillage de domaine d'étude	64
Fig.IV.2 : Ligne de flux et carte de l'induction électromagnétique à vide (phase 1 en position d'opposition).....	65

Fig.IV.3 : Ligne de flux et carte de l'induction électromagnétique à vide (phase 1 en position de conjonction)	65
Fig.IV.4 : Sens des lignes de champ à vide	66
Fig.IV.5 : Ligne de flux et carte de l'induction électromagnétique en charge (phase 1 en position d'opposition).....	67
Fig.IV.6 : Ligne de flux et carte de l'induction électromagnétique en charge (phase 1 en position de conjonction)	68
Fig.IV.7 : Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer à vide, en position de conjonction.....	69
Fig.IV.8 : Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer à vide, en position d'opposition.....	69
Fig.IV.9 : Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer en charge, en position de conjonction	70
Fig.IV.10 : Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer en charge, en position d'opposition.....	70
Fig.IV.11 : Caractéristique de flux en fonction du courant pour différentes valeurs de la position du rotor.....	772
Fig.IV.12 : Caractéristique de flux en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs du courant	772
Fig.IV.13 : Forme d'onde du flux des trois phases à vide	73
Fig.IV.14 : Forme d'onde des FEM induites dans les trois phases à vide.....	74
Fig.IV.15 : Allure du couple électromagnétique pour $I_n=100A$ en fonction de la position du rotor	75
Fig.IV.16 : Couple en fonction de la position du rotor pour des courants de phase allant de 0 à 120A	75
Fig.IV.17 : Couple des trois phases en fonction de la position du rotor pour $I_n=100A$	76
Fig.IV.18 : Couple de détente.....	76

Fig.IV.19 : Forme du plot pour différentes valeurs de l'angle d'ouverture β_a et de l'angle β	79
Fig.IV.20 : Influence du rayon R_a sur le couple maximal	80
Fig.IV.21 : Influence de l'angle β_a sur le couple maximal	80
Fig.IV.22 : Influence de l'angle β sur le couple maximal.....	80
Fig.IV.23 : Influence de l'épaisseur E_s sur le couple maximal	81
Fig.IV.24 : Influence de la hauteur des aimants sur le couple maximal	81
Fig.IV.25 : Influence de la hauteur des plots (h_b) sur le couple maximal.....	82
Fig.IV.26 : Saturation due à la profondeur des dents rotoriques en position intermédiaire (couple max).....	83
Fig.IV.27 : Saturation due à la profondeur des dents rotoriques en position de conjonction	83
Fig.IV.28 : Saturation due à la profondeur des dents rotoriques en position d'opposition.....	84
Fig.IV.29 : Influence de la profondeur des dents rotoriques (h_r) sur le couple maximal.....	84
Fig.IV.30 : Influence de l'épaisseur de la culasse rotorique sur le couple maximal.....	85
Fig.IV.31 : Influence des rapports cycliques sur le couple maximal.....	85
Fig.IV.32 : Influence de l'entrefer mécanique sur le couple maximal	86
Fig.IV.33 : Influence du rayon rotorique sur le couple maximal.....	86
Fig.V.1 : Configuration A-B-C.....	89
Fig.V.2 : Configuration A-B''-C.....	90
Fig.V.3 : Configuration A-B'-C.....	91
Fig.V.4 : Evolution de la forme d'onde du flux et du couple pour la configuration A-B-C.....	96
Fig.V.5 : Evolution de la forme d'onde du flux et du couple pour la configuration A-B''-C.....	101

Fig.V.6 : Evolution de la forme d'onde du flux et du couple pour la configuration A-B'-C.....	106
Fig.V.7 : Forme des dents rotoriques.....	109
Fig.V.8 : Optimisation des dents trapézoïdales	111
Fig.V.9 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux pour la configuration de dents trapézoïdales.....	114
Fig.V.10 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux pour la configuration de dents circulaires	114
Fig.V.11 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux pour la configuration de dents rectangulaires	115
Fig.V.12 : Couple électromagnétique de la FRM à dents rotoriques de forme circulaires pour I=100A.....	115
Fig.V.13 : MRV à double denture	116
Fig.V.14 : Optimisation des dents circulaires pour une FRM-68 à effet vernier	118
Fig.V.15 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux d'une FRM-68 pour la configuration de dents trapézoïdales.....	120
Fig.V.16 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux d'une FRM-68 pour la configuration de dents circulaires.....	120
Fig.V.17 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux d'une FRM-68 pour la configuration de dents rectangulaires.....	121
Fig.V.18 : Couple électromagnétique de la FRM-68 à dents rotoriques de forme circulaires pour I=100A.....	121

Liste des tableaux

Tableau II-1 : Principales possibilités de réalisation de MRVDS à grosses dents	36
Tableau II-2 : états des interrupteurs d'une FRM à 4 commutateurs	48
Tableau III-1 : topologies réalisables pour différentes combinaisons de N_r et N_p	55
Tableau III-2 : topologies réalisables avec $N_r=64$ dents.....	56
Tableau IV-1 : Espace de recherche de la FRM	80
Tableau V-1 : Contraintes sur les variables d'optimisation.....	110
Tableau V-2 : Paramètres optimaux retenus pour les différentes formes de dents rotoriques.....	11111
Tableau V-3 : Analyse spectrale des ondes du flux de la FRM pour différentes formes de dents.....	114
Tableau V-4 : Valeur efficace de la force électromotrice, Flux maximal et Taux de distorsion harmonique de la FRM pour différentes formes de dents.....	114
Tableau V-5 : Paramètres optimaux retenus pour les différentes formes de dents rotoriques de la FRM-68	119
Tableau V-6 : Analyse spectrale des ondes du flux de la FRM-68 à effet vernier pour différentes formes de dents	120
Tableau V-7 : Valeur efficace de la force électromotrice, Flux maximal et Taux de distorsion harmonique de la FRM-68 à effet vernier pour différentes formes de dents.....	120

INTRODUCTION GENERALE

Les entraînements électriques atteignent progressivement depuis plus d'un siècle, tous les domaines. Dans la plupart des cas, la charge est entraînée via une transmission mécanique plus ou moins complexe : réducteur, multiplicateur, pignon-crémaillère, différentiel, joint de cardon...

Dans un nombre croissant d'applications et pour diverses raisons que nous allons tenter de mettre en évidence, on souhaite transmettre directement les efforts à la charge mécanique. On parle alors d'entraînements directs (direct-drives en terminologie anglo-saxonne).

L'exploration de nouvelles voies dans le domaine des entraînements direct est de plus en plus croissante. A ce stade de développement les actionneurs utilisés sont conçus selon des critères particuliers : pour une meilleure intégration au système, pour produire des couples élevés à basse vitesse, travailler à des vitesses très élevées, produire des mouvements linéaires ou encore produire de grandes accélérations.

Pour ce type d'entraînements, les structures proposées peuvent être à flux radiale, axiale ou transverse. D'autres configurations spéciales de machines à attaque directe sont aussi données dans la littérature telle que les machines à réluctance variable (MRV) excitées ou pas [1], [2], [3], [4] et [5].

Mais cela restera insuffisant, nous devons rechercher d'autres alternatives afin d'améliorer les performances de ces MRV. Pour ce faire on pourrait penser à intégrer une excitation au stator ou au rotor. Cette excitation peut être effectuée par un circuit électrique d'excitation ou bien par des aimants permanents.

Dans [1], deux topologies de la MRV excitée par des aimants permanents au stator sont étudiées. Ces structures sont dénommées machines à aimants permanents doublement saillantes (DSPM) et machines à inversion de flux (FRM).

Une FRM à basse vitesse caractérisée par 28 dents au rotor et 12 plots au stator avec deux paires d'aimants permanents collés sur la surface internes de chacun des plots au stator a été introduite par Boldea en 2002 [6]. Cette machine, conçue pour 128rpm et 60Hz, est caractérisée par une grande densité de couple avec moins de 3% d'ondulation. Pour réduire le flux à travers les dents rotoriques et réduire le flux de fuite Kim et Lee [7] ont proposé des barrières de flux autour des dents. Afin de réduire les ondulations du couple, une méthode consistant à utiliser deux largeurs différentes de dents au rotor a été proposée par Kim en 2005 [8].

Une comparaison des densités de puissance entre deux machines à aimants permanent à double saillance a été faite par Zhang en 2006 [9]. Il a été conclu que la FRM a une densité de puissance plus élevée comparée aux autres machines de la même classe.

Ce présent travail est une contribution à l'étude et à la conception d'une machine lente à inversion de flux. Structurellement, il est constitué de cinq (05) chapitres :

Après avoir introduit la problématique des entraînements directs à travers la grande diversité des applications, objet du premier chapitre, nous introduirons dans le chapitre II la classification des machines lentes à réluctance variable.

L'étude d'une MRV lente de type FRM fera l'objet du chapitre III. Le chapitre IV est dédié à la détermination et l'analyse des caractéristiques électromagnétiques de la structure retenue.

Dans le dernier chapitre nous présenterons la contribution à l'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice délivrée par la génératrice par action sur la forme des petites dents rotoriques. Nous introduisons l'effet vernier, dans la FRM étudiée, en fin de ce chapitre et nous montrons que l'allure de la FEM est de nouveau améliorée.

Enfin, les principales conclusions et avancées, ainsi que les prolongements à envisager seront citées.

Chapitre I

Machines électriques pour les entraînements directs

I.1. Introduction

Pour dresser un état de l'art le plus organisé possible, il est d'abord nécessaire d'illustrer la diversité des besoins en entraînements directs en choisissant une classification par domaine d'application c'est l'objet de ce chapitre. Les différentes solutions réalisables sont présentées selon la variété des architectures des machines électromagnétiques.

I.2. Besoin en matière d'entraînement direct

I.2.1. Transport

I.2.1.1. Traction ferroviaire

Dans la très grande majorité des cas, les trains et métros sont motorisés par des moto-réducteurs tournants placés dans des boggies. Dans [10], un moteur à aimants à rotor extérieur a été conçu pour un couple de 540 N.m à 1480 tr/mn (84 kW), d'une masse de 280 kg.



Fig.I.1 : Maglev japonais MLX01 à voie active, prévision de vitesse commerciale 500km/h [11]



Fig.I.2 : Projet Swissmetro [11]

Lorsque sont recherchées de plus grandes performances (plus grandes vitesses, accélérations élevées et freinage efficaces quelles que soient les conditions

d'adhérence, confort, suppression du bruit de roulement, plus faible rayon de courbure des lignes...), une traction par moteurs linéaires peut se révéler intéressante.

Les avantages attendus, en traction ferroviaire sont une maintenance réduite, un plus faible bruit et un plus haut rendement.

I.2.1.2. Traction routière

Le fonctionnement à basse vitesse (une roue de voiture tourne environ à 1000 tr/mn à 100 km/h) requiert, pour des raisons de confort et de tenue de route (masses non suspendues), des moteurs à très fort couple massique.

Les moteurs fort couple envisagés sont presque tous à aimants permanents à structures cylindriques ou discoïdes à grand nombre de pôles. Les induits sont éventuellement sans encoches au prix d'un volume d'aimants plus important.

La figure I.3 montre quelques unes des géométries utilisées. Dans la position relative rotor-stator de la figure I.3.a, tous les pôles identiques délivrent leur flux dans les pièces en C du stator. La structure b est de type Vernier (moteur dit Transverse Vernier Hybrid Reluctance Motor) [11].

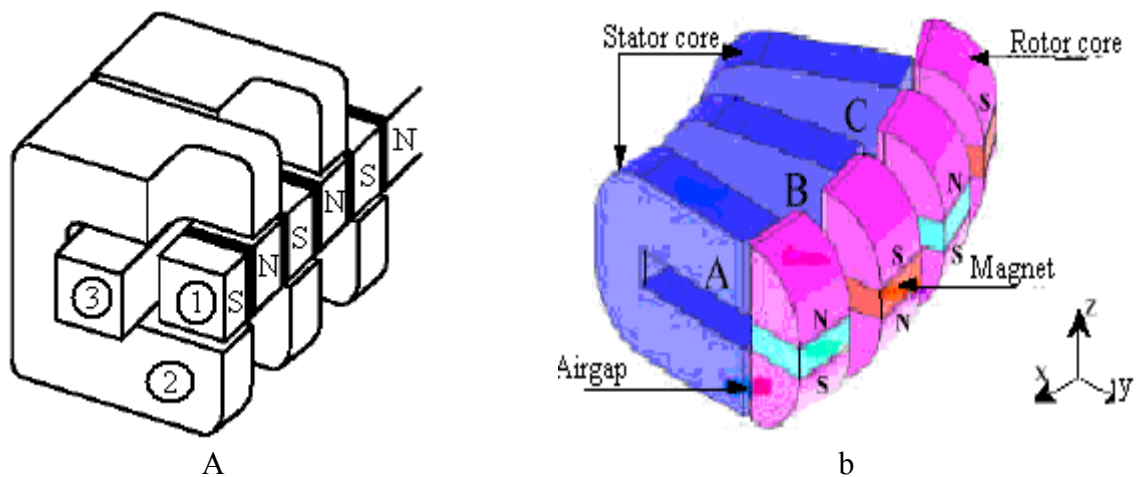


Fig.I.3 : Structures de moteur à flux transverse [11]

1 : parties fer et aimants alternées, 2 : pièces statoriques en C, 3 : bobinage d'induit global (solénoïdal)

Une autre variante de moteur fort couple est celle des structures Vernier à réluctance variable et à aimants. Elle a également été étudiée dans un objectif d'application au véhicule électrique [11].

I.2.1.3. Propulsion navale

Dans ces applications, le couple à fournir est croissant avec la vitesse, un fonctionnement à puissance maximale constante est, en général, inutile. La compacité et une plus grande manœuvrabilité sont les améliorations recherchées. Dans les petits engins sous marins, on a cherché à intégrer le moteur à l'hélice (comme dans les ventilateurs). Ainsi un moteur à réluctance variable de 7,5 kW à 1200 tr/mn a été conçu pour réaliser une unité de propulsion de 350 N [12]. Le rotor comprend 20 dents, les espaces interpolaire sont remplis avec un matériau amagnétique pour réduire les pertes hydrodynamiques et le stator est un simple secteur de 72° comprenant un système triphasé à 6 pôles bobinés.

Dans les gros bateaux, le moteur électrique entraîne généralement l'hélice à travers une « ligne d'arbre ». Afin de pouvoir faire varier l'orientation de l'hélice, une solution consiste à placer le moteur accouplé directement à l'hélice dans une nacelle, pour cela des motrices basses vitesses à très grande puissance volumique doivent être conçus.

I.2.2. Production d'énergie

I.2.2.1. Systèmes de propulsion embarqués

Dans un certain nombre de systèmes de propulsion embarqués (bateaux, trains autonomes, véhicules hybrides série...), on souhaite disposer de groupes de production d'énergie électrique extrêmement compacts. Une solution consiste à associer une turbine (par ex. réacteur) tournant à grande vitesse (quelque 10 000 à 100 000 tr/mn) entraînant directement un alternateur très haute vitesse [11].

Un groupe de production d'électricité de type hybride a été développé par Volvo et ABB [13]. Il se compose d'une turbine entraînant, de 50 000 à 70 000 tr/mn, un alternateur à aimants NdFeB de puissance continue 110 kW. La masse totale du groupe est de 400 kg et son rendement de 32%. La puissance a pu être obtenue avec une vitesse périphérique de 230 m/s, grâce à un rotor plus long fonctionnant au-delà de sa première vitesse critique de flexion. Le rotor est constitué d'un

aimant cylindrique bipolaire freiné. General Motors a également développé un tel groupe à turbine et alternateur à aimants de 40 kW à 140 000 tr/mn (masse 100 kg).

I.2.2.2. Les aérogénérateurs

Les aérogénérateurs sont, en grande majorité, constitués d'une hélice à 3 pales et à axe horizontal entraînant, à basse vitesse (quelques 10 à 100 tr/mn selon les puissances de 1,5 MW à 100 kW) un générateur rapide à travers un multiplicateur mécanique de vitesse.

Pour minimiser les opérations de maintenance (graissage) et réduire le bruit, certains fabricants (Enercon) réalisent des générateurs très basse vitesse intégrés dans l'hélice. La génératrice est une machine synchrone (rotor bobiné ou aimants) à très grand nombre de pôles et donc à fort couple massique [14]. La figure I.4 montre le schéma de la nacelle d'une telle machine.

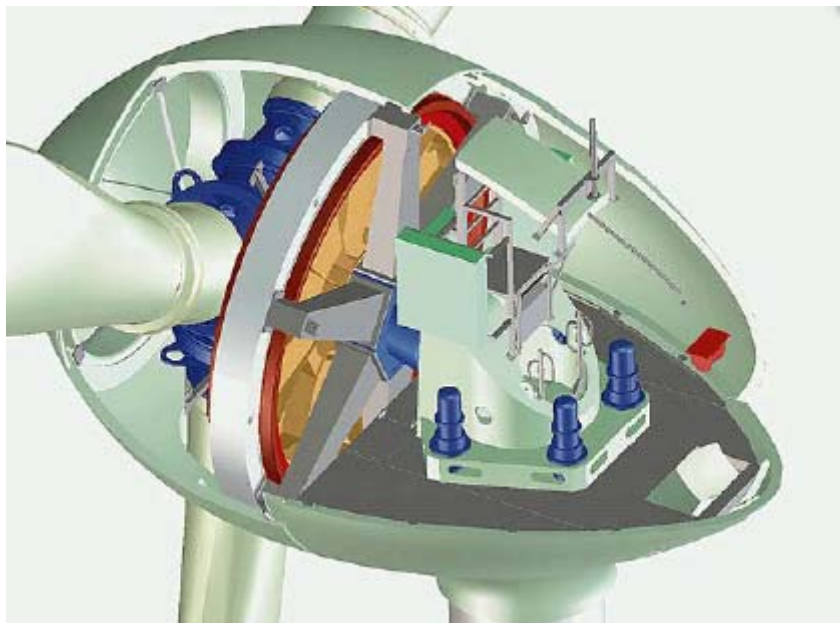


Fig.I.4 : Schéma d'une éolienne Enercon à entraînement direct [14]

Les aérogénérateurs les plus puissants en 2003 frôlent les 5 MW avec des diamètres de turbines proches de 120 m. Ces grandes puissances sont tout particulièrement destinées aux fermes offshore [15].

Un prototype de générateur à aimant permanent (figure I.5), à entraînement direct (PMG) de 3,7MW fonctionnant à très faible vitesse (< 20 tr/min), a été fourni par convertteam et fonctionne depuis 2008 [16].



Fig.I.5 : PMG de 3,7MW [16]

Un générateur AHD (Advanced High Density) à aimant permanent, plus compact et léger que les systèmes à entraînement direct de la génération précédente, est développé par Alstom et Convertteam pour l'éolien offshore. D'une puissance de 6 MW, cette géante utilisera pour son rotor les plus grandes pales de turbine au monde, qui seront développées en collaboration avec le constructeur danois LM Wind Power [15].



Fig.I.6 : Le plus grand générateur à aimant permanent et entraînement direct au monde destiné à une éolienne [15]

Le poids de la turbine a également été optimisé. Le tout concourant à réduire les coûts d'installation et d'infrastructure [15].

En mai 2010, Siemens a installé son premier prototype de turbine éolienne SWT-6.0 à Hovsore, au Danemark et a été soumis depuis l'installation à des tests approfondis.



Fig.I.7 : Prototype de turbine éolienne SWT-6.0 à Hovsore [17]

Selon le géant industriel allemand, la SWT-6.0 de 6MW a été spécialement conçue pour faire face aux conditions rigoureuses de la haute mer, et sera proposée dans des diamètres de rotor de 120 et 154 mètres. De plus, cette turbine à entraînement direct a la particularité d'utiliser 50 % de pièces en moins qu'une installation traditionnelle à multiplicateur. Avec un poids total de moins de 350 tonnes pour la nacelle et le rotor, la SWT-6.0 est également la plus légère de sa catégorie [17].

I.2.3. Stockage électromécanique d'énergie

Le stockage d'énergie dans des volants d'inertie nécessite des entraînements directs à très grande vitesse [11]. Pour les hautes densités d'énergie (applications embarquées), on utilise des volants en matériaux composites, les vitesses sont alors extrêmement élevées, selon les énergies stockées (quelques kW.h) : 30 000 à 100 000 tr/mn, les machines sont généralement à aimants et rotor extérieur. Pour des applications à plus fortes contraintes économiques et moins exigeantes sur le plan de la masse, on a recours à des volants en acier haute résistance.

La figure I.8 montre un exemple de moteur/générateur pour volant composite : machine à aimants 368 kW de 29 000 à 58 000 tr/mn 58 kg, 6,3 kW/kg.

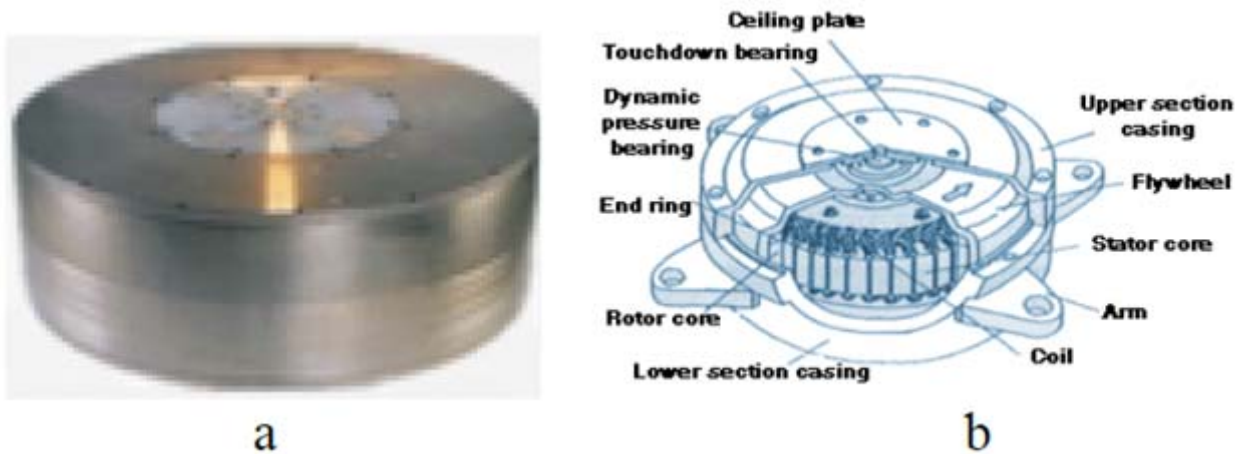


Fig.I.8 : Accumulateurs électromécanique [11]
a : Active power, b : Flywheel Japanese

I.2.4. Applications domestiques

I.2.4.1. Aspirateurs

On assiste, ici, à un accroissement des vitesses de rotation dans l'objectif de réduire le volume et le coût de l'ensemble moteur-turbine. Les moteurs sont des moteurs universels dont les limites technologiques ne cessent d'être repoussées. Cependant le collecteur (limites de commutations sous 230V et encombrement : allongement de la distance entre paliers) freine la progression. Ainsi des moteurs à commutation électronique (aimants permanents ou réluctance variable) adaptés aux entraînements directs en très grandes vitesses sont à l'étude.

I.2.4.2. Lave linge

Pour une meilleure intégration et une fiabilité accrue avec un plus grand silence, des lave-linge à entraînement direct (une courroie permet, d'habitude, d'obtenir un rapport de réduction d'environ 20), ont été commercialisés sur les marchés néo-zélandais (tambour vertical) et australien. Le couple maximal est de 25 N.m et la vitesse maximale (à couple réduit) vaut 1000 tr/mn en essorage. Le moteur est à aimants (42 à 56 pôles).

I.2.4.3. Réfrigérateurs

Pour un plus grand silence de fonctionnement, un système à piston du compresseur entraîné par un moteur linéaire à aimants a été réalisé et testé dans [13].

I.2.4.4. Fermetures de rideaux

Dans le domaine de la domotique, la discrétion acoustique (pas de système mécanique de conversion rotationtranslation) a conduit à la réalisation de moteurs linéaires spéciaux tirant et actionnant directement les rideaux (SOMFY).

I.2.5. Péri-informatique et audio-visuel

I.2.5.1. Disques durs

Dans les actionneurs de tête de lecture, pour obtenir des temps d'accès faibles, on a recours à des entraînements directs semi-rotatifs (trajet en arc de cercle). La technologie à bobine mobile est encore la plus utilisée mais on s'oriente vers des aimants mobiles pour des accélérations encore plus fortes [11].

I.2.5.2. Têtes de magnétoscopes

Pour obtenir des rotations très régulières et silencieuses, on a recours à des moteurs à aimants, de préférence à champ axial (moteurs plats) et à bobinages concentrés (non répartis) dans l'entrefer (sans encoches) [11].

I.2.6. Quelques applications fort couple

L'entraînement des bras de robot industriels nécessite de grandes accélérations (réduction du moment d'inertie ramené au moteur) et une très grande répétitivité (les réducteurs introduisent du jeu : phénomène de « backlash »). Les meilleures performances sont obtenues avec des moteurs à attaque directs de type synchrones à aimants ou à réluctance variable (figure I.10). La précision est alors liée à la qualité du capteur de position utilisé pour l'autopilotage et pour le contrôle de position.



Fig.I.9 : Robots avec moteurs « direct drive » (Univ. Berkeley et Denso 6 axes) [11]

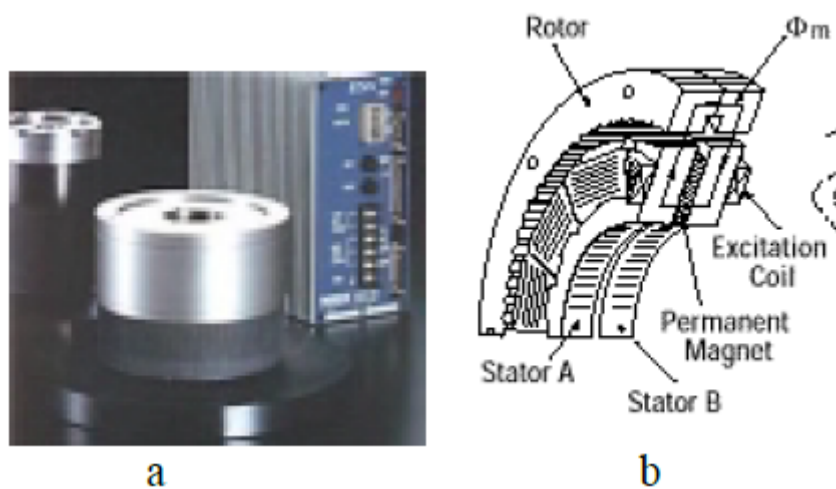


Fig.I.10 : Moteurs fort couple destinés aux entraînements directs [11]

a : à réluctance variable (Megatorque de NSK)

b : hybrides (Dynaserv de Parker)

Les grands télescopes demandent également des grandes performances sur le plan de la qualité du mouvement à très basse vitesse et de la précision. Les actionneurs sont à aimants généralement disposés en secteurs.

I.3. Différentes solutions adoptées

Dans ce qui suit, nous allons présenter la variété des architectures de machines électromagnétiques adaptées aux entraînements directs.

I.3.1. Machines à bobinage globaux ou TFM (Transverse Flux Machines)

Des recherches s'effectuent sur d'autres structures électromagnétiques de machines comme celles à bobinages globaux ou TFM (Transverse Flux Machines) qui offrent des couples massiques très élevés [14], [11] et [18] (Figure I.11).

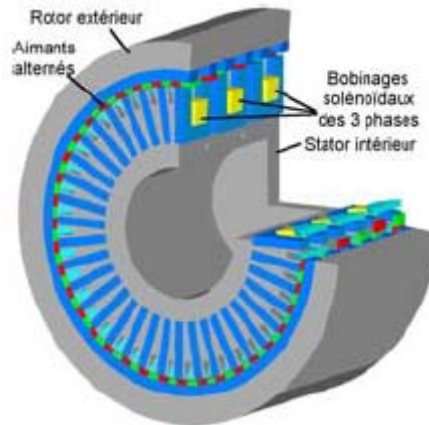


Fig.I.11 : Machine à flux transverse [14]

La commande de cette machine pose quelques difficultés à cause de la forme d'induction non sinusoïdale dans l'entrefer et aux fortes saturations locales [2]. Cette technologie semble bien adaptée à la vitesse variable à entraînement direct mais elle a surtout été étudiée en moteur.

I.3.2. Actionneurs linéaires à champ longitudinal

Le laboratoire d'électrotechnique d'Orsay propose deux différentes solutions.

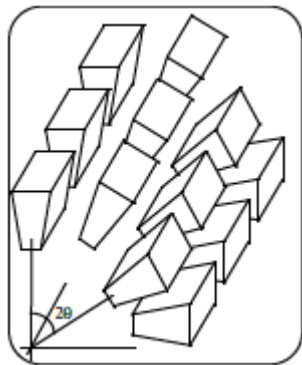
La première structure est un actionneur linéaire à réluctance variable pure à champ longitudinal dont le motif élémentaire est donné à la figure I.12. La structure possède 26 surfaces d'entrefer. La masse totale de la partie active est d'environ 2 Kg.



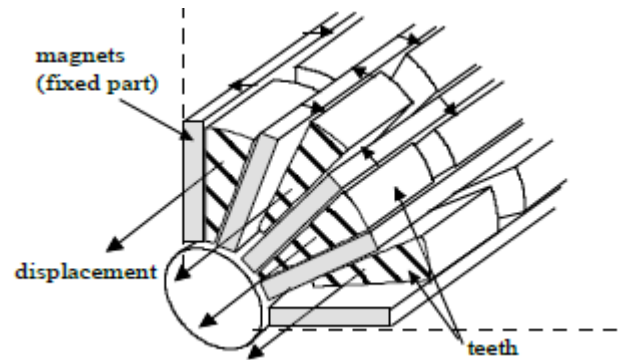
Fig.I.12 : Configuration à fmm parallèle [19]

La deuxième structure est à aimants permanents (NdFeB à 0.65T) à champ longitudinal également. Elle est constituée d'étoiles ferromagnétiques (figures I.13 et I.14).

Le motif élémentaire est représenté par la figure I.15a et I.15b. L'inducteur (partie en déplacement) est passif. Les aimants permanents et le bobinage sont fixes.



¼ de l'actionneur étoile



Vue schématique

Fig.I.13 : Constitution de la partie active de l'actionneur linéaire [19]

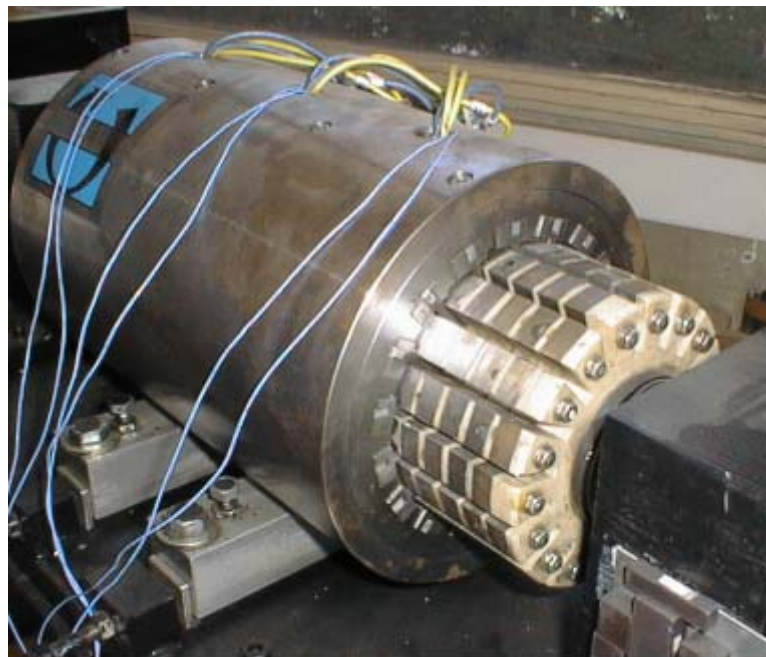
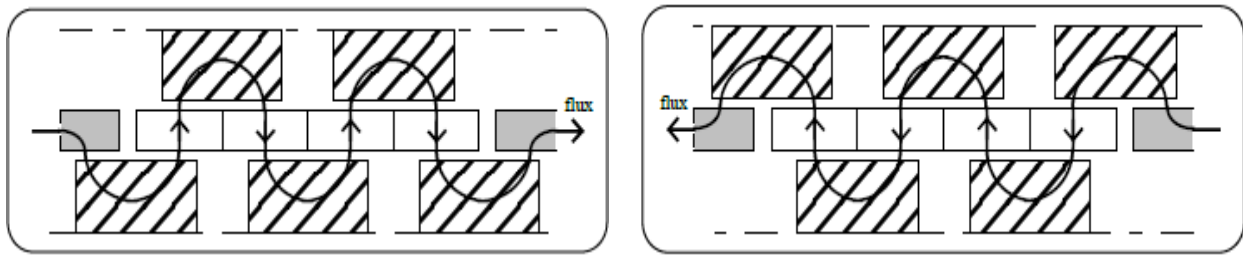


Fig.I.14 : Photographie de l'actionneur linéaire polyentrefefer à AP [réalisation : Radio-Energie], [19]



a : Conjonction positive

a : Conjonction négative

Fig.I.15 : Motif élémentaire de l'actionneur polyentrefer à AP et à champ longitudinal [19]

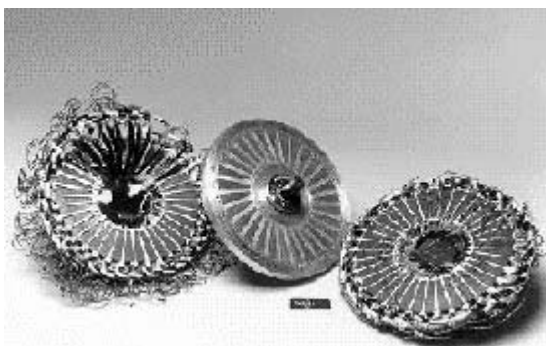
I.3.3. Structure discoïde à champ axial

Les structures discoïdes à champ axial sont utilisées lorsque l'on souhaite optimiser différemment l'encombrement et la masse. Le moteur Lynx de la figure I.16 (moteur à aimants à très grand nombre de pôles et à induit sans encoches) donne une idée des performances atteintes [11].



Fig.I.16 : Moteur à aimants à champ axial (Lynx Motion Technology Corp. T468)
 $T_{max}=1350\text{N.m}$ $P_{max}=35\text{kW}$, 58kg (27N.m/kg) [11]

La figure I.17 montre des moteurs asynchrones plats également à champ axial.



a : Satcon Corp. 26,5kW à 4500tr/mn-67kg



b : Electrodrives Ltd

Fig.I.17 : Moteurs asynchrones à champ axial [11]

Les structures discoïdes donnent également la possibilité de la modularité, le couple peut être accru en disposant, sur la même ligne d'arbre, plusieurs modules. C'est ce que propose Jeumont Industrie pour réaliser des machines de forte puissance (entraînements de gros bateaux et générateurs pour éoliennes).

Pour obtenir de plus grandes densités d'effort (couple ou force par unité de volume), il est nécessaire de multiplier les surfaces d'entrefer en volume. Des actionneurs polyentrefer basés sur le principe de multiplication des surfaces d'entrefer ont été réalisés, notamment au laboratoire d'électrotechnique d'Orsay et au LESiR [19].

Un des exemples de ces réalisations est une machine à aimants permanents alternés (SmCo) discoïde possédant 3 surfaces d'entrefer (voir figure I.18). La vitesse de rotation est de 120 tr/mn. La machine développe en régime nominal un couple de 200 Nm pour une masse active d'environ 30 kg, soit un couple massique de près de 7 Nm/kg [20].

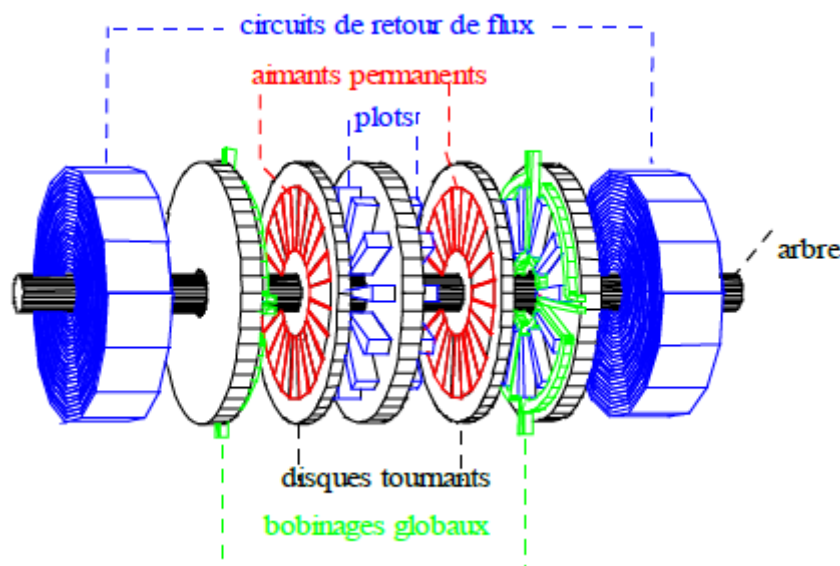


Fig.I.18 : Machine poly-entrefer discoïde à AP [19]

Des machines tournantes poly-discoïdes, mettant en œuvre les avantages des dispositifs poly-entrefer ont été réalisées mais les difficultés mécaniques (nécessité de très faibles entrefers axiaux) ont stoppé leur développement.

Les inducteurs à aimants à haute énergie permettent de gagner environ 25% de masse par rapport à ceux de type bobiné, mais le surcoût de la machine est relativement important. La machine J48 (750 kW) de Jeumont met en œuvre une génératrice très innovante discoïde à aimants [14].

I.3.4. Structure cylindrique à champ radial

Lorsque l'on souhaite des vitesses élevées (quelques 10 000 à 100 000 tr/mn), on a recours de préférence à des structures cylindriques longues et à faible nombre de pôles (1 à 3 paires, pour limiter la fréquence électrique et les pertes magnétiques) pour mieux respecter les contraintes mécaniques.

Pour les très basses vitesses, on accroît le nombre p de paires de pôles de façon à minimiser le volume et la masse du circuit magnétique [11]. En effet, la section de la culasse nécessaire pour assurer le passage du flux d'un pôle à l'autre est plus faible lorsque le pas polaire est court. La figure I.19 montre comment évolue la forme du circuit magnétique lorsque le nombre de pôles augmente.

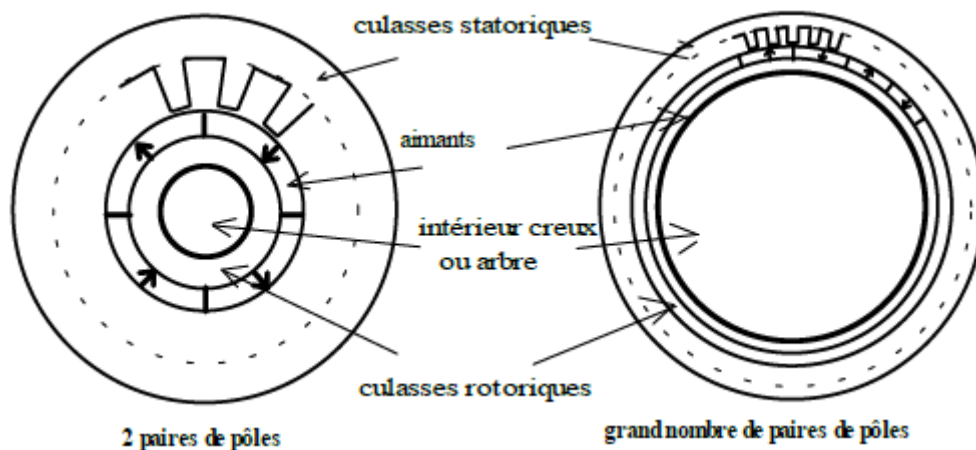


Fig.I.19 : Effet de l'accroissement du nombre de pôles dans une structure à champ radial [11]

ABB, associé à Scanwind, a déjà réalisé des prototypes à aimants en architecture cylindrique qu'il envisage pour la production offshore jusqu'à 5 MW. Le concept ABB, dénommé WindFormer, consiste à délivrer directement de la haute tension

(18 à 25 kV) pour supprimer le transformateur élévateur habituellement nécessaire pour le transport [14]. Cette chaîne de conversion nécessite d'être validée en forte puissance.

L'accroissement du nombre de pôles a le même effet que dans les structures discoïdes et se traduit ici par une augmentation de la longueur. Les structures cylindriques deviennent creuses contrairement aux structures discoïdes où le volume étant parfaitement occupé.

La figure I.20 montre un comparatif des structures à grand nombre de pôles cylindrique et discoïde [14].

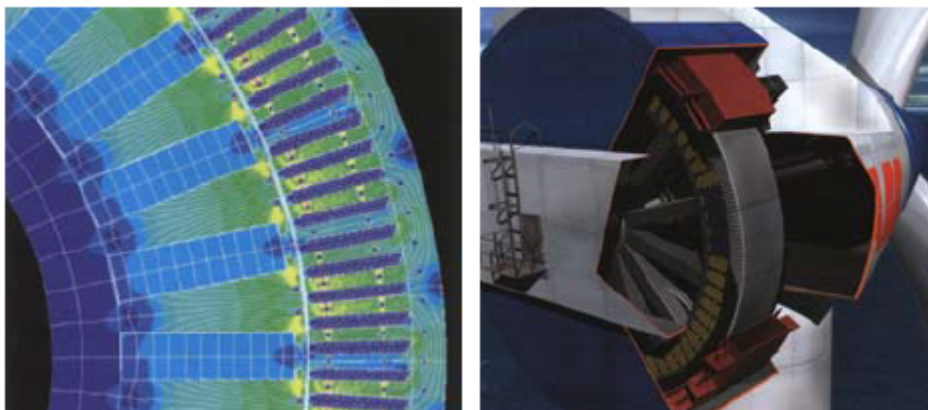
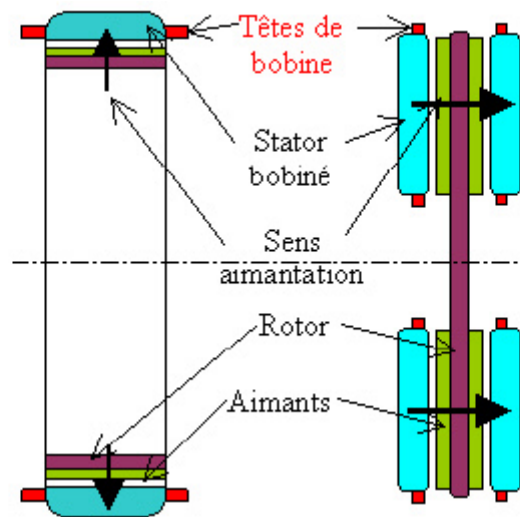


Fig.I.20 : Architecture des machines à aimants à champ radial (cylindrique) et à champ axial (discoïde) [14]

On peut citer divers types de structure à champ radial :

I.3.4.1. Moteurs couple

Les moteurs couple sont une catégorie spéciale de servomoteurs sans balais à aimants permanents communément appelés moteurs synchrones à aimants permanents ou moteurs sans balais à courant continu. La charge étant directement montée sur le rotor sans l'intermédiaire d'éléments de transmission, les moteurs couple sont classés comme une solution pour entraînement direct [21].

Un moteur couple est soit un moteur linéaire enroulé ou un servomoteur classique avec un grand nombre de pôles. Une autre caractéristique intéressante réside dans son design compact avec des paquets de tôles étroites et un large arbre creux [21].

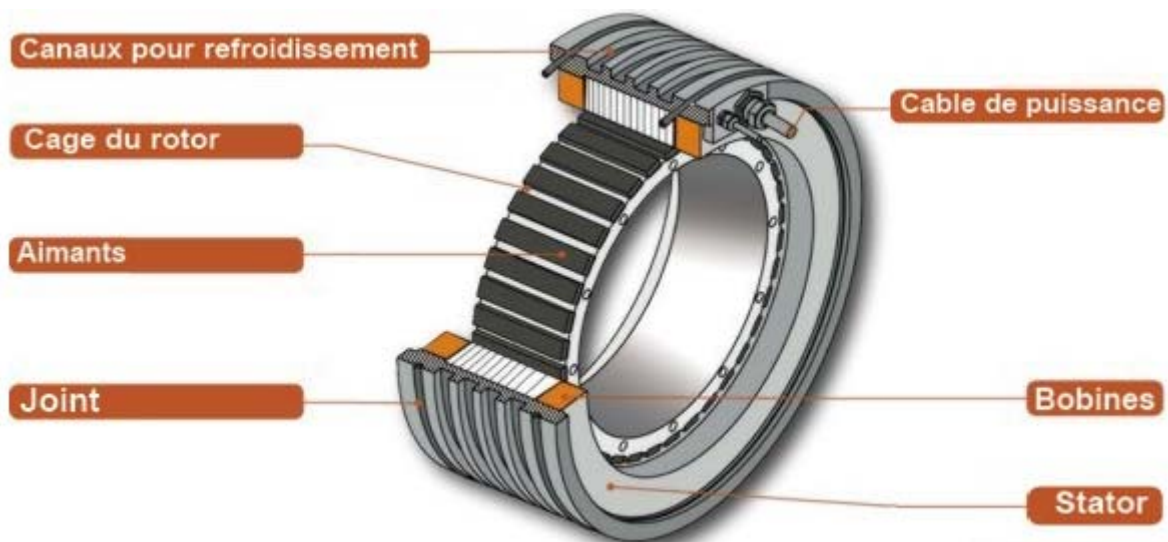


Fig.I.21 : Moteur couple [21]

ALXION, un des pionniers dans les technologies de moteur couple, s'appuie sur son expérience de plusieurs décennies pour proposer les meilleurs moteurs-couple en termes de performances et de qualité [22].

Des moteurs couple courts de grand diamètre à fort couple et basse vitesse sont conçus et fabriqués par phase-automation [23]. Ils ont l'avantage de ne pas nécessiter de roulements propres.



Fig.I.22 : Moteur couple [23]

I.3.4.2. Machines à réluctance variable (MRV)

La machine à réluctance variable a été le premier moteur électrique conçu et a d'abord été utilisée pour l'horlogerie dans les années 1850. Cette machine a depuis trouvé d'autres champs d'application. Un article de 1927 présente un moteur 6/4 pour la génération d'électricité dans les navires de guerre. C'est à partir des années 1970 que la MRV prend son essor grâce à l'apparition d'une électronique de commande performante [2].

Ces machines peuvent être, à réluctance pures ou excitées, à effet vernier ou pas. Les différentes topologies des machines à réluctance variable, données dans les littératures [1] et [5], seront présentées et classifiées dans la suite du présent travail.

Pour les petites éoliennes, des recherches sont menées sur des génératrices à réluctance variable excitées et sur des machines à aimants Vernier, (Fig.I.23). Les machines à réluctance pure à grand nombre de dents sont a priori attractives grâce à leur robustesse et à leur faible coût potentiel, mais elles ne peuvent

s'accommoder de « simples » redresseurs à diodes et nécessitent des convertisseurs à transistors ce qui accroît sévèrement le coût global des dispositifs de petites puissances [14].

Pour des entraînements lents, les dents du stator sont regroupées en plots afin de faciliter le bobinage de la machine, on obtient alors une machine à plots dentés. C'est le principal avantage de cette structure : assurer un fonctionnement basse vitesse (grand nombre de dents) tout en conservant un bobinage réalisable [1].

Pour améliorer les performances de cette MRV dentée, on pourrait penser à intégrer une excitation au stator ou au rotor. Cette excitation peut être effectuée par un circuit électrique d'excitation ou bien par des aimants permanents.

Pour pallier aux problèmes posés par les aimants permanents situés aux rotors des machines électriques, deux topologies de la MRV excitée par des aimants au stator sont étudiées et dimensionnées dans [1].

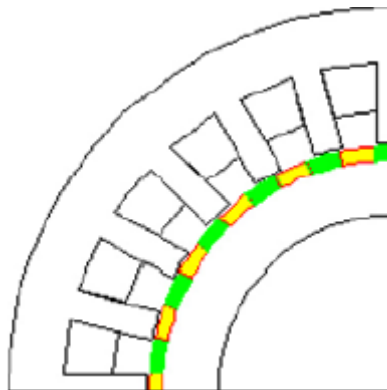


Fig.I.23 : Machine vernier à aimants (LEM-Montpellier) [14]

I.4. Conclusion

D'une façon générale, l'actionneur doit s'adapter aux caractéristiques mécaniques de la charge. Dans nombre de situations, cela se passe naturellement et on ne songe pas à interposer un « adaptateur » mécanique mais dans les autres cas on est confronté au choix d'un entraînement direct ou indirect. Le choix d'une solution technologique s'effectue au meilleur coût du système complet tout en satisfaisant, bien sûr, aux exigences.

L'entraînement direct est une véritable tendance qui touche tous les domaines notamment celui des énergies renouvelables qui représente une nouvelle opportunité pour les recherches en Génie Electrique.

La MRV est naturellement bien adaptée à la basse vitesse car la vitesse de rotation est directement liée au nombre de dents au rotor. La structure dite « pure » est très simple car composée d'un rotor passif et d'enroulement concentriques au stator.

Chapitre II

Classification des machines lentes à réluctance variable (MRV)

II.1. Introduction

Le principe de conversion électromécanique d'énergie par variation de réluctance date de la fin du XIXe siècle [15].

Dans ce chapitre, vu la grande variété de structures de machines à réluctance variable (MRV) existantes, nous allons en faire l'inventaire grâce à la recherche bibliographique effectuée. Nous présenterons par la suite la structure à inversion de flux (FRM) choisie pour notre étude, son historique ainsi que les bases théoriques régissant son fonctionnement.

II.2. Classification des machines lentes à réluctance variable (MRV)

II.2.1. MRV pure

I.2.1.1. MRV pure à simple denture

L'effet de la denture statorique est négligeable devant la saillance rotorique. Cette classe de machines a été beaucoup plus étudiée et utilisée pour les entraînements rapides. Plus le nombre de dents au rotor est élevé plus basse est la vitesse de rotation à une fréquence d'alimentation donnée.

I.2.1.2. MRV pure à double denture

a) MRVDS à grosses dents

Cette machine qui était écartée pendant des années, connaît, aujourd'hui avec le développement de l'électronique de puissance, un regain d'intérêt du à sa grande simplicité de construction mécanique, son faible coût et son couple massique élevé.

Elle est constituée d'un stator en matériau ferromagnétique comportant plusieurs bobinages répartis sur des dents ou plots statoriques. Le rotor, également en matériau ferromagnétique, guidé en rotation, possède plusieurs dents (figure II.1). Lorsqu'une bobine est alimentée, elle crée un champ magnétique qui a pour conséquence d'entraîner en rotation le rotor afin de l'orienter selon ce champ magnétique, grâce à l'interaction mutuelle entre la partie fixe (bobines) et la partie mobile (rotor). En alimentant successivement les différentes bobines, on peut ainsi générer un mouvement de rotation précis. La plupart des moteurs pas-à-pas, par exemple, fonctionne sur le principe d'une machine à réluctance variable.

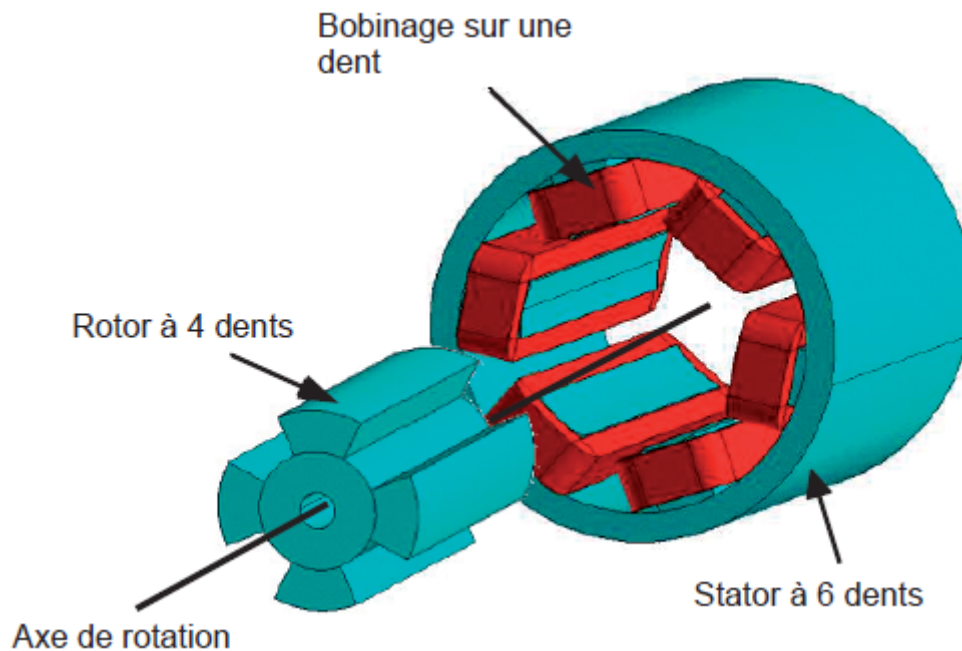


Fig.II.1 : Machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS 6/4)

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

de phases est égal à N_s/p . Les nombres de phases fréquemment utilisés sont de 3 et 4 et quelquefois 2.

La vitesse de rotation Ω est liée à la pulsation ω par la relation :

$$\Omega = \frac{\omega}{N_r} \quad (\text{II-1})$$

Pour des machines lentes N_r doit être choisi le plus grand possible.

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 récapitulées dans le tableau II-1.

N_s	4	6	6	6	8	8	10	10		9	9	12
N_r	2	2	4	8	6	10	8	12		6	12	9
q	2	3	3	3	4	4	5	5		3	3	4
p	2	2	2	2	2	2	2	2		3	3	3

N_s	12	15	15		12	12	16
N_r	15	12	18		8	16	12
q	4	5	5		3	3	4
p	3	3	3		4	4	4

Tableau II-1 : Principales possibilités de réalisation de MRVDS à grosses dents [1]

b) MRVDS à plots dentés

La MRVDS à plots dentés se caractérise par un couple massique élevé et une grande simplicité de construction d'où un faible coût et une bonne robustesse. Ces atouts lui ont permis de multiples applications : dans l'industrie pour les systèmes

de démarreur-alternateur dans les véhicules hybrides ou les petites avions mais aussi pour les systèmes de génération d'électricité dans l'éolien ou l'aérospatial [3].

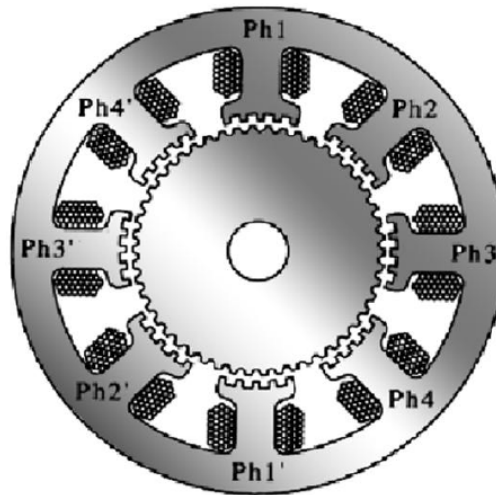


Fig.II.2 : MRV pure double denture à plots dentés

Les MRVDS à plots dentés s'obtiennent en disposant au stator des plots dentés de période τ_s (pas dentaire statorique) identique au pas dentaire rotorique τ_r tel que :

$$\tau_r = \tau_s = \tau = \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{II-2})$$

N_r : représente le nombre de dents au rotor.

De nombreuses combinaisons sont possibles entre le nombre de phases q , le nombre de plots statoriques N_{ps} , le nombre de dents au stator N_s et au rotor N_r .

Les règles élémentaires de conception basées sur ces combinaisons seront explicitées au chapitre III.

II.2.2. MRV vernier

Dans ce type de machines, le stator et le rotor sont tous deux munis de dents de tailles presque équivalentes. Le pas dentaire au rotor et au stator est légèrement différent d'où l'effet vernier. Ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale.

Si on définit N_r par le nombre de dents au rotor et N_s le nombre de dents au stator, le rapport vernier s'exprime par [4] :

$$K_v = \frac{N_r}{N_r - N_s} \quad (\text{II-3})$$

Dans ces machines, la variation de la perméance d'entrefer est utilisée pour moduler le champ provenant de l'excitation. Ce champ peut être obtenu par des aimants permanents au rotor ou par un bobinage alimenté par des courants continus ou alternatifs et logé soit dans des encoches statoriques ou rotorique [1].

Le fonctionnement de cette machine (excitée au rotor et au stator) est similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse. L'avantage de cette structure est que l'on peut lui associer un convertisseur statique [2].

II.2.3. MRV hybride

Par rapport aux précédentes structures, la particularité des MRV hybrides réside dans l'intégration d'aimants permanents afin d'améliorer leurs performances.

Pour pallier aux problèmes causés par les aimants permanents situés au rotor (pertes élevées notamment aux grandes vitesses) et le courant de magnétisation important, les aimants permanents sont insérés astucieusement dans le circuit magnétique statorique [5].

Les structures hybrides sont innombrables. Nous pouvons citer à titre d'exemple :

II.2.3.1. MRV vernier hybride

La MRV de la figure II.3 met en œuvre des aimants surfaciques et exploite l'effet vernier pour une alimentation sinusoïdale. Le grand nombre de dents de la machine à plots aimantés de la figure II.4 rend cette structure intéressante pour les forts couples et basses vitesses.

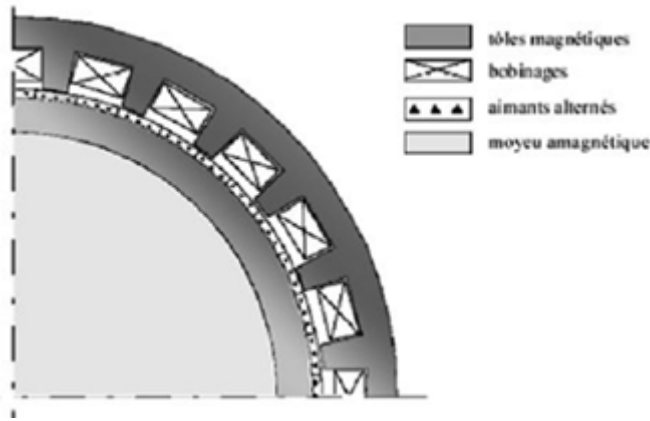


Fig.II.3 : MRV hybride à effet vernier

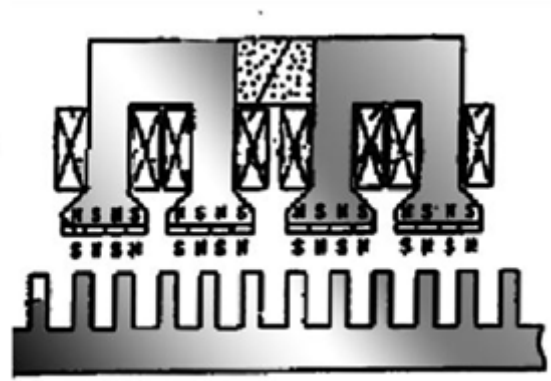


Fig.II.4 : MRV à plots à aimants

La condition de fonctionnement est [5] :

$$|N_s - N_r| = p \quad (\text{II-4})$$

Avec :

N_s : nombre de dents au stator

p : nombre de paires de pôles

II.2.3.2. MRV à double saillance à aimants permanents (DSPM)

Ces machines sont 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 [5], [1].

Les DSPM sont principalement caractérisées par le nombre de dents statoriques N_s , le nombre de dents 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.

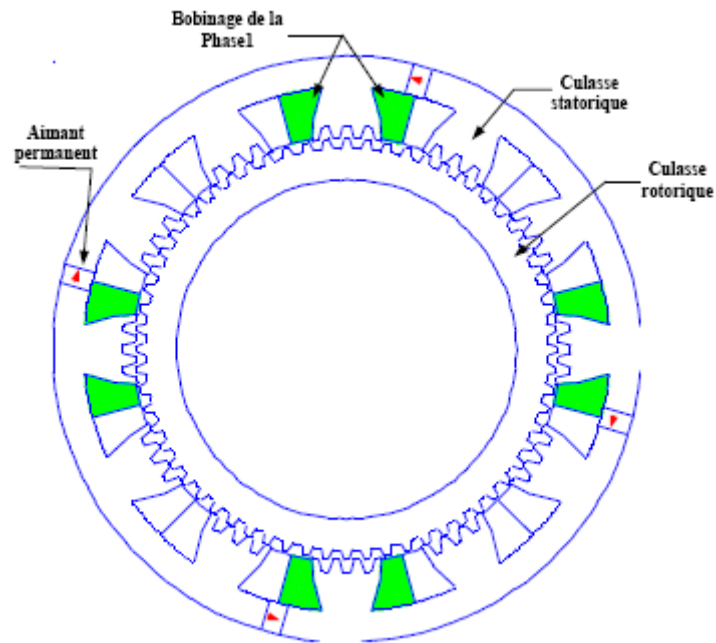


Fig.II.5 : Machine à aimants permanents à double saillance 48/64 (DSPM)

II.2.3.3. Machine à inversion de flux

La machine à inversion de flux (Flux Reversal Machine (FRM) en terminologie anglo-saxonne) est une nouvelle classe de machines à réluctance variable à aimants permanents. La machine de structure robuste, peut être conçue pour fonctionner en générateur ou en moteur. Elle se présente fondamentalement comme une machine doublement saillante avec des aimants permanents sur la surface des plots statoriques [1].

La figure II.6 montre une coupe transversale d'une FRM monophasée à deux plots au stator et trois dents au rotor. Deux aimants de polarités opposées sont placés dans la face de chaque plot statorique.

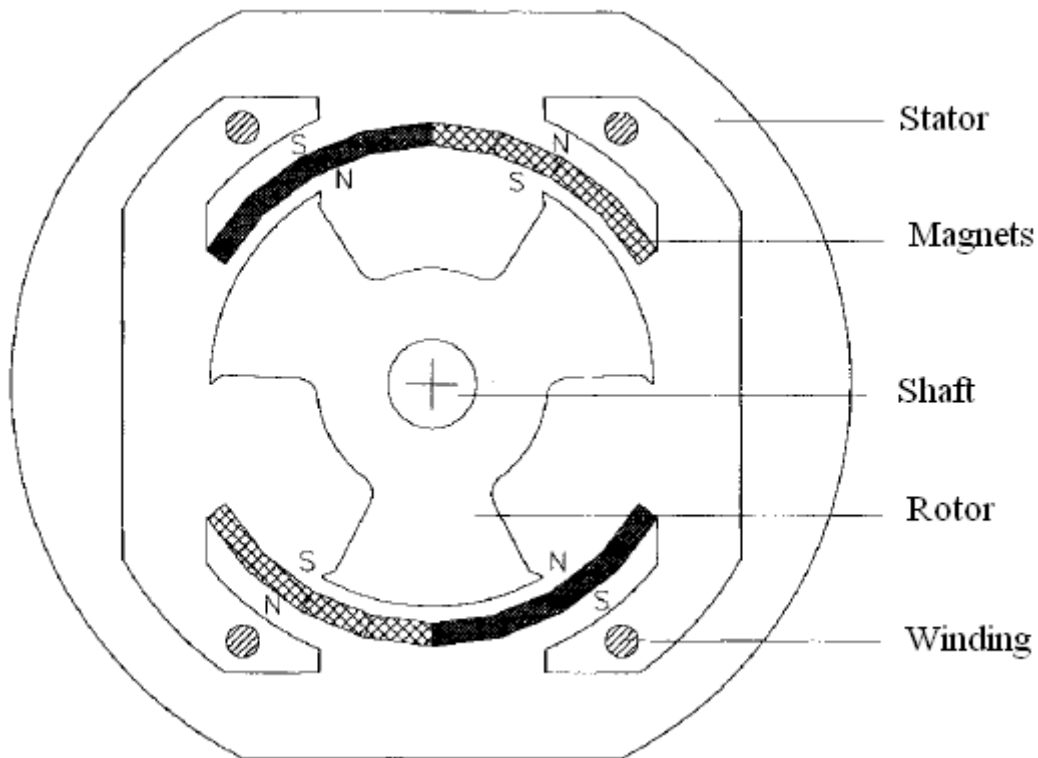


Fig.II.6 : Générateur monophasé à inversion de flux, configuration 2/3

II.3. Généralités sur les machines lentes à inversion de flux

II.3.1. Historique

Les études sur l'inversion de flux ont débuté depuis 1967 dans [24] par simulation analogique de l'inversion de flux dans une couche magnétique décalée par rotation uniforme. Une FRM monophasé est introduite en premier par Deodhar en 1997 dans les applications automobiles [25]. Elle a de nombreux avantages tels qu'une construction simple, inertie faible et la densité de puissance élevée.

Dans [26], une version triphasé de la FRM, convenable au fonctionnement à grande vitesse, a été entièrement analysée et proposée. Sa structure simple la rend rentable et appropriée à la production en série. La procédure de conception est présentée en détail et basé sur des méthodes classiques. Le travail présenté peut servir de guide dans les principes de conception de FRM triphasée en général.

L'étude des machines à inversion de flux en régime générateur en configurations monophasé et polyphasé a fait l'objet de plusieurs travaux dans [27], [28], [29] et

[30]. Les résultats obtenus ont montré qu'avec un contrôle convenable, une FRM triphasé peut réaliser de meilleure performance comme générateur. Elle semble être une option viable pour le système de génération dans les applications automobiles.

La version triphasée de la FRM fonctionnant en moteur a été introduite dans [31], [32], [33], [34], [35], et [36], en commençant par la phase de dimensionnement jusqu'à l'alimentation et le contrôle électronique de base. Le moteur à inversion de flux proprement commandé semble être convenable dans les applications industrielles en termes de performances, coût et robustesse.

Des recherches sur la réduction du couple de détente d'une machine à inversion de flux sont effectuées dans [8], [37] et [38]. Il a été successivement montré que l'inclinaison du rotor permet de réduire le couple de détente. Les paramètres géométriques du rotor/stator, influençant les couples de détente et d'interaction, ont été identifiés. L'utilisation de deux différentes largeurs de dents au rotor pour la réduction du couple a de nombreux avantages tels qu'une construction simple avec un coût réduit.

L'optimisation de la commande des machines à inversion de flux est aussi en développement [39], [40], [41] et [42]. Plusieurs différentes topologies de convertisseurs ont été développées pour réduire le coût de construction du convertisseur par l'utilisation d'un nombre minimum de commutation. Il a été montré que la FRM triphasée, proprement commandée, est une meilleure candidate dans les applications d'entraînement des grandes industries et les systèmes servomoteurs.

Le besoin en utilisation croissante des énergies renouvelables est bien fondé [43] et [44]. L'étude analytique d'une FRM (2.4kW, 300prm) conçue pour cette application a été réalisée. Il a été montré que la topologie FRM est plus convenable pour cette application. L'amélioration des performances de la densité de puissance de la machine a été rendu possible par l'introduction d'un bobinage à pas entier.

Dans [1], une étude par optimisation et conception électromagnétique, à l'aide de l'algorithme génétique combiné à la méthode des éléments finis, a été réalisée sur une FRM triphasée de 10kW, 50tr/min caractérisée par 64 dents au rotor et excitée par 48 paires d'aimants judicieusement disposés à la surface interne des 12 plots statoriques. Les résultats obtenus ont montré que ce type de machine constitue une alternative intéressante pour les entraînements directs à basse vitesse.

II.3.2. Principe de fonctionnement des machines à inversion de flux

II.3.2.1. FRM monophasée à 2/3 pôles

Le principe de fonctionnement d'une machine à inversion de flux, dont la coupe transversale est présentée en figure II.6, peut être expliqué par les figures II.7 et II.8 comme suit [25] :

- Dans la figure II.7.a on a la position d'équilibre, où le flux crée par les aimants circule entièrement dans chaque plot statorique, et il n'y a aucun flux dans la carcasse statorique. Aucun flux ne se présente dans la bobine (point « a » dans figure II.8).
- Dans la figure II.7.b : le rotor est déplacé de 30° dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, les dents rotoriques empiètent donc sur l'un des pôles d'aimants. Le flux maintenant passe à travers les bobines et la carcasse en fer du stator et il est maximum dans cette position. Cela correspond à la position de conjonction (point « b » de la figure II.8).
- Dans la figure II.7.c : le rotor est en sa deuxième position d'équilibre, déplacé de 60° par rapport à la première, où, il n'y a toujours pas de flux qui circule dans l'armature statorique et non plus dans la bobine (point « c » de la figure II.8).
- Dans la figure II.7.d : le rotor avance de 30° dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. Dans cette position le flux est maximum dans le sens opposé de celui montré en figure II.7.b. cela correspond à la position de l'opposition (point « d » de la figure II.8).

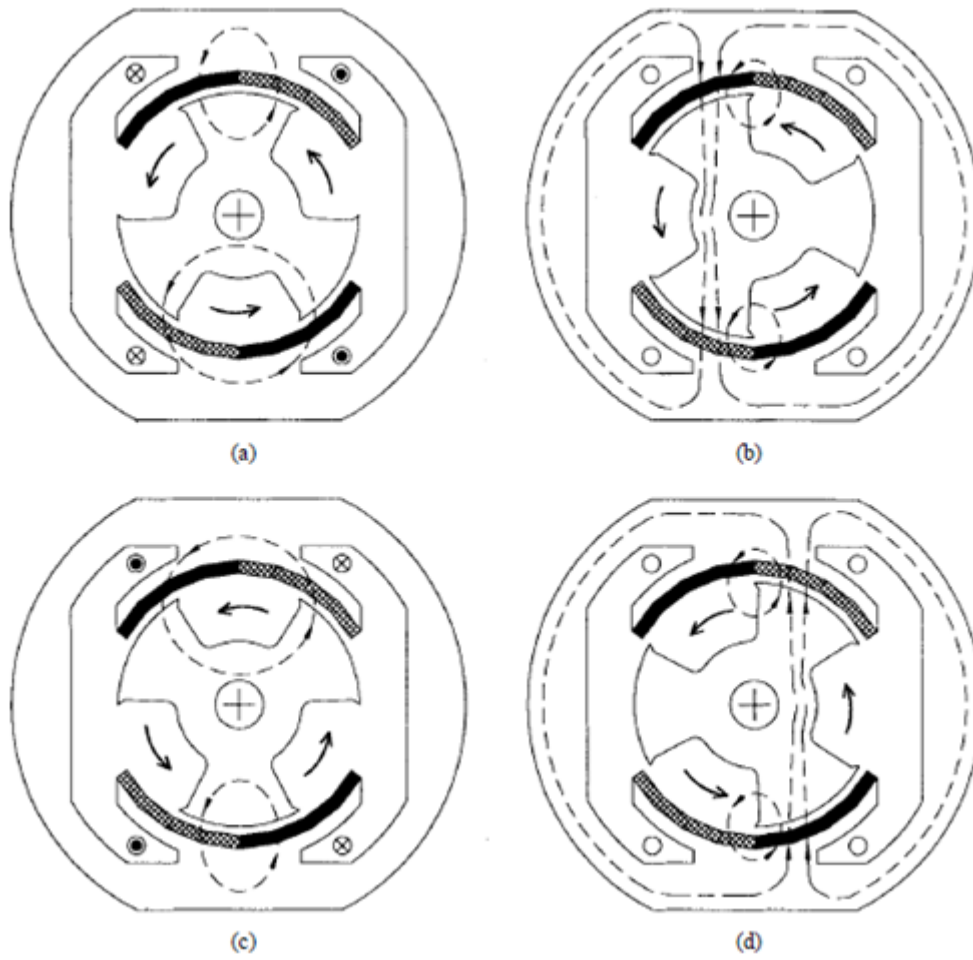


Fig.II.7 : principe de fonctionnement d'une FRM monophasée

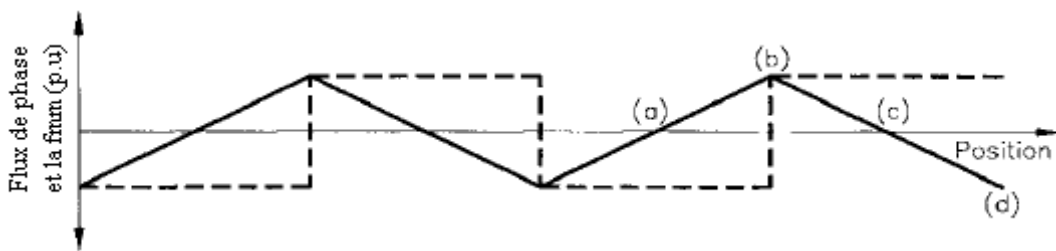


Fig.II.8 : la variation du flux de phase (ligne continue) et la fmm (ligne en pointillé) en fonction de la position.

La figure II.9 montre les lignes de flux d'un fonctionnement à vide de cette machine, obtenues par analyse à l'aide de la méthode des éléments finis.

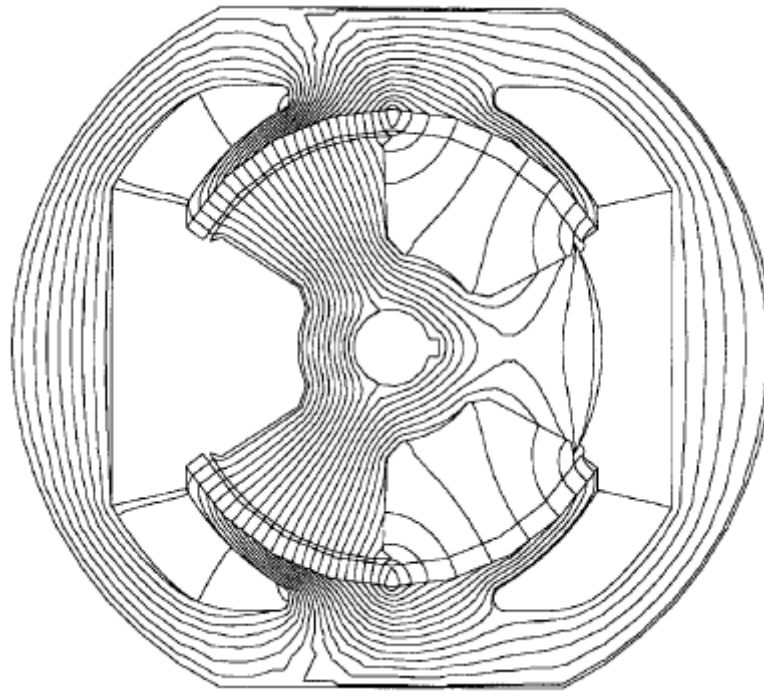


Fig.II.9 : Les lignes de flux à vide obtenus à l'aide d'une analyse par éléments finis.

II.3.2.2. FRM triphasé à 6/8 pôles

La configuration de base de cette machine est à 8 dents saillantes au rotor et 6 plots saillants au stator avec un bobinage concentré [43]. Les aimants permanents sont fixés sur les plots statoriques (figure II.10).

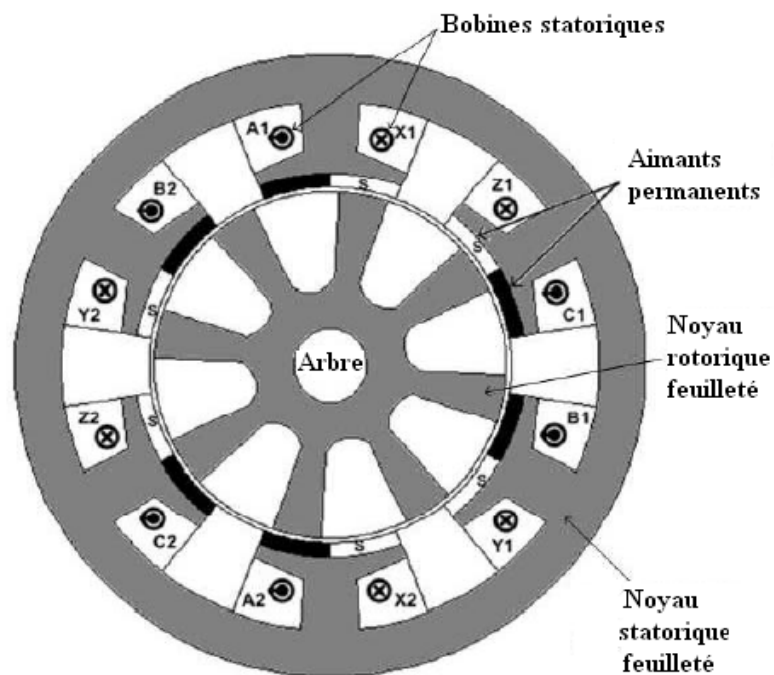


Fig.II.10 : Coupe transversale d'une CSPFRM conventionnelle 6/8 pôles

Le principe de fonctionnement, donné sur la figure II.11, est le même que celui décrit précédemment pour une FRM monophasé. Le rotor dans ce cas est déplacé de 11.25° dans le sens contraire des aiguilles d'une montre (figure II.11.b).

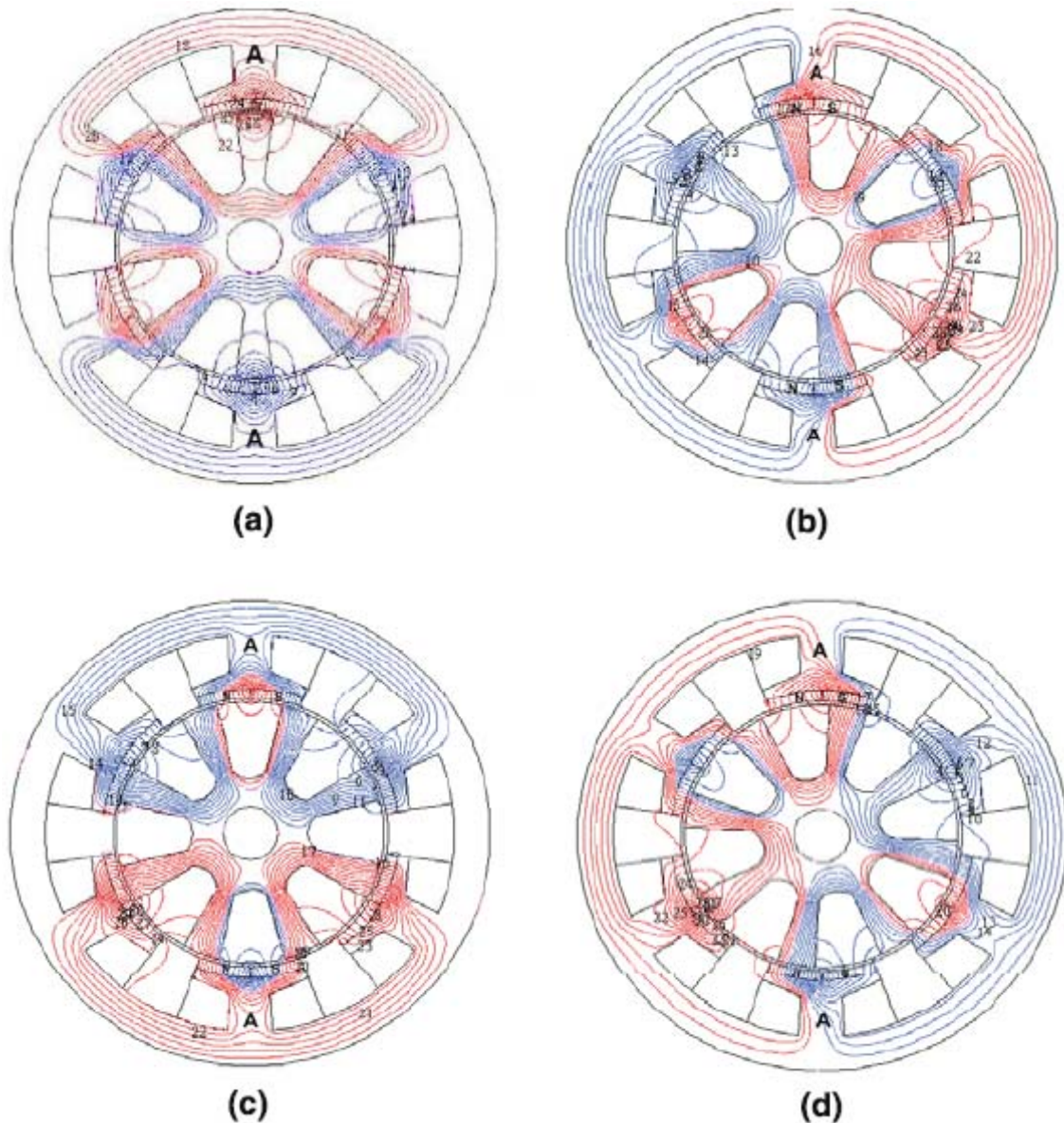


Fig.II.11 : Principe de fonctionnement d'une FRM à 6/8 pôles

II.3.3. Alimentation de la machine

Le stator de la machine est alimenté par trois phases constituées respectivement par les bobines A1-A2, B1-B2 et C1-C2 (figure II.10). Chacune des trois phases est connectée à la source à travers un convertisseur statique.

La conception de la commande de l'alimentation électrique des bobines est la partie la plus délicate à mettre en œuvre.

Le fonctionnement de la machine à réluctance variable est basé sur la variation d'énergie entre deux positions remarquables : la position de conjonction et la position d'opposition. Si le circuit est alimenté entre ces deux positions, le rotor se déplace vers la position de conjonction pour faciliter le passage du flux.

La structure de convertisseur la plus couramment utilisée, pour alimenter la machine, est celle en demi-pont asymétrique (figure. II.12). Elle permet la récupération directe à la source. Lui sont nécessaires pour son utilisation deux interrupteurs (RBIGBT) 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 $+V_d$, 0 ou $-V_d$. V_d étant la tension d'alimentation [5].

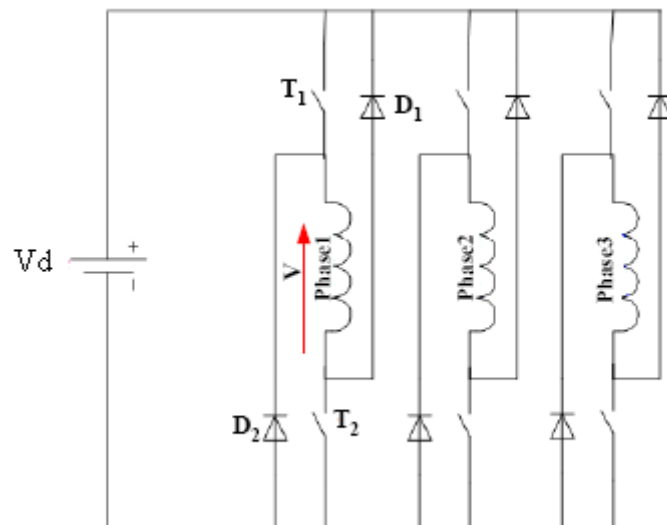


Fig.II.12 : Convertisseur statique (pont asymétrique)

La machine à inversion de flux nécessite une forme d'onde de courant quasiment carrée [39]. Ainsi, à chaque instant uniquement deux phases sont conductrices l'autre phase reste inactive. Le control de cette action peut être réalisé en utilisant un convertisseur à six commutateurs tel montré sur la figure II.13.

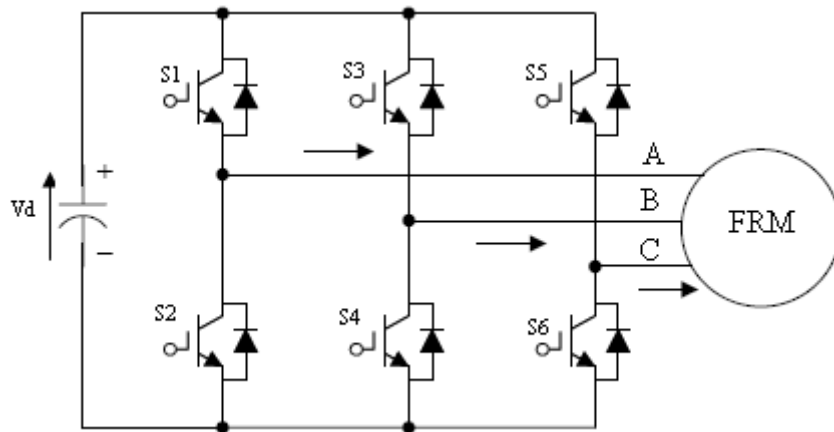


Fig.II.13 : FRM triphasée à 6 commutateurs

Toutefois, différentes topologies de convertisseurs ont été développées afin de réduire le coût de construction du convertisseur en utilisant un nombre minimum de commutateurs. Parmi ces convertisseurs une topologie à 4 commutateurs qui est montrée sur la figure II.14 avec une nouvelle technique de commande MLI basée sur la méthode de commande en courant [39]. Les états des interrupteurs sont donnés dans le tableau II-2.

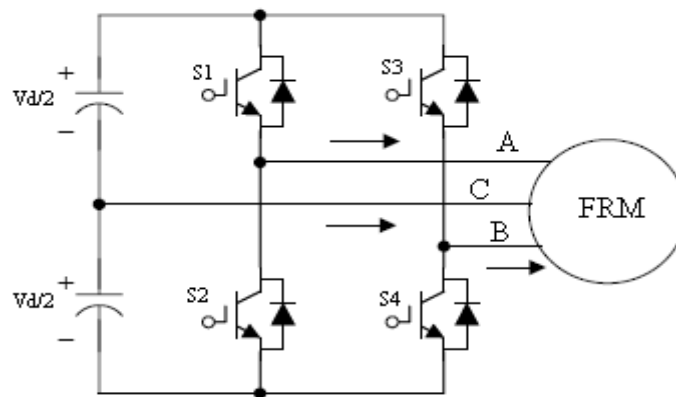


Fig.II.14 : FRM triphasée à 4 commutateurs

Modes	Phases actives	Phase en repos	Commutateurs en conduction
Mode I	Phase B et C	Phase A	S4
Mode II	Phase A et B	Phase C	S1 et S4
Mode III	Phase A et C	Phase B	S1
Mode IV	Phase B et C	Phase A	S3
Mode V	Phase A et B	Phase C	S2 et S3
Mode VI	Phase A et C	Phase B	S2

Tableau II-2 : états des interrupteurs d'une FRM à 4 commutateurs

On remarque qu'à partir de l'équation (A-6) que le couple de réluctance ne dépend pas du signe du courant. Cependant, il dépend de la variation de l'inductance : il est moteur (positif) sur la phase croissante de l'inductance ($\frac{dL}{d\theta} > 0$) et générateur (négatif) sur la phase décroissante de l'inductance ($\frac{dL}{d\theta} < 0$).

Dans [32], quelques résultats de tests expérimentaux, sur la commutation électronique d'un prototype FRDSPM, sont présentés. Le schéma de principe est donné sur la figure II.15 avec une photo de l'implémentation expérimentale.

Le contrôleur de mouvement, utilisant un logiciel développé dans un module d'évaluation à l'aide d'un processus à signal digital (DSP), reçoit les signaux de position rotorique à partir de l'encodeur, et génère les ordres de commutation pour alimenter les phases statoriques de la FRM connectées en étoile à travers un pont d'onduleur triphasé à IGBT. La charge mécanique est représentée par une machine à courant continu.

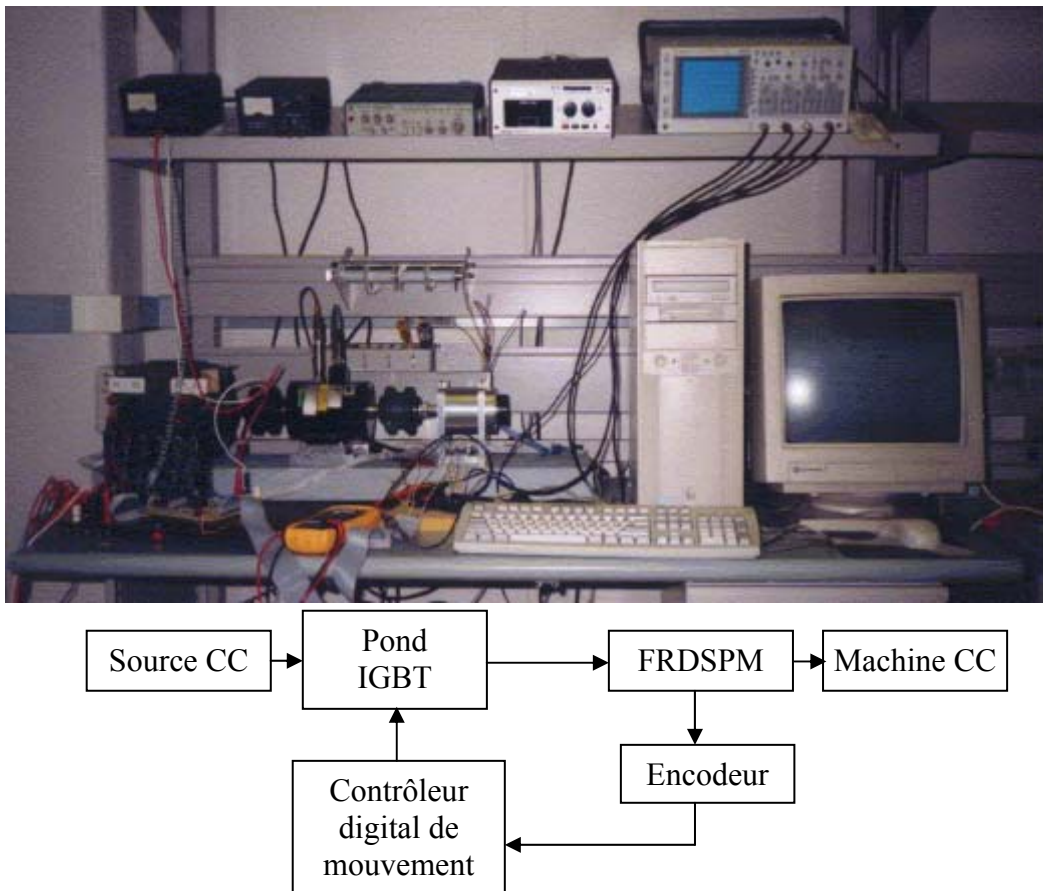


Fig.II.15 : Schéma de principe de l'implémentation expérimentale d'une FRM triphasée [32]

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les variétés des machines à réluctance variable d'une manière générale. L'historique, le principe de fonctionnement ainsi que le mode d'alimentation d'une structure à inversion de flux sont particulièrement abordés.

Les procédures relatives à la conception d'une MRV de type FRM seront décrites dans le chapitre suivant.

Chapitre III

MRV lente de type FRM

III.1. Introduction

Les machines à inversion de flux (FRM), adaptées aux entraînements directs à basse vitesse, ont la structure doublement saillante et utilisent des enroulements concentrés. Leurs champs d'excitation sont fournis par des aimants permanents non tournants situés sur la surface interne des plots statoriques et il n'y a aucun aimant ou enroulement dans le rotor denté.

Le principe de fonctionnement de ce type de machine a été introduit dans le chapitre précédent.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux éléments de dimensionnement. Les critères et les règles de conception sont décrits ainsi que toutes les configurations réalisables à vitesse égale ou proche de 50tr/mn sont présentées pour une fréquence de 50Hz.

La configuration présentant de meilleures performances sera retenue dans la suite de ce travail.

III.2. Critères et règles de conception des FRM

III.2.1. Constitution de base

La relation entre la fréquence et la vitesse de rotation est donnée par :

$$\Omega = \frac{2\pi f}{N_r} \quad (\text{III-1})$$

Où :

Ω : la vitesse rotorique en (tr/mn).

N_r : nombre de dents rotoriques

f : la fréquence d'alimentation

En vertu de la relation ci-dessus, avoir un grand nombre de dents au rotor est une solution pour des entraînements basse vitesse.

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.

Pour le cas des MRV de type FRM on remplace la rangée de dents et d'encoches statoriques par une rangée d'aimants alternés Nord-Sud.

La règle générale reliant le nombre de plots statoriques (N_{ps}), le nombre de dents au rotor (N_r) et le nombre de phase (q) pour une FRM multiphasée, est donnée par [1] :

$$K = \frac{N_r}{N_{ps}} \pm \frac{1}{q} \quad (\text{III-2})$$

Le coefficient K , qui est un nombre entier supérieur à 1, représente le nombre de maximum de paires d'aimants par plots.

Le nombre de paires d'aimants N_s ainsi que le nombre de paire d'aimants par plot N_{dp} sont liés par la relation :

$$N_{ps} = \frac{N_s}{N_{dp}} \quad (\text{III-3})$$

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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} K = \frac{N_r}{N_{ps}} \pm \frac{1}{q} \\ N_{dp} \text{ maximum} = K \\ N_{ps} = \frac{N_s}{N_{dp}} \end{array} \right. \quad (\text{III-4})$$

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

Pour un nombre de plots au stator et un nombre de phases q donnés et en faisant varier le nombre de dents au rotor on peut déduire les topologies des machines réalisables à basse vitesse.

III.2.2. Topologie des machines réalisables à basse vitesse (proche de 50tr/mn)

Dans le cas des structures triphasées à des vitesses de rotation voisines de 50tr/mn soit donc N_r proche de 60, on fait varier N_r de 50 à 70. Pour chaque combinaison de N_r et N_{ps} , la topologie est réalisable si l'un des deux coefficients K est entier.

$$\begin{cases} K1 = \frac{N_r}{N_{ps}} + \frac{1}{3} \\ K2 = \frac{N_r}{N_{ps}} - \frac{1}{3} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

Le tableau III-1 montre les différentes topologies réalisables pour différentes combinaisons de N_r et N_{ps} . Les possibilités en termes de nombre des plots statoriques sont : 6, 12, 24 et 48.

Pour des structures à 8 plots par phase ($N_{ps}=24$), les seules topologies réalisables sont caractérisées par $N_r= 56$ ($K2=2$) et $N_r=64$ dents ($K1=3$) alors que l'unique topologie réalisable pour des structures à 16 plots par phase ($N_{ps}=48$) est celle qui correspond à $N_r=64$ dents.

La topologie avec 64 dents au rotor offre plus de choix de structures réalisable tandis que celle à 56 dents n'est concevable que pour 6, 12 et 24 plots statoriques. En outre la vitesse correspondante est plus basse que la machine à $N_r=56$ dents.

Compte tenu de cette analyse, notre choix est donc porté sur une structure à $N_r=64$ dents au rotor.

Nr	Nps							
	6		12		24		48	
	K1	K2	K1	K2	K1	K2	K1	K2
50	8,67	8	4,50	3,83	2,42	1,75	1,38	0,71
51	8,83	8,17	4,58	3,92	2,46	1,79	1,40	0,73
52	9	8,33	4,67	4	2,50	1,83	1,42	0,75
53	9,17	8,50	4,75	4,08	2,54	1,88	1,44	0,77
54	9,33	8,67	4,83	4,17	2,58	1,92	1,46	0,79
55	9,50	8,83	4,92	4,25	2,63	1,96	1,48	0,81
56	9,67	9	5	4,33	2,67	2	1,50	0,83
57	9,83	9,17	5,08	4,42	2,71	2,04	1,52	0,85
58	10	9,33	5,17	4,50	2,75	2,08	1,54	0,88
59	10,17	9,50	5,25	4,58	2,79	2,13	1,56	0,90
60	10,33	9,67	5,33	4,67	2,83	2,17	1,58	0,92
61	10,50	9,83	5,42	4,75	2,88	2,21	1,60	0,94
62	10,67	10	5,50	4,83	2,92	2,25	1,63	0,96
63	10,83	10,17	5,58	4,92	2,96	2,29	1,65	0,98
64	11	10,33	5,67	5	3	2,33	1,67	1
65	11,17	10,50	5,75	5,08	3,04	2,38	1,69	1,02
66	11,33	10,67	5,83	5,17	3,08	2,42	1,71	1,04
67	11,50	10,83	5,92	5,25	3,13	2,46	1,73	1,06
68	11,67	11	6	5,33	3,17	2,50	1,75	1,08
69	11,83	11,17	6,08	5,42	3,21	2,54	1,77	1,10
70	12	11,33	6,17	5,50	3,25	2,58	1,79	1,13

Tableau III-1 : topologies réalisables pour différentes combinaison de Nr et Nps

III.2.3. Topologie des machines réalisables avec Nr=64 dents

Dans cette étape nous allons déterminer le nombre de paires d'aimants N_s , le nombre de plots statorique N_{ps} et le nombre de paire d'aimants par plot N_{dp} . Pour ce faire nous procédons de la manière suivante :

La machine avec 64 dents au rotor est concevable pour N_{ps} correspondant à 6, 12, 24 ou 48 plots statoriques soit donc un nombre de plots par phase N_{ps}/q égale, respectivement, à 2, 4, 6 ou 16 plots par phase.

Compte tenu de l'équation (III-4), le nombre de paire d'aimants N_s ainsi que le nombre de paires d'aimants par plot N_{dp} correspondants aux différentes configurations possibles de la structure triphasée à $N_r=64$ dents sont récapitulés dans le tableau suivant :

Nps=6 Nps/q=2		Nps=12 Nps/q=4		Nps=24 Nps/q=8		Nps=48 Nps/q=16	
Ndp	Ns	Ndp	Ns	Ndp	Ns	Ndp	Ns
1	6	1	12	1	24	1	48
2	12	2	24	2	48		
3	18	3	36	3	72		
4	24	4	48				
5	30	5	60				
6	36						
7	42						
8	48						
9	54						
10	60						
11	66						

Tableau III-2 : topologies réalisables avec $N_r=64$ dents

Notons par ailleurs que plus le nombre de plots par phase est élevé plus les plots deviennent petits. La réalisation du bobinage devient de ce fait difficile.

Dans [1], on montre que pour chaque nombre de plots par phase, il existe un nombre de paires d'aimants qui maximise le couple massique. Les pertes joules augmentent avec le nombre de plots par phase mais diminuent avec le nombre de paires d'aimants.

L'étude montre que la structure triphasée correspondant à $N_r=64$, $N_s=48$ à 4 plots par phase présente de meilleures performances. Cette machine notée FRM 48/64 est celle que nous retiendrons dans la suite de ce travail.

III.3. Description de la FRM 48/64

La machine dentée à double saillance à aimants permanents, illustrée par la (figure III.1) est basée sur la même structure que la DSPM (Machine à aimant

permanant double saillance) étudiée dans [1] et [5] mais les aimants sont placés à la surface des plots du stator. Schématiquement, on remplace la rangée de dents et d'encoches statoriques d'une DSPM par une rangée d'aimants alternés Nord-Sud.

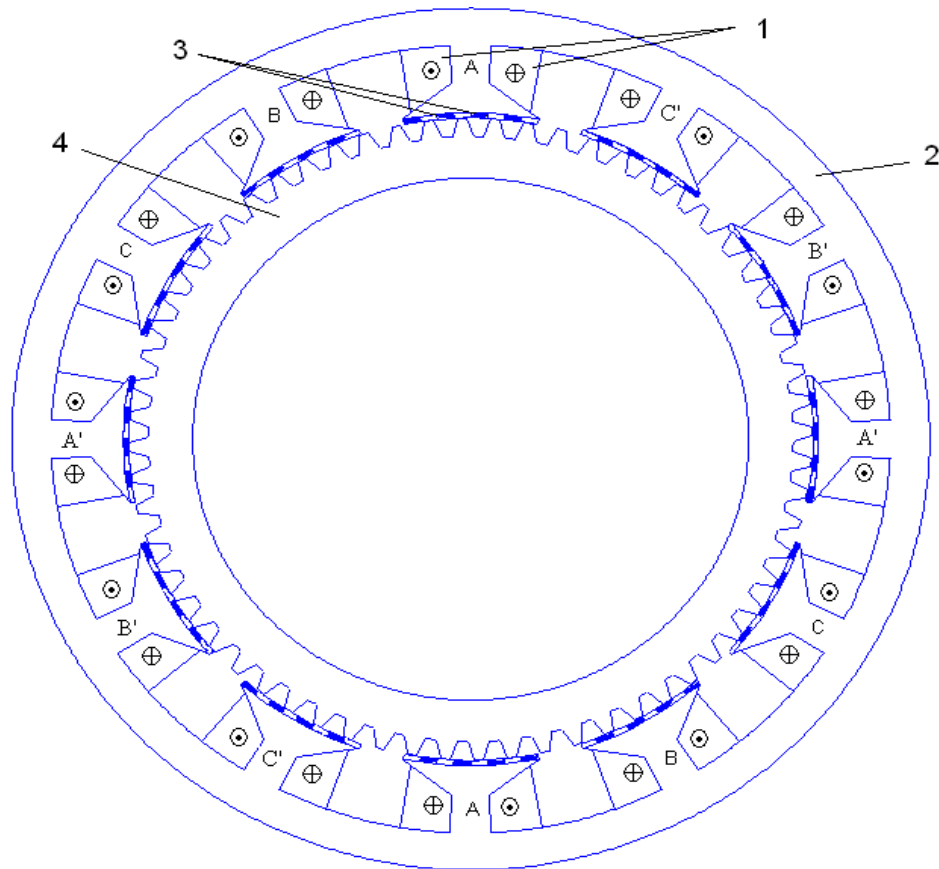


Fig.III.1 : Structure de la machine à inversion de flux

1- Bobinage de la phase A, 2- Culasse du stator, 3- Aimants, 4- Culasse du rotor

48 paires d'aimants Nord Sud sont donc collés sur la surface de chacun des 12 plots du stator faisant face à l'entrefer. Les aimants sont magnétisés en alternance dans des directions opposées.

Une bobine concentrée entoure chaque plot statorique et le bobinage de chacune des trois phases est constitué de 4 bobines concentrées en série de sorte que leurs flux magnétiques s'additionnent quand elles sont alimentées par un courant électrique.

Les aimants créent une force magnétomotrice multipolaire qui est modulé par la variation de la perméance du rotor denté. La rotation du rotor inverse la polarité du flux traversant chaque phase statorique.

Assujetti au champ d'excitation statorique, les aimants orientés dans le sens du flux tendent à se placer de manière à faire face aux dents du rotor.

Les positions particulières de conjonction et d'opposition pour la machine à inversion de flux sont déterminée en fonction du sens du flux dû au courant et de la disposition relative des dents du rotor et de la direction d'aimantation des aimants permanents qui leur font face.

Ainsi, quand les aimants aimantés dans le sens du flux dû au courant du stator sont en face des dents rotoriques, le flux total est maximal. On parle alors de position de conjonction (figure III.2).

Il s'agira de la position d'opposition si les aimants, dont la direction d'aimantation coïncide avec celle du flux dû au courant, font face aux encoches rotoriques. Le flux total dans ce cas est minimal (figure III.3).

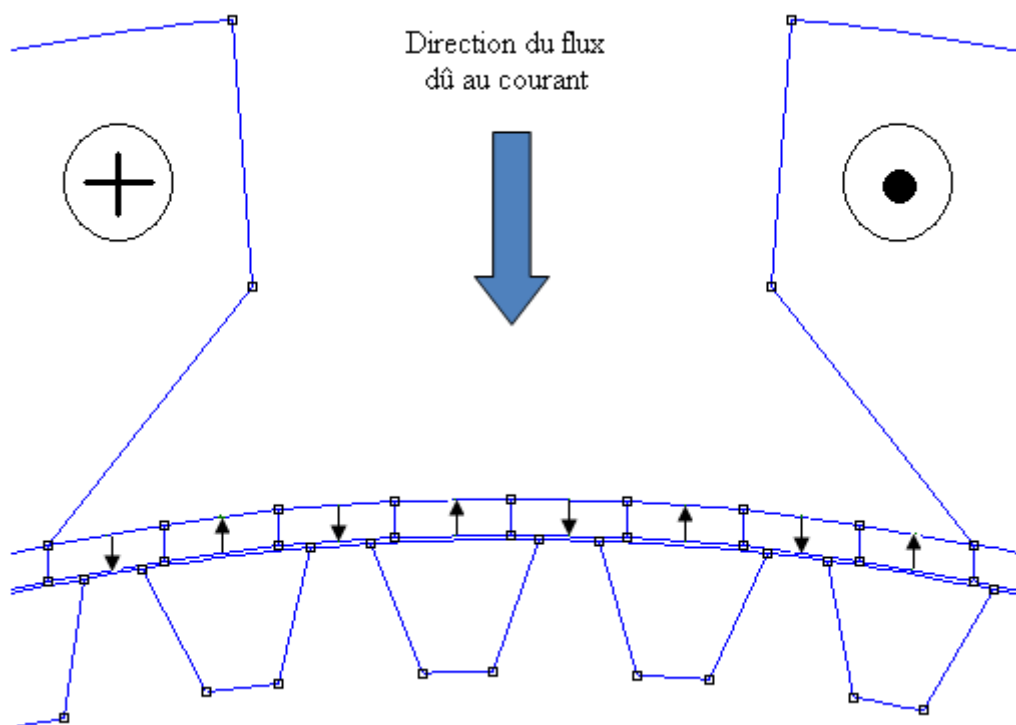


Fig.III.2 : Position de conjonction

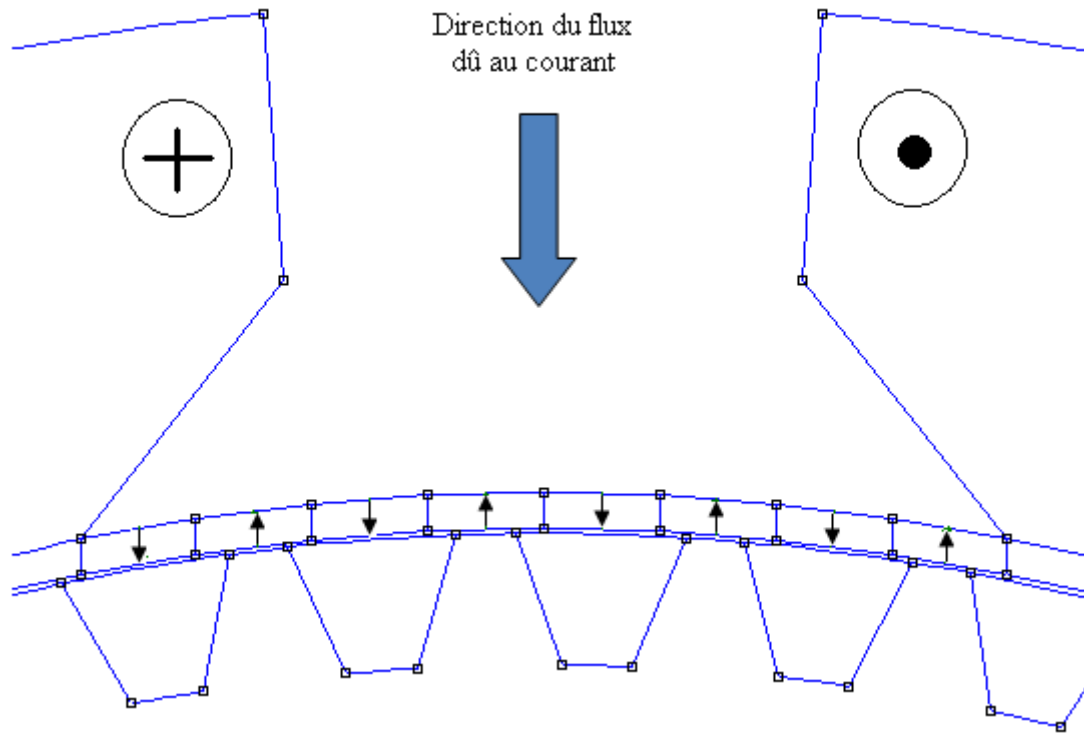


Fig. III.3 : Position d'opposition

III.3.1. Paramètres de la FRM 48/64

Les contraintes et les exigences fixées par le cahier des charges sont les suivantes [1] :

- Puissance : 10 kW.
- Couple : 2000 Nm
- Diamètre extérieur maximum de la machine : 600 mm
- Densité de courant : 5 A/mm².
- Coefficient de remplissage du cuivre : 0.5
- Entrefer : 0.5 mm.

La caractéristique de magnétisation de la tôle, FeV 400-50 HA, employé est donnée par la figure III.4 suivantes :

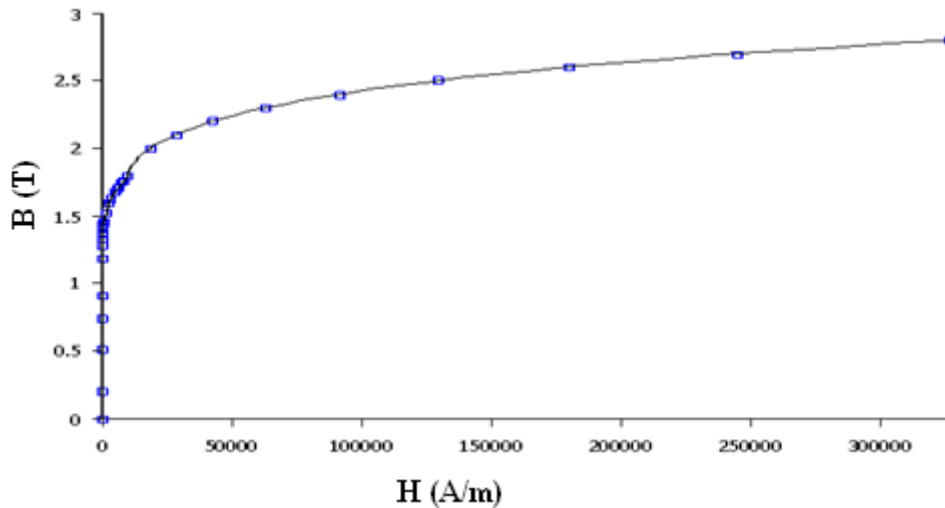


Fig.III.4 : Caractéristique B-H de la tôle Fev 400-50 HA

Les aimants permanents utilisés sont de type Nd-Fe-B 40 MGOe, avec une caractéristique linéaire de démagnétisation, caractérisée par:

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

III.3.2. Forme des dents au rotor et d'aimants au stator

Différentes formes d'aimants et formes de dents rotoriques peuvent être choisies afin d'améliorer les performances de la machine particulièrement en terme de production de couple et de forme d'onde de la FEM.

La forme trapézoïdale étant facile à réaliser, elle sera retenue pour la conception de notre machine.

Les aimants permanents sont choisis pour être de forme rectangulaire. Leur conception ainsi que leur adjonction aux plots du stator sont de ce fait faciles à mener.

Le pas dentaire rotorique est identique au pas polaire statorique qui correspond à deux aimants Nord Sud successif (figure III.5). Les paramètres sont définis comme suit :

- La hauteur des aimants h_m
- La profondeur de dent au rotor h_r
- Les rapports cycliques des dents du rotor α_{r1} et α_{r2}

- Le pas dentaire $\tau=2\pi/N_r$

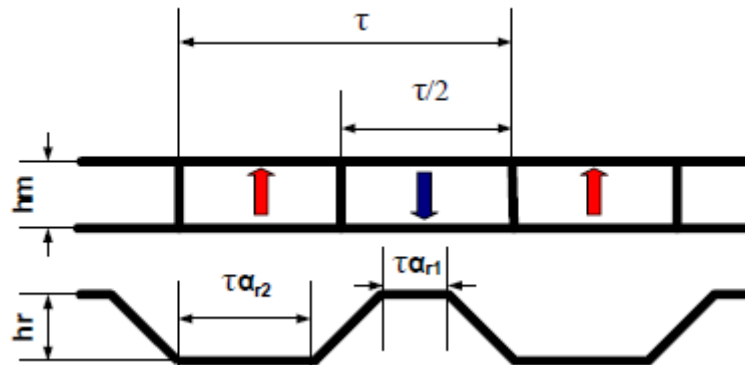


Fig.III.5 : Dimensions des dents et des aimants

III.3.3. Paramètres géométriques globaux de la FRM 48/64

La structure globale (figure III.6) est entièrement définie à partir des 10 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.
- Les paramètres des dents trapézoïdales h_r, α_{r1} et α_{r2} .
- La hauteur de l'aimant h_m .

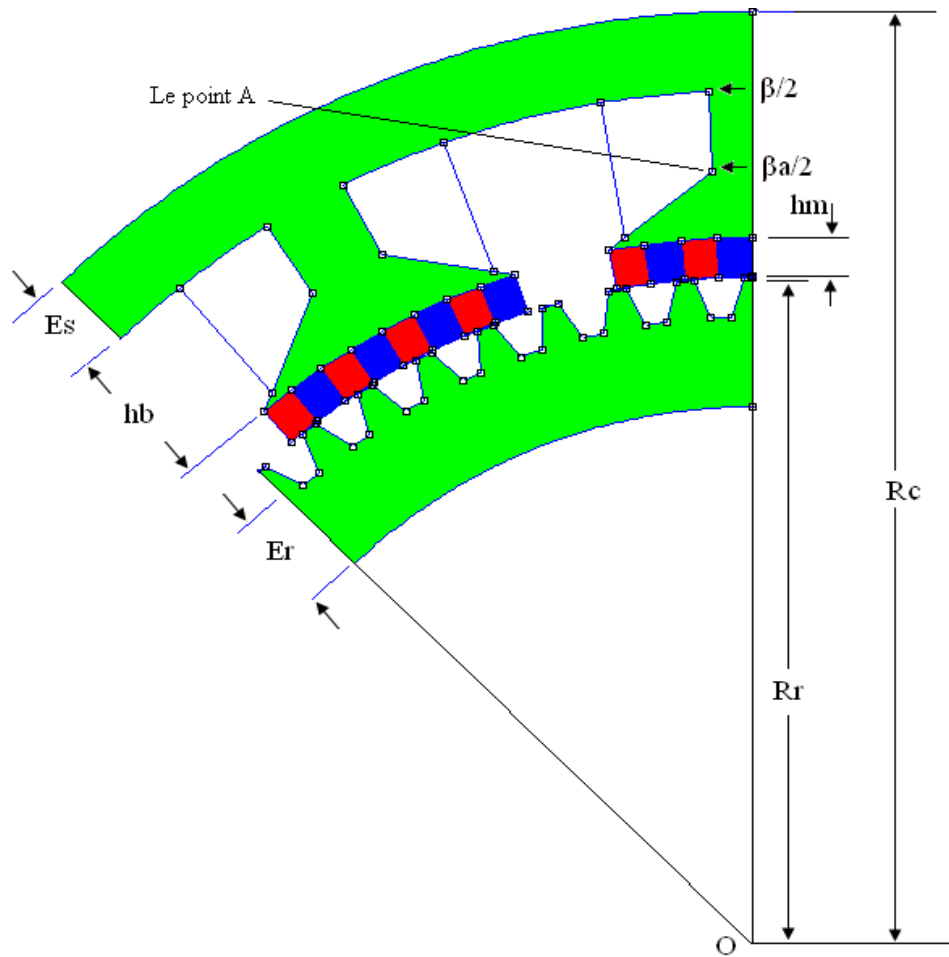


Fig.III.6 : Paramètres globaux de dimensionnement

Les différents rayons qui caractérisent la machine sont déterminés comme suit :

Les rayons internes du stator :

$$\begin{cases} R_{c1} = R_c - E_s \\ R_{c2} = R_{c1} - h_b \\ R_{c3} = R_{c2} - h_m \end{cases} \quad \text{(III-6)}$$

Les rayons du rotor :

$$\begin{cases} R_r = R_{c3} - g \\ R_{r1} = R_r - h_r \\ R_{r2} = R_{r1} - E_r \end{cases} \quad \text{Rayon de l'arbre} \quad \text{(III-7)}$$

Avec g et R_c représentent respectivement l'entrefer et le rayon externe de la machine.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés aux topologies de machines réalisables pour des vitesses proches de 50tr/mn. Après avoir décrit les procédures de conception, l'étude a montré que la machine triphasée à $N_r=64$ dents, $N_s=48$ à 4 plots par phase présente de meilleures performances.

Les éléments de dimensionnement décrivant la topologie retenue sont présentés en fin de chapitre.

Les performances et les caractéristiques électromagnétiques de cette machine seront déterminées et analysées en utilisant un modèle numérique basé sur la méthode des éléments finis et fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV

Caractéristiques électromagnétiques et analyse paramétriques de la FRM 48/64

IV.1. Introduction

Compte tenu de la structure décrite au chapitre précédent, le circuit magnétique est fortement non linéaire, la géométrie de la machine est complexe et plusieurs paramètres doivent être pris en considération pour l'optimisation. Les calculs analytiques ne peuvent pas déterminer les performances d'une telle machine. Le recours à la méthode des éléments finis est donc indispensable.

L'objectif de ce chapitre est la détermination des caractéristiques statique et l'analyse paramétrique d'une machine triphasée à inversion de flux (FRM) basse vitesse de 10kW 50tr/min excitée par des aimants NdFeB situés sur la surface interne des plots statoriques.

Le modèle d'étude ainsi que les différents paramètres de cette machine sont donnés, respectivement, en Annexes A et B.

Nous présentons en premier lieu les caractéristiques statiques de ce modèle. Par la suite, Nous étudierons l'impact de la variation de quelques paramètres géométriques de la machine (l'entrefer, l'épaisseur des culasses, les dimensions des dents, l'épaisseur des aimants...etc.) sur le couple maximal.

IV.2. Caractéristiques statiques de la machine optimisée

Pour examiner la distribution du champ magnétique et l'évaluation des caractéristiques statique de la machine optimisée nous avons utilisé la méthode des éléments finis dont le principe est décrit dans [1] et [5]. Le domaine d'étude ainsi obtenu est discrétisé en petits éléments par un maillage triangulaire de 133726 éléments et 67583 nœuds, figure IV.1.

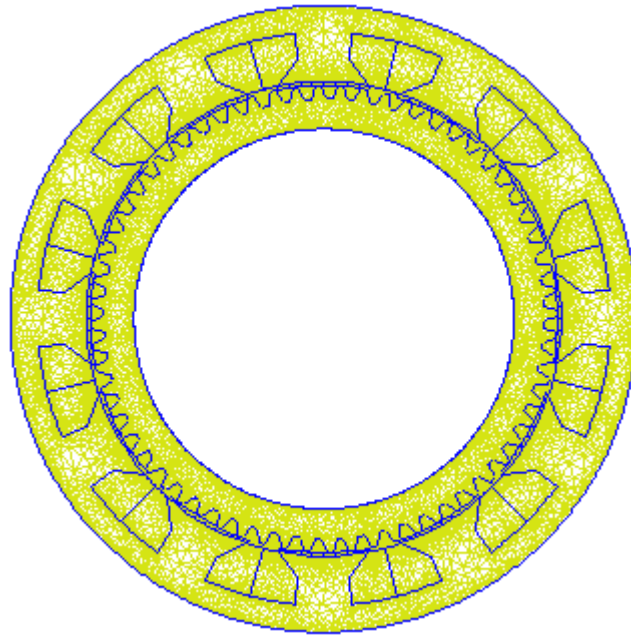


Fig.IV.1 : Maillage de domaine d'étude

Le courant électrique alimentant la machine est déterminé à partir de la surface bobineable, du coefficient de remplissage ainsi que de la densité de courant retenue dans le cahier des charges. Le courant nominal par phase de la machine vaut 105A pour $N=40$ spires par bobine.

IV.2.1. Lignes de flux et carte du champ magnétique à vide

A vide, vu qu'aucune des trois phases n'est alimentée, les cartes de champ pour les deux positions sont d'apparence semblable. Elles diffèrent en réalité par le sens des lignes de champs (voir figure IV.4)

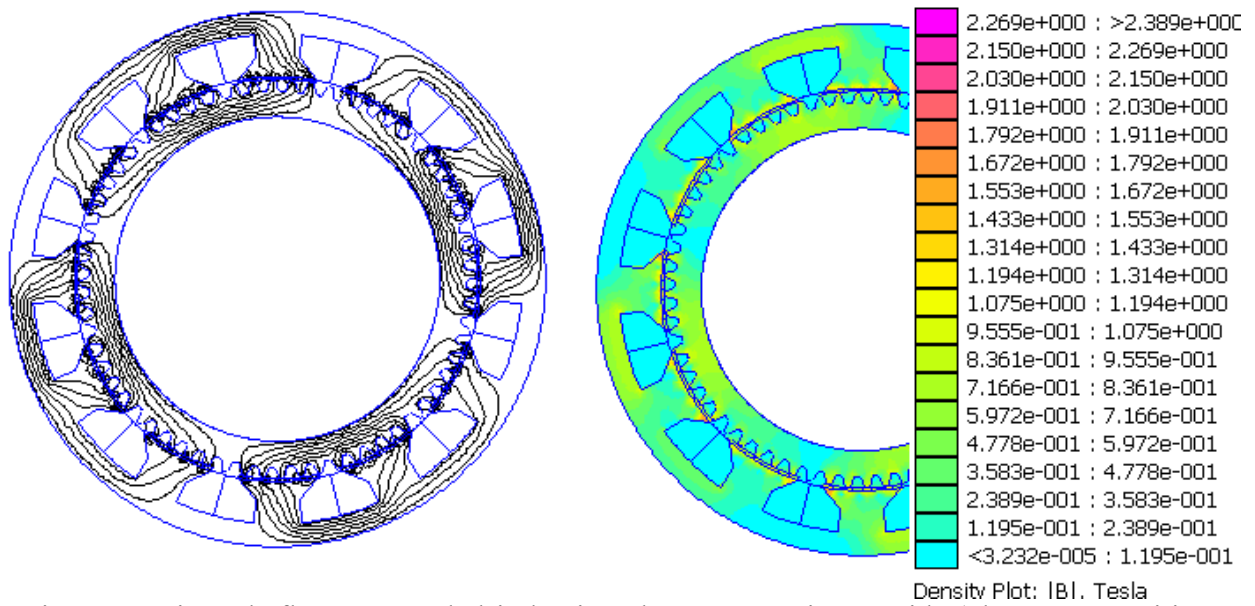


Fig.IV.2 : Ligne de flux et carte de l'induction électromagnétique à vide (phase 1 en position d'opposition)

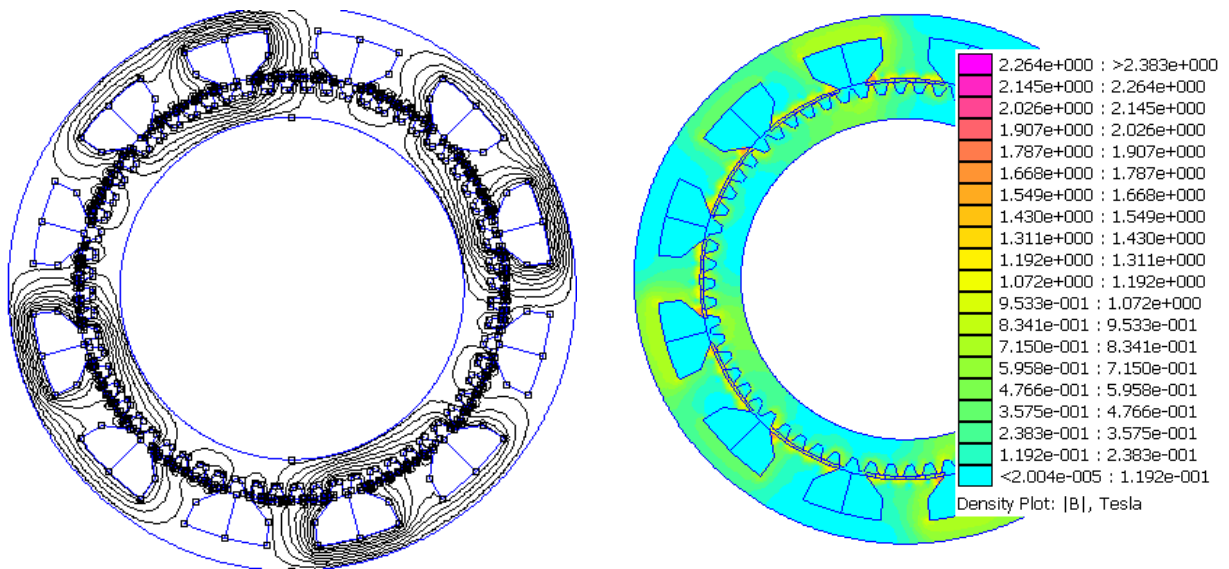


Fig.IV.3 : Ligne de flux et carte de l'induction électromagnétique à vide (phase 1 en position de conjonction)

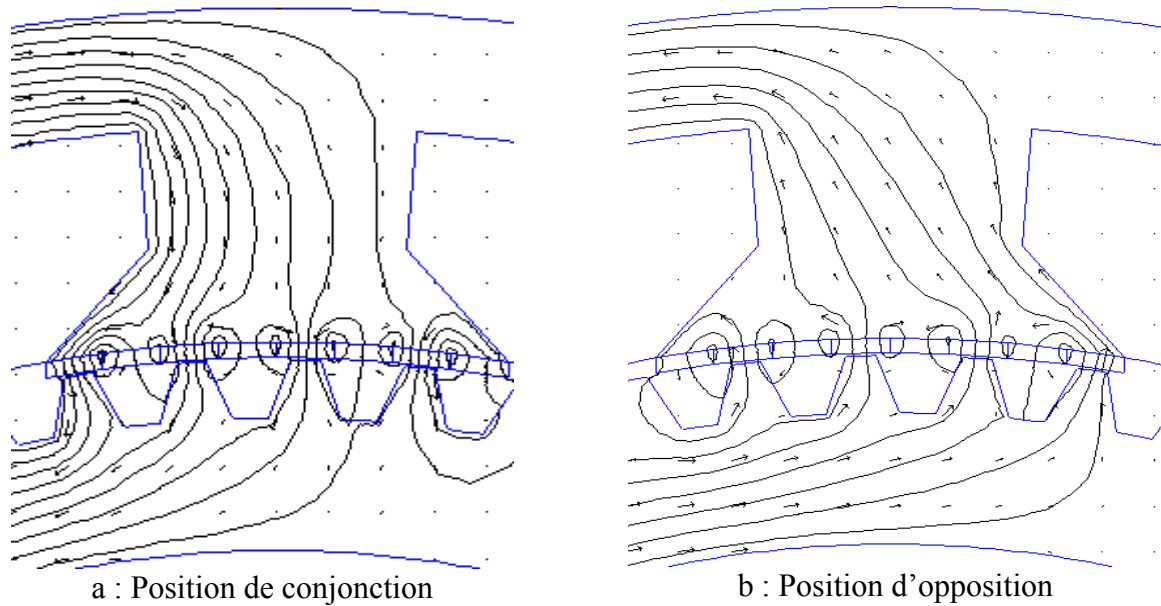


Fig.IV.4 : Sens des lignes de champ à vide

IV.2.2. Lignes de flux et carte du champ magnétique en charge

En régime nominal, la totalité des ampères tours NI vaut 4200A. Pour $N=40$ spires par bobine, le courant nominal par phase est donc $I_n=105A$.

Les figures IV.5 et IV.6 montrent la distribution des lignes de champ magnétique ainsi que la carte de l'induction, en position de conjonction et d'opposition, respectivement, lorsque la phase 1 est seule alimentée par le courant nominal. On constate que les aimants aimantés dans le sens opposé aux flux dû à la phase alimentée, sont contournés. Les lignes de champs ne passent pratiquement pas à travers ces aimants.

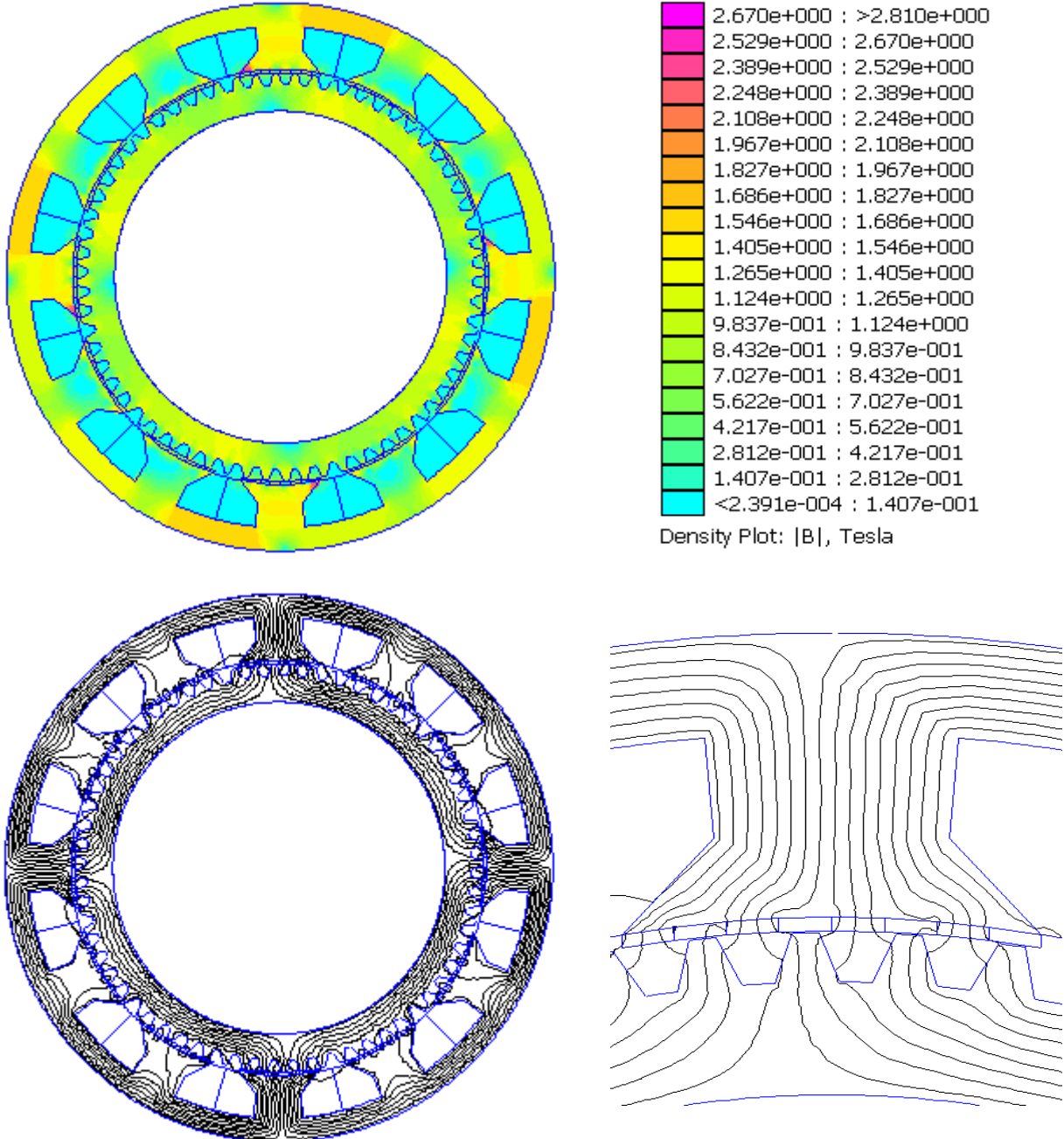


Fig.IV.5 : Ligne de flux et carte de l'induction électromagnétique en charge (phase 1 en position d'opposition)

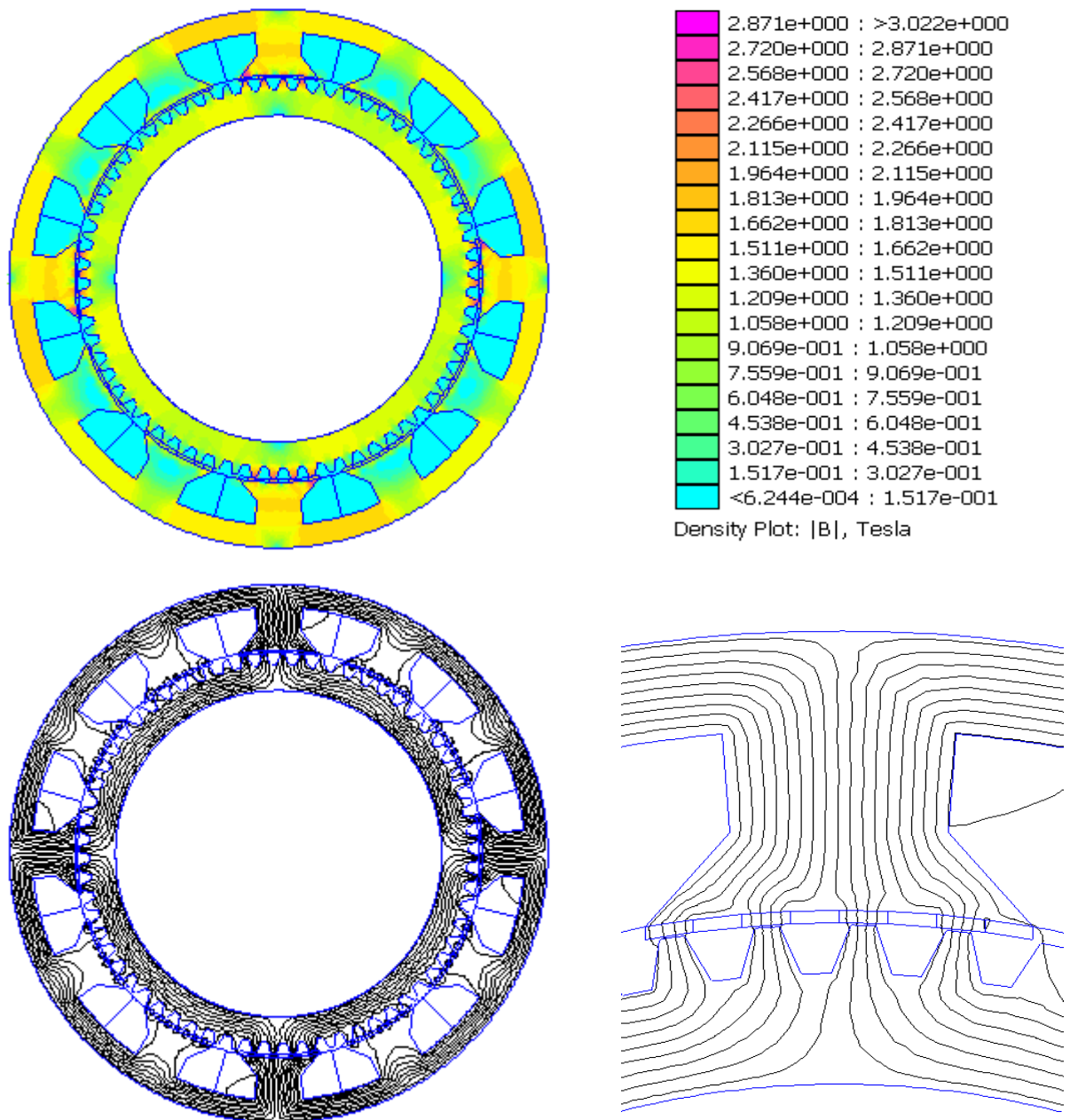


Fig.IV.6 : Ligne de flux et carte de l'induction électromagnétique en charge (phase 1 en position de conjonction)

IV.2.3. Distribution spatiale de l'induction électromagnétique

La distribution spatiale de l'induction magnétique, le long d'un contour situé au milieu de l'entrefer délimitant un plot entier sur une ouverture correspondante à celle du plot statorique, est montrée par les figures IV.7 à IV.10.

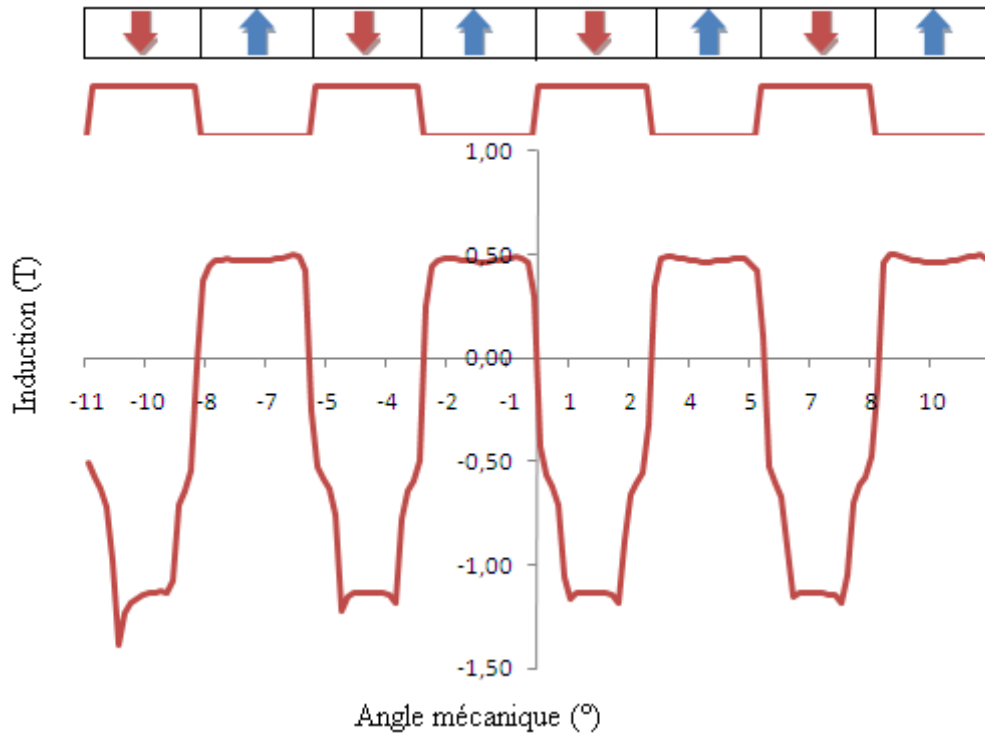


Fig.IV.7 : Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer (sous un des plots de la phase 1) à vide, en position de conjonction

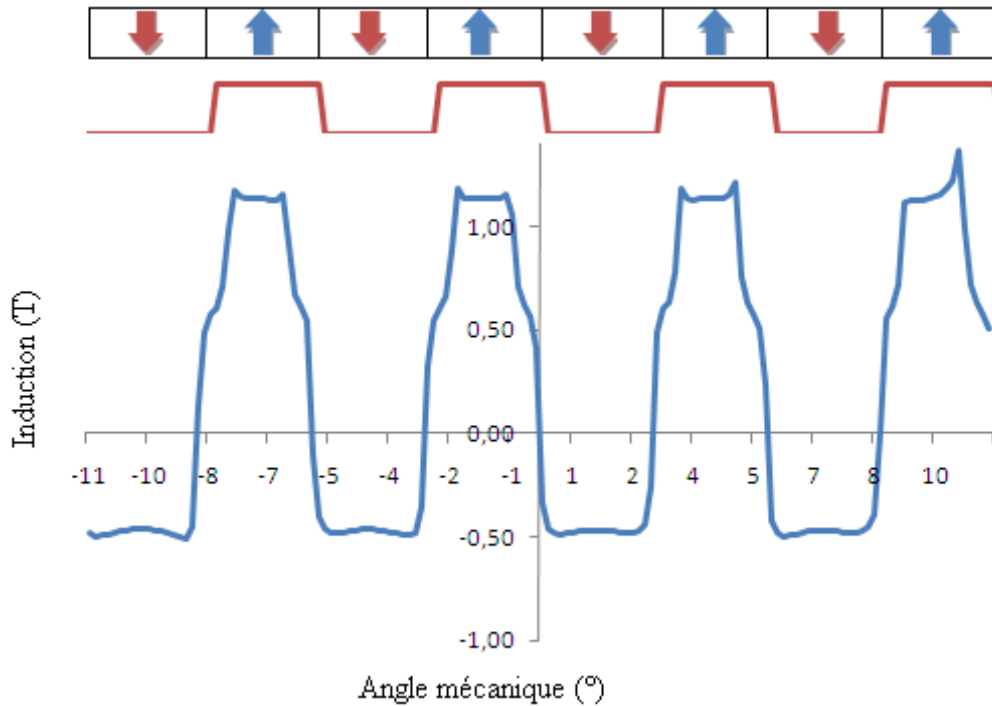


Fig.IV.8 : Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer (sous un des plots de la phase 1) à vide, en position d'opposition

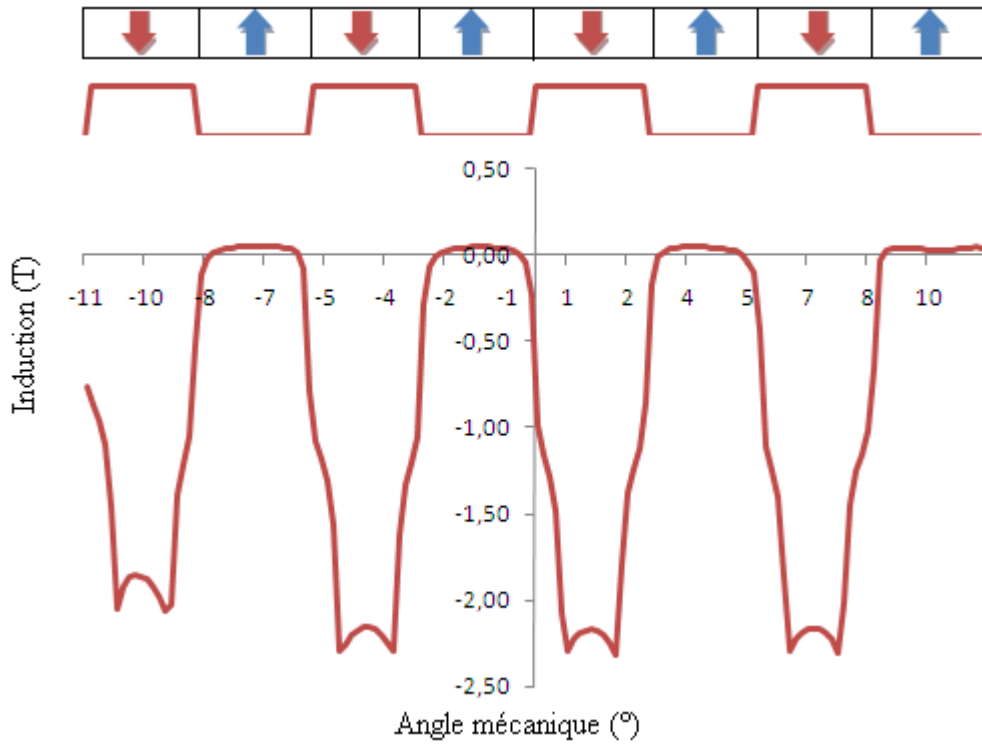


Fig.IV.9 : Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer (sous un des plots de la phase 1) en charge, en position de conjonction

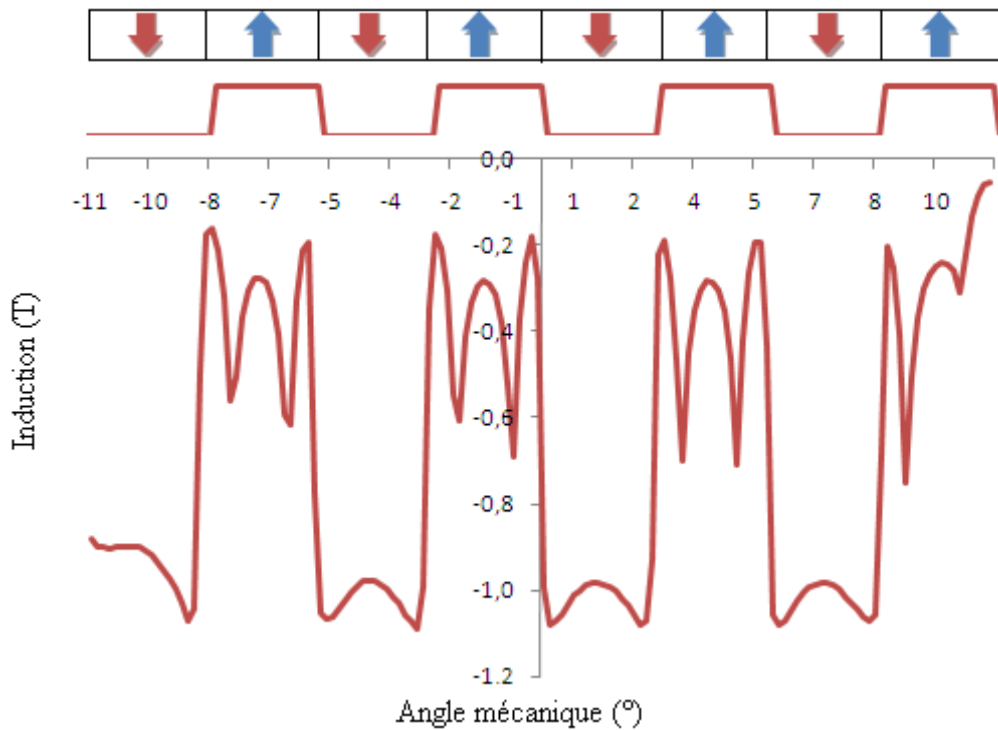


Fig.IV.10 : Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer (sous un des plots de la phase 1) en charge, en position d'opposition

En charge, le flux de la phase 1 renforce le flux dû aux aimants aimantés dans le même sens et réduit celui des aimants aimantés en sens contraire.

IV.2.4. Flux magnétique

A vide, en l'absence de courant de phase, le flux maximum par spire est de 3.763mWb. Ceci correspond, pour une vitesse de 50 tr/min, à une FEM par spire d'environ $E_{spire_max} = 1.18$ V.

Pour une tension d'alimentation de l'ordre de 180V le nombre de spires requis est déterminé dans l'Annexe A.

Nous avons retenu pour cette machine un nombre de spires total par phase égal à 160, soit 40 spires par bobine autour de chaque plot.

Pour 40 spires par bobine, le flux par phase, est calculé par la méthode des éléments finis pour différentes valeurs du courant i et de la position électrique du rotor θ .

Le réseau de courbes $\Psi(\theta, i)$ caractérisant la machine étudiée est montré sur les figures IV.11 et IV.12.

La position mécanique θ_m étant liée à la position électrique par la relation.

$$\theta = N_r \cdot \theta_m \quad (IV-1)$$

La courbe inférieure linéaire pour des courants $I < 100$ A correspond à la position d'opposition ($\theta = 0^\circ$), tandis que la courbe supérieure non linéaire pour $I > 70$ A correspond à la position conjonction ($\theta = 180^\circ$).

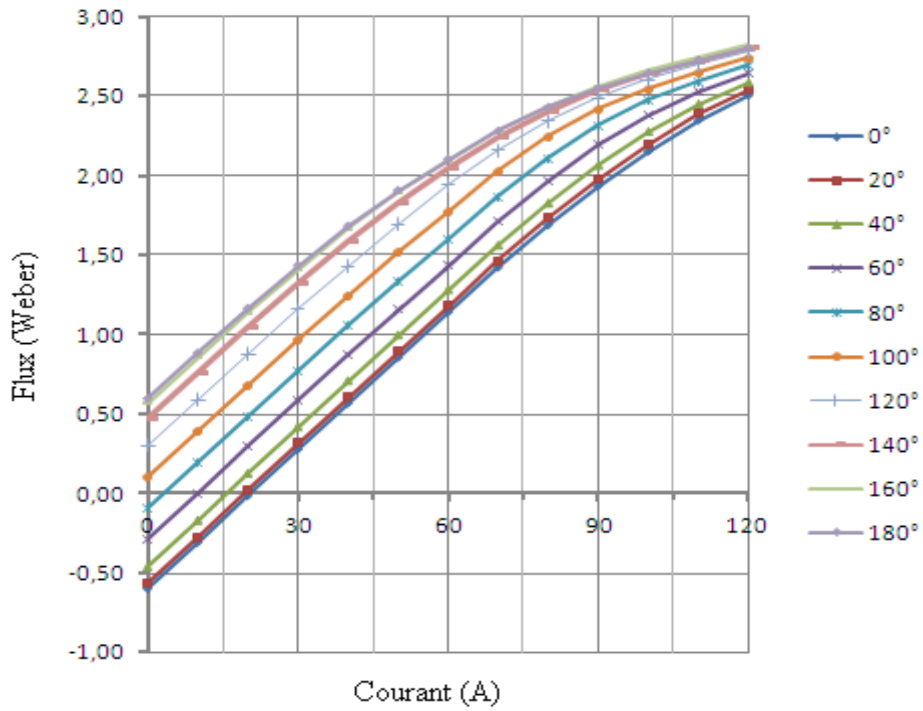


Fig.IV.11 : Caractéristique de flux en fonction du courant pour différentes valeurs de la position du rotor

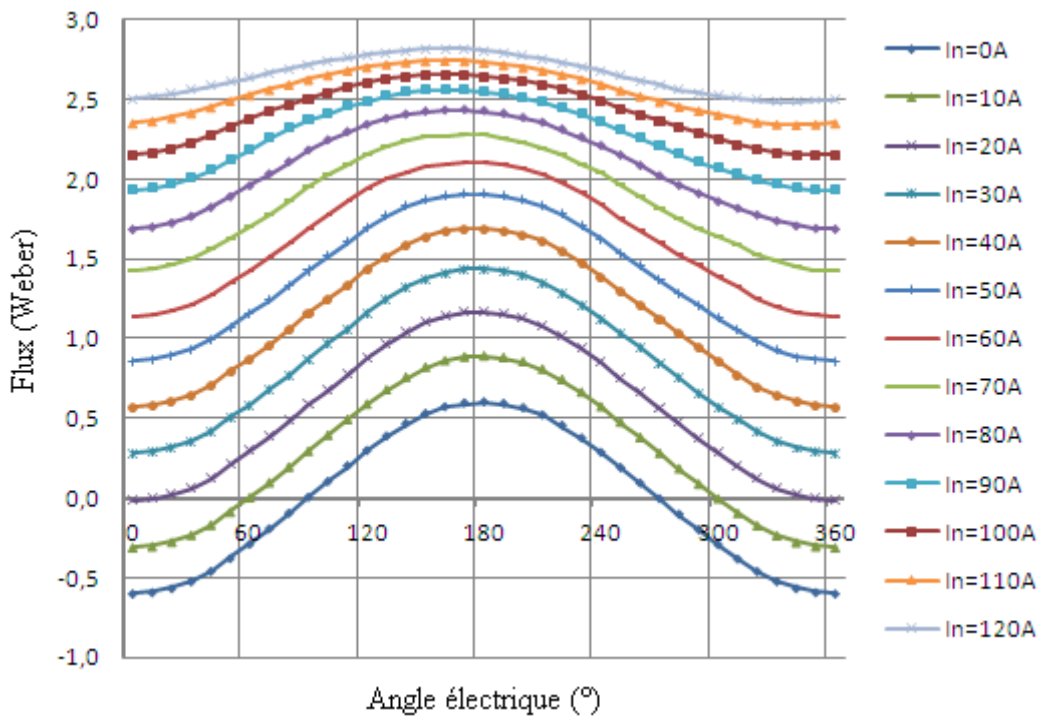


Fig.IV.12 : Caractéristique de flux en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs du courant

Le flux totalisé de la phase alimentée est la combinaison du flux dû aux aimants qui est alternatif et du flux dû au courant qui est constant et indépendant de la position du rotor.

A vide, le flux magnétique, engendré par les aimants dans chacune des trois phases, est de forme proche de la sinusoïde. Il est donné par la figure IV.13.

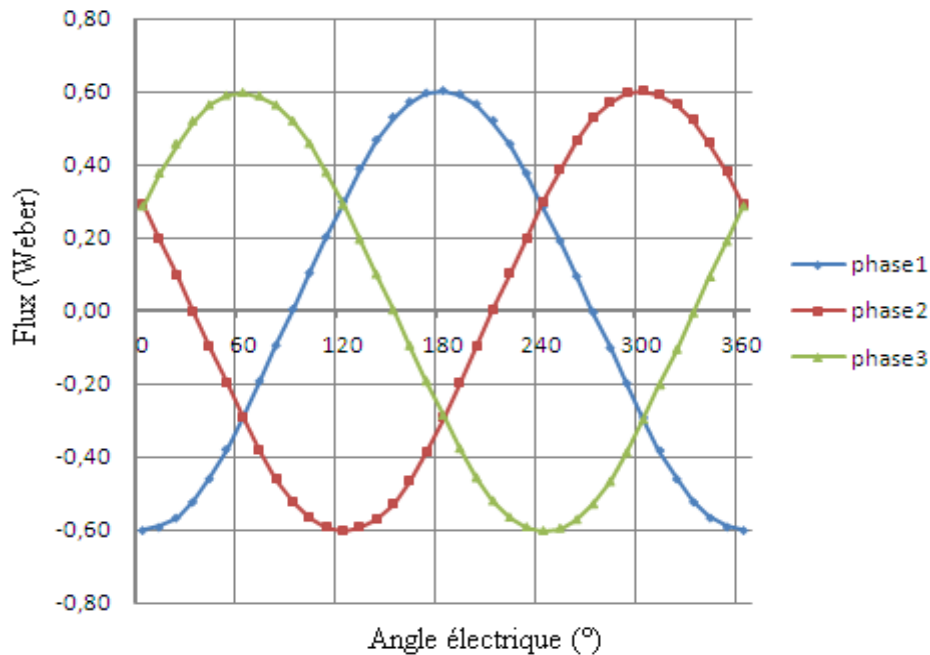


Fig.IV.13 : Forme d'onde du flux des trois phases à vide

IV.2.5. Force électromotrice

La FEM à vide induite par les aimants dans les enroulements est donnée par :

$$e = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{d\Psi}{d\theta} \frac{2\pi \Omega}{60} \quad (IV-2)$$

Avec :

Ψ : représente le flux magnétique dû aux aimants

θ : est la position du rotor par rapport au stator

Ω : la vitesse de rotation en tr/mn

Son allure est donnée en figure IV.14 pour les trois phases de la machine. La forme d'onde obtenue est pratiquement sinusoïdale.

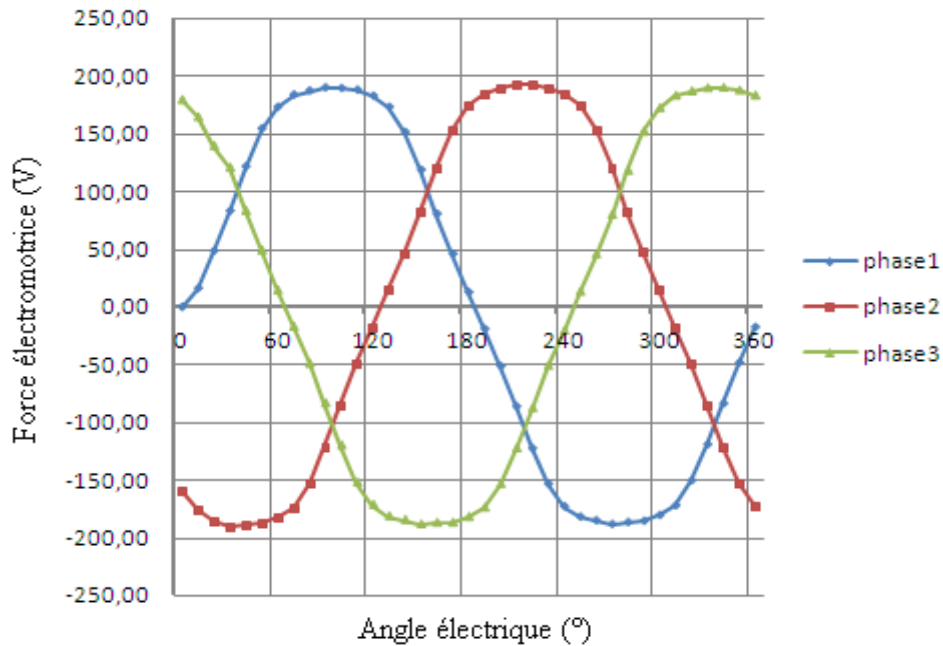


Fig.IV.14 : Forme d'onde des FEM induites dans les trois phases à vide

IV.2.6. Couple électromagnétique

La connaissance des caractéristiques statiques du couple électromagnétique est très importante pour l'analyse et l'évaluation des performances de la machine. L'allure du couple électromagnétique d'une phase, en fonction de la position du rotor pour un courant de phase $I_n=100A$, est donnée sur la figure IV.15.

Dans cette figure on constate que l'allure du couple est asymétrique (entre la partie positive et la partie négative) ce ci est du à l'ordre d'orientation des aimants par rapport au sens d'orientation du bobinage qui est le même pour les trois phases.

La valeur maximale du couple, qui est de l'ordre de 3100 Nm, est obtenue pour des angles électriques voisins de 90° . Cette position est celle qui est considérée par la suite pour l'optimisation en couple de la machine.

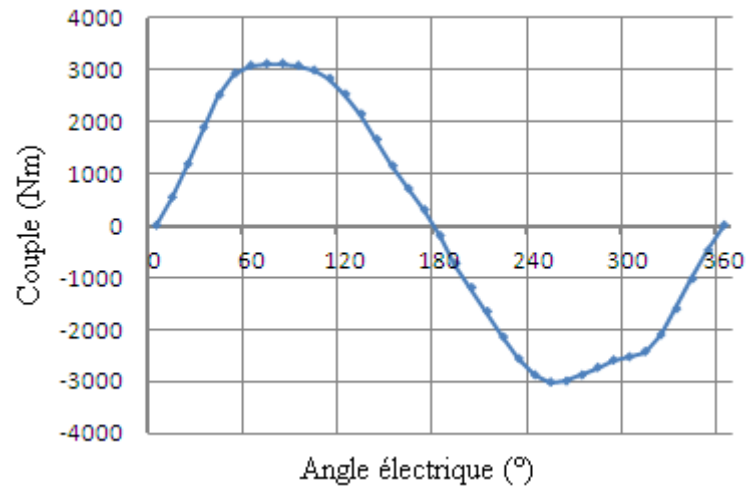


Fig.IV.15 : Allure du couple électromagnétique pour $I_n=100A$ en fonction de la position du rotor

Le réseau de caractéristiques du couple statique $C(\theta, I)$ de la machine optimisée est illustré par la figure IV.16. Ces caractéristiques sont déterminées par la méthode des éléments finis pour des courants variant de 0 à 120 A par pas de 10 A.

Les valeurs positives du couple correspondent au fonctionnement moteur tandis que les valeurs négatives concernent le fonctionnement générateur.

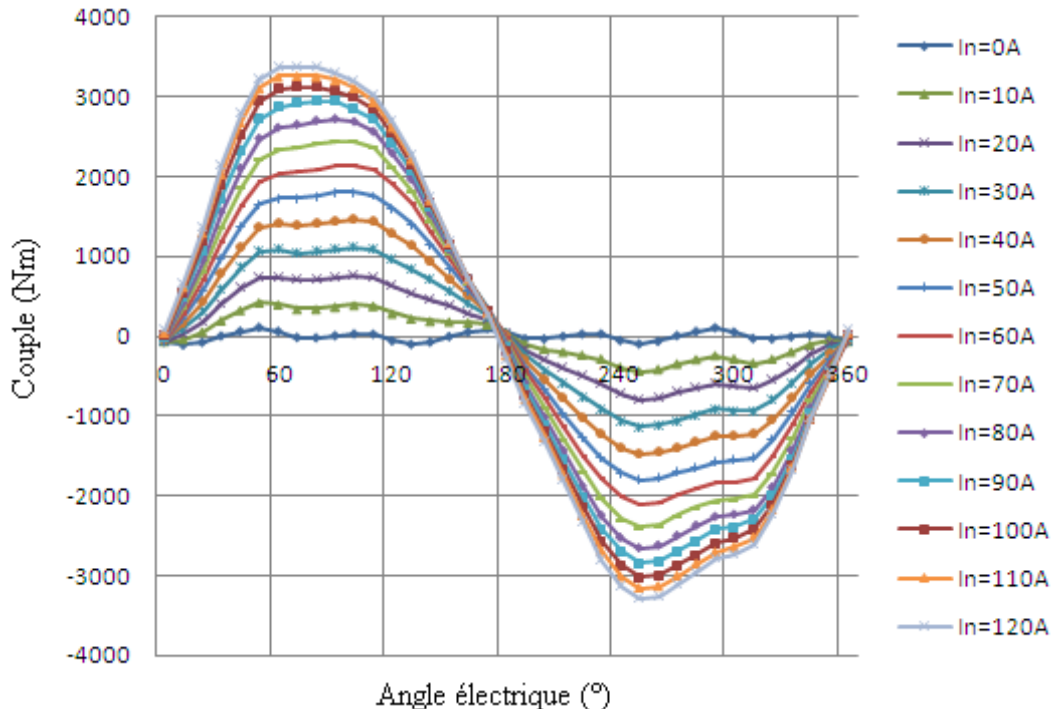


Fig.IV.16 : Couple en fonction de la position du rotor pour des courants de phase allant de 0 à 120A

Le couple statique des trois phases de la machine, lorsqu'elles sont alimentées séparément par un courant constant, est présenté dans la figure IV.17.

La figure IV.18 montre l'allure du couple de détente dû à l'interaction entre les aimants permanents et les dents rotoriques qui leurs font face. Ce couple est déterminé en imposant un courant nul dans les trois phases de la machine. Son amplitude est de 3% du couple maximal avec une périodicité de 120° électrique.

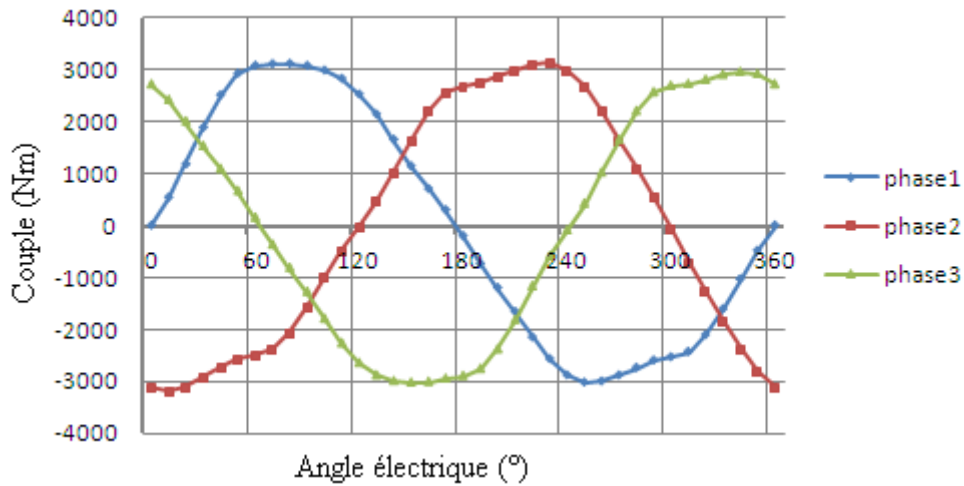


Fig.IV.17 : Couple des trois phases en fonction de la position du rotor pour $I_n=100A$

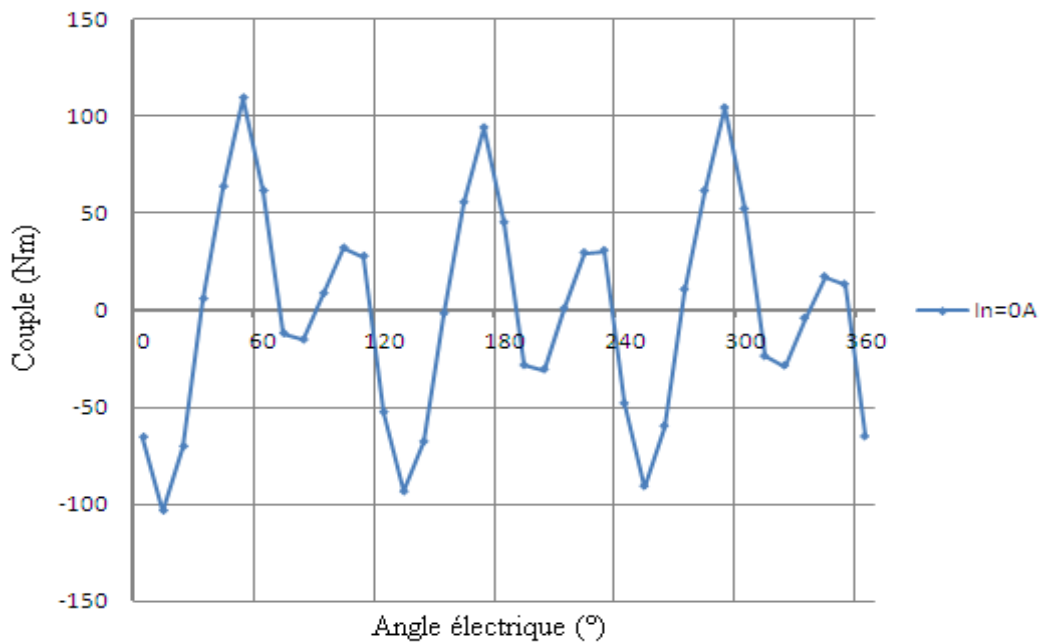


Fig.IV.18 : Couple de détente

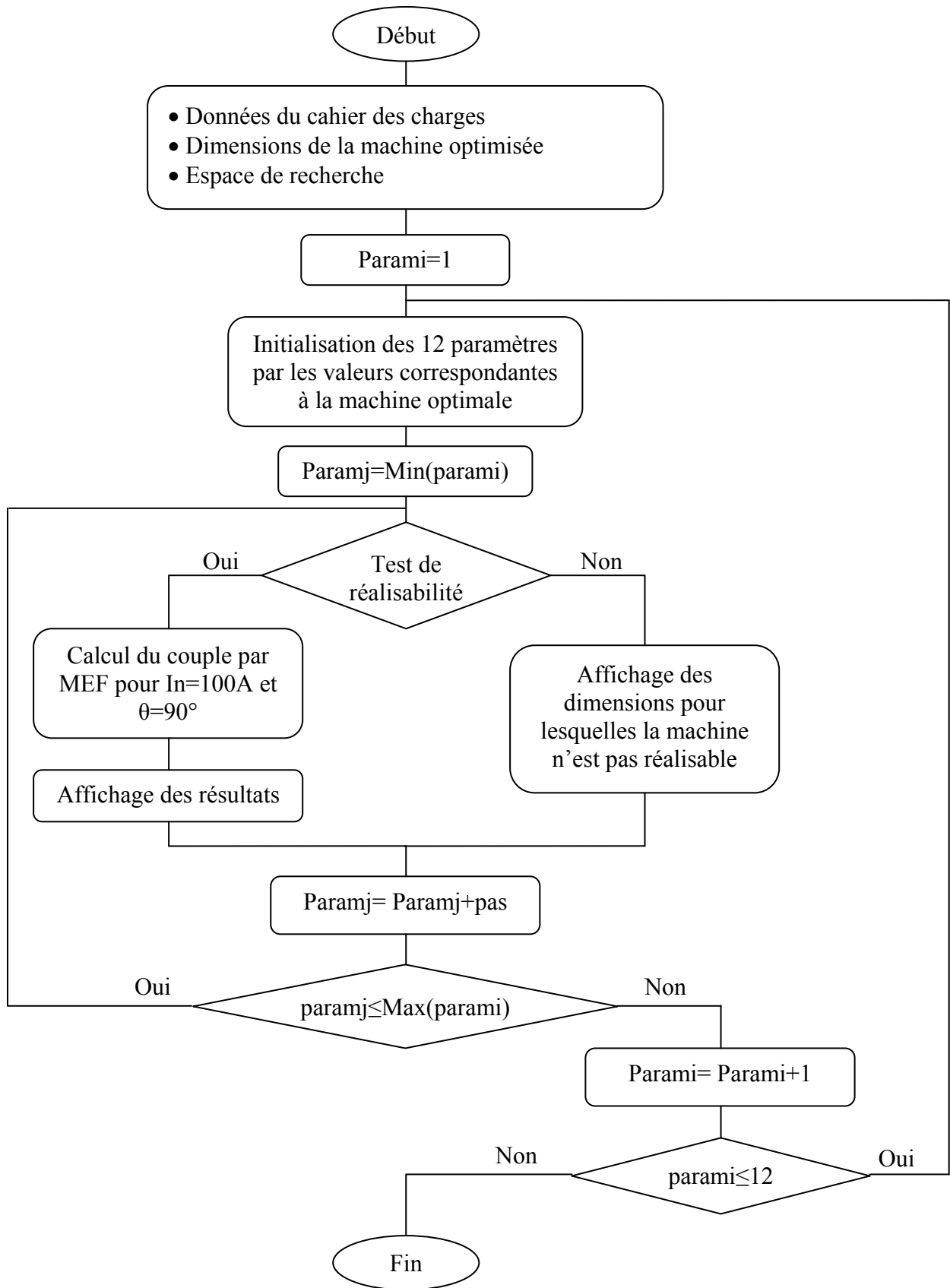
IV.3. Etude de la sensibilité du couple maximal aux paramètres géométriques de la machine

L'étude de la sensibilité du couple maximal aux paramètres géométriques de la machine permet d'identifier les paramètres les plus sensibles. Cette étude, menée sur douze (12) paramètres, consiste en le calcul du couple pour une position θ du rotor fixée à 90° et pour un courant nominal de 100A tout en faisant varier un des paramètres géométriques suivant son espace de recherche (tableau IV-1) et en fixant les autres paramètres à leurs valeurs optimales. Le calcul du couple est fait par la méthode des éléments finis.

L'organigramme IV-1 représente les étapes suivies pour la réalisation de cette étude.

La première étape consiste en l'introduction des données de la machine fixées par le cahier des charges : Les dimensions de la machine optimale ainsi que l'espace de recherche de chacun des paramètres. Nous avons considéré comme données initiales les paramètres de la machine optimisée (voir Annexe B).

La seconde étape consiste en la variation de l'un des paramètres suivant un pas donné. Pour chaque pas un test sur la réalisabilité de la machine est effectué. Si la machine est réalisable le calcul du couple sera effectué à l'aide de la méthode des éléments finis, sinon le pas est incrémenté sans calcul.



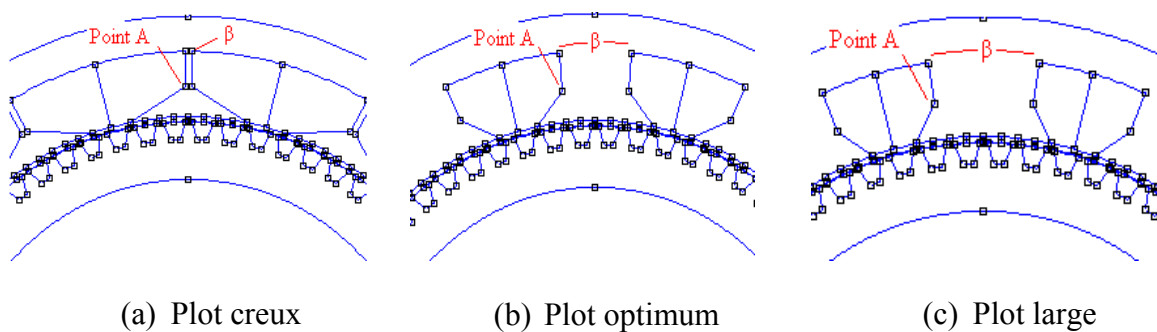
Organigramme IV-1

Paramètres géométriques	Minimum	Maximum	Optimum
$R_a(\text{mm})$	$R_c/3$	$0,9.R_c$	248,75
$E_s(\text{mm})$	5	50	25,6
$\beta_a(^{\circ})$	1	15	$2 \times 5,74$
$\beta(^{\circ})$	1	15	$2 \times 5,6$
$h_m(\text{mm})$	0,2	30	3,4
$H_b(\text{mm})$	5	100	47,2
$h_r(\text{mm})$	0,2	30	12,6
$E_r(\text{mm})$	5	50	28,95
α_{r1}	0,2	0,5	0,26
α_{r2}	0,2	0,5	0,33
$g(\text{mm})$	0,2	1	0,5
$R_r(\text{mm})$	200	250	223,5

Tableau IV-1 : Espace de recherche de la FRM

IV.3.1. Sensibilité à la forme du plot [point A(β_a, R_a) et l'angle β]

La forme des plots est donnée par l'angle β_a et le rayon R_a du point A, ainsi que l'angle β (voir figure IV.19). L'allure du couple en fonction du rayon R_a est donnée sur la figure IV.20. Le couple électromagnétique atteint son maximum pour une valeur de R_a voisine de sa valeur optimale soit 249mm. Au-delà de cette valeur le couple décroît. Pour les valeurs du rayon R_a inférieure à 245mm la machine n'est pas réalisable.

Fig.IV.19 : Forme du plot pour différentes valeurs de l'angle d'ouverture β_a et de l'angle β

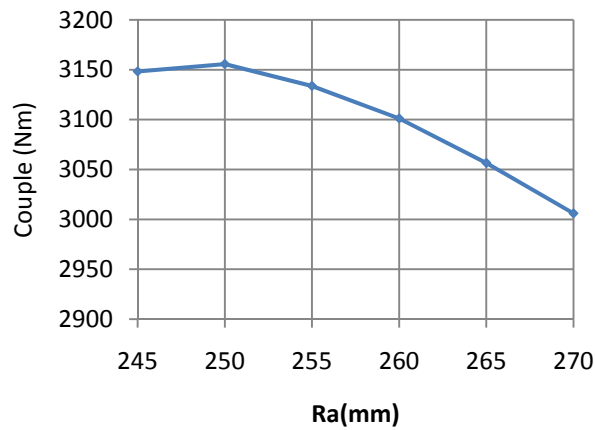


Fig.IV.20 : Influence du rayon Ra sur le couple maximal

Les figures IV.21 et IV.22 montrent l'allure du couple, respectivement, en fonction de l'angle β_a et de l'angle β .

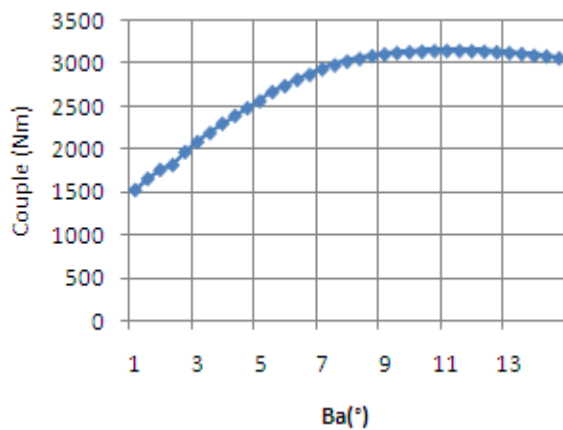


Fig.IV.21 : Influence de l'angle β_a sur le couple maximal

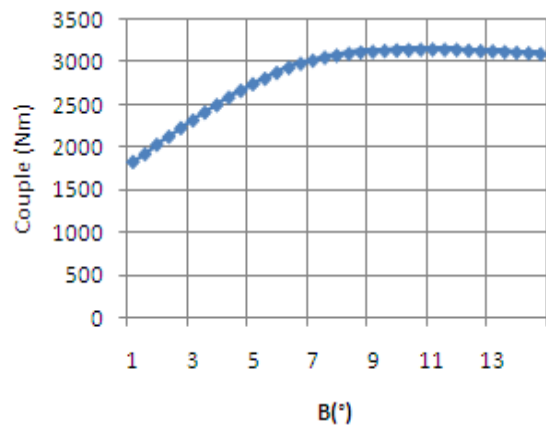


Fig.IV.22 : Influence de l'angle β sur le couple maximal

Les valeurs de l'angle d'ouverture des plots β_a et de l'angle β résultent d'un compromis entre la valeur maximale du couple, la saturation du fer (pour β_a et β faibles) et la réduction de la surface bobinable (pour β_a et β élevés).

Une légère variation de β_a ou de β autour de leurs valeurs optimales n'entraîne pas de modification sensible du couple électromagnétique.

IV.3.2. Sensibilité à l'épaisseur de la culasse statorique E_s

La figure IV.23 montre que le couple électromagnétique augmente jusqu'à sa valeur maximal correspondant à une valeur de E_s voisine de 30mm. La valeur optimale de l'épaisseur de la culasse statorique est proche de 25,6mm.

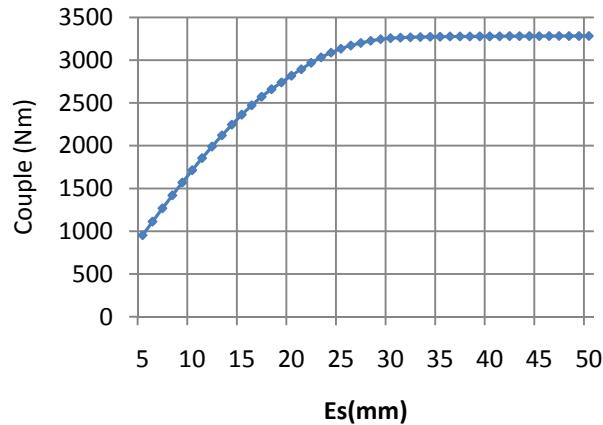


Fig.IV.23 : Influence de l'épaisseur E_s sur le couple maximal

IV.3.3. Sensibilité à la hauteur des aimants h_m

L'allure, donnée sur la figure IV.24, montre que le couple inversement proportionnelle à la hauteur des aimants.

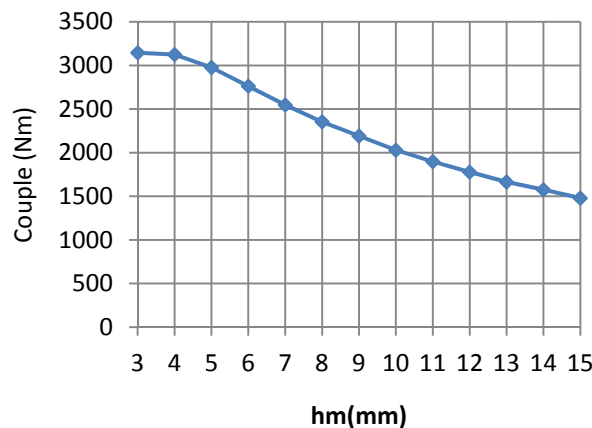


Fig.IV.24 : Influence de la hauteur des aimants sur le couple maximal

Pour un nombre de paires d'aimants fixé dans le cahier des charges, la diminution de la hauteur des aimants entraîne la minimisation de leurs volumes.

Comme les aimants sont constitués de matériaux très durs, particulièrement difficiles à usiner, le choix de la hauteur des aimants doit être un compromis entre la difficulté d'usinage de l'aimant (pour un volume minimal) et le couple maximal.

L'augmentation de l'épaisseur de l'aimant de perméabilité μ_a conduit à l'augmentation du flux magnétique par phase dû aux aimants et à l'augmentation de la réluctance globale du circuit magnétique et de l'entrefer équivalent et par conséquent la diminution du couple.

Compte tenu des valeurs fixées pour le reste des autres paramètres, la machine n'est pas réalisable pour une hauteur d'aimants supérieure à 15,2mm.

IV.3.4. Sensibilité à la hauteur des plots h_b

La hauteur du plot statorique correspond à la hauteur de la bobine. La figure IV.25 montre que pour des hauteurs de bobines inférieures à 22mm la machine n'est pas réalisable compte tenu des valeurs fixées pour les autres paramètres.

L'augmentation de la hauteur du plot statorique engendre l'augmentation de la surface bobinable autour du plot et donc le nombre d'ampères tours nécessaires à la production du couple.

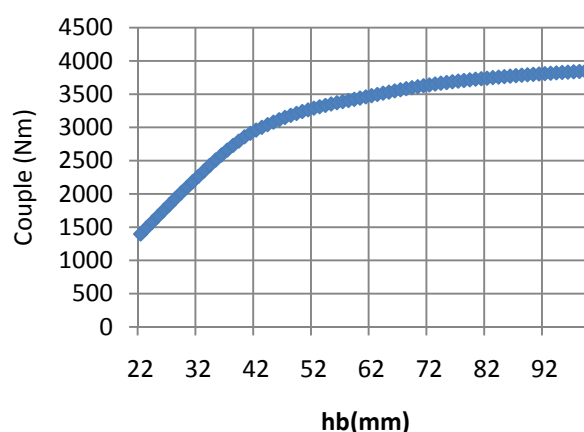
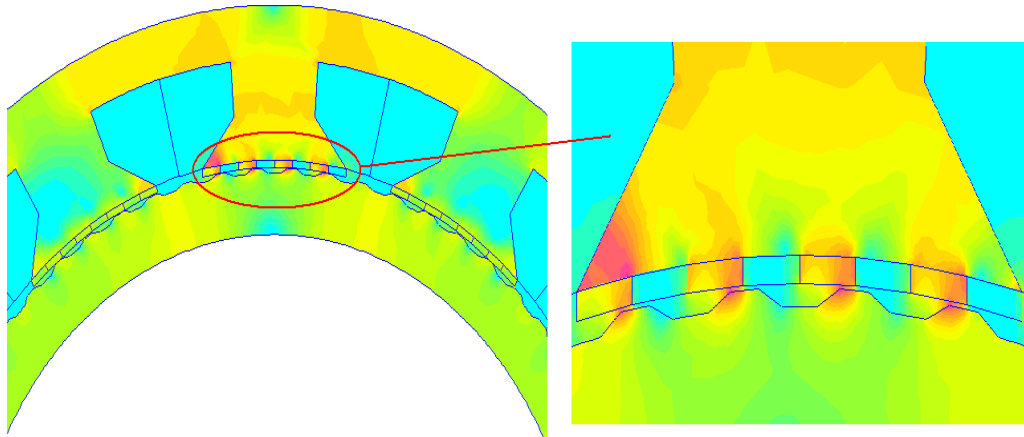


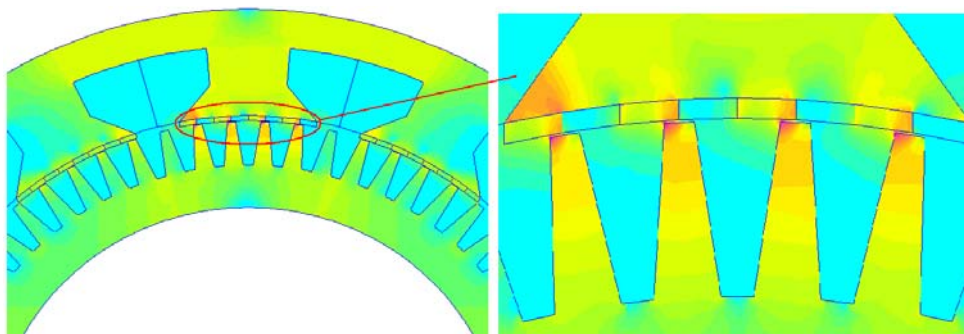
Fig.IV.25 : Influence de la hauteur des plots (h_b) sur le couple maximal

IV.3.5. Sensibilité à la hauteur des dents rotoriques h_r

Le choix de la profondeur des dents rotoriques dépend essentiellement du niveau de saturation (couleur rouge sur les figures IV.26, IV.27 et IV.28).

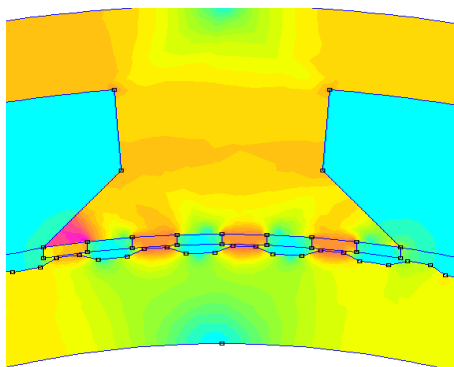


(a) Dents courtes

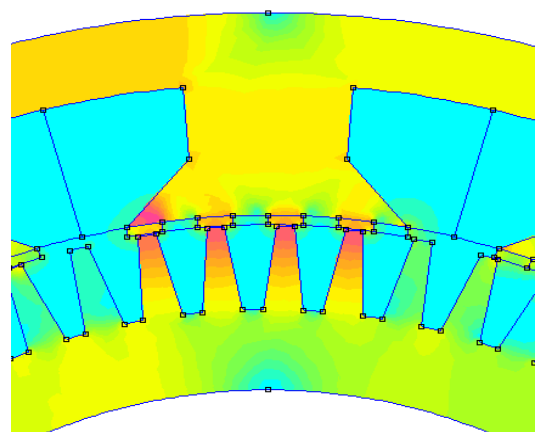


(b) Dents longues

Fig.IV.26 : Saturation due à la profondeur des dents rotoriques en position intermédiaire (couple max)

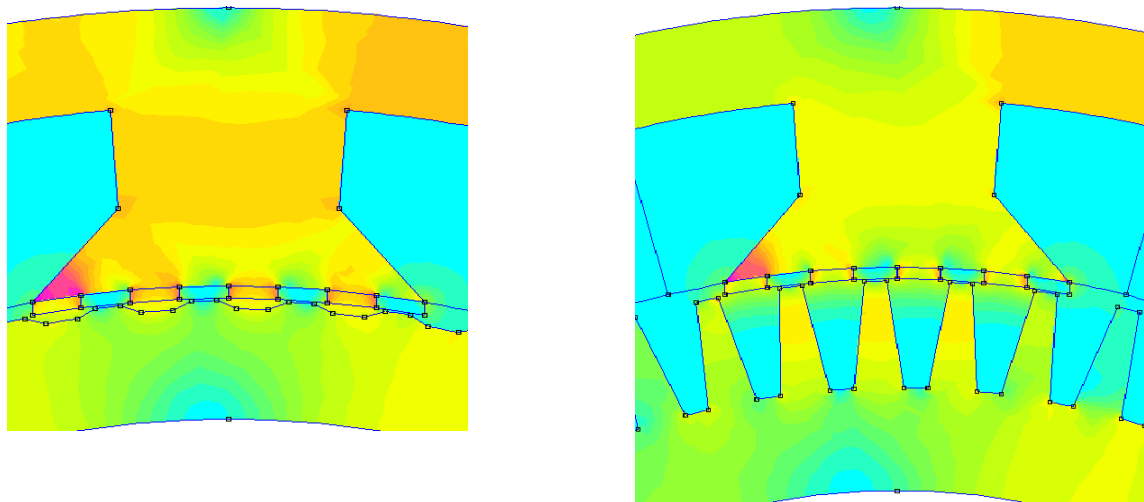


(a) Dents courtes



(b) Dents longues

Fig.IV.27 : Saturation due à la profondeur des dents rotoriques en position de conjonction



(a) Dents courtes

(b) Dents longues

Fig.IV.28 : Saturation due à la profondeur des dents rotoriques en position d'opposition

La figure IV.29 montre la variation du couple en fonction de la profondeur des dents rotoriques. La valeur optimale de cette profondeur est voisine de 12,6mm.

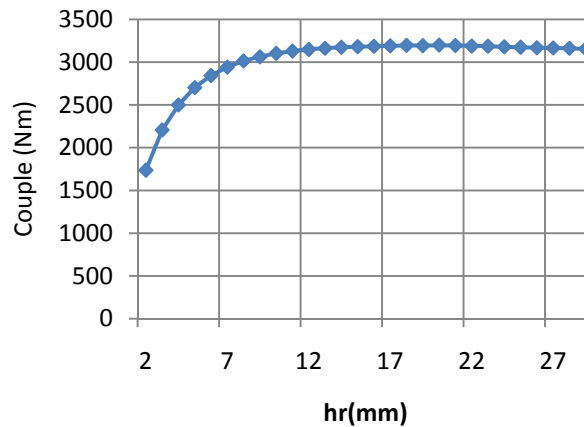


Fig.IV.29 : Influence de la profondeur des dents rotoriques (hr) sur le couple maximal

IV.3.6. Sensibilité à l'épaisseur de la culasse rotorique E_r

L'allure du couple, donnée sur la figure IV.30, montre qu'au-delà d'une certaine valeur de l'épaisseur de la culasse rotorique, le couple maximal ne varie pas malgré que la machine soit loin d'être saturée. Ceci conduit de plus à l'augmentation de la masse de la machine.

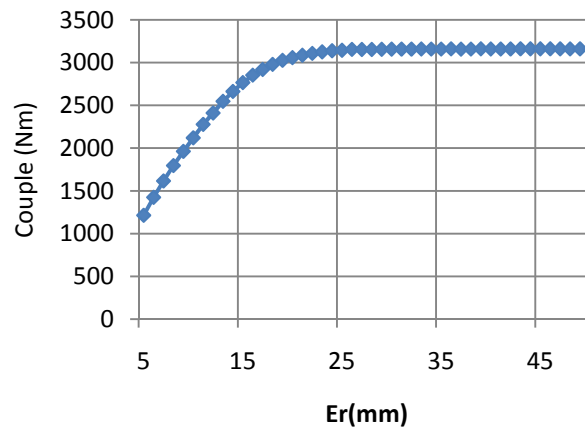


Fig.IV.30 : Influence de l'épaisseur de la culasse rotorique sur le couple maximal

IV.3.7. Sensibilité aux rapports cycliques des dents

La conversion de l'énergie électromagnétique s'effectue essentiellement au niveau des dents. Le couple est donc sensible à la variation des rapports cycliques α_{r1} et α_{r2} comme le montre les figures ci-dessous. La figure IV.31.a montrée que l'augmentation de la largeur des dents rotoriques α_{r1} provoque une diminution progressive du couple. Contrairement à la figure IV.31.b où le couple augmente avec l'augmentation de la largeur des encoches α_{r2} .

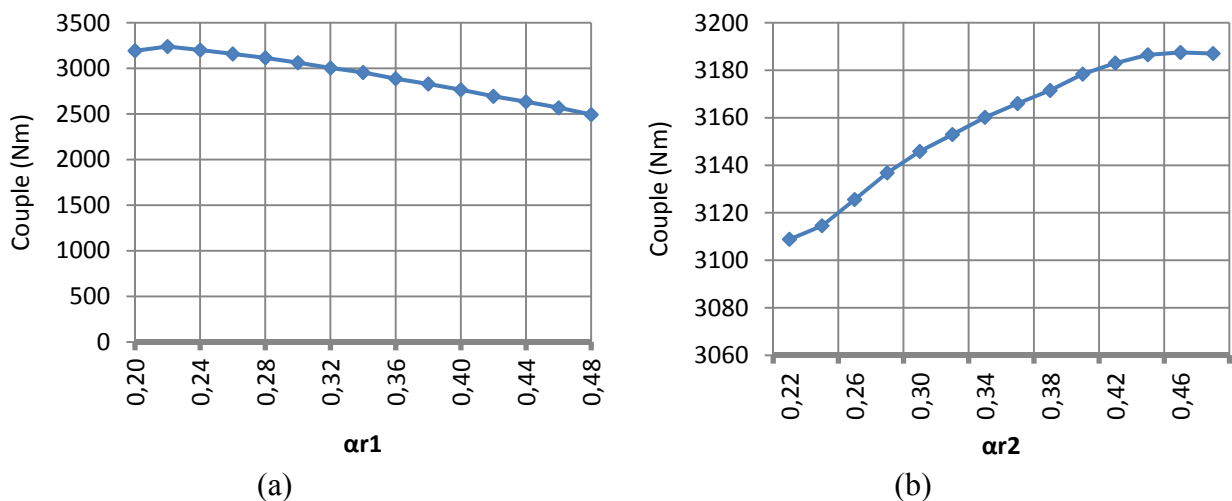


Fig.IV.31 : Influence des rapports cycliques sur le couple maximal

IV.3.8. Sensibilité à l'entrefer mécanique

La figure IV.32 montre que le couple est maximal pour de faibles valeurs de l'entrefer mécanique. Cependant, la minimisation de l'épaisseur de l'entrefer engendre des contraintes mécaniques et des bruits acoustiques ce qui est néfaste

pour le bon fonctionnement de la machine. Ce qui fait que la valeur de cette épaisseur résulte d'un compromis entre le couple maximal et le bon fonctionnement de la machine, elle est prise égale à 0,5mm dans notre cas.

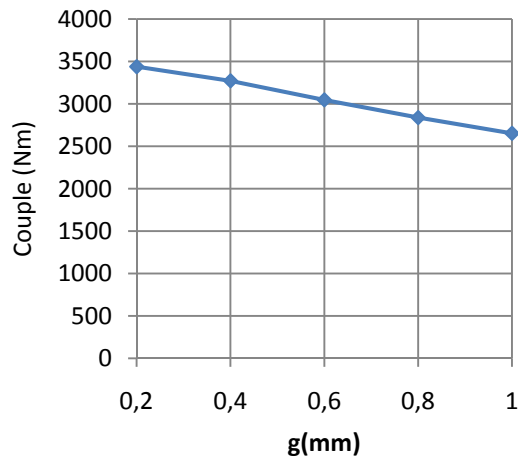


Fig.IV.32 : Influence de l'entrefer mécanique sur le couple maximal

IV.3.9. Sensibilité au rayon rotorique (R_r)

Le couple électromagnétique est proportionnel au carré du rayon rotorique. La figure IV.33 montre que le couple augmente avec l'augmentation du rayon rotorique jusqu'à une valeur proche de 3300Nm. Au-delà de 225mm de rayon, le couple augmente légèrement. Cela entraîne de plus l'augmentation de la masse de la machine.

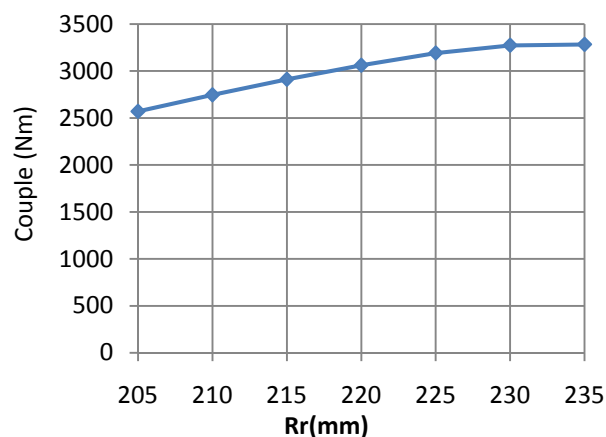


Fig.IV.33 : Influence du rayon rotorique sur le couple maximal

IV.4. Conclusion

Dans cette partie du travail, nous avons déterminé et analysé les caractéristiques électromagnétiques d'une machine à inversion de flux. Les résultats obtenus ont permis de conclure que ce type de machine est adéquat pour les entraînements à basse vitesse et fort couple.

Une étude, sur la sensibilité du couple maximal aux paramètres géométriques de la machine, a également été menée dans cette partie du travail.

Les résultats de l'analyse paramétrique montrent bien qu'un fonctionnement optimal des machines à inversion de flux requiert un choix approprié de ces paramètres.

Le couple électromagnétique de la machine est beaucoup plus sensible à la position du point $A(R_a)$, la hauteur de l'aimant et à l'entrefer mécanique de la machine.

Par ailleurs, ce couple est moins sensible à la hauteur des dents rotorique, l'épaisseur de la culasse rotorique et l'épaisseur de la culasse statorique ainsi qu'à la forme du plot statorique (β_a et β).

Chapitre V

Contribution à l'amélioration de la qualité d'onde de la FEM de la FRM 48/64

V.1. Introduction

L'objectif de cette partie du travail est l'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice de la FRM 48/64. Pour ce faire, nous avons d'abord procédé à étudier l'influence de la disposition des aimants de la phase 2 relativement aux phases 1 et 3 et le sens d'orientation de son bobinage sur la forme d'onde du flux et du couple de la machine.

La configuration offrant de meilleures performances est celle qui sera retenue dans la suite de ce travail.

L'étape suivante consiste à l'optimisation en couple par l'action sur la forme et les dimensions des petites dents rotoriques.

Une fois les dimensions fixées pour chaque forme de dents, il s'agira de comparer les forces électromotrices produites par chacune d'elles et retenir celle qui produit une onde plus proche de la sinusoïde.

V.2. Influence de la disposition des aimants et du bobinage de la phase 2 sur le flux et le couple de la FRM

Pour étudier l'influence de la disposition des aimants de la phase 2 et le sens d'orientation de son bobinage nous avons calculé le flux et le couple de la machine pour trois différentes configurations désignées comme suit :

A-B-C : l'ordre d'orientation des aimants par rapport au sens d'orientation du bobinage est le même pour les trois phases (figure V.1).

A-B''-C : l'ordre d'orientation des aimants par rapport au sens d'orientation du bobinage est le même pour les phases 1 et 3. Pour la phase 2, le sens de bobinage est le même que celui des phases 1 et 3 par contre l'ordre d'orientation des aimants qui lui sont associés est inversé (figure V.2).

A-B'-C : l'ordre d'orientation des aimants par rapport au sens d'orientation du bobinage est le même pour les trois phases mais le sens de bobinage de la phase 2 est inversé avec l'inversion du sens d'orientation des aimants qui lui sont associés (figure V.3).

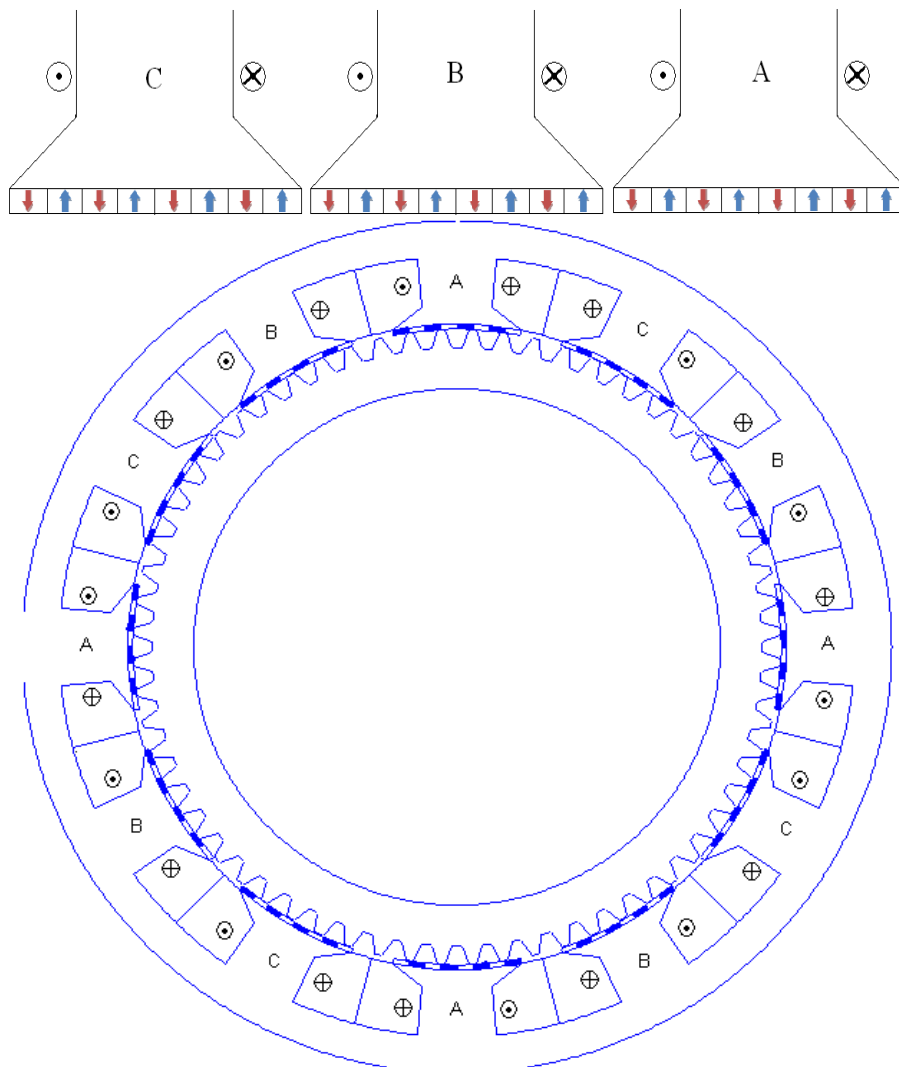


Fig.V.1 : Configuration A-B-C

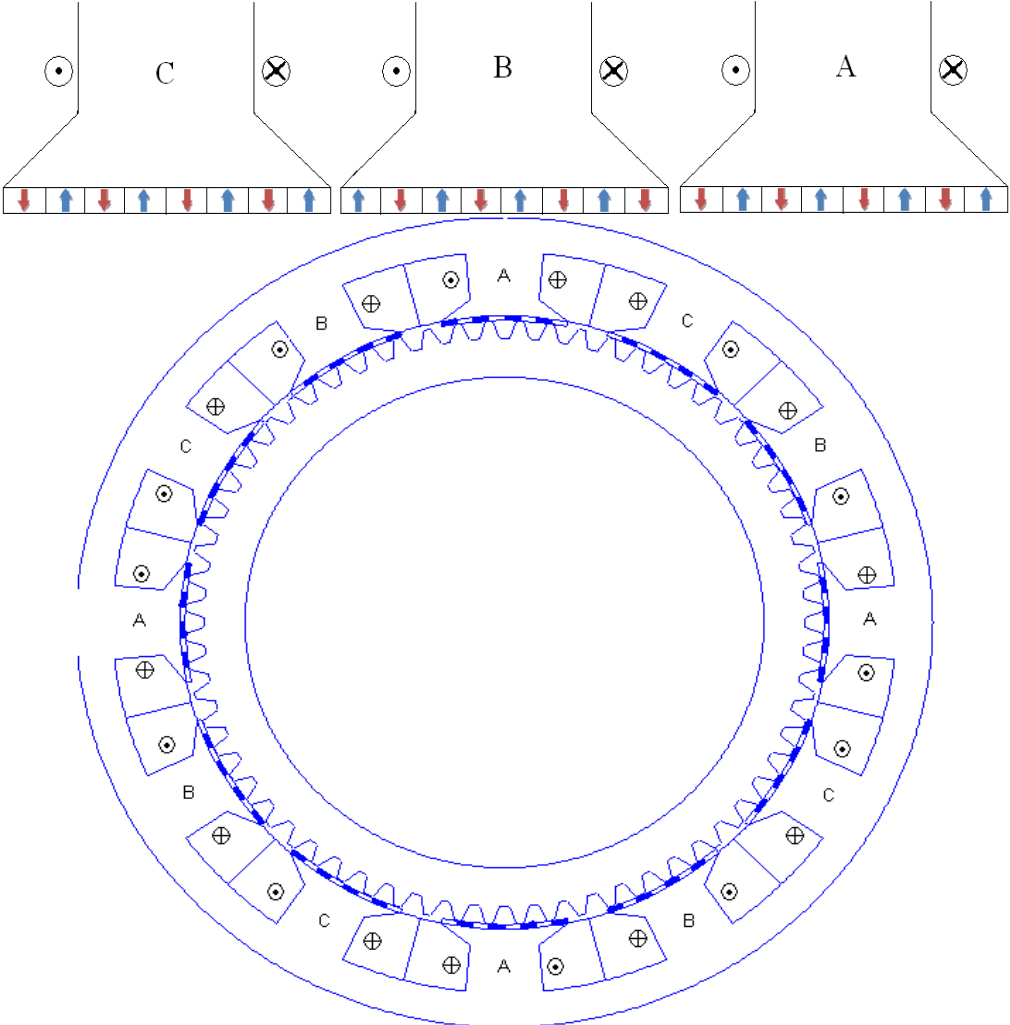


Fig.V.2 : Configuration A-B''-C

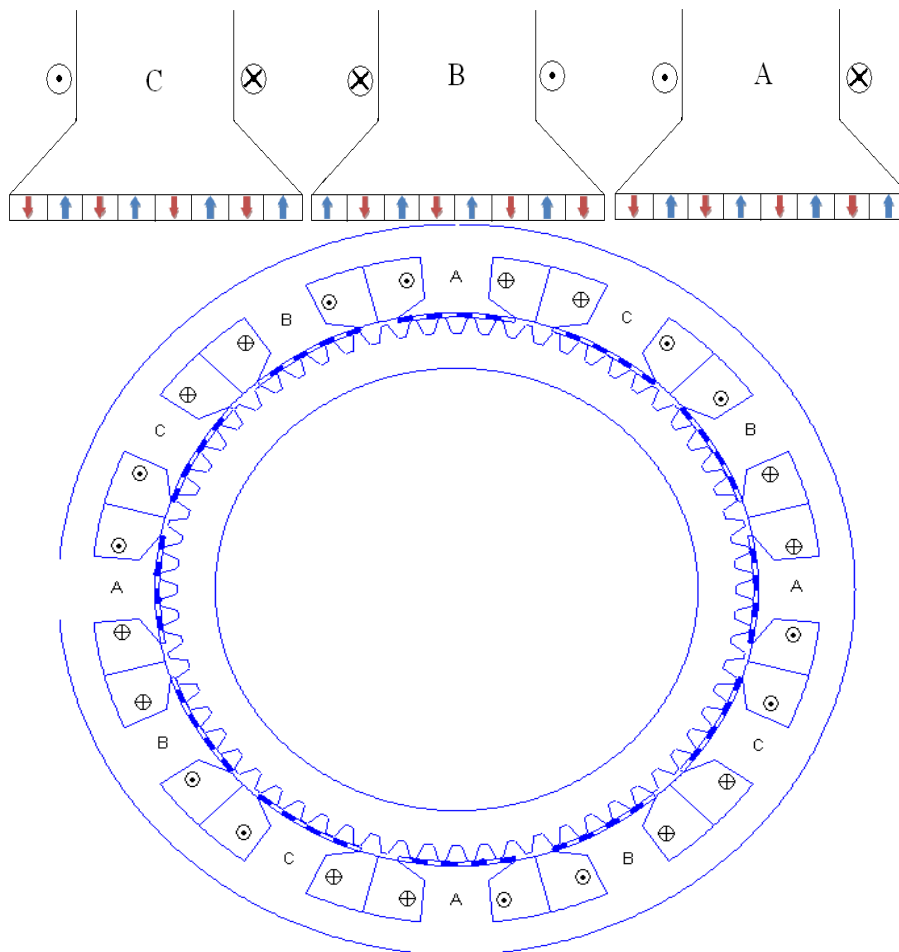
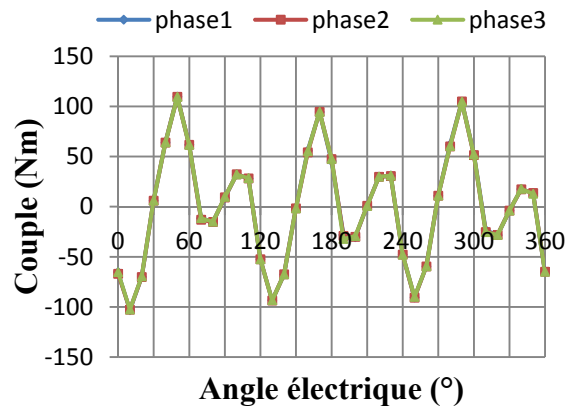
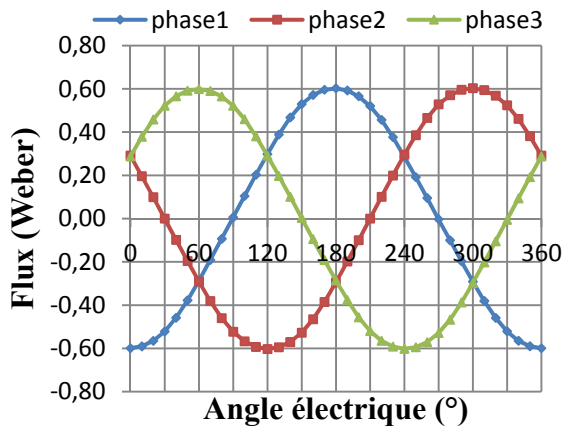


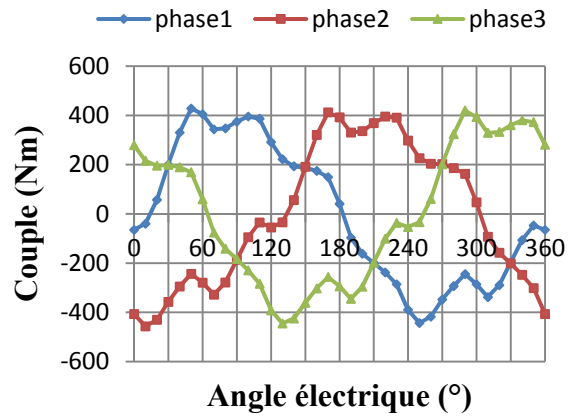
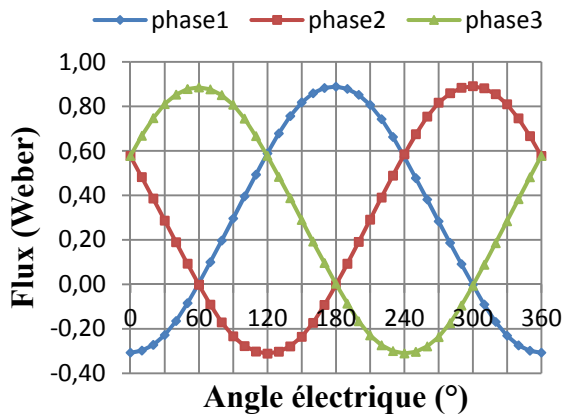
Fig.V.3 : Configuration A-B'-C

Les calculs sont faits par la méthode des éléments finis pour des courants allant de 0 à 120A par pas de 10A.

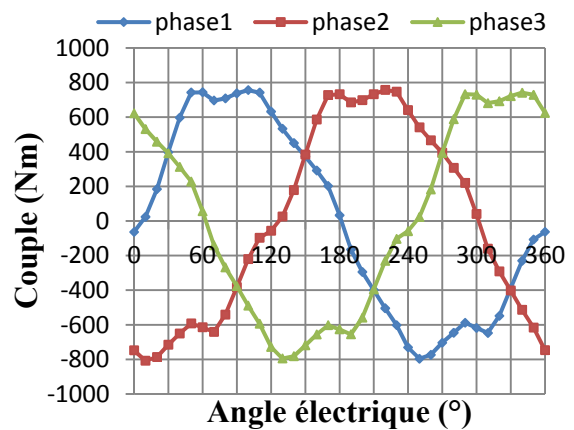
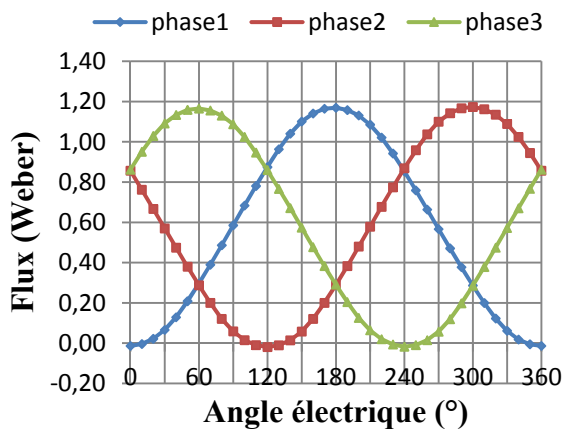
Les figures V.4 à V.6 illustrent, pour chaque configuration, l'évolution de la forme d'onde du flux et du couple des trois phases de la FRM en fonction de la position du rotor lorsque le courant alimentant la machine augmente de 0 à 120A.



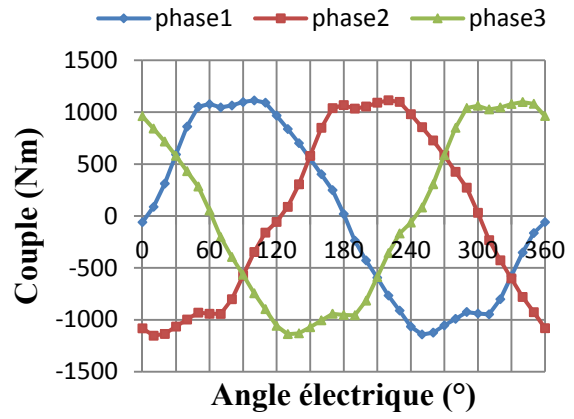
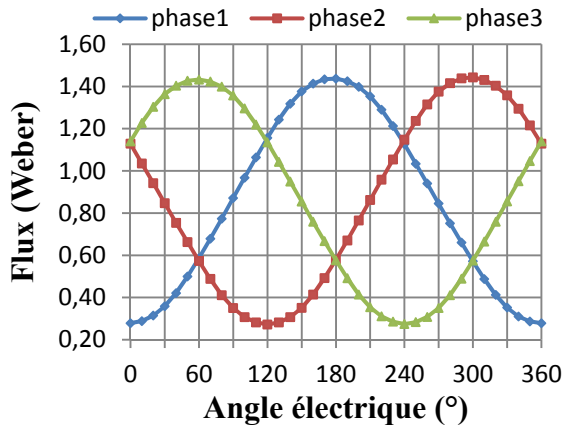
(a) I=0A



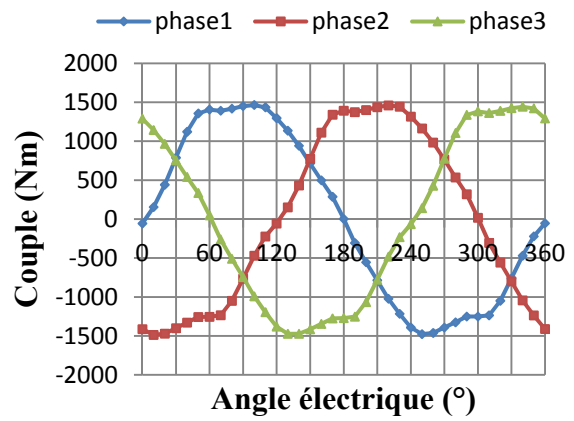
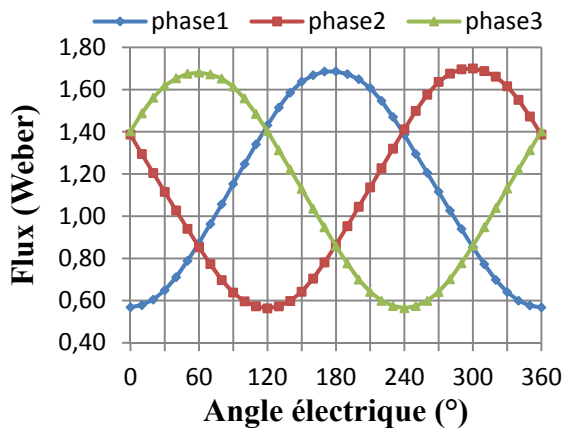
(b) I=10A



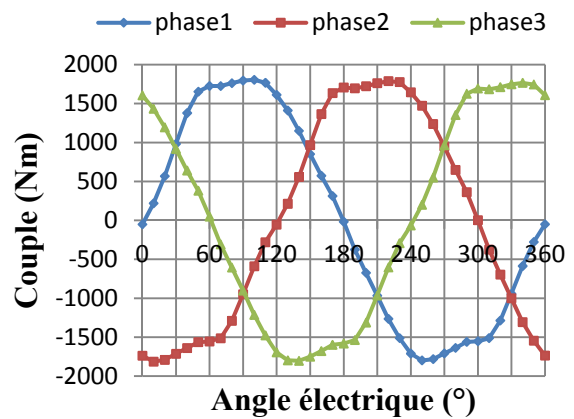
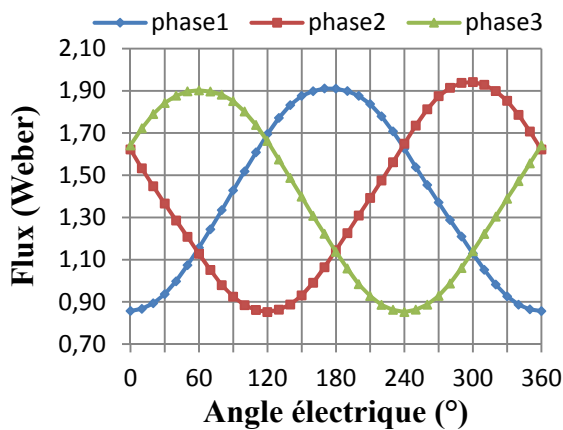
(c) I=20A



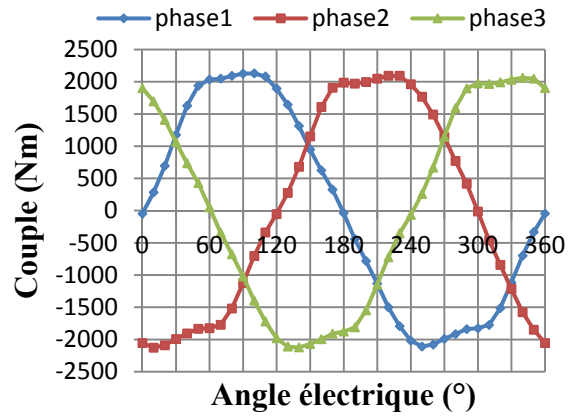
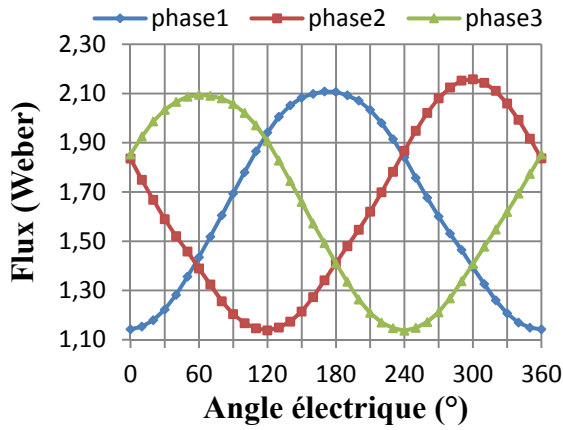
(d) I=30A



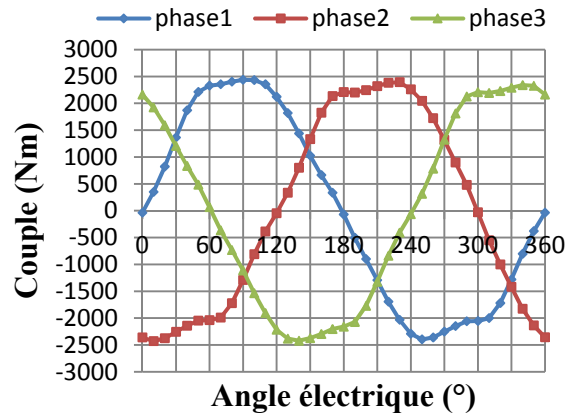
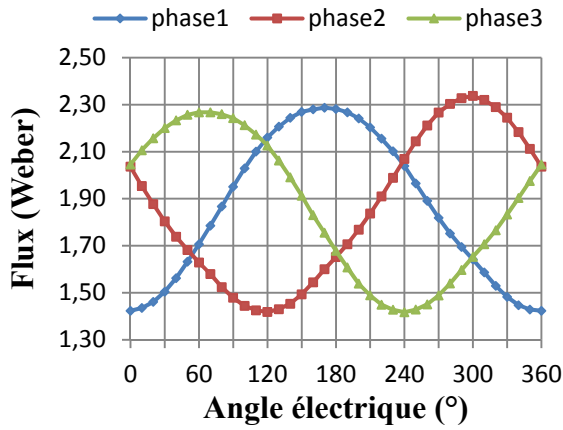
(e) I=40A



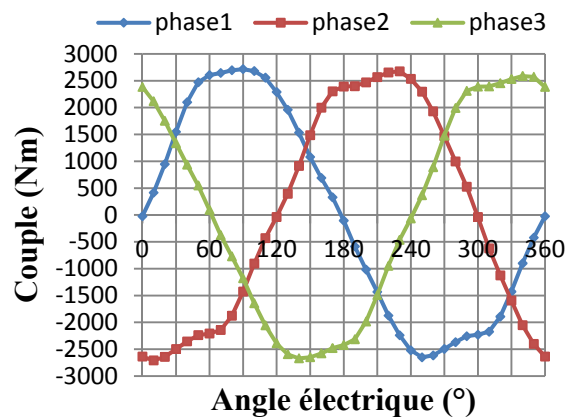
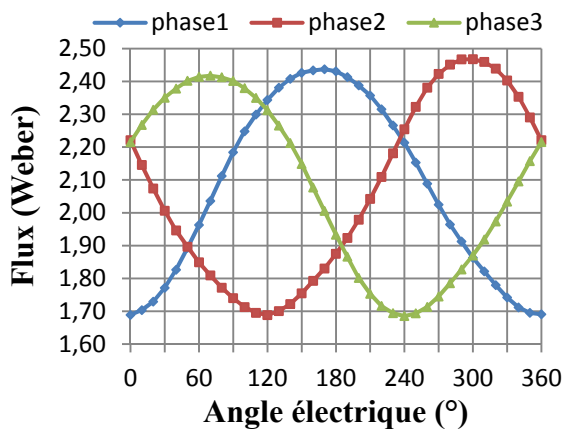
(f) I=50A



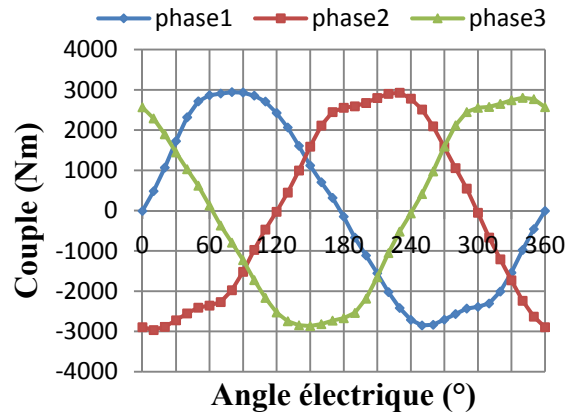
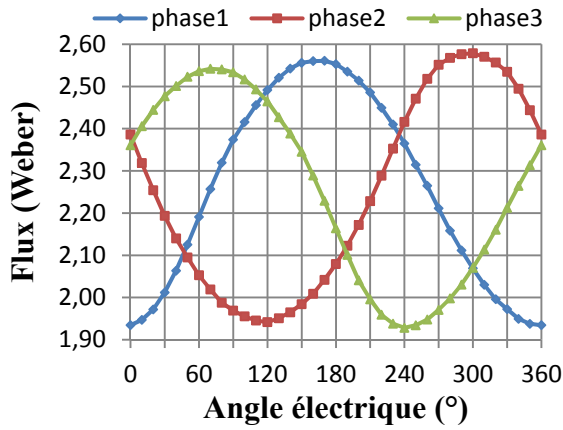
(g) I=60A



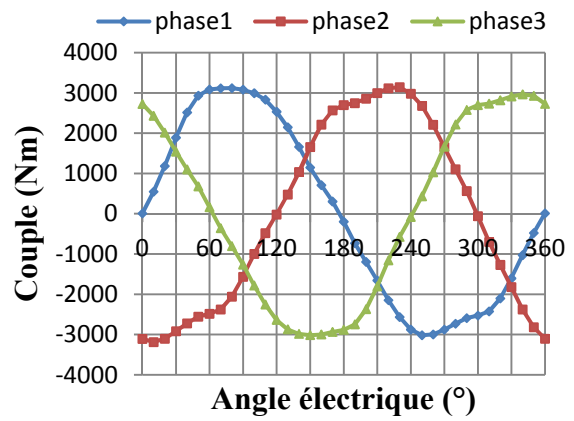
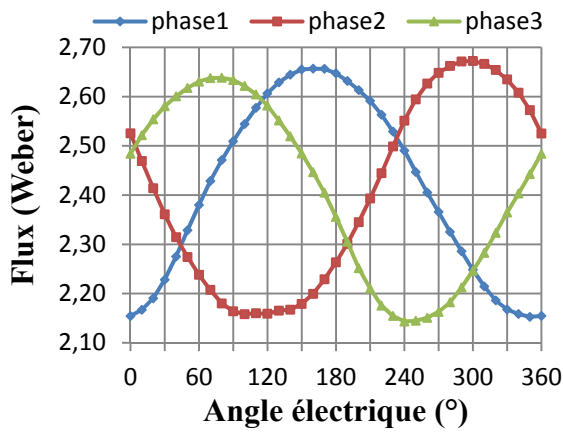
(h) I=70A



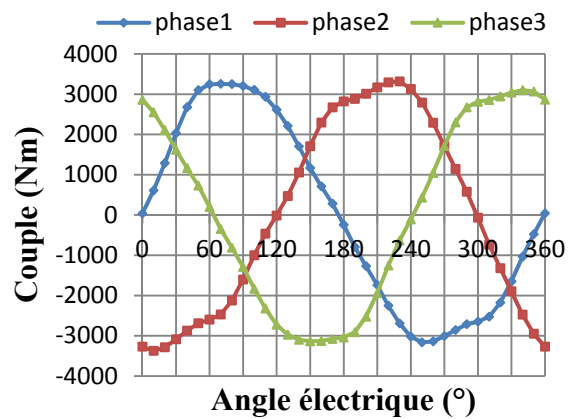
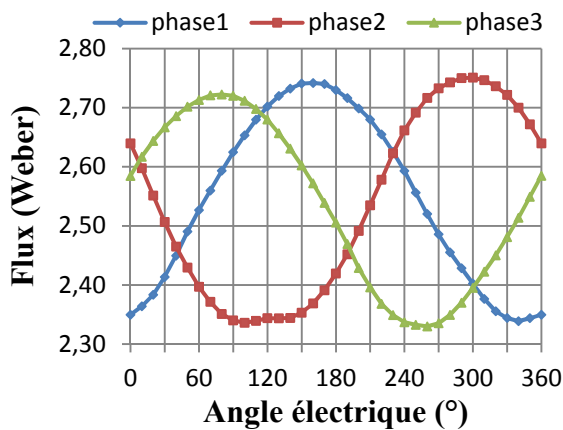
(i) I=80A



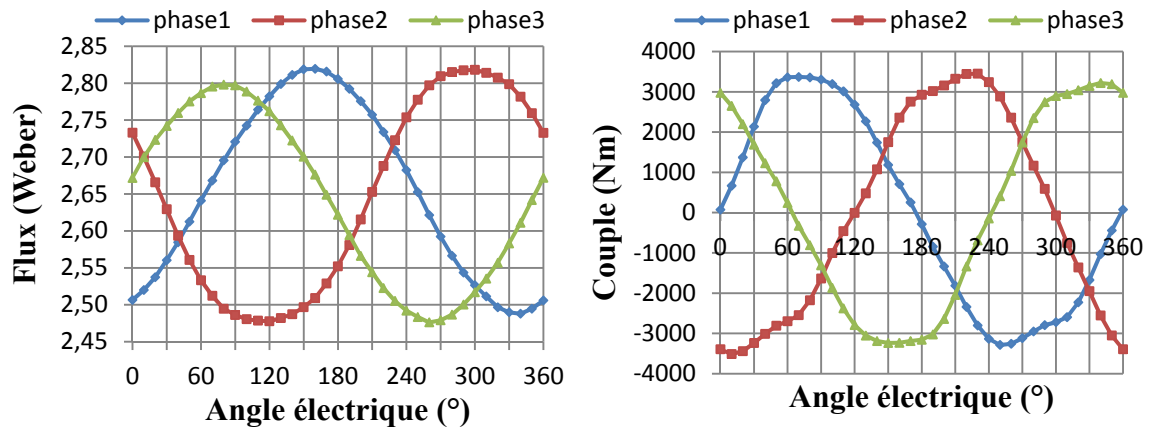
(j) I=90A



(k) I=100A

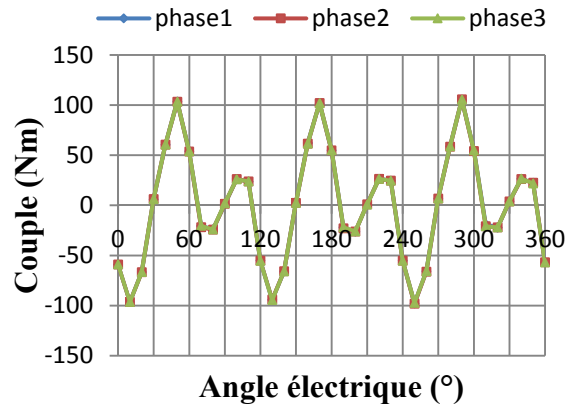
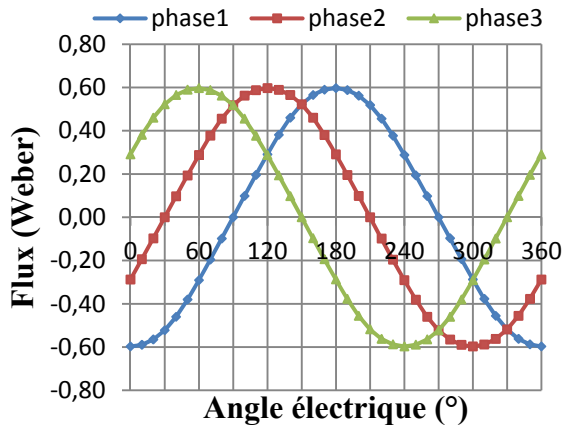


(l) I=110A

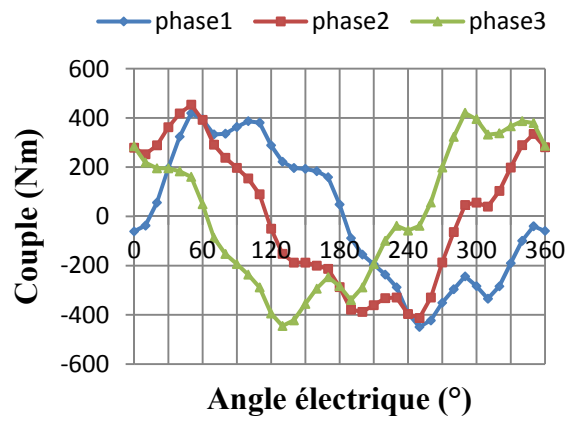
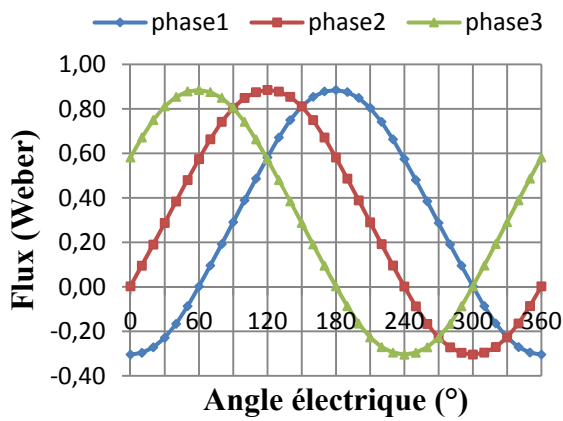


(m)I=120A

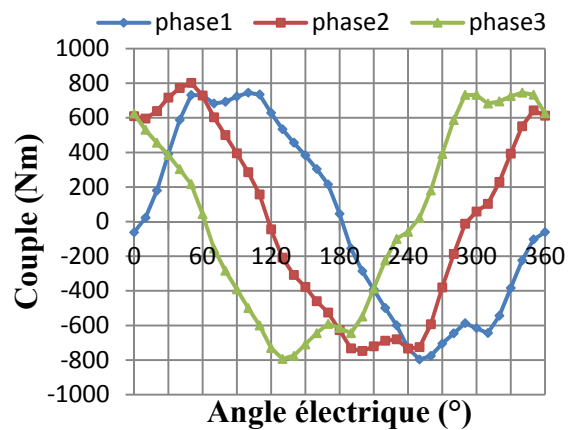
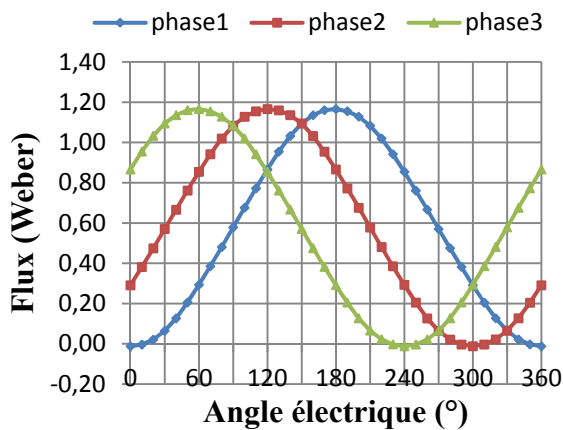
Fig.V.4 : Evolution de la forme d'onde du flux et du couple pour la configuration A-B-C



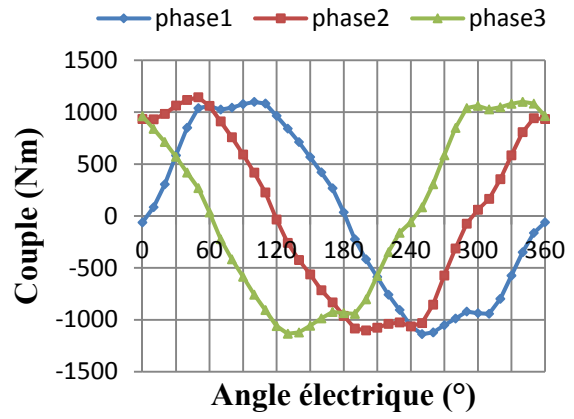
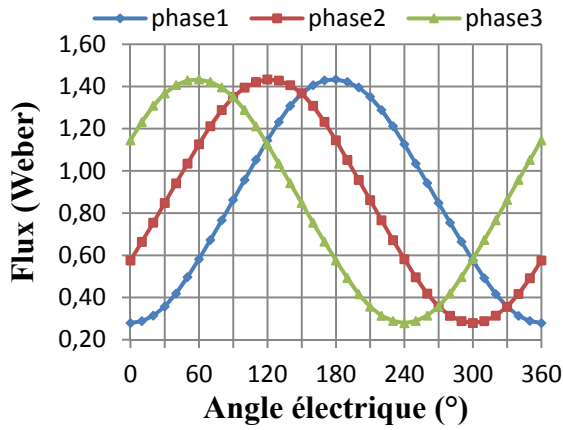
(a) I=0A



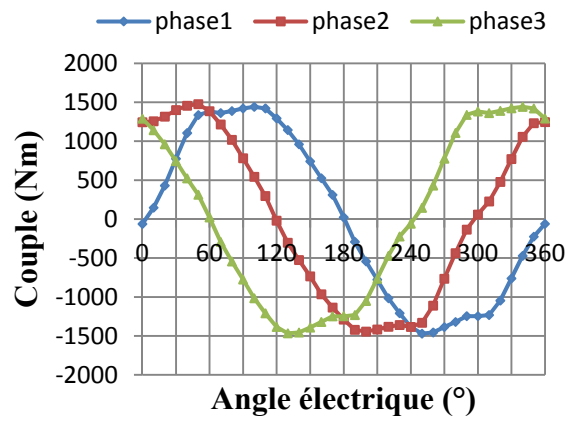
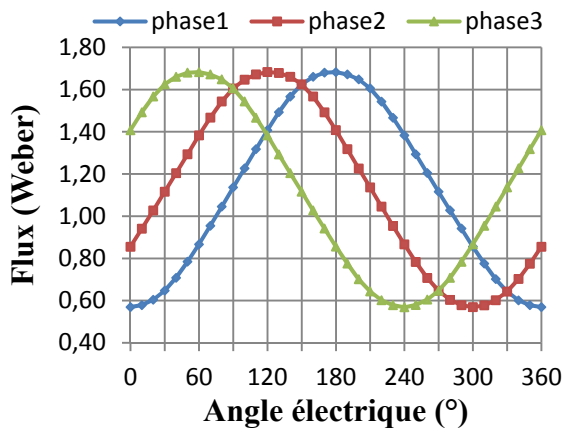
(b) I=10A



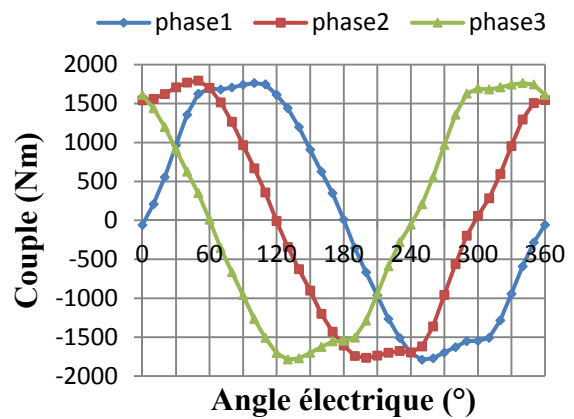
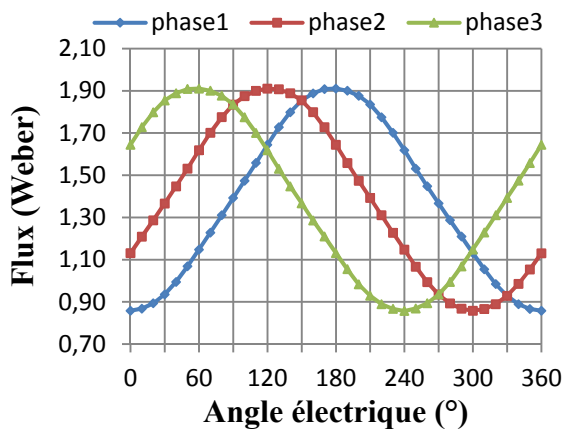
(c) I=20A



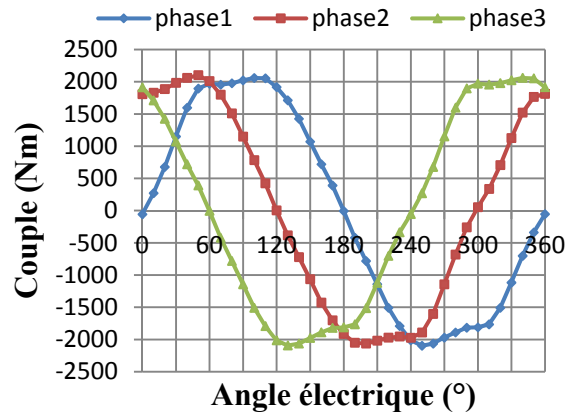
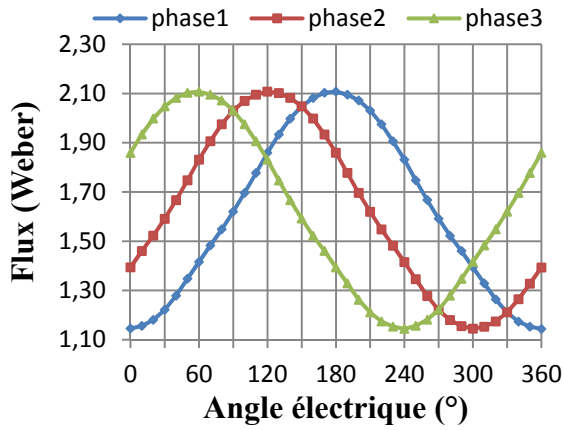
(d) I=30A



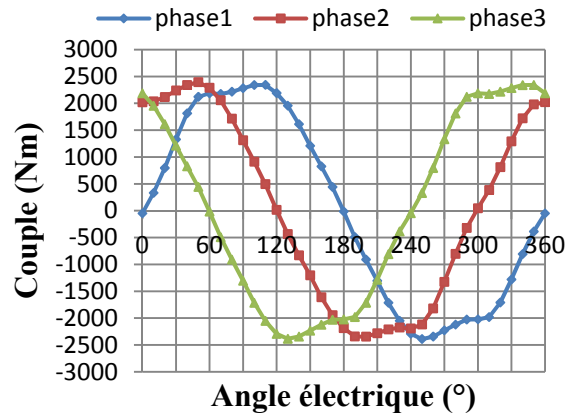
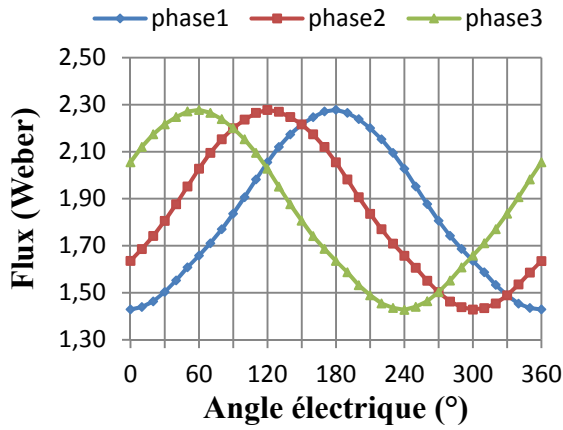
(e) I=40A



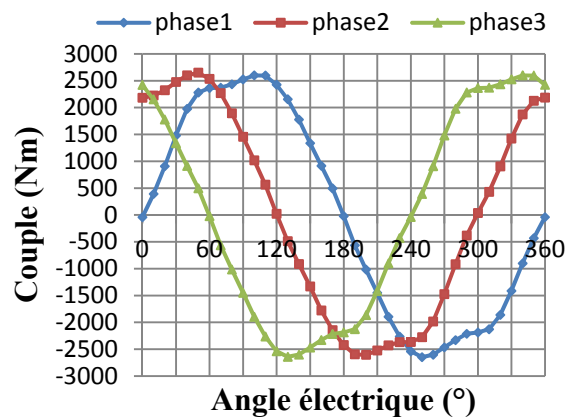
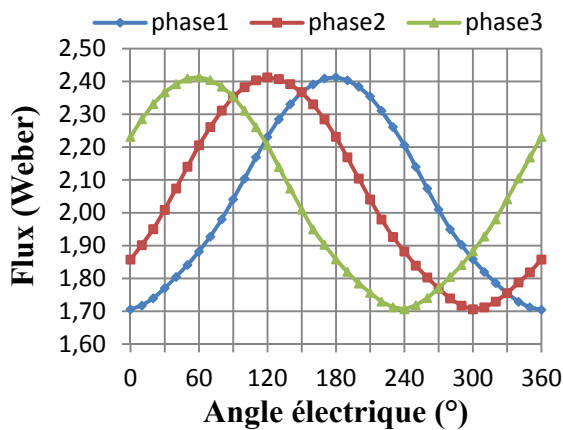
(f) I=50A



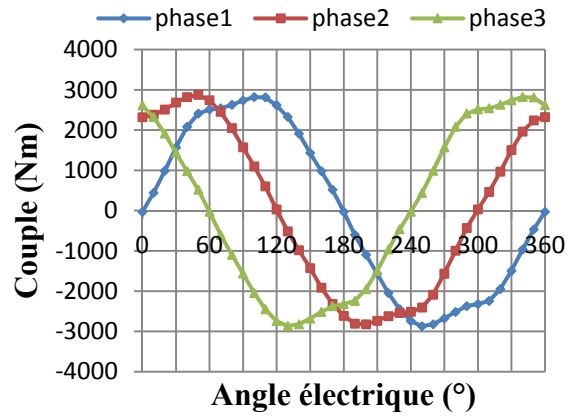
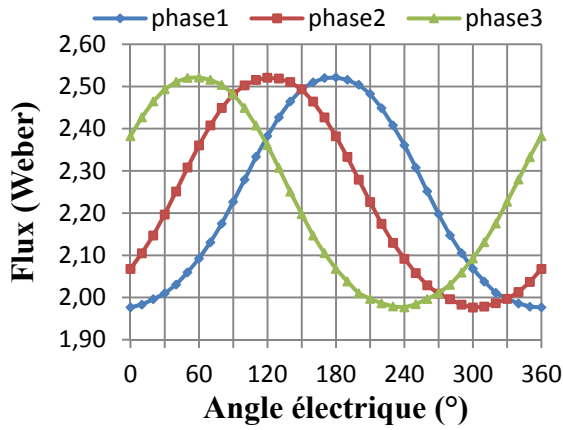
(g) I=60A



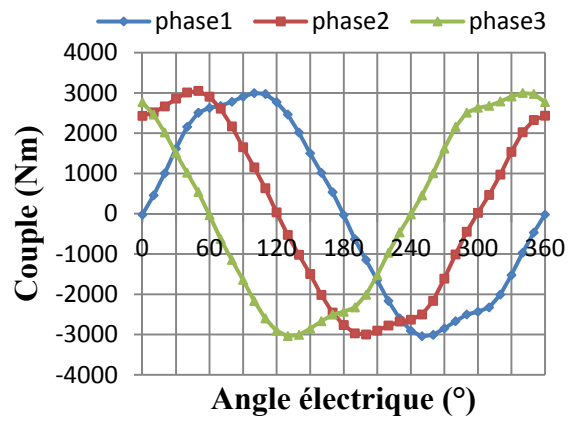
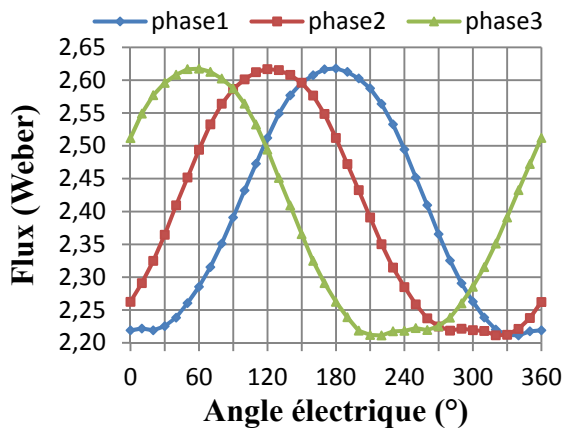
(h) I=70A



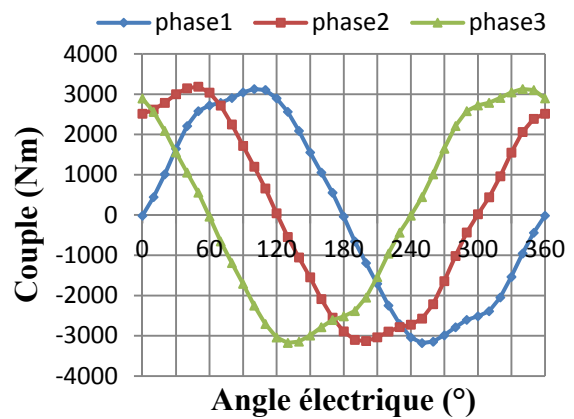
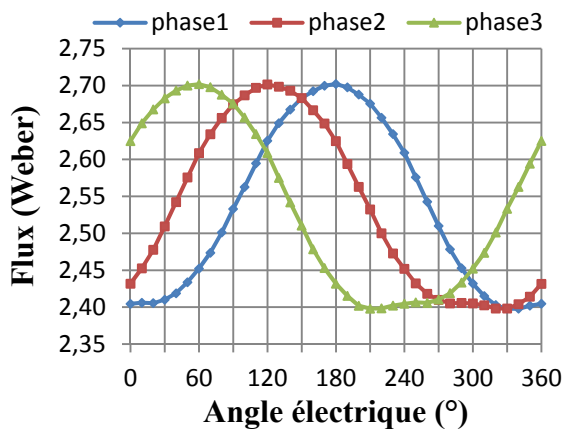
(i) I=80A



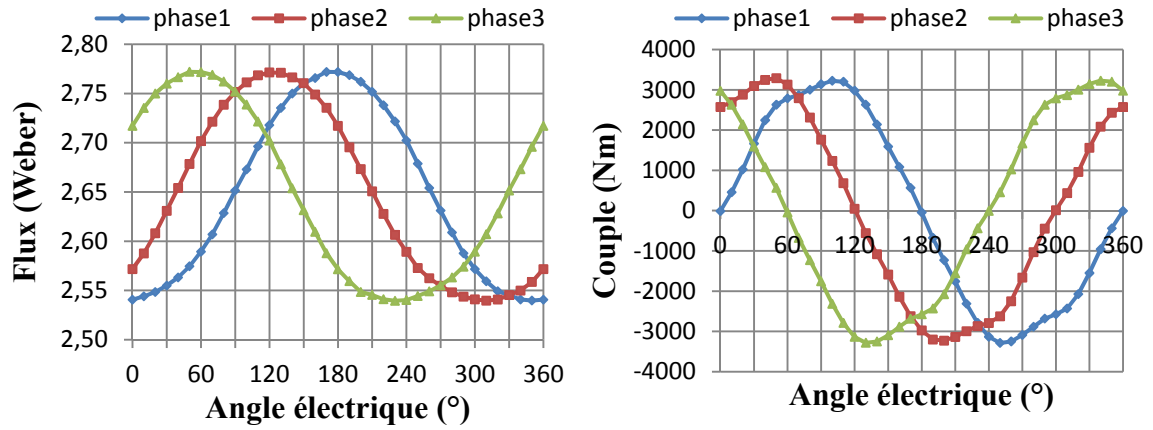
(j) I=90A



(k) I=100A



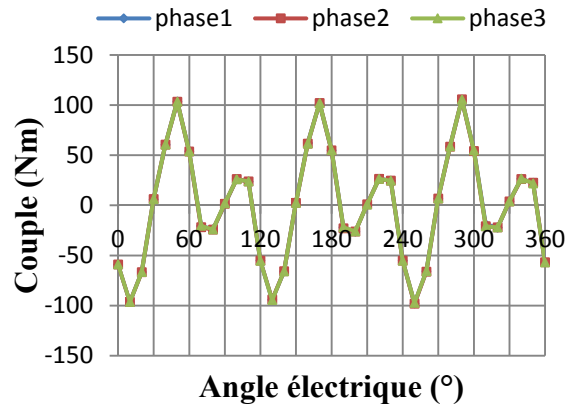
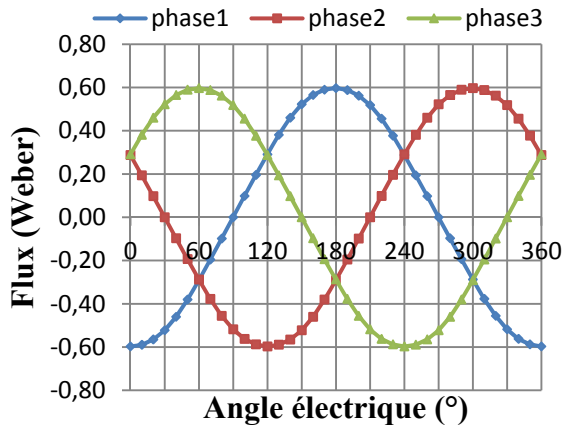
(l) I=110A



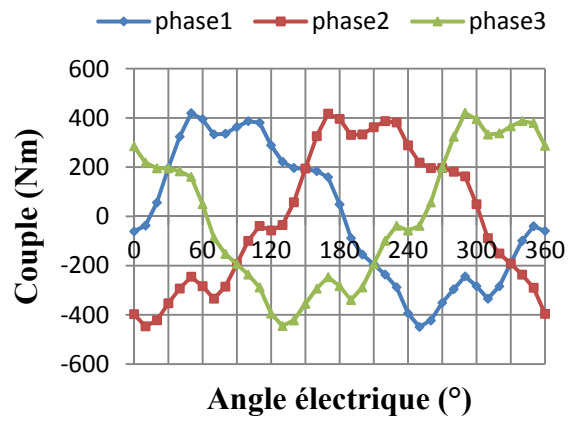
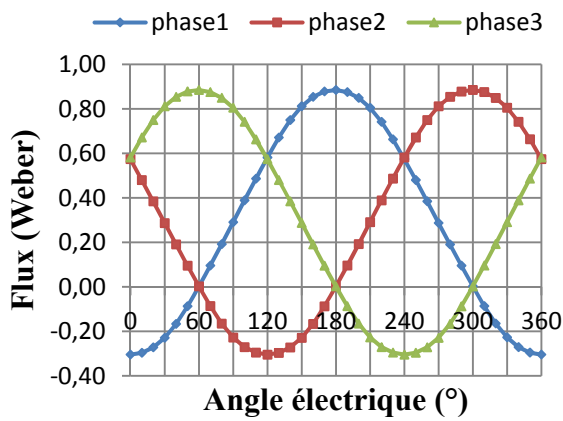
(m)I=120A

Fig.V.5 : Evolution de la forme d'onde du flux et du couple pour la configuration

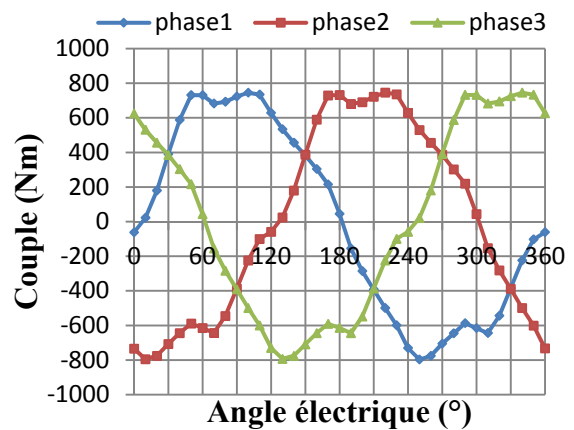
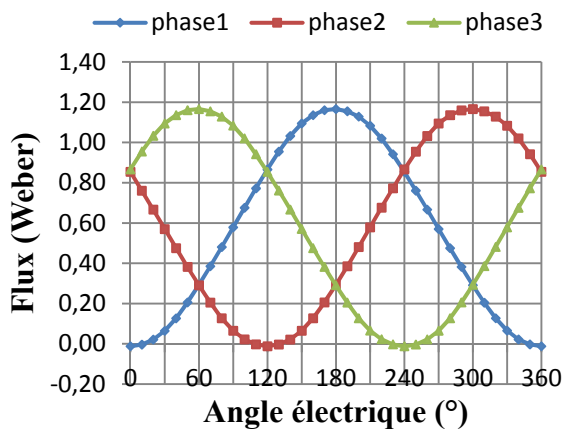
A-B''-C



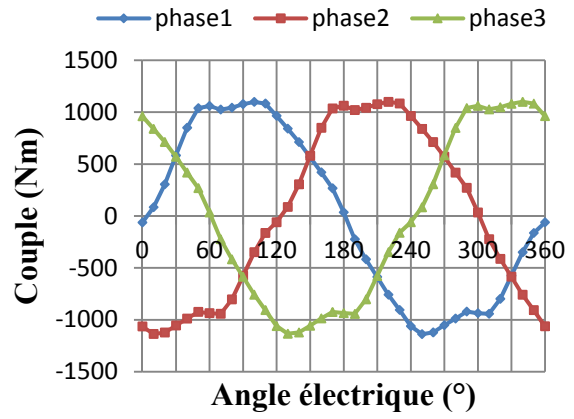
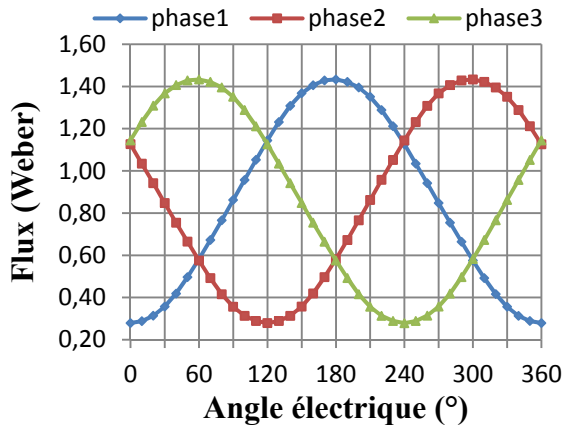
(a) I=0A



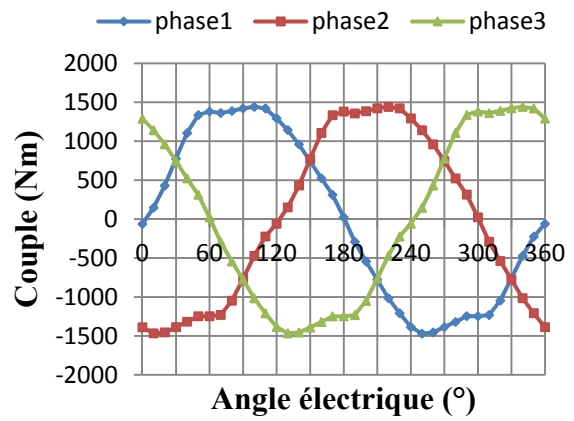
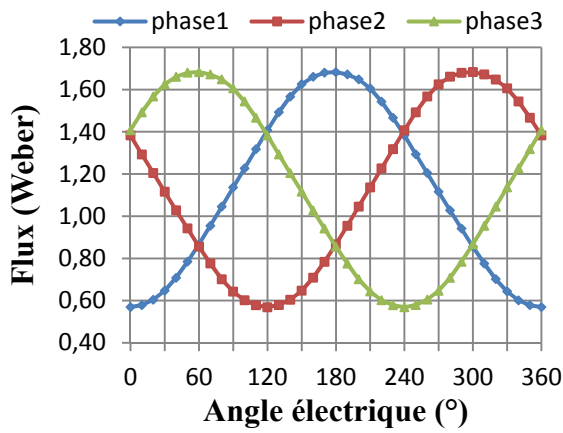
(b) I=10A



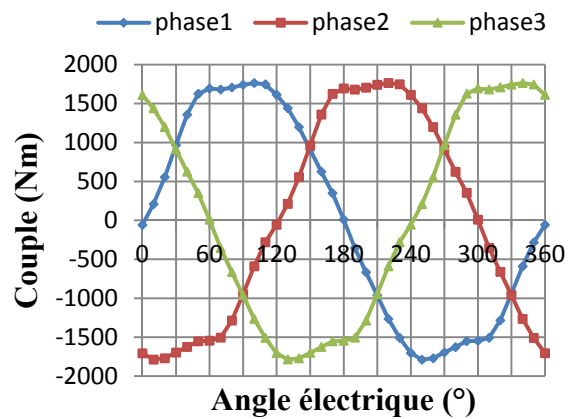
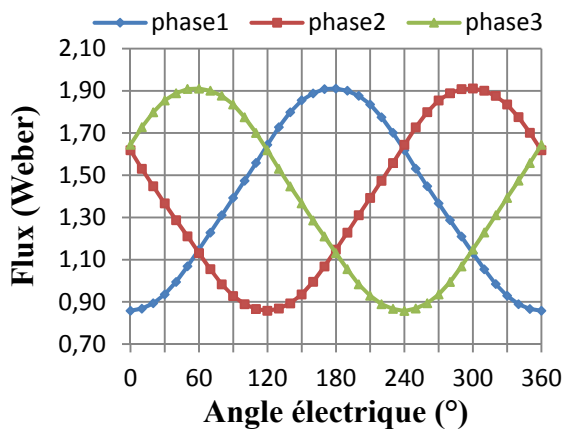
(c) I=20A



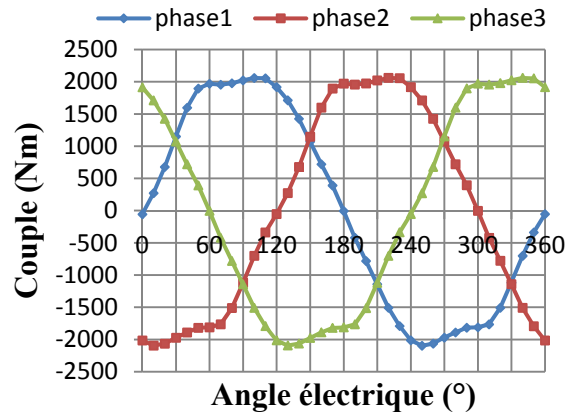
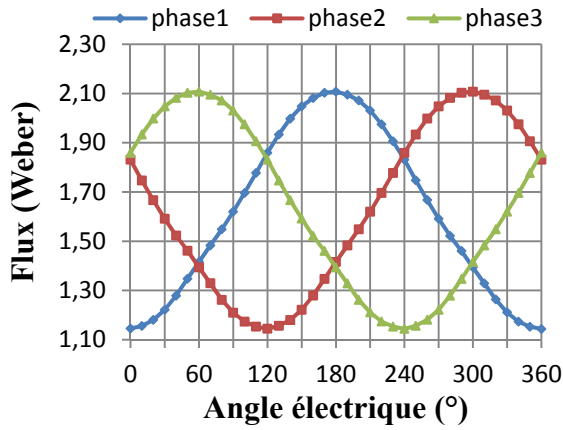
(d) I=30A



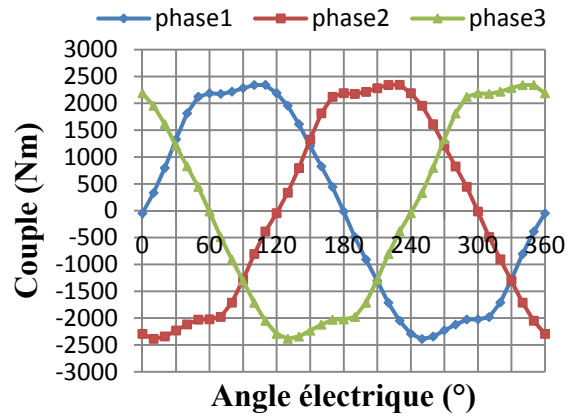
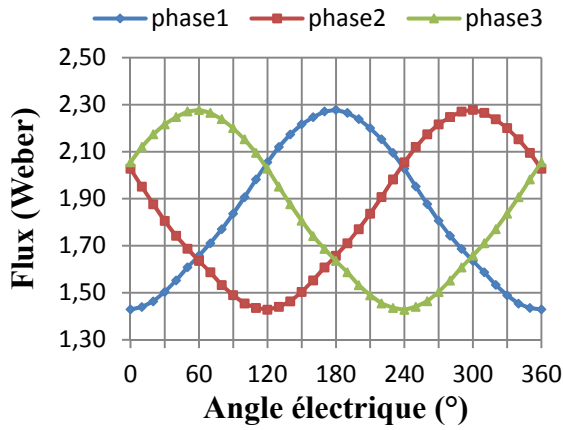
(e) I=40A



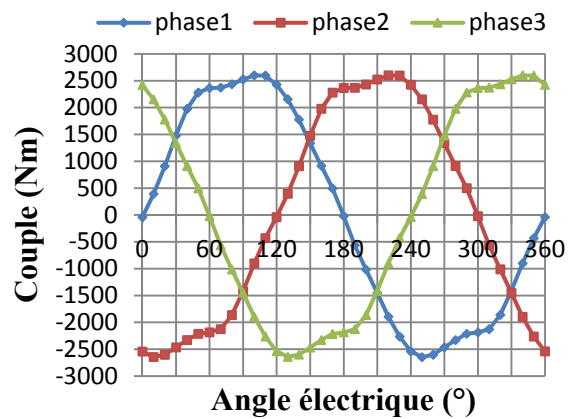
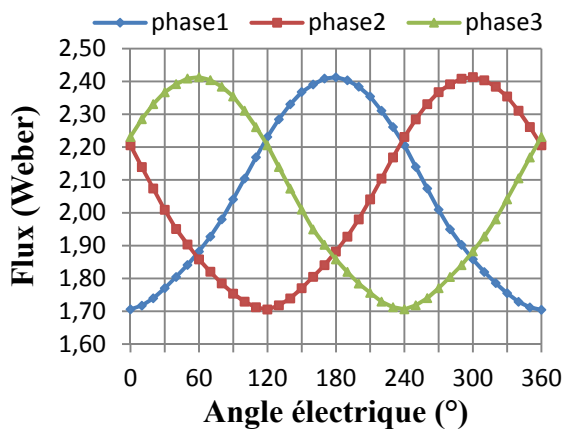
(f) I=50A



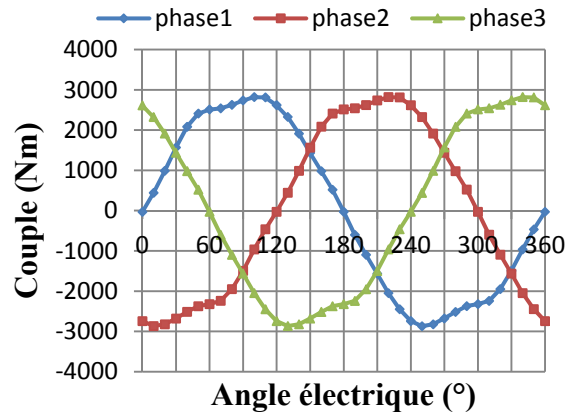
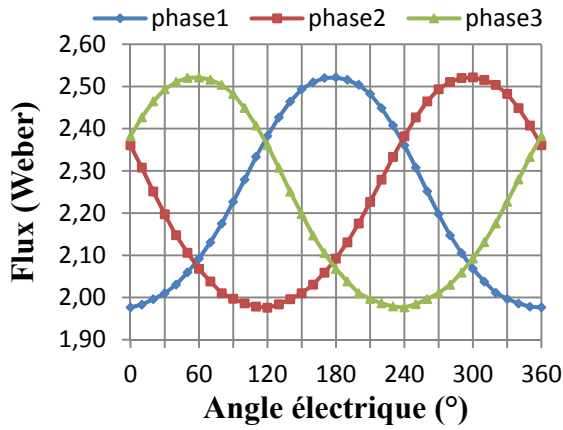
(g) I=60A



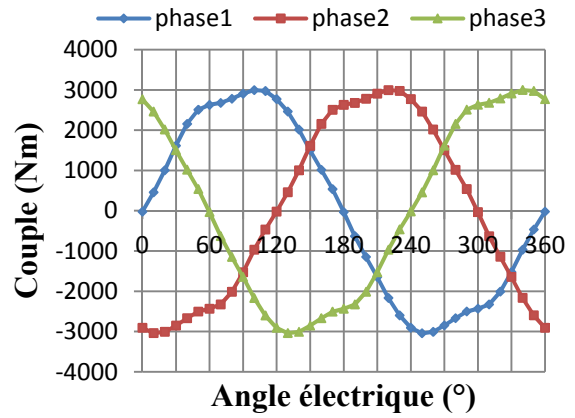
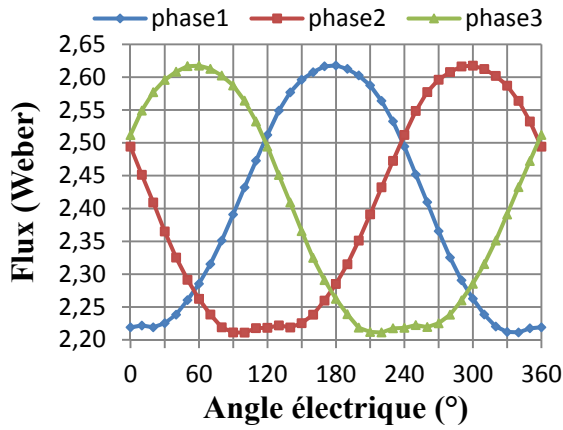
(h) I=70A



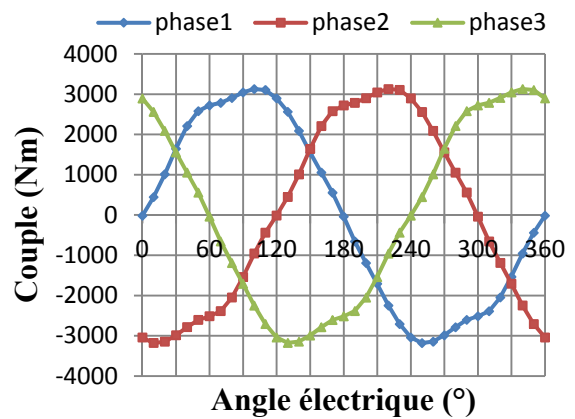
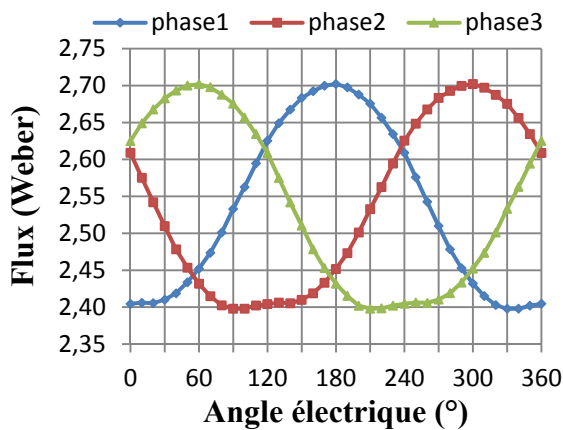
(i) I=80A



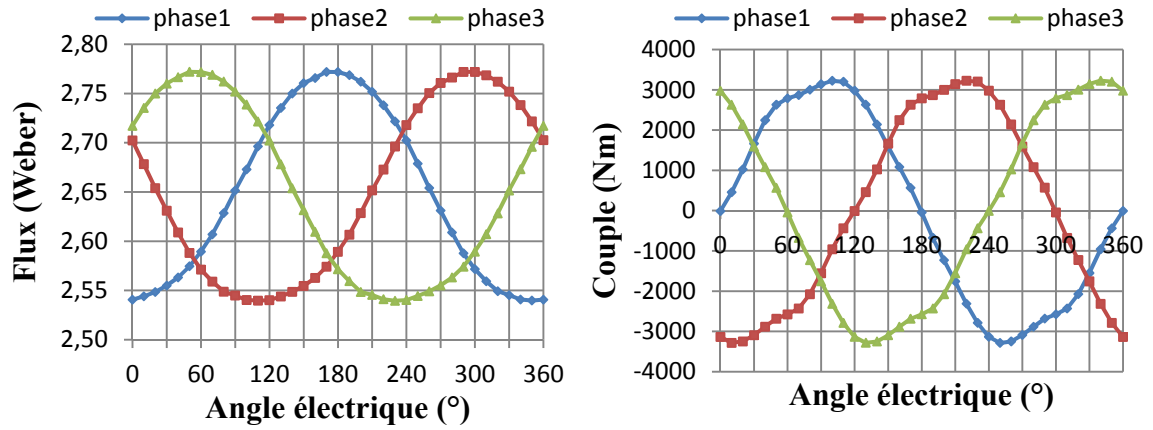
(j) I=90A



(k) I=100A



(l) I=110A



(m)I=120A

Fig.V.6 : Evolution de la forme d'onde du flux et du couple pour la configuration A-B²-C

Interprétation des résultats

Les figures V.4, V.5 et V.6 montrent que la disposition des aimants par rapport au sens d'orientation du bobinage a une grande influence notamment sur l'allure du flux des trois phases de la FRM et du couple électromagnétique engendré par chaque phase séparément.

Les figures V.4 (a, b,.....,m), montrent l'évolution du flux ainsi que le couple électromagnétique de à chaque phase lorsque le courant alimentant ces phases augmente de 0 à 120A.

Pour $I=0A$, le flux total correspond au flux du aux seuls aimants en présence et le couple correspondant, représente le couple de détente de la FRM.

Au fur et à mesure que le courant augmente nous constatons que l'amplitude du flux de la phase B augmente, de façon différente, comparé au flux des phases A et C. Le déséquilibre entre les phases apparait de façon claire à partir de $I=60A$ et plus.

Les allures des couples pour les trois phases paraissent identiques. Leurs graphes sont déphasés de $2\pi/3$.

Par contre l'analyse des graphes de chacune des trois phases séparément, montre que le couple fonction de la position du rotor présente une dissymétrie.

L'allure du couple pour le fonctionnement générateur ($\theta=180^\circ$ à 360°) n'est pas identique à un signe près à son allure pour le fonctionnement moteur ($\theta=0^\circ$ à 180°).

Les figures V.5 (a, b,.....,m), montrent les courbes du flux ainsi que du couple en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs du courant, pour une disposition différente des trois phases et de leurs aimants. Cette disposition consiste à inverser l'agencement des aimants de la phase B tout en gardant le sens d'orientation de son bobinage.

L'analyse de ces courbes montre, de prime abord, que le flux de la phase B ainsi que son couple ne sont plus déphasés de $2\pi/3$ mais de $2\pi/6$ par rapport au flux et au couple des phases A et C.

Par contre le déséquilibre entre les phases en termes d'amplitude du flux a disparu. A disparu aussi la dissymétrie constatée dans l'allure du couple électromagnétique.

En gardant la disposition des aimants de la phase B, et en inversant le sens d'orientation du bobinage (configuration A-B'-C), les figures V.6 (a, b,.....,m), montrent que cette disposition de la phase B ainsi que de ses aimants est la plus appropriée.

Les courbes des flux des trois phases sont identiques et déphasées l'une de l'autre de $2\pi/3$. Aucun déséquilibre des phases n'apparaît avec l'augmentation du courant d'alimentation et la manifestation de la saturation.

La dissymétrie constatée dans l'allure du couple a quand à elle disparue.

Cette configuration de FRM offre donc de meilleures performances et sera retenue pour l'optimisation en couple dans la suite de ce travail.

V.3. Optimisation en couple de la FRM par action sur la forme et les dimensions des dents rotoriques

Pour trouver la forme la plus appropriée des petites dents rotoriques, permettant d'obtenir une force électromotrice la plus proche de la sinusoïde, nous avons étudié trois différentes formes (rectangulaire, circulaire et trapézoïdale, figure V.7).

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

- La profondeur des dents rotoriques h_r .
- Les rapports cycliques α_{r1} et α_{r2} .

Les dimensions des paramètres relatifs aux différentes formes sont obtenues par l'optimisation en couple. La méthode d'optimisation utilisée est basée sur la

méthode de relaxation cyclique [1] et [5] combinée avec la méthode des éléments finis.

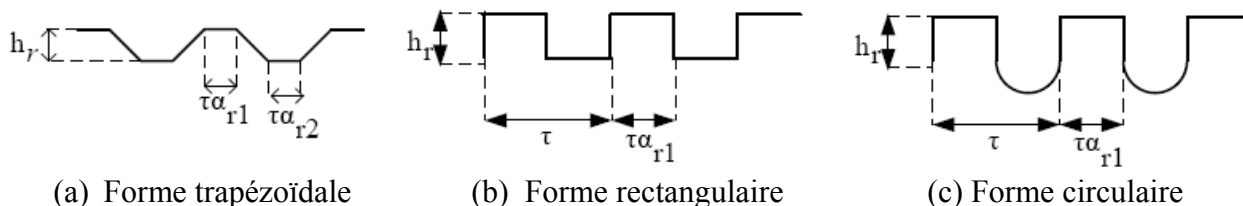


Fig.V.7 : Forme des dents rotoriques

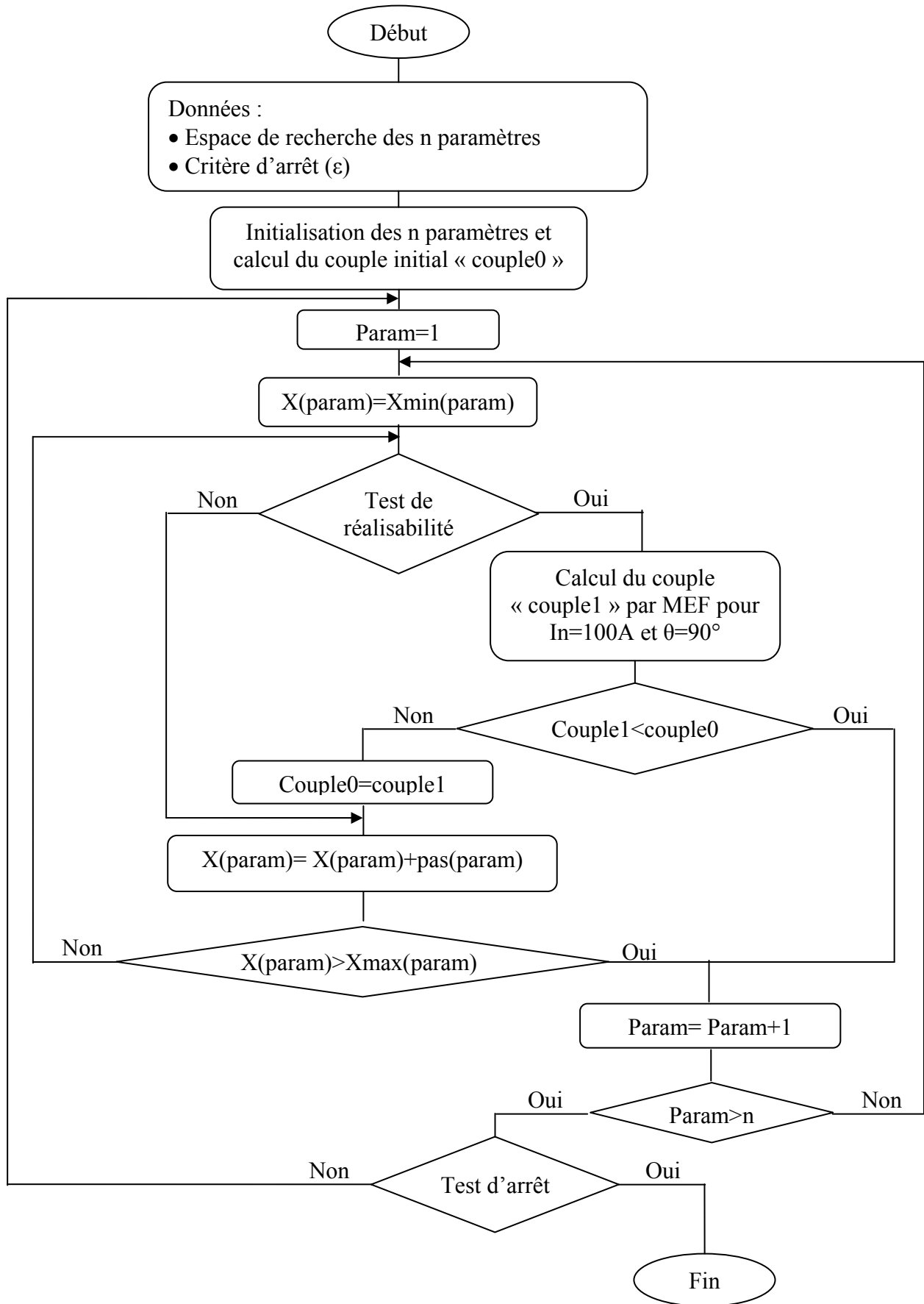
L'organigramme V-1 illustre l'application de cette méthode pour l'optimisation des dents de la FRM.

Selon la forme de dents, 2 à 3 paramètres sont à optimiser. Ces paramètres sont déterminés en maximisant le couple de la machine calculé pour un courant de 100A à une position du rotor $\theta=90^\circ$ électrique.

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

Paramètres	Minimum	Maximum	Forme
$h_r(\text{mm})$	3,6	40	Trapézoïdale
			Rectangulaire
			Circulaire
α_{r1}	0,11	0,5	Trapézoïdale
	0,2	0,8	Rectangulaire
			Circulaire
α_{r2}	0,24	0,5	Trapézoïdale
	1 - α_{r1}		Rectangulaire
			Circulaire

Tableau V-1 : Contraintes sur les variables d'optimisation



Organigramme V-1

La figure V.8 illustre l'évolution du couple électromagnétique en fonction des itérations pour une FRM aux dents rotoriques de forme trapézoïdales. Le couple ne varie plus dès la 12^{ème} itération. La valeur du couple correspondante à l'optimum est de l'ordre de 3085Nm.

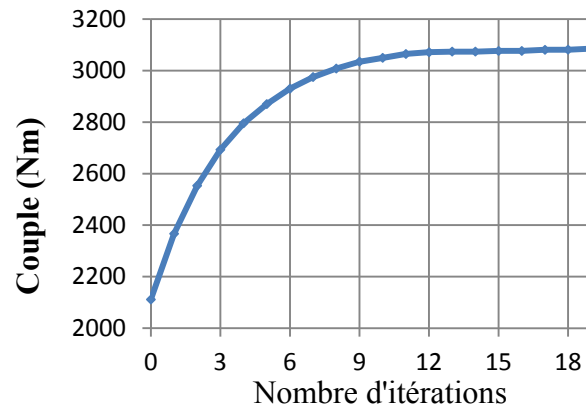


Fig.V.8 : Optimisation des dents trapézoïdales

Le tableau V-2 représente les paramètres optimaux retenus après optimisation par la méthode de relaxation cyclique.

Paramètres	Valeurs optimales	Forme
h_r (mm)	16,6	Trapézoïdale
	7,6	Rectangulaire
	3,6	Circulaire
α_{r1}	0,14	Trapézoïdale
	0,29	Rectangulaire
	0,26	Circulaire
α_{r2}	0,2	Trapézoïdale
	0,71	Rectangulaire
	0,74	Circulaire

Tableau V-2 : Paramètres optimaux retenus pour les différentes formes de dents rotoriques

- **Conclusion :**

L'optimisation du couple maximal dans le cas des dents rotoriques de forme circulaire nécessite des dents de hauteurs plus petites que dans le cas des autres formes de dents.

Les résultats montrent bien que les dents de forme trapézoïdale produisent le meilleur couple (résultats déjà confirmés dans [2], [1] et [5]).

Dans ce qui suit nous allons analyser la forme d'onde de la FEM produite par chacune des configurations étudiées.

V.4. Etude de l'influence de la forme des dents rotoriques sur la FEM de la FRM 48/64

Dans ce qui suit, l'influence de la forme des dents sur la force électromotrice de la machine est étudiée en considérant les paramètres optimaux déduits précédemment pour chaque forme des dents rotoriques.

Le flux des aimants à travers les enroulements du stator à vide est calculé, pour chaque configuration, par la méthode des éléments finis en variant la position du rotor de 0 à 360° électrique. La force électromotrice est déterminée par la relation (IV-2).

Afin de choisir la forme la plus appropriée des dents rotoriques, une comparaison basée sur l'analyse spectrale entre ces forces électromotrice est effectuée.

Dans le but d'éviter, du moins minimiser, les erreurs, nous avons effectué l'analyse sur la courbe du flux et non sur la FEM. La FEM étant la dérivée du flux.

Le tableau V-3 montre les amplitudes des harmoniques du flux pour les différentes formes des dents rotoriques. Dans ce tableau, nous avons présenté les harmoniques de rang 1 à 9.

Ordre d'harmonique	Amplitude des harmoniques du flux pour les différentes formes des dents rotoriques		
	Trapézoïdale	Circulaire	Rectangulaire
1	176,57	201,27	198,44
2	0,86	1,36	1,31
3	16,84	3,73	9,67
4	0,07	0,51	0,41
5	0,70	5,32	4,09
6	0,07	0,05	0,09
7	0,77	0,41	0,98
8	0,15	0,01	0,11
9	0,23	0,13	0,01

Tableau V-3 : Analyse spectrale des ondes du flux de la FRM pour différentes formes de dents

Le tableau V-4 montre les valeurs efficaces des harmoniques de la FEM de la FRM obtenues pour les différentes formes des dents rotoriques.

Forme	Flux moy (Wb)	Valeur efficace de la FEM (V)	Taux de distorsion harmonique (THD)	Couple max (Nm)
Trapézoïdale	$1,2703 \times 10^{-5}$	125,4209	9,56%	3116
Circulaire	$1,813 \times 10^{-6}$	142,3919	3,3%	2835
Rectangulaire	$3,4121 \times 10^{-5}$	140,5144	5,36%	2867

Tableau V-4 : Valeur efficace de la force électromotrice, Flux maximal et Taux de distorsion harmonique de la FRM pour différentes formes de dents

Le taux de distorsion harmonique, permettant de comparer la pureté d'un signal par rapport à un signal de référence sinusoïdale, est donné par [45] :

$$THD = \frac{\sqrt{(C_2^2 + C_3^2 + \dots + C_N^2)}}{\sqrt{(C_1^2 + C_2^2 + C_3^2 + \dots + C_N^2)}} \tag{V-1}$$

C_N : représente l'amplitude de l'harmonique de rang n, déterminée après la décomposition du signal en série de fourrier.

Les résultats de calcul par éléments finis sont présentés dans les figures V.9 à V.11, respectivement pour les formes de dents trapézoïdales, circulaires et triangulaires.

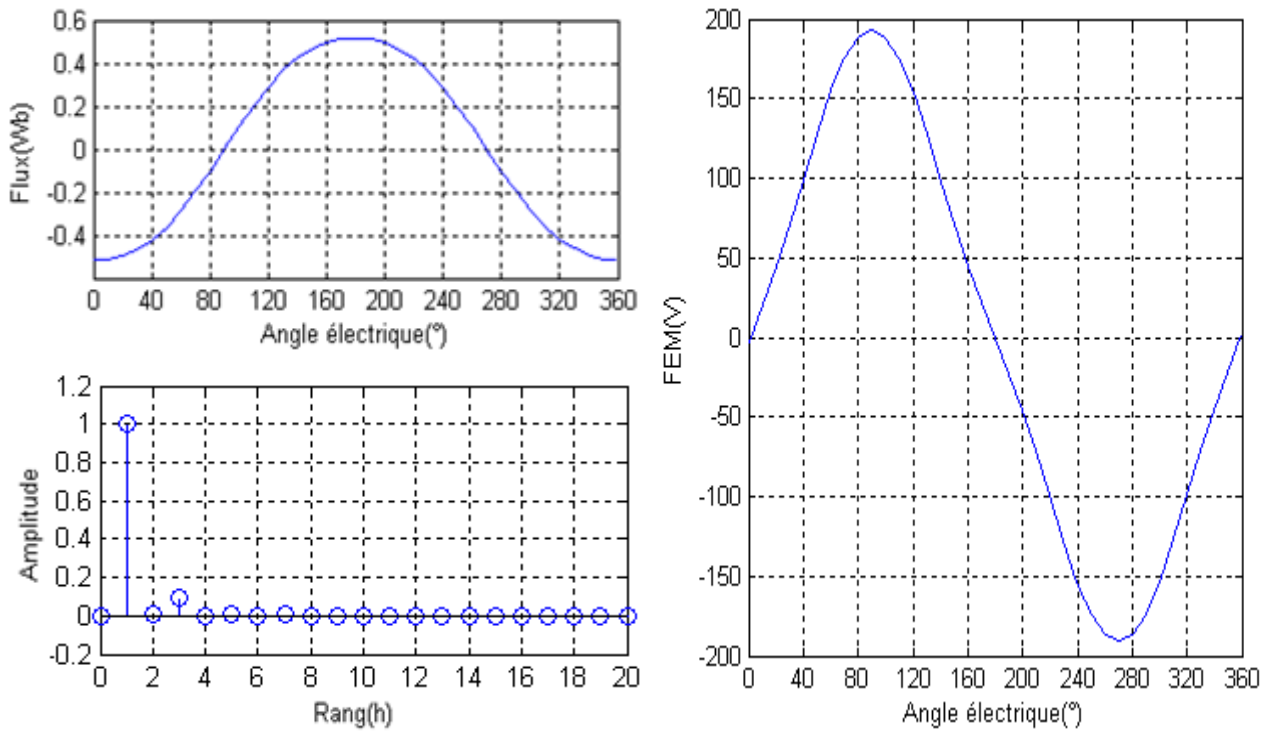


Fig.V.9 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux pour la configuration de dents trapézoïdales

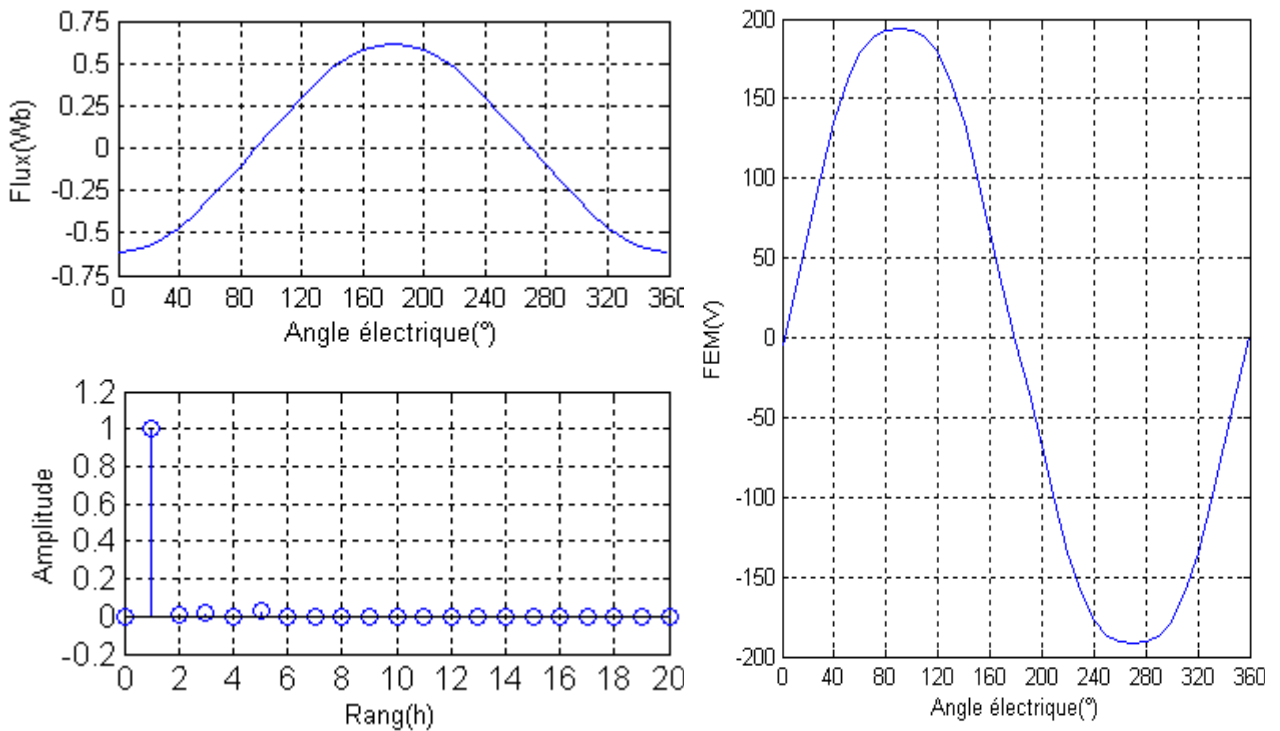


Fig.V.10 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux pour la configuration de dents circulaires

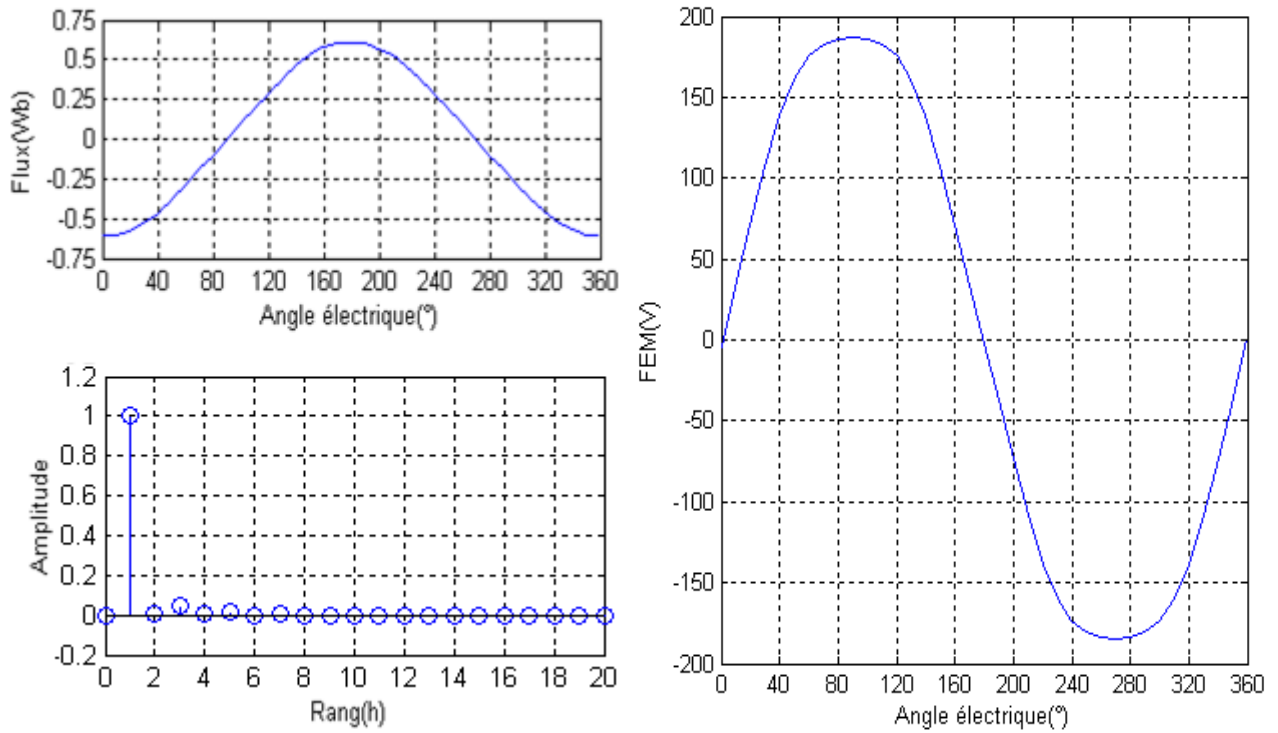


Fig.V.11 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux pour la configuration de dents rectangulaires

La forme d'onde de la FEM la plus proche de la sinusoïdale est celle correspondant aux dents rotoriques de forme circulaire. Le couple électromagnétique de cette structure, pour $I=100A$, est présenté sur la figure V.12.

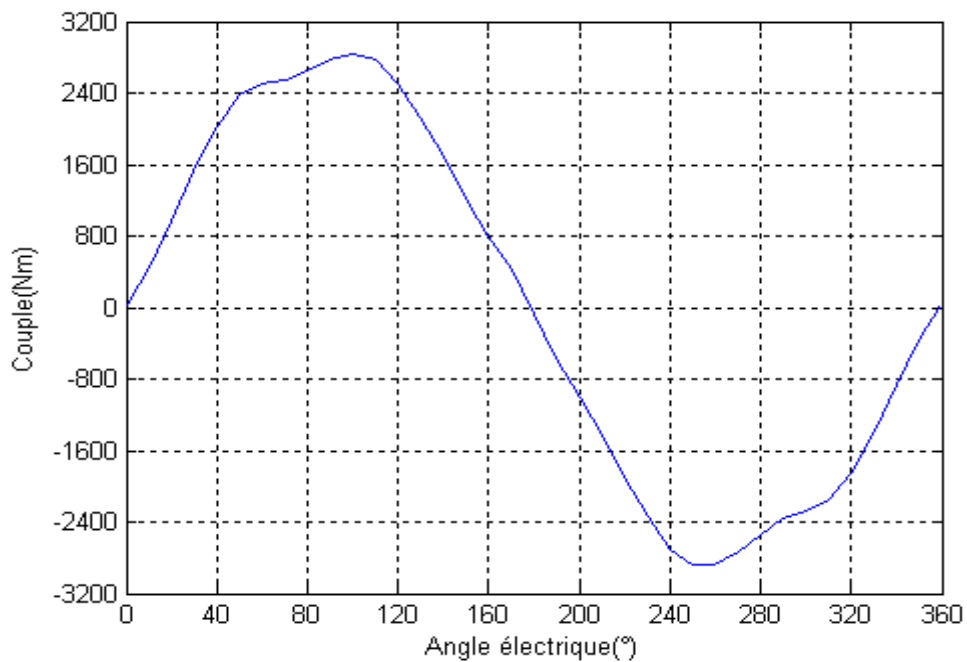


Fig.V.12 : Couple électromagnétique de la FRM à dents rotoriques de forme circulaires pour $I=100A$

V.5. Etude de l'influence de l'effet vernier sur les performances de la FRM 48/64

Dans ce qui suit, après avoir introduit l'effet vernier dans la FRM 48/64 et déterminé les pas dentaires statoriques et rotoriques, nous procédons à l'optimisation en couple des petites dents rotoriques et au calcul du flux et de la force électromotrice pour chaque géométrie. La méthode de relaxation cyclique est de nouveau appliquée pour l'optimisation.

Par la suite une comparaison entre les formes d'ondes des différentes forces électromotrices est effectuée sur la base d'une analyse spectrale afin de dégager la forme la plus proche de la sinusoïde.

V.5.1. Introduction de l'effet vernier dans la FRM 48/64

Introduire l'effet vernier dans la FRM 48/64 revient à considérer un pas dentaire rotorique différent du pas polaire statorique. Puisque les aimants de la FRM sont situés dans la surface interne des plots statorique, nous avons fixé le pas dentaire statorique et fait varier celui du rotor ; l'objectif de cette manœuvre est de garder le même nombre d'aimants avec la machine sans effet vernier afin de pouvoir comparer les résultats.

La structure pouvant nous permettre d'expliquer plus explicitement l'effet vernier dans une machine cylindrique, est celle représentée dans la figure V.13 [1], [5], [46] et [47].

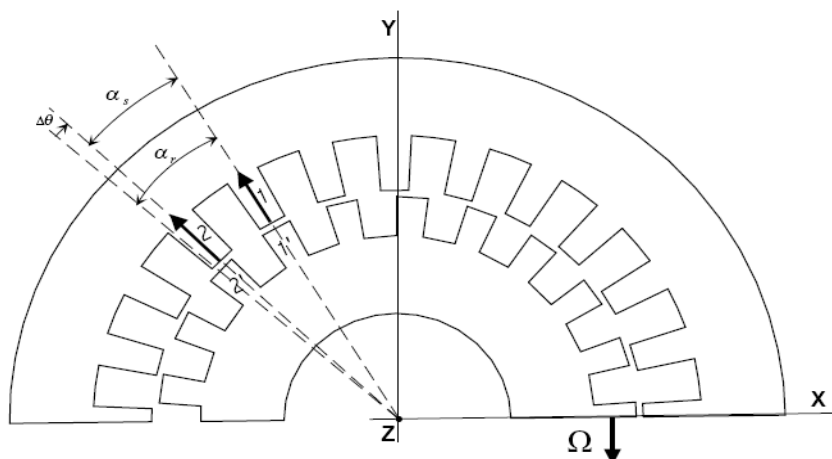


Fig.V.13 : MRV à double denture

La réluctance totale de l'entrefer $R(\theta)$ est fonction de la surface totale radiale par rapport aux lignes de champ, qui correspond à l'entrefer minimal. L'intérêt de la structure à effet vernier est de faire varier cette surface par rapport à la position du rotor.

Pour assurer la conversion d'énergie et la production du couple, la structure devrait respecter les conditions suivantes [5], [46] et [47] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \pm N_s \pm N_r = \pm p \pm Pe \\ \pm N_s \neq 2p \neq 2Pe \\ \pm N_r \neq 2p \neq 2Pe \end{array} \right. \quad (V-3)$$

Où :

N_s : le nombre de dents statoriques

N_r : le nombre de dents rotoriques

p : le nombre de paire de pôles

P_e : le nombre de paires de pôles de l'excitation

Ces conditions sont vérifiées en considérant le pas dentaire rotorique $\tau_r=2\pi/68$ correspondant à $N_r=68$ dents.

Nous considérons donc, dans la suite de ce travail, la configuration de FRM à effet vernier désignée par FRM-68, dotée d'un pas dentaire rotorique $\tau_r=2\pi/68$ et d'un pas dentaire statorique $\tau_s=2\pi/64$.

V.5.2. Optimisation en couple de la FRM-68 à effet vernier

La figure V.14 illustre l'évolution du couple électromagnétique en fonction des itérations pour une FRM-68 à effet vernier aux dents rotoriques de forme circulaire. La valeur du couple correspondante à l'optimum est de l'ordre de 2306Nm.

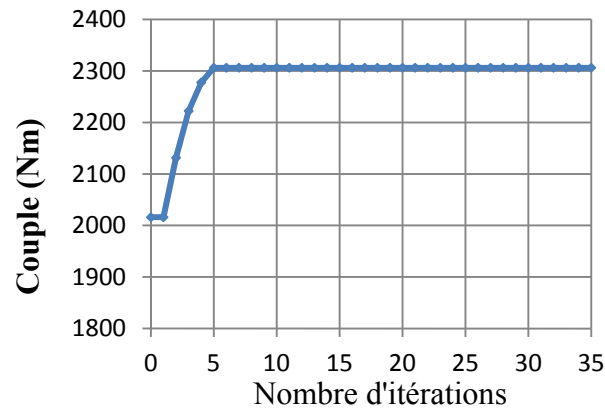


Fig.V.14 : Optimisation des dents circulaires pour une FRM-68 à effet vernier

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

Paramètres	Valeurs optimales	Forme
h_r (mm)	9,6	Trapézoïdale
	7,6	Rectangulaire
	3,6	Circulaire
α_{r1}	0,23	Trapézoïdale
	0,35	Rectangulaire
	0,32	Circulaire
α_{r2}	0,42	Trapézoïdale
	0,65	Rectangulaire
	0,68	Circulaire

Tableau V-5 : Paramètres optimaux retenus pour les différentes formes de dents rotoriques de la FRM-68

V.5.3. Etude de l'influence de la forme des dents rotoriques sur la FEM de la FRM-68 à effet vernier

Les amplitudes des harmoniques du flux correspondantes à chaque configuration de la FRM-68 sont présentées dans le tableau (V-6).

Le taux de distorsion des harmoniques ainsi que les valeurs efficaces des FEM pour les différentes formes des dents rotoriques sont donnés dans le tableau (V-7).

Ordre d'harmonique	Amplitude des harmoniques du flux pour les différentes formes des dents rotoriques		
	Trapézoïdale	Circulaire	Rectangulaire
1	165,32	173,72	170,52
2	0,60	0,53	0,89
3	0,17	2,61	3,20
4	0,48	0,95	0,75
5	0,85	0,20	0,37
6	0,16	0,17	0,26
7	0,14	0,14	0,36
8	0,16	0,19	0,19
9	0,11	0,10	0,11

Tableau V-6 : Analyse spectrale des ondes du flux de la FRM-68 à effet vernier pour différentes formes de dents

Forme	Flux moy (Wb)	Valeur efficace de la FEM (V)	Taux de distorsion harmonique (THD)	Couple max (Nm)
Trapézoïdale	$5,2642 \times 10^{-7}$	116,9075	0,74%	2606
Circulaire	$4,3152 \times 10^{-5}$	122,8512	1,65%	2336
Rectangulaire	$3,9892 \times 10^{-5}$	120,6094	2,04%	2440

Tableau V-7 : Valeur efficace de la force électromotrice, Flux maximal et Taux de distorsion harmonique de la FRM-68 à effet vernier pour différentes formes de dents

Les résultats de calcul par éléments finis qui correspondent aux formes d'ondes des flux à vide ainsi que leurs spectres obtenus pour les différentes configurations de FRM à effet vernier sont présentés dans les figures (V.15) à (V.17).

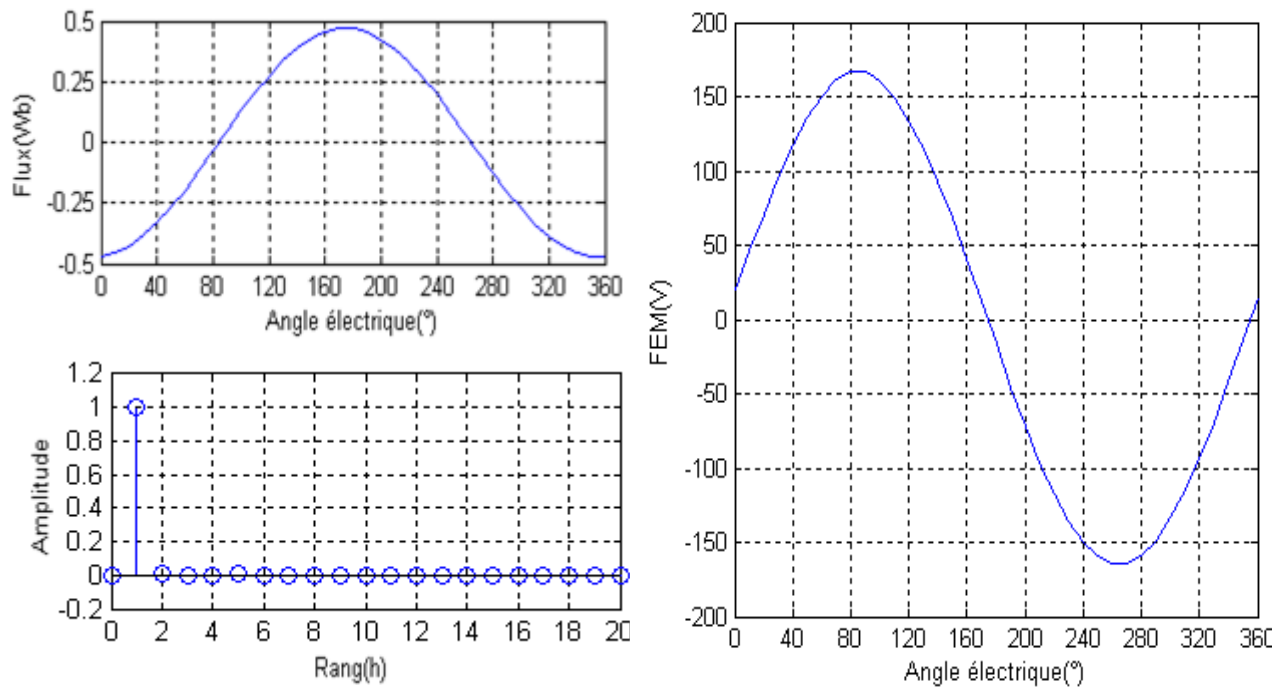


Fig.V.15 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux d'une FRM-68 pour la configuration de dents trapézoïdales

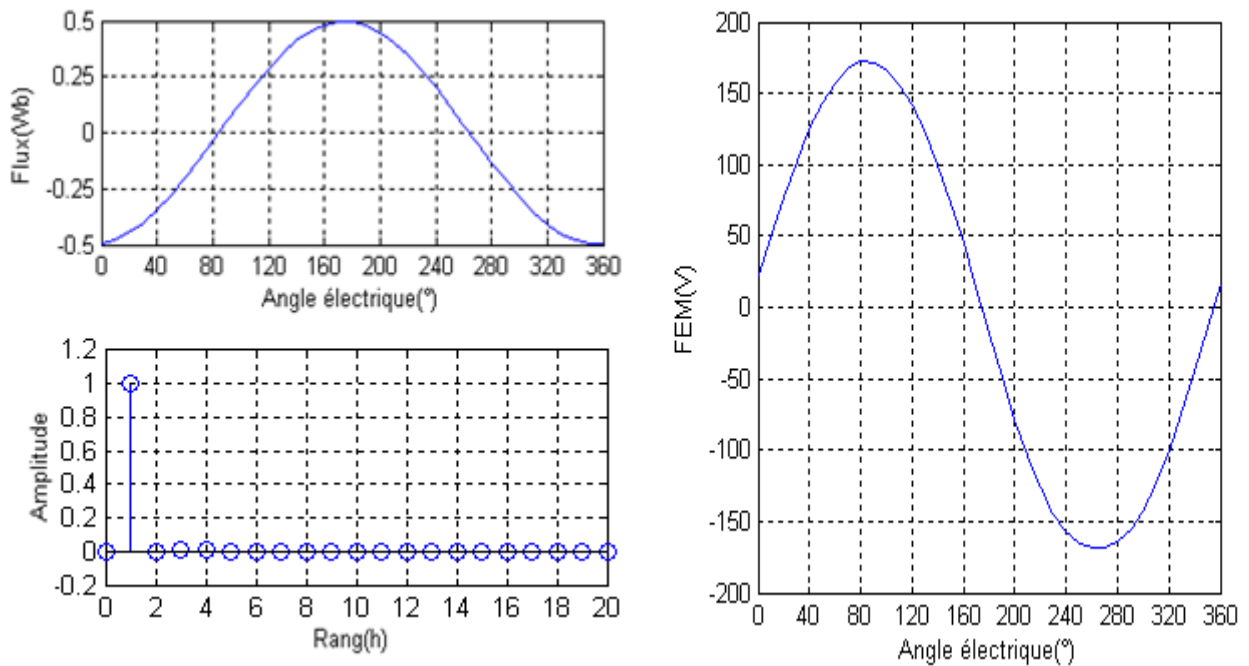


Fig.V.16 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux d'une FRM-68 pour la configuration de dents circulaires

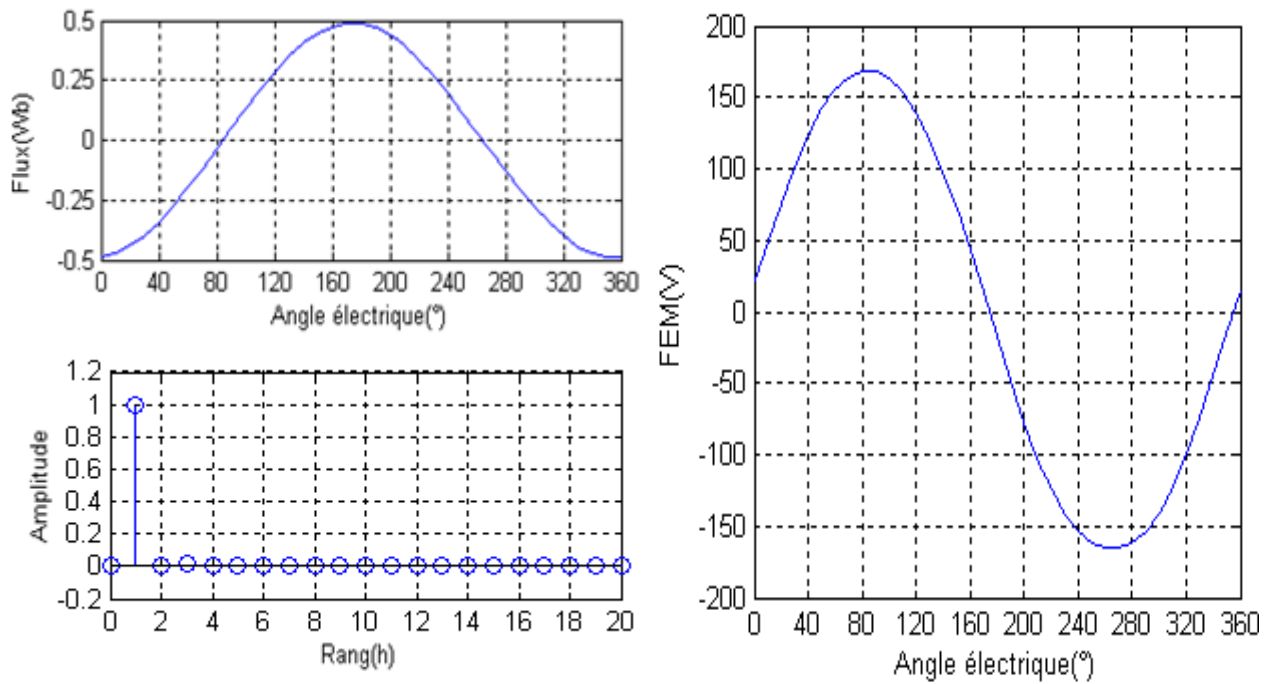


Fig.V.17 : Spectre d'amplitude des harmoniques et l'onde du flux d'une FRM-68 pour la configuration de dents rectangulaires

Le taux de distorsion harmonique pour les trois différentes formes de dents est pratiquement identique. La figure V.18 montre l'allure du couple électromagnétique de la structure aux dents rotoriques de formes circulaires, pour un courant de 100A.

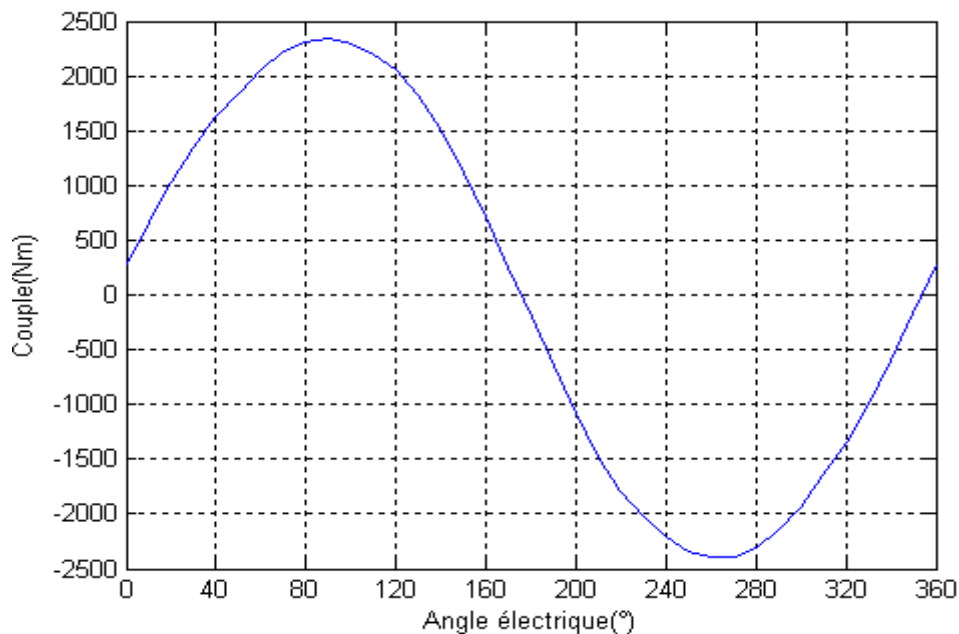


Fig.V.18 : Couple électromagnétique de la FRM-68 à dents rotoriques de forme circulaires pour $I=100A$

L'analyse spectrale des ondes du flux de la FRM-68 montre que :

- Les harmoniques du rang 3 et 5 sont imperceptibles et les spectres du flux présentent une faible harmonicité par rapport à une FRM sans l'effet vernier.
- L'allure du couple électromagnétique est beaucoup plus proche de la sinusoïde (figures V.12 et V.18). Cependant, dans le cas d'une FRM à effet vernier, l'amplitude du couple ainsi que la valeur efficace de la FEM produite sont moins grande.

V.6. Conclusion

Les travaux présentés dans ce chapitre portent sur l'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice délivrée par la machine à inversion de flux (FRM48/64).

La procédure suivie est basée d'abord sur l'optimisation en couple de trois formes de dents rotoriques à savoir la forme rectangulaire, trapézoïdale et circulaire.

Nous avons agi par action sur la forme des petites dents rotoriques de la FRM car la conversion électromagnétique de l'énergie se produit essentiellement au niveau des petites dents. La forme des petites dents est moins influente sur la masse de la machine.

Après avoir déterminé les paramètres optimaux de chacune des trois formes, nous avons analysé leur spectre de flux afin de choisir la forme la plus appropriée.

Les résultats obtenus ont permis de conclure que la forme des dents circulaires présente le plus faible taux de distorsion harmonique. Cependant, la forme des dents trapézoïdale est celle qui produit le meilleur couple.

A la fin de ce chapitre nous avons introduit l'effet vernier et nous avons suivi la même procédure d'optimisation que dans le cas de la machine sans effet vernier.

Les résultats de l'analyse spectrale ont montré que l'effet vernier permet aux machines à inversion de flux d'obtenir des formes d'ondes de la FEM ainsi que celle du couple proches de la sinusoïde. Les amplitudes des harmoniques supérieures sont affaiblies et les signaux des forces électromotrices sont moins ondulés. Cependant, l'amplitude du couple électromagnétique ainsi que la valeur efficace de la FEM produite par une FRM sans l'effet vernier, sont meilleures.

Conclusion générale

L'objectif de ce travail concerne l'étude et l'optimisation d'une machine lente à inversion de flux (FRM).

La machine étudiée est triphasée dérivant de la machine à réluctance variable pure. Elle est caractérisée par 64 dents au rotor et excitée par 48 paires d'aimants NdFeb non tournant judicieusement disposés sur la surface interne de 12 plots statoriques.

Une partie de cette étude a été consacré à l'état de l'art des principales solutions existantes pour les entraînements directs. Pour faire apparaître la grande diversité des applications où les entraînements directs émergent, nous avons présenté de nombreux exemples. Il s'agit bien d'une véritable tendance qui touche tous les domaines.

Après avoir décrit les critères et les règles de conception des machines à inversion de flux, l'étude a montré que la machine triphasée à 64 dents rotoriques, 48 paires d'aimants à 4 plots par phase offre de meilleures performances parmi les topologies de machines réalisables pour des vitesses proche de 50tr/mn.

Les performances et les caractéristiques électromagnétiques du modèle d'étude, retenu précédemment, sont ensuite déterminées et analysées en utilisant un modèle numérique basé sur la méthode des éléments finis. Les caractéristiques de cette machine indiquent que cette structure est adéquat pour les entraînements à basse vitesse et fort couple.

L'impact de la variation de quelques paramètres géométriques sur le couple maximal a été également étudié. L'étude nous a permis d'identifier les paramètres les plus influents pour lesquels le fonctionnement optimal de la machine requiert un choix approprié lors de la conception.

L'amélioration de la qualité d'onde de la force électromotrice délivrée par la machine à inversion de flux a été abordée à la fin. Pour ce faire nous avons procédé comme suit :

- Etape1 : Nous avons étudié l'influence de la disposition des aimants de la phase 2 par rapport au sens d'orientation de son bobinage sur la forme d'onde du flux et du couple engendrés par les trois phases.
- Etape2 : La configuration retenue dans l'étape précédente est considérée pour l'optimisation en couple par l'action sur la forme et les dimensions des petites dents rotoriques. Nous avons comparé trois formes de dents (trapézoïdale, circulaire et triangulaire).
- Etape3 : nous avons analysé le spectre de flux de chaque forme de dents correspondantes aux dimensions fixées dans l'étape précédente. Après une comparaison des FEM produites par chaque forme, nous avons retenu la forme de dents ayant produit une onde plus proche de la sinusoïde.

Une autre façon de faire pour l'amélioration de la qualité d'onde de la FEM est également abordée. Elle consiste en l'introduction de l'effet vernier (pas dentaire rotorique différent du pas dentaire statorique). Les résultats obtenus sont meilleurs que ceux obtenus dans le cas de la FRM sans l'effet vernier.

Ce mémoire est aussi le prélude des recherches à venir c'est pourquoi nous souhaiterons évoquer quelques axes d'amélioration et de réflexion qui doivent être abordés à l'avenir.

En effet, il serait intéressant d'étudier l'alimentation et le circuit de commande de la machine.

Il serait aussi judicieux de faire un calcul thermique de la structure étudiée.

Enfin, il serait opportun de 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.

Documents de référence

- [1] : R. Saou, «Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents: Machine à double saillance et à inversion de flux », Thèse de Doctorat d'Etat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, nov 08.
- [2]: Luc Moreau, «Modélisation, conception et commande de génératrices à réluctance variable basse vitesse ». Thèse de doctorat de l'université de Nantes, décembre 2005.
- [3] : Rebbah Redjem, « Modélisation et Optimisation d'une Structure de Machine à Réluctance Variable Dédiée aux Energies Renouvelables ». Thèse de doctorat en sciences électrotechnique, juillet 2010.
- [4] : Hadjoudj Rabie, «Contribution à la conception, l'étude des performances et à l'optimisation d'une MRV excitée au rotor ». Mémoire de Magister en électrotechnique, octobre 2010.
- [5] : C.Guerroudj, « Etude et conception d'une machine à aimants permanents à double saillance (DSPM) pour des applications à basse vitesse de rotation ». Mémoire de Magister en électrotechnique, juin 2012.
- [6] : Boldea Ion, Zhang Jichun, Nasar S A. « Theoretical characterization of flux reversal machine in low speed servo drives-The pole PM configuration ». IEEE Trans. Industry Applications 38 2002.
- [7] : Kim, T. H., and Lee, J., « A study of the design for the flux reversal machine» IEEE Trans. Magnet., Vol. 40, No. 4, pp. 2053–2055, July 2004.
- [8] : Tae-Heoung Kim, Sung Hong Won, Ki-Bong, and Ju Lee, Senior member, IEEE. «Reduction of cogging torque in Flux Reversal Machine by rotor teeth pairing». IEEE transactions on magnetics, vol. 41, No. 10. October 2005.

[9] : Zhang Jianzhong, Cheng Ming, Hua Wei, Zhu Xiaoyong « New approach to power equation for comparison of doubly salient electrical machines ». Proc. IEEE Industry Applications Annual. 2006.

[10] K.Matsuoka, K.Kondoh, H. Hata « Development of Wheel-Mounted Direct Drive Traction Motor », WCRR'97 World Congress on Railway Research, Florence, Italy.

[11] : B.Multon, Antenne de Bretagne de l'École Normale Supérieure de Cachan - LÉSIR - Campus de Ker Lann - 35170 BRUZ et Jean BONAL, Prométhée, Groupe SCHNEIDER - 89, Bd Roosevelt BP 323 - 92506 RUEIL MALMAISON Cedex, «Les entraînements électromécaniques directs : diversité, contraintes et solutions».

[12] : K.M. Richardso et al., « Design and Performance of a rotor position sensing system for a switched reluctance marine propulsion unit », IEEE IAS96 conf., Vol.1, pp.168-173.

[13] P.Chudi, A.Malmquist, « Groupe propulseur hybride à faibles émissions de substances nocives pour camions et autobus modernes », Revue ABB 6/7 1996, pp.12-18.

[14] : B.Multon, G.Robin, O.Gergaud, H.Ben Ahmed, «Le Génie Electrique dans le vent : état de l'art et recherches dans le domaine de la génération éolienne». SATIE (UMR CNRS 8029) – ENS de Cachan Antenne de Bretagne – Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ.

[15] : www.alstom.com

[16] : www.converteam.fr

[17] : www.enerzine.com

[18] : M.Bork, G.Henneberger, «New Transverse Flux Concept for an Vehicle Drive System ». Proc. du colloque ICEM 96, Vigo sept. 96, Vol. 2, pp.308-313.

[19]: H. Ben Ahmed, L. Prévond, B. Multon , «Structures polyentrefers : Solutions pour les entraînements directs ? Multi-airgap structures : Solutions for direct drivers ? ». Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique (LESiR, URA CNRS D 1375), ENS Cachan - Antenne de Bretagne, Campus de Ker Lann, 35170 BRUZ.

[20] : Desesquelles PF., Lucidarme J., Ben Ahmed H. « Theoretical and Experiment Results Upon Multi-Airgap Axial Synchronous Machines With Permanent Magnets », ICEM'90, Cambridge Ma. (USA), Août 1990.

[21] : www.etel.fr

[22] : www.allytech.fr

[23] : www.phase-automation.com

[24] : James D.Gassaway, member, IEEE, and Hubert G.Smith, student member, IEEE. «Analog Simulation of Flux Reversal in Thin Magnetic Films by Uniform Rotation». IEEE transactions on magnetic, vol. MAG-3, No.3. September 1967.

[25] : Rajesh P. Deodhar, Student Member, IEEE, Svante Andersson, Ion Boldea, Fellow, IEEE, and Timothy J. E. Miller, Fellow, IEEE. «The Flux-Reversal Machine: A New Brushless Doubly-Salient Permanent-Magnet Machine». IEEE transactions on industry applications, vol. 33, No. 4. July/August 1997.

[26] : Boldea. I, Wang. C. X, and Nasar. S, « Design of a Three-Phase Flux Reversal Machine », Elect, Mach. Power System, Vol. 27, pp, 849-863, 1999.

[27] : M. Mirzayee, H.Bahrami et A.Zabihi, Electrical Engineering Department Amirkabir University of Technology Tehran, Iran, Mahmoud Joorabian Electrical Engineering Department Chamran University of Ahvaz, «A Novel Flux-Reversal Axial Flux Generator For High Speed Applications». Ahvaz, Iran IEEE PEDS 2005.

- [28] : C.X.Wang, I.Boldea, and Syed A. Nasar, «Characterization of three phase flux reversal machine as an automotive generator». IEEE transactions on energy conversion, Vol. 16, No. 1, mars 2001.
- [29] : Ion Boldea, Congxiao Wang, Bin Yang, Syed A.Nasar, «Analysis and design of Flux Reversal linear permanent magnet oscillating machine». University Polytechnica, Timisoara, Romania. University of Kentucky, 453, Anderson Hall, Lexington KY40506 USA. IEEE 1998.
- [30] : Seok-Gyu, member IEEE, R.Krishnan, fellow IEEE «Two Phase SRM With Flux Reversal Free Stator: Concept, Analysis, Design and Experimental Verification». IEEE 2006.
- [31] : Florin Laza, « Contributions à l'étude d'un moteur triphasé magnétoélectrique et réductant, à inversion de flux et à autocommutation électronique », thèse de doctorat, Université technique de Cluj-Napoca, Roumanie, Avril 2005.
- [32] : M.M.Radulescu, F.Laza, I. Husain, «Development of a Small Flux-Reversal Doubly-Salient Permanent-Magnet Motor», Proceedings of the 15th International Conference on Electrical Machines (Brugge, Belgium, August 25 - 28, 2002).
- [33] : F.Laza, D.Cazacu, G.Champenois, M.M.Radulescu, «Finite element analysis of a small flux-reversal doubly-salient permanent-magnet motor», Proceedings of the 6th International Symposium on Electric and Magnetic Fields - EMF 2003, Aachen, Germany, October 6-9, 2003, CD-ROM, Paper 5/1.
- [34] : F. Laza, M.M. Radulescu, G. Champenois, I. Husain, «Analysis and control of a small flux-reversal doubly-salient permanent-magnet motor», Proceedings of the 5th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, Vol. 2, Marrakesh, Morocco, November 26-28, 2003.
- [35] : Tae-Heoung Kim, Ki-Bong Jang, Yon-Do Chun, and Ju Lee, Senior member, IEEE. «Comparison of the characteristics of a Flux Reversal Machine

under the different driving methods». IEEE transactions on magnetics, vol. 41, No. 5. May 2005.

[36] : D.G.Dorell, I.Chindurza and F.Butt. «Operation, theory and comparison of the Flux Reversal Machine-Is it a viable proposition? ». Dep of Electronics and Electrical Engineering, university of Glasgow, G12 8LT, UK.

[37] : I.Boldea, C.Wang, S.A.Nasar, «Three phase Flux Reversal Machine (FRM)». IEEE proc.-electr. Power Appl. vol. 146, No. 2. March 1999.

[38] : Yong-Su Kim, Tae Heoung Kim, Young Tae Kim, Won Seok Oh, Ju Lee. «Various Design Techniques to Reduce Cogging Torque in Flux-Reversal Machines». Department of electrical engineering. Hanyang university Seoul, Wonju National College, NYuhan College. Korea

[39] : Hyun-soo Kang, student member IEEE Tae-Heoung Kim member IEEE, Byoung-Kuk Lee, Senior member, IEEE. «Finite Element Analysis of a Flux Reversal Machine under 4-Switch Converters». IEEE.

[40] : Tae-Heoung Kim, Seung Kil Choi, Cheol-Jick, Ju Lee. «Effect of design variables on irreversible permanent magnet demagnetization in Flux Reversal Machine». Department of electrical engineering. Hanyang university Seoul, Ansan college of technology and Daelim college. Korea.

[41] : Tae-Heoung Kim, Sung Hong Won, and Ju Lee. «Finite element analysis of Flux Reversal Machine considering BEMF current of a switch-off phase and v-i characteristics of a transistor and a freewheeling diode». IEEE transactions on magnetics, vol. 42, No. 4. April 2006.

[42] : Ion Boldea, Congxiao Wang, Syed A.Nasar, «Vector Control of Three-Phase Flux Reversal Machine». Electric machines and power systems, 28:153-166, 2000.

[43] : D.S.More, Hari Kalluru and B.G.Fernandes, « Design and analysis of full pitch winding and concentrated stator pole winding three-phase flux reversal machine for low speed application ». Sadhana Vol. 33, Part 5, October 2008.

[44]: D.S.More and B.G.Fernandes. «Control and compensation of flux reversal machine for gearless variable speed ROOFTOP wind power generation ». Institute of Technology Bombay, Powai, Mumbai - 400 076, INDIA.

[45] : Ghedamsi Kaci. « Etude et réalisation de différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux ». Memoire de magister, 2001. Ecole Militaire Polytechnique, Algérie.

[46] : S.Taibi, « Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de machines à reluctance variable type vernier », Thèse de doctorat d'état, université des sciences et technologie de LILLE, 2002.

[47] : A.Tounzi, B.Ramdane, M.E.Zaïm « Study and experimentation of a rotor current excited vernier reluctance machine aimed to direct-driven applications », The European Physical Journal Applied Physics, Vol. 52, Issue 01, Octobre 2010.

Annexe A

Modèle de la machine

- **Flux**

Le flux total embrassé par toutes les spires d'un bobinage de N spires à travers la surface S :

$$\Psi = N \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = N \int_S \text{rot} \vec{A} \cdot d\vec{S} = N \int_C \vec{A} \cdot d\vec{l} \quad (\text{A-1})$$

Ce flux est déterminé par la méthode des éléments finis.

L'équation de la tension aux bornes d'une phase alimentée est donnée par :

$$v = Ri + e = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \quad (\text{A-2})$$

Où v , i , R et Ψ représentent respectivement la tension, le courant, la résistance et le flux magnétique totalisé par phase.

Ψ est composé du flux Ψ_{pm} dû aux aimants permanents et du flux Ψ_w dû au courant de phase comme montré par la figure A.1. La réluctance du circuit magnétique vue par chaque phase est globalement constante pour toutes les positions θ du rotor, le flux Ψ_w est pratiquement constant pour un courant de phase fixé.

En régime linéaire, Ψ_w est proportionnel au courant, ce qui permet d'introduire l'inductance propre L .

$$\Psi_w = Li \quad (\text{A-3})$$

Où L est pratiquement indépendant de θ

Le flux total s'écrit alors :

$$\Psi = Li + \Psi_{pm} \quad (\text{A-4})$$

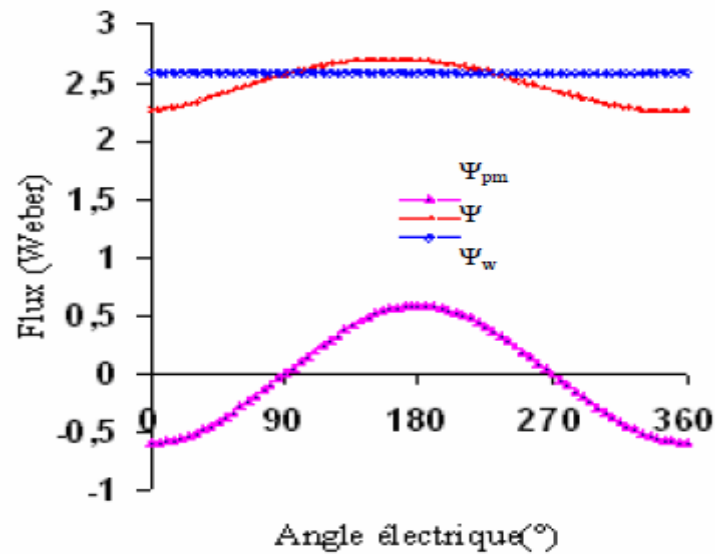


Fig.A.1 : Flux par phase en fonction de la position du rotor

• Couple

Le couple électromagnétique T_e est la somme de deux composantes T_{pm} et T_r tel que :

$$T_e = T_r + T_{pm} \quad (\text{A-5})$$

T_{pm} : couple hybride dû à l'interaction entre le flux des aimants et le flux dû au courant de phase.

T_r : couple de réluctance

Le couple électromagnétique relatif à une phase peut être écrit comme suit :

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\Psi_{pm}}{d\theta} \quad (\text{A-6})$$

Comme l'inductance L est pratiquement indépendante de la position du rotor, sa dérivée est nulle et en conséquence le couple de réluctance T_r peut être considéré nul. Le couple hybride T_{pm} est donc la composante dominante du couple total et il peut être produit en appliquant soit un courant positif à l'enroulement de phase (lors de la croissance du flux des aimants) soit un courant négatif (quand le flux décroît).

$$T_e \approx T_{pm} = i \frac{d\Psi_{pm}}{d\theta} \quad (\text{A-7})$$

Bien que le couple produit dans cette configuration soit un couple hybride, indépendant de la réluctance globale du circuit magnétique, il prend naissance toutefois aussi par l'effet de la variation de réluctance. C'est la réluctance locale de l'élément du circuit magnétique associé avec la paire d'aimants considérée qui varie. La réluctance totale du système de plot reste elle constante.

Le nombre de spires N_{total} du bobinage d'une phase représente l'élément d'adaptation de la machine à l'alimentation. Il est calculé pour obtenir la FEM souhaitée à la vitesse de rotation correspondante. La valeur maximale de ce nombre est donc imposée par la tension du bus continu. Par ailleurs, il est souhaitable de maintenir la FEM e inférieure à la tension d'alimentation v afin d'assurer la contrôlabilité du convertisseur d'alimentation.

Un grand nombre de spire permet de travailler avec des courants plus faibles réduisant les pertes par conduction du circuit d'alimentation.

Pour une tension d'alimentation v de l'ordre de 180 V, le nombre de spire requis est :

$$N_{total} = K_s \frac{v}{E_{spire_max}} \quad (A-8)$$

K_s : un facteur de sécurité permettant de conserver la FEM e inférieure à la tension v .

Nous avons retenu un nombre total de spire de 160 spires par phase. Soit 40 spires par bobine autour du plot.

- **Inductance**

Pour la machine étudiée, le calcul de l'inductance de chaque phase est obtenu en remplaçant les aimants par un matériau magnétique de perméabilité μ_a .

L'inductance d'un bobinage est calculée comme le rapport du flux magnétique au courant d'alimentation. Dans le cas de notre machine, lorsque le rotor tourne, la

réductance globale du circuit magnétique ne varie pas. Il en sera de même pour l'inductance qui n'est alors fonction que du courant d'alimentation.

$$L(\theta, i) = \frac{\Psi(\theta, i)}{i} \quad (\text{A-9})$$

L est constante pour les faibles courants et vaut 28,27 mH puis diminue à partir de $I=70$ A, avec le début de la non linéarité, comme montré par figure A.2.

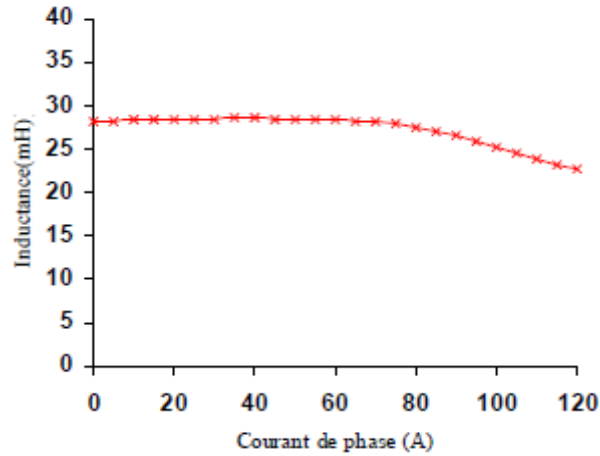


Fig.A.2 : Inductance d'une phase en fonction du courant d'alimentation

Annexe B

Paramètres de la machine optimisée

Les dimensions de la meilleure solution retenue sont présentées dans le tableau B-2. Les résultats ont été obtenus pour une longueur L de la machine égale à 200mm.

Paramètres géométriques	Machine choisie
E_s (mm)	25,6
E_r (mm)	28,95
h_b (mm)	47,2
β (°)	2x5,6
R_a (mm)	248,75
β_a (°)	2x5,74
α_{r1}	0,26
α_{r2}	0,33
h_r (mm)	12,6
h_m (mm)	3,4
f^1 (Nm/kg)	13,65

Tableau B-1 : Paramètres de la FRM optimisée

Comme le couple et la masse sont proportionnels à la longueur de la machine, le couple massique est indépendant de L . La longueur de la machine sera de ce fait déterminée en fonction du couple désiré.

- **Volume et poids des matériaux actifs**

Les masses des différents matériaux actifs constituant la machine optimisée sont récapitulées dans le tableau B-3.

Matériaux	Masse (kg)
Fer	193
Cuivre	36
Aimant	5,4
Masse totale	234,4

Tableau B-2 : Masse active des matériaux de la FRM

ملخص :

في التطبيقات ذات السرعة المنخفضة و الأقوى عزم المزدوجة، الهيكل المستعملة عامة مرتبطة ميكانيكيا مع مخفض للسرعة. المخفضات للسرعة مضايقة، ضاجة، ثمينة و تضاعف القصور الذاتي الإجمالي للجهاز بالتخفيض في فعالية التحكم. التخلص من هذه المخفضات يتطلب إنشاء مكينات مخصصة للسرعة المنخفضة، مسماة مكينات بطيئة أو ذات التحريكات المباشرة.

في هذا البحث، نساعد على تحسين مكينة ذات السرعة المنخفضة و التدفق المنعكس المستخدمة في التطبيقات المتخصصة في التحريكات المباشرة. الطريقة المستعملة لإنشاء نموذج قد عرضت. الكفاءات و الخصائص الكهرومغناطيسية للمكينة المختارة قد عينت و حللت بواسطة الطريقة ذات العناصر المحدودة. هذه التحاليل أمكنت من تحديد عناصر المكينة المؤثرة بشدة على القيمة الأعلى لعزم المزدوجة. جزء من هذا العمل خصص لتحسين كفاءات المكينة. و تتمثل في إيجاد شكل أسنان الدوار المناسب للحصول على أحسن كفاءات للهينة المختارة في الدراسة. كلمات المفاتيح: مكينات ذات التدفق المنعكس، المغناطيس الدائم، السرعة المنخفضة، مقاومة مغناطيسية متغيرة.

Résumé :

Dans les applications à fort couple basse vitesse les structures utilisées sont généralement couplées mécaniquement à une boîte de vitesse. Les réducteurs de vitesse sont encombrants, bruyants, coûteux et multiplient également l'inertie globale du système en diminuant l'efficacité de la commande. S'affranchir de ce dernier revient donc à construire des machines fonctionnant directement à vitesse réduite, dénommées machines lentes ou à attaque directe.

Dans ce travail, nous contribuons à l'optimisation d'une machine basse vitesse à inversion de flux (FRM) dédiée aux applications à entraînement direct. La procédure utilisée pour la conception d'un prototype est donnée. Les performances et les caractéristiques électromagnétiques de la machine retenue sont déterminées et analysées en utilisant un modèle numérique basé sur la méthode des éléments finis. Cette analyse nous a permis de distinguer les paramètres structurels qui influent fortement sur le couple maximal. Une partie de ce travail est consacrée à l'amélioration des performances de la machine. Il s'agit de chercher la forme des petites dents rotoriques permettant l'obtention de meilleures performances de la structure retenue pour l'étude.

Mots clés : machine à inversion de flux, aimant permanent, basse vitesse, réluctance variable

Abstract :

In high torque and low speed applications, the design use is generally coupled with a gear reducer. This is bulky, generates noise, costly and adds weight which decreases the control efficiency. The elimination of the gearbox requires machines particularly adapted to low speed called slow or direct attack machines.

In this work, we contribute to optimize a low speed flux reversal machine (FRM) devoted to direct drive applications. The procedure to design of a prototype is given. The electromagnetic performances and characteristics of the machine selected are determined and analyzed by a numerical model based on finite element method. This analysis makes it possible to distinguish the structural parameters that strongly influence the maximum torque. One part of this work is devoted to improve the performances of the machine. It concern about search of the form of a small rotor teeth that enable to obtain the good performances of the design study.

Key words : flux reversal machine, permanent magnet, low speed, switched reluctance