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

#### ECOLE NATIONALE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE



## Département de Génie Electrique

## Thèse de Doctorat d'Etat en Génie Electrique

Par

## SAOU RACHID

Magister de l'ENP d'Alger

<u>Thème</u>

## MODELISATION ET OPTIMISATION DE MACHINES LENTES A AIMANTS PERMANENTS : Machines à double saillance et à inversion de flux

Soutenue publiquement le 16 novembre 2008, devant le Jury :

Président :	BOUBAKEUR AHMED	Professeur ENSP d'Alger
Directeur de Thèse:	ZAÏM MOHAMED EL HADI	Professeur à Polytech'Nantes (France)
<b>Examinateurs:</b>	<b>IBTIOUENE RACHID</b>	Professeur ENSP d'Alger
	ZEROUG HOCINE	Professeur USTHB d'Alger
	<b>REKIOUA TOUFIK</b>	Professeur Université de Béjaia
Invité :	BOUNEKHLA M'HAMED	Maître de Conférences Université de Blida

## Avant-propos

Le travail présenté dans ce mémoire a été en partie effectué au sein du laboratoire de génie électrique de l'université de Béjaia ainsi qu'au sein du laboratoire IREENA du site de Saint-Nazaire (France) dans l'équipe Conception Electromécanique.

Je tiens à remercier le professeur **Luc LORON**, Directeur de l'IREENA pour m'avoir accueilli au sein de ce laboratoire et permis de travailler dans d'excellentes conditions.

Je tiens à exprimer vivement ma profonde gratitude à Monsieur **Mohamed El Hadi ZAÏM**, Professeur au département génie électrique de polytech'Nantes et responsable de l'équipe Conversion Electromécanique au sein de l'IREENA, pour avoir proposé, dirigé et encadré ce sujet de thèse. Son soutien ininterrompu, ses qualités humaines, ses conseils, ses encouragements et sa grande disponibilité tout au long de ces années de recherche ont joué un rôle capital dans ce travail. Qu'il trouve ici, l'expression de ma profonde et éternelle reconnaissance.

Je remercie Monsieur **Ahmed BOUBAKEUR**, Professeur à l'ENP d'Alger pour l'intérêt qu'il porte à ce travail, pour sa totale disponibilité et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant la présidence du jury.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur **Rachid IBTIOUEN**, Professeur à l'ENP d'Alger pour les nombreuses discussions qu'on a eu, pour ses multiples encouragements et pour avoir bien voulu examiner ce travail et faire partie du jury.

Que Messieurs **Toufik REKIOUA** Professeur à l'université de Béjaia et **Hocine ZEROUG** Professeur à l'USTHB veuillent bien trouver, ici, l'assurance de ma sincère reconnaissance pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et pour leur participation au jury de soutenance.

Je suis très reconnaissant envers Monsieur **M'Hamed BOUNEKHLA** Maître de conférences à l'université de Blida pour ses conseils et orientations et pour avoir accepté notre invitation à participer au jury de soutenance.

Aussi je remercie tous mes collègues de l'université de Béjaia et particulièrement ceux du département d'électrotechnique pour le soutien moral qu'ils m'ont apporté.

Merci à mes collègues de bureau et amis **K. ALITOUCHE** et **M. AZNI** pour ces années passées en leur compagnie et les multiples discussions que nous avons eues au sujet de cette thèse.

Enfin, mes derniers remerciements - mais pas les moindres -à toute ma famille, mon défunt père à qui je dédie ce travail, ma mère, mes frères et sœurs.

Merci à ma femme et à mes enfants pour leur soutien, leurs encouragements et la patience dont ils ont su s'armer tout au long de ces années.

Table des matières

# Table des matières

Introdu	ction générale	1
Chapitr	e 1 : Machines électriques pour des applications à fort couple basse	vitesse5
1.1 Intro	oduction	6
1.2 Mac	hines synchrones à rotor bobiné	8
1.3 Mac	hines synchrones à aimants permanents à flux radial	8
1.3.1	Machines synchrones à aimants permanents montés en surface	9
	1.3.1.1 A rotor intérieur	9
	1.3.1.2 A rotor extérieur	
1.3.2	Machines synchrones à aimants insérés	
1.3.3	Machines synchrones à aimants enterrés	
	1.3.3.1 Machines synchrones à aimants en forme de V	
	1.3.3.2 Machines synchrones à aimantation tangentielle	11
1.4 Mac	hine à aimants permanents à flux axial	
1.5 Mac	hine à aimant permanents à flux transverse	
1.6 Mac	hine Synchrone à bobinage fractionnaire	
1.7 Mac	hines à réluctance variable (MRV) lentes	
1.7.1	MRV pures	
	1.7.1.1 MRV à double denture	17
	1.7.1.1.1 MRV à plots	17
	1.7.1.1.2 MRV à plots dentés	
	1.7.1.2 MRV à simple denture (ou à stator lisse)	
1.7.2	MRV à denture répartie (ou à effet vernier)	
1.7.3	MRV Hybrides	
	1.7.3.1 MRV vernier hybride	
	1.7.3.2 Machine à inversion de flux	
1.8 Con	clusion	
Chapitr	e 2 : Outils Mathématiques	24
2.1 Intro	oduction	
2.2 Form	nulation des équations du champ électromagnétique et analyse num	iérique25
2.2.1	Equations du champ électromagnétique	25
2.2.2	Application aux problèmes magnétostatiques bidimensionnels	
	2.2.2.1 Conditions aux limites, conditions de passage	
2.2.3	Analyse par éléments finis, logiciel utilisé	
	2.2.3.1 Résolution par la méthode des éléments finis	
	2.2.3.2 Description du logiciel FEMM	
2.2.4	Calcul du flux et du couple électromagnétique	
	2.2.4.1 Calcul du flux magnétique	
	2.2.4.2 Calcul du couple électromagnétique	

2.3 Méth	nodes d'optimisation pour le dimensionnement de machines électriques	35
2.3.1	Introduction	35
2.3.2	Les méthodes déterministes	36
	2.3.2.1 Méthode de la boule	36
	2.3.2.2 Méthode de relaxation cyclique	37
	2.3.2.3 Méthode de Hooke et Jeeves	37
	2.3.2.4 Méthode du simplex	38
2.3.3	Les méthodes stochastiques	39
	2.3.3.1 Méthode du recuit simulé	39
	2.3.3.2 Recherche Tabou	40
	2.3.3.3 Algorithme génétique	41
	2.3.3.3.1. Principe et définitions	41
	2.3.3.3.2. Codage des variables	42
	2.3.3.3.3. Fonction Objectif	43
	2.3.3.3.4. Evaluation	43
	2.3.3.3.5. Opérateurs génétiques	43
	2.3.3.3.6. Convergence	48
	2.3.3.3.7. Validation de l'algorithme génétique sur des fonctions test.	48
	2.3.3.3.8. Conclusion	53
2.4.Cond	clusion	53
Chapitre	e 3 : Machines double saillantes	55
3.1 Intro	duction	56
3.2 Géné	eralités	56
3.3 Mac	hines à grosses dents	57
3.3.1	Constitution de base	57
3.3.2	Principe de fonctionnement	58
3.3.3	Machine élémentaire	58
3.3.4	Equations électromagnétiques	59
3.4 Mac	hines à plots dentés	60
3.4.1	Augmentation du nombre de plots par phase	61
3.4.2	Accroissement du nombre de dents par plot	61
3.4.3	Règles élémentaires d'obtention de MRVDS à plots dentés	61
3.4.4	Topologie des machines réalisables à basse vitesse (proche de 50 tr/min)	64
3.4.5	Topologie de machines réalisables avec $N_r = 64$ dents	66

3.5 Alim	entation par convertisseur statique	67
3.5.1	Alimentation en pleine onde (Commande en tension)	68
3.5.2	Modulation de largeur d'impulsions (Commande en courant)	69
3.6 Cont	ribution au calcul analytique des inductances d'une MRVDS	70
3.6.1	Calcul analytique de l'inductance d'une MRVDS en zone d'opposition	70
	3.6.1.1 Structure de la machine et domaine d'étude	70
	3.6.1.2 Conditions aux limites	73
	3.6.1.3 Résolution de l'équation de Laplace	78
	3.6.1.4 Flux magnétique d'une phase et inductance d'opposition	81
3.6.2	Calcul analytique de l'inductance d'une MRVDS en zone de conjonction	83
3.6.3	Application au calcul des inductances d'une MRVDS 6/4	84
3.7 Conc	lusion	86
Chapitre	e 4 : Calcul et dimensionnement d'une machine à aimant permanents à	
-	double saillance (DSPM)	88
4.1 Intro	duction	89
4.2 Topo	logie de la machine étudiée, modélisation	89
4.2.1	Configuration de base	89
4.2.2	Production du couple électromagnétique	91
4.2.3	Modèle numérique par éléments finis	94
4.3 Cond	ception et optimisation d'une machine lente à aimant permanent à double	
sailla	nce	97
4.3.1	Dimensions de la machine et démarche de conception	98
	4.3.1.1 Cahier des charges	98
	4.3.1.2 Forme des dents	98
	4.3.1.3 Paramètres globaux de la machine	100
	4.3.1.4 Critère d'optimisation	101
4.3.2	Processus de conception par un algorithme génétique combiné avec la MEF.	102
4.3.3	Résultats d'optimisation	104
	4.3.3.1 Evolution des paramètres optimisés en fonction des générations	104
	4.3.3.2 Paramètres géométriques de machine optimisée	108
4.4 Cara	ctéristiques statiques de la machine optimisée	109
4.4.1	Distribution du champ magnétique	110
4.4.2	Flux magnétique et force électromotrice	115
4.4.3	Inductance statorique	118
4.4.4	Résistance d'une phase	119
4.4.5	Volume et poids des matériaux actifs	120
4.4.6	Couple électromagnétique	120
4.5 Cond	lusion	123

Chapitro	e 5 : Calcul et dimensionnement d'une machine lente à inversion de	
	flux à attaque directe	124
5 1 Intro	oduction	125
5.2 Prés	entation et de la machine étudiée modélisation	125
5.2.1	Configuration de base	125
522	Flux inductance et counle, électromagnétique	128
523	Modèle numérique nar éléments finis de la FRM	130
5.3 Con	pention et optimisation d'une machine lente à inversion de flux	
5.3.1	Dimensions de la machine et démarche de conception	
	5.3.1.1 Cahier des charges	
	5.3.1.2 Forme des dents au rotor et d'aimants au stator	
	5.3.1.3 Paramètres globaux de la machine	
	5.3.1.4 Critère d'optimisation.	
5.3.2	Processus de conception par un algorithme génétique combiné avec la MEF	138
5.3.3	Résultats de l'optimisation	140
	5.3.3.1 Evolution des paramètres optimisés en fonction des générations	140
	5.3.3.2 Paramètres géométriques de la machine optimisée	144
5.4 Cara	ctéristiques statiques de la machine optimisée	144
5.4.1	Distribution du champ magnétique	145
5.4.2	Flux magnétique et force électromotrice	150
5.4.3	Inductance statorique	152
5.4.4	Résistance d'une phase	153
5.4.5	Volume et poids des matériaux actifs	154
5.4.6	Couple électromagnétique	154
5.5 Cond	clusion	161
Chanitr	a 6 · Comparaison de différentes machines à attaque directe	150
Chapter	e o . Comparaison de unterentes machines à attaque un cete	
6.1 Intro	duction	160
6.2 Mac	hines optimisées et caractéristiques électromagnétiques	160
6.2.1	Couple massique et poids des matériaux actifs des deux machines	160
6.2.2	Flux magnétiques et forces électromotrices	161
6.2.3	Couple électromagnétique	162
6.3 Com	paraison avec d'autres structures à attaque directe	164
6.4 Cond	clusion	167
Conclus	ion générale	168
Bibliogra	phie	171

Table des figures

# Table des figures

1.1	ENERCON E112, éolienne de 4.5 MW	7
1.2	Le moteur d'un ascenseur à entraînement direct sans engrenages	7
1.3	Vue des guatre POD de type Mermaid <sup>™</sup> sur le Oueen Mary II	8
1.4	Différent rotors de machines à aimants permanents. (a) à aimants en surface,	
	(b) à aimants insérés, (c) à épanouissements polaires, (d) à aimants enterrés,	
	(e) à concentration de flux, (f) à aimantation tangentielle en forme de V	9
1.5	Configurations de machines à aimants à flux radial : (a) et (b) structures à	
	rotor intérieur : (a) à aimant en surfaces, (b) à aimant enterré en forme de V	
	(c) à rotor extérieur à aimants en surface, (d) configuration à double rotor avec	
	un stator intérieur	12
1.6	Topologie d'une machine à flux axial	13
1.7	Configurations de machines à flux axial (a) Structure simple (b) structure	
	double stator (c) Structure double rotor (d) structure multi rotor multi stator	13
1.8	Machine triphasée à flux transverse	14
1.9	Disposition d'un bobinage concentré à 2 couches. 12 encoche-10 pôles (a)	
	placement de la couche inférieur (b) les 2 couches ensemble	15
1.10	Têtes de bobines d'un prototype à bobinage fractionnaire à 12 encoches-10	
	pôles. La longueur moyenne d'une tête de bobine est de 80mm et la longueur	
	dans la direction axiale est de 41 mm	15
1.11	Allure de la fmm du bobinage à 22 pôles avec $q=2$ , $q=1$ et $q=4/11$ à l'instant	
	où i1=Im et i2=i3=-Im/2	16
1.12	MRVDS 12/8 triphasée	18
1.13	MRVDS 24/16 triphasée	18
1.14	MRVDS triphasée 20 kW -60 pôles	18
1.15	MRV à plots dentés	19
1.16	Stator et Rotor de la MRV Vernier 1.2kW conçue au laboratoire L2EP de	
	LILLE (France)	20
1.17	Stator et Rotor de la MRV Vernier 5 kW conçue au laboratoire L2EP de	
	LILLE (France)	21
1.18	Machine vernier à aimant	21
1.19	Coupe transversale de la machine à inversion de flux triphasé (FRM)	22
2.1	L'interface interactive du logiciel FEMM	32
2.2	Illustration du mécanisme de la boule dans le cas de 2 variables	36
2.3	Illustration de la méthode cyclique en 2D	37
2.4	Illustration de la méthode de Hooke et Jeeves en 2D	38
2.5	Illustration de la méthode du simplex en 2D	39
2.6	Organigramme de l'Algorithme Génétique	42
2.7	Roue de loterie biaisée	45
2.8	Processus de croisement en un point de deux parents	46
2.9	Processus de mutation d'un individu	47
2.10	Tracé de la fonction test de De Jong en deux dimensions	49
2.11	Evolution de la meilleure solution et de la fonction objectif en fonction de la	
	génération	50

2.12	Tracé de la fonction test de Goldstein-Price 2	51
2.13	Evolution de la meilleure solution et de la fonction objectif	51
2.14	Tracé de la fonction test de Rastrigin	52
2.15	Evolution de la meilleure solution et de la fonction objectif	53
3.1	Vues en coupe des MRVDS 6/4 et 12/8	58
3.2	Structure élémentaire d'une MRVDS	59
3.3	Topologie d'une MRVDS à plots dentée	63
3.4	Convertisseur statique (pont asymétrique)	68
3.5	Domaine d'étude de la MRVDS	71
3.6	Domaine d'étude développé	72
3.7	Hx sur la frontière CF du domaine	75
3.8	Hy sur la frontière AC du domaine	76
3.9	Hy sur la frontière HF du domaine	77
3.10	Domaine d'étude et conditions aux limites en zone d'opposition	78
3.11	Domaine d'étude et conditions aux limites pour le potentiel vecteur A1	78
3.12	Domaine d'étude et conditions aux limites pour le potentiel vecteur A2	79
3.13	Domaine d'étude réduit pour le potentiel vecteur A2	80
3.14	Domaine d'étude et conditions aux limites en zone de conjonction	83
3.15	Vue en coupe de la MRVDS 6/4 dimensionnée à l'IREENA	84
3.16	Variation de l'inductance d'opposition en fonction de la profondeur des dents	
	du rotor Calcul par éléments finis et modèle analytique	85
4.1	Machine à aimants permanents à double saillance(DSPM) 1-bobinage de la	
	phase A, 2- Culasse du stator, 3-Aimant, 4-Culasse du rotor	91
4.2	Flux par phase en fonction de la position du rotor	92
4.3	Inductance d'une phase en fonction de la position du rotor pour différentes	
	valeurs du courant de phase	93
4.4	Maillage du domaine d'étude, phase 1 en position de conjonction	95
4.5	Tracé des lignes de flux, phase 1 seule alimentée	95
4.6	Carte du champ magnétique	95
4.7	En position d'opposition. Maillage, lignes de flux	96
4.8	Allure du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor	97
4.9	Caractéristique B-H de la tôle FeV 400-50 HA	98
4.10	Différentes formes des dents du rotor et du stator	99
4.11	Dents trapézoïdales	100
4.12	Paramètres globaux de dimensionnement	101
4.13	Evolution de la fonction objectif	104
4.14	Evolution du couple au fur et à mesure des générations	105
4.15	Evolution des paramètres des machines (Er, Es, hb et Em)	106
4.16	Evolution des rayons Rr et Ra	106
4.17	Evolution des paramètres des dents	107
4.18	Evolution des hauteurs des dents (hr,hs)	108
4.20	Vue en coupe de la DSPM optimisée	110
4.21	Tracé des lignes de champs de la DSPM optimisée A vide Phase A en position	
	de conjonction	111

4.22 Tracé des lignes de champs de la DSPM optimisée A vide Phase A en position	111
4.23 Tracé des lignes de champs de la DSPM optimisée, phase A en position de	1 1 1
conjonction	111
4.24 Tracé des lignes de champs de la DSPM optimisée I=100 A phase A en	112
1 25 Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer A vide	1 1 2
Phase A en position de conjonction	113
4.26 Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer A vide, Phase A en position	113
A 27 Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer I=In. Phase	115
A en position de conjonction	114
4.28 Distribution spatiale de l'induction magnétique dans l'entrefer I=In, Phase A en	
position d'opposition	114
4.29 Caractéristiques de flux $\psi$ (i, $\theta$ ) de la DSPM optimisée	116
4.30 Forme d'onde du flux des trois phases à vide	117
4.31 Forme d'onde des f.e.m de la machine optimisée	118
4.32 Inductance statique en fonction de la position du rotor pour différents courants	
de phase variant de 0 à 150A	119
4.33 Couple en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase	
variant de 0 à 120A	121
4.34 Couple des trois phases en fonction de la position du rotor pour I=In	122
4.35 Couple total instantané pour I=In	122
5.1 Structure de la machine à inversion de flux 1-bobinage de la phase A, 2-Culasse	
du stator, 3-Aimant, 4-Culasse du rotor	127
5.2.a Trajet idéal des lignes de champs dans une FRM à 2 plots par phase	128
5.2.b Positions de conjonction, intermédiaire et d'opposition	128
5.3 Flux par phase en fonction de la position du rotor	129
5.4 Position de conjonction	131
5.5 Position d'opposition	131
5.6 Maillage du domaine d'étude : phase A en position de conjonction	132
5.7 Tracé des lignes de flux : phase A seule alimentée. I=In	132
5.8 Carte du champ magnétique. Position de conjonction. Phase A seule alimentée.	
I=In	132
5.9 Lignes de flux. Position d'opposition. I=In	133
5.10 Lignes de flux. Position intermédiaire. I=In	133
5.11 Lignes de flux. Position de conjonction. I=In	134
5.12 Allure du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor	135
5.13 Dents rotoriques trapézoïdales et dimensions des aimants	136
5.14 Paramètres globaux de dimensionnement	137
5.15 Evolution de la fonction objectif	140
5.16 Evolution du couple au fur et à mesure des générations	141
5.17 Evolution des paramètres des machines (Er, Es et hb)	142
5.18 Evolution du rayon Ra	142
5.19 Evolution des paramètres des dents rotoriques	143
5.20 Evolution de la hauteur des dents hr et des aimants hm	143

5.21 Evolution des angles d'ouverture ( $\beta A$ , $\beta$ )	143
5.22 Vue en coupe de la FRM optimisée	145
5.23 Tracé des lignes de champs de la FRM optimisée A vide Phase A en position	
de conjonction	146
5.24 Tracé des lignes de champs de la FRM optimisée A vide Phase A en position d'opposition	146
5.25 Tracé des lignes de champs de la FRM optimisée en charge phase A en position de conjonction	147
5.26 Tracé des lignes de champs de la FRM optimisée en charge phase A en position d'opposition	147
5.27 Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer (sous un des plots de la phase A) A vide, en position de conjonction	148
5.28 Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer (sous un des plots de la phase A) A vide, en position d'opposition	148
5.29 Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer I=In, Phase	1/0
5 20 Distribution spatiale de l'induction magnétique au miliou l'antrafar I-In. Phase	149
A en position d'opposition	149
5 31 Caractéristiques de flux ψ (i A) de la machine ontimisée	150
5 32 Forme d'onde du flux des trois phases à vide	151
5.33 Forme d'onde des f e m de la machine optimisée	152
5 34 Inductance d'une phase en fonction du courant d'alimentation	152
5.35 Couple en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase	155
	155
5.36 Couple des trois phases en fonction de la position du rotor pour I=In	150
5.37 Couple total instantane	150
5.38 Couple de detente de la machine optimisée	15/
6.1 Flux par phase des deux machines en fonction de la position du rotor	101
6.2 FEM par phase des deux machines en fonction de la position du rotor	162
6.3 Couple statique par phase des deux machines en fonction de la position du rotor	163
0.4 Couple maximum par phase des deux machines en fonction du courant	164
6.5 Couple volumique pour différentes topologies de machines ainsi que les machines optimisées	166
6.6 Coût au couple pour différentes topologies de machines ainsi que les machines	
optimisées	166

Liste des tableaux

# Liste des tableaux

3.1	Principales possibilités de réalisations de MRVDS à grosses dents	57
3.2	Topologies à 2 plots par phase : Nps=6	64
3.3	Topologies à 4 plots par phase : Nps=12	65
3.4	Topologies réalisables avec Nr=64 dents	66
3.5	Etat de conduction des interrupteurs	68
3.6	Caractéristiques de la machine étudiée	
3.7	Valeurs des inductances Ld et Lq par les différentes méthodes	
4.1	Contraintes sur les variables d'optimisation de la DSPM	
4.2	Paramètres de la DSPM optimisée	109
4.3	Poids des matériaux actifs de la DSPM optimisée	
5.1	Contraintes sur les variables d'optimisation de la FRM	139
5.2	Paramètres de la FRM optimisée	144
5.3	Masse active des matériaux de la FRM	154
6.1	Masse active des matériaux des deux machines	160
6.2	Coût au couple et couple volumique des deux machines	

Introduction générale

Introduction générale

# Introduction générale

De nos jours, les machines électriques comptent une part importante de la consommation d'énergie mondiale. À mesure que le souci environnemental augmente, les entraînements électriques avec un rendement plus élevé sont souhaitables. Ainsi, le remplacement des machines conventionnelles d'induction par des machines à aimants à structures spéciales a récemment gagné un grand intérêt depuis que le prix des matériaux des aimants permanents a diminué. En effet, de telles structures n'ayant aucun enroulement au rotor donc moins de pertes de cuivre présentent un rendement plus élevé que les machines d'induction.

Lorsque l'application exige une basse vitesse et un couple élevé, les machines électriques 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. Par conséquent, s'affranchir de la boîte de vitesse devient très avantageux. Ceci peut être rendu possible en utilisant des machines fonctionnant directement à vitesse réduite, dénommés machines lentes ou à attaque directe.

Ces structures à attaque directe sont souvent de types synchrones (rotor bobiné ou à aimants) à très grand nombre de pôles et à fort couple. Pour ce type d'entraînements, plusieurs topologies de machines ont été étudiées et proposées dans la littérature. Nous citons les approches à flux axial, à flux radial ainsi que celles à flux transverse. D'autres configurations spéciales de machines à attaque directe sont aussi données dans la littérature telles que les machines à réluctance variable excitées ou pas.

Divers travaux montrent qu'en adjoignant des aimants permanents aux machines à réluctance variable doublement saillantes (MRVDS), de nouvelles structures améliorant les performances peuvent être obtenues. Ces structures sont dénommées : machines à aimants permanents doublement saillantes (DSPM) ou machines à inversion de flux (FRM). Elles sont largement étudiées. Toutefois elles sont généralement à grosses dents et inappropriées aux applications à basse vitesse.

La machine à aimants permanents à double saillance à grand nombre de dents ainsi que la machine basse vitesse à inversion de flux, étudiées dans ce travail, peuvent être considérées comme de nouveaux membres des familles de DSPM et de FRM respectivement adaptées aux entraînements directs à basse vitesse. Ces dernières ont la structure doublement saillante et utilisent des enroulements concentrés. Leurs champs d'excitation sont fournis par des aimants permanents non tournants situés au stator et il n'y a aucun aimant ou enroulement dans le rotor denté.

Le travail présenté concerne la conception électromagnétique ainsi que l'optimisation de ces deux machines pour des applications basse vitesse à entraînement direct à 10 kilowatts, 50 tr/mn.

L'optimisation est réalisée par un algorithme génétique (GA) couplé à la méthode des éléments fini (FEM). Le processus de conception est décrit en tenant compte des particularités de chaque topologie. L'objectif est de réduire au maximum le poids actif de la machine, tout en accomplissant les conditions sur les dimensions externes et le couple développé .Ceci est rendu possible en maximisant le rapport de masse à couple qui représente un paramètre essentiel dans les applications à entraînement direct.

La thèse débute par un état de l'art des différentes solutions existantes pour les entraînements direct à basse vitesse. Elle se concentre essentiellement sur quelques topologies qui sont prometteuses pour les applications considérées en présentant des exemples de réalisation de prototypes de laboratoire et en industrie. C'est l'objet du premier chapitre

Le deuxième chapitre, met en place les outils mathématiques utilisés dans la suite du travail. Nous y abordons, en particulier, les équations de l'électromagnétisme, la présentation de la méthode des éléments finis. Par la suite, nous passons en revue les méthodes les plus en vue pour l'optimisation de structures électromagnétiques et parmi les méthodes d'optimisation stochastiques, nous nous attardons sur les algorithmes génétiques.

Au troisième chapitre, nous exposons les bases théoriques relatives à la constitution, au principe de fonctionnement, aux équations de base et à l'alimentation des machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS). Nous nous intéressons ensuite aux structures à réluctance variable à plots dentés destinés aux entraînements à basse vitesse de rotation. Nous proposons en fin de chapitre une contribution pour un modèle analytique simplifié en régime linéaire d'une MRVDS à grosses dents.

Le quatrième chapitre s'attaque à la modélisation et la conception d'une DSPM de 10 kW, 50 tr/mn. Cette structure triphasée est à réluctance variable à double saillance excitée par des aimants NdFeB non tournants logés dans la culasse du stator.

L'optimisation des dimensions de la machine est effectuée par un algorithme génétique, développé à cet effet, combiné avec la méthode des éléments finis. L'objectif est de maximiser le couple massique.

Le cinquième chapitre est consacré à la conception électromagnétique et à l'optimisation par un algorithme génétique combiné avec la méthode des éléments finis d'une autre structure à attaque directe de 10 kW, 50 tr/min appelée machine à inversion de flux (FRM). Cette structure est globalement identique à la DSPM mais excitée par des aimants situés sur la surface interne des plots statoriques. L'optimisation est pareillement axée sur la maximisation du couple massique.

Dans le dernier chapitre sont analysées et comparées les caractéristiques électromagnétiques des deux machines optimisées obtenues par éléments finis. Les

machines conçues sont ensuite comparées à d'autres topologies de machines basse vitesse sur deux critères : le couple volumique et le coût par unité de couple.

Chapitre 1

# Machines électriques pour des applications à fort couple basse vitesse

# Machines électriques pour des applications à fort couple basse vitesse

#### 1.1. Introduction

L'utilisation des machines électriques, souvent de types synchrones, pour des applications à entraînement direct assurant un fonctionnement à fort couple basse vitesse est de plus en plus fréquente. Les structures classiques de conversion d'énergie nécessitent un réducteur de vitesse mécanique. Ce dernier est très gênant vu qu'il augmente le poids, le bruit, les pertes et nécessite de plus une maintenance régulière. La suppression de ce réducteur requiert des machines lentes spécifiques adaptées aux entraînements directs appelés aussi machines à attaque directe.

Nous assistons, depuis quelques années, à un intérêt sans cesse croissant pour l'étude et la conception de ces machines. Elles sont en effet de plus en plus employées en moteur, pour la propulsion de navires ou d'automobiles et dans les ascenseurs et en générateur pour l'éolien.

Les entraînements directs pour les aérogénérateurs ont en effet fait l'objet de larges études [1-9] et plusieurs fabricants produisent depuis une dizaine d'années des turbines avec des génératrices lentes sans réducteurs de vitesse à l'instar de Lietner (Italie) (1.35 MW, 18tr/min), Innowind (germany) (1.2MW, 21 tr/min) et ScanWind (3MW, 20tr/min) [5] Lagerwey, Jeumont Industrie ou Enercon (Germany) (4.5 MW, 12tr/min figure1.1)

Les machines lentes à attaque directe sont également employées avec succès pour les ascenseurs [5,9] où elles permettent de se débarrasser de toute la salle de machine (figure 1.2)

Pour la propulsion de navires, les entraînements directs, permettent de légers pods propulseurs et sont faciles à manoeuvrer [10-12]. Le moteur électrique de propulsion (figure1.3) est logé dans une nacelle, appelée POD (Propulsors with Outboard Drives)

Ces structures sont souvent de types synchrones (rotor bobiné ou à aimants) à très grand nombre de pôles et à fort couple. La machine peut être radiale, axiale ou à flux transverse. D'autres configuration spéciales de machines à attaque directe sont aussi données dans la littérature [13,14] telles que les machines à réluctance variable excitées ou pas.

Dans ce qui suit nous dressons une liste non exhaustive des structures utilisées pour de telles applications. Nous présentons une description succincte de chaque configuration en soulignant les avantages et inconvénients.



Fig. 1.1 -ENERCON E112, éolienne de 4.5 MW : 114 mètre de diamètre, hauteur du hub 124 m (<u>http://ewh.ieee.org/cmte/ips/UPEC/UPEC05\_report.pdf</u>)



Fig. 1.2 –Le moteur d'un ascenseur à entraînement direct sans engrenages. [http://www.kone.com/fr]



Fig. 1.3 – Vue des quatre POD de type Mermaid™ sur le Queen Mary II (http://www.worldshipny.com )

#### **1.2.** Machines synchrones à rotor bobiné

La machine synchrone à flux radial excitée par un bobinage inducteur est une des alternatives pour les entraînements directs. Elle est caractérisée par un nombre de pôles assez élevé, un grand rayon et une courte longueur. Le pas polaire doit être assez large pour la mise en place du bobinage inducteur.

Le premier générateur à attaque directe commercialisé dans la gamme de puissance de quelques centaines de kilowatts est une machine synchrone excitée par un traditionnel bobinage d'excitation [4]. Son premier prototype a été établi en 1992.

Un aérogénérateur de 500 kW du même type présente un diamètre extérieur d'environ 5m et une longueur de 0,6m. L'éolienne est conçue pour être employée avec un convertisseur de fréquence Le rotor tourne à des vitesses variant entre 18 et 38 tr/min.

La plus grosse machine actuelle, Enercon E112 4,5 MW (1<sup>ère</sup> mise en service durant l'été 2002), est synchrone à entraînement direct. Elle possède une nacelle de 440 tonnes pour une turbine de 114 m de diamètre (pales de 52 m et 20 tonnes chacune). La génératrice est à rotor bobiné (redresseur tournant, sans balais) à très grand nombre de pôles (plus de 50) et tourne à une vitesse comprise entre 8 et 12 tr/mn[8].

#### **1.3.** Machines synchrones à aimants permanents à flux radial

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimants la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique.

Grâce à sa simplicité de construction les industriels en ont fait une des machines les plus utilisées sur le marché de l'éolien (Enercon, Zéphyros).

Différentes machines ont été proposées dans la littérature. La plus part sont à rotor intérieur mais certaines peuvent être à rotor extérieur. Cette dernière disposition est utilisée dans les éoliennes car elle présente l'avantage de simplifier le processus d'assemblage des pâles sur le rotor et d'augmenter la qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur.

Ces machines présentent de bonnes performances (bon couple et puissance massique, bon rendement) sur une grande plage de vitesse. En revanche leur diamètre extérieur (du fait de l'augmentation du nombre de pôles) est très important (environ 4 à 5m pour une puissance du MW).

Différentes configurations sont possibles : elles différent les unes des autres par la position des aimants sur le rotor.



Fig. 1.4 – Différent rotors de machines à aimants permanents. (a) à aimants en surface, (b) à aimants insérés, (c) à épanouissements polaires, (d) à aimants enterrés, (e) à concentration de flux, (f) à aimantation tangentielle en forme de V.

#### 1.3.1. Machines synchrones à aimants permanents montés en surface

#### 1.3.1.1. A rotor intérieur

Pour ces machines, les aimants permanents sont placés sur la surface du rotor. C'est, généralement, la configuration la plus utilisée. L'avantage principal est sa simplicité et par conséquent son faible coût de construction comparée à d'autres types de machines à

aimants. L'inconvénient principal est l'exposition des aimants permanents aux champs de démagnétisation. En outre, les aimants sont sujets à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor même si ces forces sont généralement basses dans les entraînements à basses vitesses.

La principale application à attaque directe de cette machine est la propulsion de navire car sa forme s'adapte aux exigences du pod propulseur [15,16]. Des génératrices synchrones à aimants en surface ont été également utilisées dans les premières turbines d'éolienne [17,18]

#### 1.3.1.2. A rotor extérieur

La machine est constituée d'un stator situé au centre de la machine tandis que les aimants sont montés le long de la circonférence intérieure du rotor. Les avantages de cette configuration sont :

- le diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permet un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- pendant la rotation, les forces centrifuges exercent une pression sur les aimants permanents rendant leur détachement improbable.
- la structure est bien adapté aux turbines d'éolienne, car le hub portant les pâles peut être fixé directement au rotor externe.

Ce type de machine a été étudié par J. Chen et W. Wu et deux prototypes de 20 kilowatts chacun, avec respectivement 36 et 48 pôles ont été construits [19-21]. Les générateurs à rotor extérieur sont généralement utilisés dans de petites turbines d'éolienne (jusqu'à 30 kilowatts), comme par exemple la turbine de 7.5 kilowatts de Bergey, les turbines de Westwind ou de Genesys [22,23]

#### 1.3.2. Machines synchrones à aimants insérés

Les aimants sont montés sur la surface de rotor et les espaces entre les aimants permanents sont partiellement remplies par du fer. Ce dernier engendre une saillance et produit un couple de réluctance en plus du couple hybride principal. Aucun exemple d'application de machine lente à aimant inséré n'a été trouvé dans la littérature. Par conséquent il serait intéressant d'étudier l'influence du couple réluctant sur les performances de la machine et de la comparer à celles des machines à aimants en surface.

#### 1.3.3. Machines synchrones à aimants enterrés

L'avantage de ces configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants ce qui permet d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer. Par ailleurs, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation et les contraintes mécaniques. Différentes alternatives pour le placement des aimants permanents dans le rotor sont possibles.

#### 1.3.3.1. Machines synchrones à aimants en forme de V

Dans cette configuration, deux aimants permanents par pôle sont placés dans un certain angle prenant la forme d'un « V ». L'inconvénient principal est la présence des ponts en fer situés entre les extrémités des aimants permanents en forme de V et l'entrefer. L'épaisseur minimale des ponts est fixée par des contraintes mécaniques, une grande partie du flux de l'aimant permanent fuit par ces ponts au lieu de traverser l'entrefer et de contribuer au couple. En outre, le rotor en forme de V n'est pas très facilement adapté pour des nombres élevés de pôles. En effet, lorsque p augment, l'espace disponible pour les aimants est réduit et l'angle entre deux aimants en V diminue, ce qui sature le fer entre les aimants. Un autre inconvénient de cette configuration est la nécessité d'un nombre élevé d'aimants augmentant ainsi le coût de production. Des moteurs synchrones de 45 kW, 600 t/mn ont été utilisés en imprimerie [24].

#### 1.3.3.2. Machines synchrones à aimantation tangentielle

Cette seconde configuration à aimants enterrée présente l'inconvénient de requérir beaucoup d'aimants permanents lorsque le nombre de pôles augmente, ce qui engendre des difficultés de réalisation [25]. Cependant, comparé à la configuration à aimants en forme de V, ce moteur ne contient aucun pont en fer et le flux de fuite est faible. La conception d'une machine a été présentée dans [19]. Cependant, l'étude s'articule beaucoup plus sur le choix du type d'enroulements que sur les avantages de la configuration.



(a) et (b) structures à rotor intérieur : (a) à aimant en surfaces, (b) à aimant enterré en forme de V (c) à rotor extérieur à aimants en surface, (d) configuration à double rotor avec un stator intérieur.

#### 1.4. Machine à aimants permanents à flux axial

Cette machine dite « discoïde » ou AFPM est une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse.

Elle est pourvue de disques fixes bobinés et de disques mobiles supportant les aimants permanents. L'avantage déterminant provient de l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante.

Cette machine se caractérise par un grand diamètre et une longueur axiale relativement courte comparés à la structure à flux radial. Comme suggéré par son nom, le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent, mais pour des applications à basse vitesse la topologie la plus généralement étudiée est la machine torus [2, 26, 27].

Dans cette machine le stator est placé entre les deux rotors externes qui sont solidement reliés à l'axe mécanique. Les aimants permanents sont placés l'un vis-à-vis de l'autre sur les deux rotors et les enroulements du stator sont toroïdal [26]. Le stator peut être lisse. Les avantages principaux de la machine torus sont :

- la compacité due à la courte longueur axiale.
- la possibilité d'une bonne ventilation des enroulements du stator.
- l'absence d'encoches entraînant un faible couple de détente.
- La grande épaisseur de l'entrefer conduisant à des pertes réduites à haute fréquence et un bruit acoustique bas

la possibilité d'empiler ensemble disques de stator et de rotor, ce qui donne une surface efficace plus élevée d'entrefer.

L'inconvénient principal de ce genre de machine est la complexité de son assemblage due aux contraintes mécaniques liées aux poussées axiales.



Fig. 1.6 – Topologie d'une machine à flux axial

D'autres configurations de machines AFPM sont étudiées. Il s'agit des structures simples, des structures à double stator et les structures multi- stator muti-rotor.

Ces machines sont appliquées pour de petites turbines d'éolienne, la propulsion de navires ainsi que pour les ascenseurs. Différentes compagnies produisent des machines à flux axial. On peut citer l'industrie Jeumont, producteur de turbine d'éolienne, le fabricant de moteurs Lynx Motion Technology Corporation. Le constructeur d'ascenseur Koné qui fabrique depuis 1996 des machines de traction de type gearless à moteur axial, ayant pour nom EcoDisc<sup>™</sup>, a établi le concept d'ascenseurs sans salle de machines.



(a) Structure simple (b) structure double stator
(c) Structure double rotor (d) structure multi rotor multi stator

#### 1.5. Machine à aimant permanent à flux transverse

C'est une technologie nouvelle et intéressante. Dans cette structure, des circuits magnétiques en forme de fer à cheval en U ou en C et parfois en E, régulièrement disposés entourent le bobinage statorique de chaque phase [28-32]. Un moteur à flux transverse q-phasé comprendra alors plusieurs moteurs monophasés (circuits magnétiques) montés sur le même arbre et décalés d'un angle géométrique de  $2\pi/q$ . De nombreuses topologies existent mais la plus pertinente utilise les aimants à concentration de flux et permet d'obtenir de très grand couple massique et un grand nombre de pôles. Elle convient bien pour les entraînements directs à basse vitesse. Son utilisation dans l'industrie est toutefois encore freinée en raison de son faible

facteur de puissance (du à une réactance synchrone importante) et surtout en raison de la complexité de sa conception augmentant ainsi fortement les coûts de production.

Un prototype d'une machine à flux transverse pour un véhicule électrique a été réalisé et testé en Allemagne en 1997 [32]. La même année, Rolls Royce International Research and development projetait un prototype de 20 MW, 180 t/mn TFM pour la propulsion de navire [32]



Fig. 1.8 – Machine triphasée à flux transverse [28]

#### 1.6. Machine Synchrone à bobinage fractionnaire

Dans le but de réduire le nombre d'encoches statoriques et d'utiliser un plus grand nombre de pôles, on utilise des bobinages à pas fractionnaire [33-37] (le nombre q d'encoche par pôle et par phase n'est pas entier). Pour les bobinages à q<1 le pas polaire est réduit et peut ne consister qu'en une dent et une encoche. Chaque bobine n'entourant qu'une seule dent, on parle alors de bobinage concentré.

A titre de comparaison, une machine synchrone triphasée de 22 pôles nécessite :

- > 132 encoches pour q=2 encoches/pôle/phase pour un bobinage réparti.
- ► 66 encoches pour q=1 encoche/pôle/phase pour un bobinage réparti
- 24 encoches pour q=0.364=1/4 encoche/pôle/phase pour un bobinage fractionnaire.

Ces machines sont caractérisées par des têtes de bobines réduites au minimum (figure 1.10) diminuant de fait le poids du cuivre et les pertes joules. Le bobinage concentré peut être réalisé en deux couches selon des dispositions particulières. Elles possèdent une grande réactance synchrone et l'ondulation de leur couple est faible. Le rotor peut être à aimants insérés, en surface ou bien enterrés.



Fig. 1.9 –Disposition d'un bobinage concentré à 2 couches. 12 encoche-10 pôles (a) placement de la couche inférieur (b) les 2 couches ensemble



Fig. 1.10 – Têtes de bobines d'un prototype à bobinage fractionnaire à 12 encoches-10 pôles. La longueur moyenne d'une tête de bobine est de 80mm et la longueur dans la direction axiale est de 41 mm. [35]

Dans ce genre de machines les f.m.m ne sont pas distribuées de manières sinusoïdales comme le montre la figure 1.11.



Fig. 1.11 – Allure de la fimm du bobinage à 22 pôles avec q=2, q=1 et q=4/11 à l'instant où i1=Im et i2=i3=-Im/2

De bonnes performances ont été obtenues avec un couple massique de 14,8Nm/kg pour une machine de 2000Nm -10kW [33]. Dans [34], un rendement élevé est maintenu sur une large plage de vitesse d'une machine de 400kW et 166 pôles.

Dans [35] un prototype de 45 kW, 12 encoches 10 pôles à aimants enterrées de 420 tr/min a été construit. La machine présente d'assez bonnes performances.

#### 1.7. Machines à réluctance variable (MRV) lentes

Conçues au départ pour produire des courants de fréquence élevée, les machines à réluctance variable sont principalement destinées à des applications exigeant des vitesses de rotation relativement importantes et aussi aux entraînements lents à couple élevé [38,39]. Elles sont également utilisées comme actionneurs de positionnement électromécanique (moteurs pas à pas).

On distingue plusieurs types de structure de MRV adaptées aux entraînements lents. Ces machines peuvent être, à réluctance pures ou excitées, à effet vernier ou hybrides.

#### 1.7.1. MRV pures

Les machines à réluctance pure à grand nombre de dents sont a priori attractives grâce à leur robustesse et à leur faible coût potentiel

Ces machines sont dotées d'un seul circuit polyphasé constituant l'induit. La conversion de l'énergie électromagnétique est due seulement à la variation de la réluctance de l'entrefer. D'une manière générale, ces machines sont caractérisées par leur faible facteur de puissance.

On distingue deux groupes :

#### 1.7.1.1. MRV à double denture

Ces structures sont aussi appelées, Machine à Réluctance Variable à Double saillance.

Elles sont composée d'un stator constitué d'un empilage de tôles présentant des pôles saillants bobinés et d'un rotor constitué lui aussi d'un simple empilage de tôles dentées sans aucun conducteur ni aimant

Les MRVDS sont caractérisées par leurs nombres respectifs de dents ou plots statoriques et rotoriques (Ns et Nr). Chaque phase du stator comprend p pôles saillants constituant des électroaimants qui attirent simultanément p pôles rotoriques. Le nombre q de phases est égal à Ns/p.

Le fonctionnement de ces machines en mode moteur a fait l'objet de nombreuses études. En revanche peu de travaux ont été entrepris sur le fonctionnement générateur pour des applications fort couple basse vitesse. Nous distinguons des structures à plots, à plots dentés où à dentures réparties.

#### 1.7.1.1.1. MRV à plots

Le chalenge principal dans la conception des MRVDS basse vitesse à plots est le choix du nombre de plots au stator et au rotor [40-48].

En effet, si on néglige la résistance d'une phase, on a :

$$V = N \frac{d\varphi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}$$
(1.1)

De plus, on a

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega = \frac{\omega}{N_r}$$
(1.2)

 $\Omega$  : Vitesse angulaire de la machine

V : tension aux bornes de la phase

N : Nombre de spires par phase.

 $N_r$  : Nombre de dents au rotor.

A tension fixée pour des basses vitesses de rotation, la valeur du gradient du flux  $\frac{d\varphi}{d\theta}$ 

est élevée. Ce qui veut dire que si le nombre de plots par phase est faible le flux tend à augmenter à des niveaux très élevés entraînant une forte saturation et de pauvres performances.

Un nombre élevé de plots est donc requis pour compenser l'augmentation du flux en fonction du déplacement.

Il y a deux manières de procéder pour le choix du nombre de plots.

- De fixer le nombre de phase et de faire varier le nombre de plot par phase
- Fixer les plots du stator et le nombre de phases et varier le nombre de plots au rotor.

Lovatt et stephensen [41] ont montré par l'étude des MRVDS 6/4 et 12/8 que le gain en performance est obtenu en variant le nombre de plots par phase.

Dans [42], M.A.Mueller a axé son étude sur le nombre de plots par phase. Il s'est limité aux cas des structures à une dent par plot (12/8, 18/12, 24/16, 12/16, 12/20, 12/40). Les résultats obtenus montrent que le gain en couple est obtenu lorsque le nombre de plot par phase est augmenté. La topologie 24/16 semble présenter de meilleures performances du point de vue rendement notamment.

Torrey [43] a étudié une MRVDS 26/16 de 6kW pour une turbine d'éolienne. Son étude, axé principalement sur la modélisation, la commande montre l'aptitude de la machine à fonctionner avec un rendement élevé sur une large gamme de vitesse. Il a par ailleurs, dimensionné avec Hassanin [44] une VRG 18/60 de 20kW pour une vitesse de 120 tr/min (figure 1.14). L'étude présente la méthodologie adoptée pour la conception de la machine, suivi par des caractéristiques typiques de la machine.



Fig. 1.12 - MRVDS 12/8 triphasée

Fig. 1.13 - MRVDS 24/16 triphasée



Fig. 1.14 - MRVDS triphasée 20 kW -60 pôles

#### 1.7.1.1.2. MRV à plots dentés

La vitesse de rotation est directement liée au nombre de dents au rotor. La possibilité d'utiliser des plots dentés permet d'augmenter le nombre de dents tout en gardant un nombre de plots raisonnable [49-51].

À titre d'exemple : en augmentant le nombre de dents au stator et au rotor de la machine 12/8 de la figure 1.12 et en gardant la même configuration du bobinage (concentrique), nous aboutissons à la machine à réluctance variable à plots denté de la figure 1.15



Fig. 1.15 – MRV à plots dentés.

Un prototype de cette dernière structure (à plots denté) en fonctionnement générateur pour l'éolien a été modélisée, optimisée et dimensionnée à l'IREENA de Saint-Nazaire [39,49]. C'est une machine basse vitesse de 10kW, 2000Nm à grand nombre de dents au rotor. La structure conçue présente des caractéristiques intéressantes. Sa vitesse de rotation est réduite par l'augmentation du nombre de dents.

#### **1.7.1.2. MRV à simple denture (ou à stator lisse)**

Elles ont un stator identique à celui d'une machine à courant alternatif classique. La variation de la perméance d'entrefer est due uniquement à la denture rotorique. L'effet de la denture statorique est négligeable devant la saillance rotorique. Le champ magnétique est produit par le seul bobinage d'induit logé au stator. Le rotor tourne à la vitesse du champ, en offrant à toute instant une réluctance d'entrefer minimale au passage des lignes de champs. Cette classe de machines a été beaucoup plus étudiée et utilisée pour les entraînements rapides.

#### 1.7.2. MRV à denture répartie (ou à effet vernier)

Dans ce cas, 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 [52]. Ce qui fait

intervenir une propriété importante qui est l'effet vernier, qui permet à ces machines de fonctionner à basse et à très basse vitesse.

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. Les encoches sont ouvertes pour réaliser le système de plots.

Considérons une machine possédant Ns dents au stator et Nr dents au rotor. Soit avec p et p' les polarité des bobinages induit et inducteur. On montre [38] que pour avoir un couple moyen non nul, on doit avoir :

$$\pm N_s \pm N_r = \pm p \pm p' \tag{1.3}$$

et

$$\pm N_s \pm N_r \neq 2p \neq 2p' \tag{1.4}$$

La vitesse de synchronisme est donnée par :

$$\Omega = \frac{\omega \pm \omega}{N_r + ap} \tag{1.5}$$

 $\omega$  et  $\omega$ ' sont les pulsations de l'induit et l'inducteur et «a » est une constante égale à 0 ou 1 selon que le circuit d'excitation est disposé au stator ou au rotor. [38]

Deux prototypes de cette structure ont été dimensionnés au laboratoire L2EP à Lille. Le premier de 1.2 kW, 50tr/min (Nr=70, Ns=72, p=4 et p'=6) est à excitation statorique et le second de 5 kW, 50 tr/min (Nr=66, Ns=60, p=5 et p'=11). Les résultats obtenus par l'étude expérimentale ont montré que les machines dimensionnées se comportent comme les machines synchrones classiques. Elles peuvent être excitées en alternatif où en continu. Le couple massique de la 2<sup>ème</sup> structure est nettement plus élevé que celui de la structure excitée au stator.



Fig. 1.16 – Stator et rotor de la MRV Vernier 1.2kW conçue au laboratoire L2EP de LILLE (France)



Fig. 1.17 – Stator et rotor de la MRV Vernier 5 kW conçue au laboratoire L2EP de LILLE (France)

#### 1.7.3. MRV Hybride

Les MRV hybrides représentent une évolution des MRV pures. Elles utilisent les aimants permanents afin d'améliorer leurs performances.

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

#### 1.7.3.1. MRV vernier hybride

La structure de la figure.18 représente une évolution de la machine vernier. Schématiquement, il suffit de remplacer la rangée de plots rotoriques par une rangée d'aimants alternés. Ceci permet d'obtenir un cycle électrique complet pour un déplacement du rotor correspondant à une paire d'aimants. On peut obtenir des machines compactes sans sacrifice sur le rendement [53-56]. La condition de fonctionnement est d'avoir un champ rotorique et un champ statorique de même périodicité : |Ns-Nr| = p avec p nombre de paires de pôles. La vitesse de rotation est

donnée aussi par  $\Omega = \frac{\omega}{Nr}$ . (Nr : représente ici le nombre de paires d'aimant).



Fig. 1.18 – Machine vernier à aimant.
#### 1.7.3.2. Machine à inversion de flux

La Machine à inversion de flux (FRM) triphasée présentée dans la figure.19, 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 pôles statorique. « L'inversion du flux » provient du fait que la polarité du flux engendré par les aimants dans chacune des trois phases du stator s'inverse avec le déplacement du rotor. La version triphasée de la FRM a été entièrement analysée et proposée dans [57]. Sa structure simple la rend rentable et appropriée à la production en série. Un prototype a été réalisé et examiné. Les résultats expérimentaux valident le principe de fonctionnement et les caractéristiques de conception.



Fig. 1.19 – Coupe transversale de la machine à inversion de flux triphasé (FRM)

#### **1.8. Conclusion:**

Dans ce chapitre, nous avons arboré les différents types de machines lentes utilisées pour l'application aux entraînements directs à basse vitesse et montré l'intérêt de leur développement qui permet de réduire les coûts de maintenances et les aléas mécaniques. Les structures les plus appropriées dans ce domaine sont les machines synchrones à aimants et les machines à réluctance variable.

La machine synchrone à aimants permanents avec ses différentes variantes est largement étudiée et elle est employée couramment pour l'entraînement direct à basse vitesse.

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. Pour un grand nombre de dents, 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 principale avantage de cette structure : assurer un fonctionnement basse vitesse (grand nombre de dents) tout en conservant un bobinage réalisable.

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 vont être étudiée et dimensionnées dans la suite de ces travaux.

Chapitre 2

Chapitre 2

# **Outils Mathématiques**

# Chapitre 2

# **Outils Mathématiques**

# 2.1. Introduction

Dans ce chapitre nous exposons les différentes bases théoriques et les méthodes numériques utilisées dans les prochains chapitres. Nous considérons, tout d'abord, la modélisation électromagnétique à partir des équations de Maxwell, nous abordons ensuite la méthode de résolution des équations aux dérivées partielles, en l'occurrence la méthode des éléments finis. A la fin de ce chapitre nous présentons d'une manière sommaire quelques méthodes d'optimisation de structures électromagnétiques parmi les plus populaires et parmi les méthodes d'optimisation stochastiques, nous insisterons sur les algorithmes génétiques.

# 2.2. Formulation des équations du champ électromagnétique et analyse numérique

# 2.2.1. Équations du champ électromagnétique

Compte tenu de la basse fréquence des phénomènes associés aux machines électriques (fréquences industrielles < 1kHz) et l'absence de champ électrostatique important, il est admis de négliger les courants de déplacement devant les courants de conduction. Les champs électromagnétiques sont alors régis par les équations de Maxwell qui se présentent comme suit (forme différentielle générale) :

$rot \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	(a)	
$div. \vec{B} = 0$	(b)	(2 1)
$ro\vec{t}  \vec{H} = \vec{J}$	(c)	(2.1)
$div_{\cdot} \vec{J} = 0$	(d)	

 $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  sont respectivement les champs électrique et magnétique. Le vecteur  $\vec{J}$  désigne la densité de courant électrique et  $\vec{B}$  l'induction magnétique.

Les équations ci-dessus sont complétées par les relations constitutives qui décrivent les propriétés macroscopiques des milieux considérés:

$$\vec{B} = \mu \ \vec{H} = \mu_0 \mu_r \ \vec{H} \quad (a)$$

$$\vec{J} = \sigma \ \vec{E} + \vec{J}_0 + \vec{J}_{PM} \quad (b)$$
(2.2)

Où  $\sigma$  représente la conductivité électrique du milieu considéré et  $\mu$  sa perméabilité magnétique (en général une fonction de  $\vec{H}$ )

Les trois termes du second membre de l'équation 2.2.b n'apparaissent pas simultanément en un point du domaine d'étude. Le premier terme correspond au courant induit, le second est la densité de courant des sources d'alimentation et le dernier est la densité de courant surfacique équivalente de l'aimant en présence.

Il est souvent avantageux de reformuler le système précédent en introduisant les potentiels du champ. Différentes formulations sont utilisées parmi lesquelles nous choisissons la formulation Potentiel vecteur magnétique- Potentiel scalaire (A-V)

L'équation  $\nabla$ .  $\vec{B} = 0$  implique que l'induction  $\vec{B}$  est le rotationnel d'un vecteur  $\vec{A}$  tel que :

$$\vec{B} = ro\vec{t}\,\vec{A} \tag{2.3}$$

À Est le potentiel vecteur magnétique défini à un gradient près.

Utilisant l'équation 2.3, l'équation 2.1.a permet d'écrire :

$$\vec{E} = -\frac{\partial A}{\partial t} - gra\vec{d}V$$
(2.4)

À partir de l'équation 2.1.c, on est amené à résoudre

$$ro\vec{t}\left(\frac{1}{\mu}ro\vec{t}\vec{A}\right) = -\sigma\left(\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} + gra\vec{d}V\right) + \vec{J}_0 + \vec{J}_{PM}$$
(2.5)

A et V doivent vérifier l'équation 2.1.d tel que

$$div\left(-\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \sigma grad \vec{V} + \vec{J}_0 + \vec{J}_{PM}\right) = 0$$
(2.6)

La résolution des équations 2.5 et 2.6 associée aux conditions aux limites décrivant le problème physique donne le potentiel vecteur  $\vec{A}$ , à un potentiel scalaire près.

Pour l'unicité de la solution, on impose une condition supplémentaire sur la divergence du potentiel vecteur  $\vec{A}$ . La jauge de Coulomb est habituellement utilisée. Elle est implicitement satisfaite en 2 D

$$div\vec{A} = 0 \tag{2.7}$$

Elle permet de découpler partiellement les potentiels A et V. V vérifie alors :

$$grad V = 0 \tag{2.8}$$

Le potentiel scalaire V est alors de nature électrostatique ou électrocinétique. En l'absence de ce type de source on a :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$$
(2.9)

Et le champ E est dit électromoteur.

#### 2.2.2. Application aux problèmes magnétostatiques bidimensionnels

Dans le cas où les champs sont indépendants du temps, on est en présence d'un régime statique et le problème à résoudre est dit magnétostatique. La formulation en magnétostatique peut être déduite simplement de l'équation 2.5 par l'annulation du terme  $\sigma$ . L'équation obtenue est la suivante :

$$ro\vec{t}\left(\frac{1}{\mu}ro\vec{t}\vec{A}\right) = \vec{J}_0 + \vec{J}_{PM}$$
(2.10)

La résolution de cette dernière équation est assez complexe. Une approche habituelle consiste à ramener le problème tridimensionnel (3D) en un problème bidimensionnel (2D). Cette simplification est largement utilisée lors de l'étude des machines électriques à flux radial (auxquelles nous nous intéressons) en considérant que la machine est suffisamment longue pour qu'on puisse considérer qu'elle présente une symétrie cylindrique suivant son axe de rotation. Cela se traduit par des effets d'extrémités négligeables et les grandeurs électromagnétiques sont invariables dans la direction axiale. Si on considère, dans un repère cartésien, que le plan (x,y) est transversal par rapport à l'axe de la machine (porté par l'axe z), le comportement de la machine peut être ainsi étudié dans ce plan de section droite, à partir du potentiel vecteur A qui ne comporte qu'une seule composante axiale dans la direction z, indépendante de z et qui ne varie qu'avec x et y. Cette composante sera notée  $A_z(x, y)$ . La disposition des

conducteurs dans le sens longitudinal fait aussi que les densités de courant sont elles aussi caractérisées par leurs seules composantes axiales dans la direction z.

$$\vec{J} \Leftrightarrow \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ J_z, J_{PM} \end{vmatrix}$$
$$\vec{A} \Leftrightarrow \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z \end{vmatrix} \text{ Avec } \vec{B} = \overrightarrow{Rot}(\vec{A}) \Leftrightarrow \begin{vmatrix} B_x &= \frac{\partial A}{\partial y} \\ B_y &= -\frac{\partial A}{\partial x} &\overrightarrow{H} \Leftrightarrow \end{vmatrix} \begin{vmatrix} H_x &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \\ H_y &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \\ B_z &= 0 \end{vmatrix}$$

L'équation 2.10 se restreint finalement à l'équation de Poisson suivante :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial y}\right) = -(J_z + J_{PM})$$
(2.11)

#### 2.2.2.1.Conditions aux limites, conditions de passage

Pour la résolution de l'équation 2.11 dans un domaine déterminé, on est amené à considérer les conditions aux limites de type Dirichlet ou de Neumann ou des conditions élaborées comme les conditions de périodicité ou d'anti-périodicité.

Condition de Dirichlet :

$$A = A_0 \tag{2.12}$$

Condition de Neumann :

$$\frac{\partial A}{\partial n} \quad donn\acute{e} \tag{2.13}$$

A la séparation de deux milieux notés 1 et 2, de perméabilités  $\mu_1$  et  $\mu_2$ , on doit assurer la continuité de la composante normale de l'induction et lorsqu'il n'y a pas de courant superficiels, il y'a continuité de la composante tangentielle du champs électromagnétique.

$$\begin{array}{l} \boldsymbol{B}_{n1} = \boldsymbol{B}_{n2} \\ \boldsymbol{H}_{t1} = \boldsymbol{H}_{t2} \end{array}$$

$$(2.14)$$

Ce qui implique pour le potentiel vecteur

$$A_{1} = A_{2}$$

$$\frac{1}{\mu_{1}} \frac{\partial A_{1}}{\partial n} = \frac{1}{\mu_{2}} \frac{\partial A_{2}}{\partial n}$$
(2.15)

#### 2.2.3. Analyse par éléments finis, logiciel utilisé

La résolution par des techniques analytiques de l'équation 2.11 est souvent limitée à des géométries simples. Lorsque le domaine de résolution est non linéaire à géométrie complexe, le recours à des techniques numériques telles que la méthode des différences finis, la méthode des intégrales de frontières, la méthode des éléments finis ou encore des méthodes mixtes s'impose.

#### 2.2.3.1. Résolution par la méthode des éléments finis

Vues sa généralisation et sa capacité à résoudre les problèmes les plus complexes (linéaires ou non linéaires, stationnaires ou dépendants du temps) et grâce au développement de l'outil informatique en termes de temps de calcul et de capacité de stockage, la méthode des éléments finis (MEF) est de nos jours, de plus en plus utilisée. Elle est particulièrement indiquée dans le processus de conception des machines électriques.

Son principe consiste en un découpage du domaine d'étude en éléments de dimensions finies, de formes diverses (triangles, rectangles, quadrilatères,...) à l'intérieur desquels le potentiel vecteur est approché par un polynôme ; Elle ne s'applique pas directement sur les équations aux dérivées partielles mais sur une forme intégrale de celles-ci. Cette formulation intégrale peut être de type variationnelle ou à résidus pondérés.

La méthode variationnelle de Ritz consiste en la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments du domaine d'étude; Pour les systèmes électromagnétiques, la fonctionnelle énergie est :

Pour les systèmes électromagnétiques, la fonctionnelle énergie est :

$$F = \int_{\Omega} \left( \int_{0}^{B} \vec{H} \, d\vec{B} - \int_{0}^{A} \vec{J} d\vec{A} \right) d\Omega$$
(2.16)

Par contre la méthode des résidus pondérés permet de traiter directement l'équation aux dérivées partielles sans passer par un principe variationnel. Elle consiste à projeter l'équation à résoudre sur une base de fonctions indépendantes W appelées fonctions de pondération ayant des conditions de dérivabilité déterminées et à rechercher les potentiel vecteur A vérifiant les conditions aux limites et de passage.

$$\iint_{\Omega} W \left[ \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) + J \right] d\Omega = 0$$
(2.17)

En conséquence, la résolution par la méthode des éléments finis des équations du champ électromagnétique dans un domaine donné enferme les étapes suivantes:

• Discrétisation du domaine,

• Interpolation élémentaire (choix de la fonction d'interpolation),

• Formulation intégrale par l'intermédiaire de la méthode de Ritz ou de la méthode de Galerkin,

• Résolution du système d'équations.

De nos jours on dispose d'une variété de logiciels de calcul par éléments finis. Parmi eux ANSYS, MAXWELL, FLUX 2D/3D, FEMLAB et FEMM sont probablement les plus populaires.

#### 2.2.3.2. Description du logiciel FEMM

FEMM est un ensemble de programmes pour la résolution, en basse fréquence, par la méthode des éléments finis, des problèmes magnétostatiques et électrostatiques bidimensionnels dans un domaine plan ou axisymétrique. Ce logiciel est disponible en ligne sous licence GPL sur http://femm.foster-miller.net. Son caractère convivial et ses performances intéressantes en font un outil attrayant pour une conception assistée par ordinateurs de dispositifs électrotechniques.

Le logiciel FEMM [58] se divise essentiellement en trois parties :

- Le pré processeur de FEMM est utilisé pour dessiner la géométrie du domaine d'étude, définir les matériaux le constituant, ainsi que les conditions aux limites. Le tracé d'une géométrie donnée se fait habituellement en quatre étapes pas nécessairement séquentielles:
  - Placer les nœuds définissant le domaine d'étude.

- Connecter les différents nœuds entre eux par des segments de droites ou d'arcs selon la géométrie du domaine à dessiner
- Affecter à chaque région géométrique prédéfinie le matériau qui lui correspond (air, fer, cuivre, ...), ainsi que la taille du maillage associée. Le logiciel dispose d'une bibliothèque de matériaux qui peut être enrichi par l'utilisateur.
- Définir le schéma ou les données des sources (courant, densité de courants)
- Indiquer les conditions aux limites sur les frontières spécifiques du domaine d'étude..

Le domaine ainsi obtenu, constitué d'un certain nombre de milieux différents, est discrétisé en petits éléments par un maillage triangulaire, chaque triangle étant repéré par ses trois sommets. Dans chaque élément, le potentiel vecteur est approché par un polynôme du premier degré

- Le Solver tient compte des données décrivant le problème et résout les équations de Maxwell pour obtenir, les valeurs du champ magnétique dans l'ensemble du domaine d'étude. La résolution de l'équation aux dérivées partielles se fait par le biais de la formulation variationnelle de Ritz qui est basée sur la minimisation de la fonctionnelle énergie. Le processus de discrétisation par éléments finis aboutit à un système d'équations algébrique non linéaire, de forme matricielle dont les inconnus représentent les valeurs nodales du potentiel vecteur. La résolution est obtenue par la méthode du gradient conjugué.
- □ Le Post-processeur : c'est un programme graphique qui permet de visualiser les résultats de calcul du champs obtenus par le solver sous forme de graphes. Il permet entre autre de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux. La figure 2.1 illustre l'interface interactive du post processeur.

Ce programme peut fonctionner dans trois modes différents.

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

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

De plus, toutes les boites de dialogues du logiciel FEMM sont analysées par le compilateur Lua, en permettant l'entrée d'équations ou expressions mathématiques en lieu et place de valeurs numériques. Le code source Lua, ainsi qu'une documentation détaillée au sujet de la programmation en langage Lua, peuvent être obtenu sur <u>http://www.lua.org</u>



Fig. 2.1 - L'interface interactive du logiciel FEMM

# 2.2.4. Calcul du flux et du couple électromagnétique

# 2.2.4.1.Calcul du flux magnétique

Le flux du vecteur induction à travers une surface S donnée, délimité par un contour C fermé, est :

$$\Phi = \int_{S} \vec{B} \ d\vec{S} = \int_{S} r \vec{o} t \vec{A} \ d\vec{S} = \oint_{C} \vec{A} \ d\vec{l}$$
(2.18)

Pour des problèmes bidimensionnel, le potentiel vecteur n'ayant qu'une seul composante (A est un scalaire dans ce cas) implique que le flux entre deux points est la différence du potentiel vecteur magnétique entre les deux points multiplié par la profondeur de l'objet dans la direction axiale

$$\Phi = L(A_1 - A_2) \tag{2.19}$$

Par conséquent le flux total embrassé par toutes les spires d'un bobinage de N spires à travers la surface S est :

$$\Psi = N \ L(A_1 - A_2) \tag{2.20}$$

#### 2.2.4.2.Calcul du couple électromagnétique

Pour le calcul du couple électromagnétique d'une machine tournante avec la méthode des éléments finis, la théorie de l'électromagnétisme suggère en général 2 méthodes énumérées ci-dessous.

- Méthode basée sur la variation de l'énergie magnétique
- Méthode basée sur le tenseur de contraintes de Maxwell

#### a) Utilisation de l'énergie magnétique ou de la coénergie

On montre que le couple instantané développé par une machine s'exprime indifféremment par l'une des 2 relations (2.21) ou (2.22).

$$T_e = -\frac{\partial W}{\partial \theta} \bigg|_{\varphi} = C^{te}$$
(2.21)

W est l'énergie électromagnétique magnétique stockée dans la machine. La dérivée s'effectue à flux constant.

$$T_{e} = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \bigg|_{i} = C^{te}$$
(2.22)

W' est la coénergie électromagnétique magnétique. La dérivée s'effectue à courant constant.

Pour une position  $\theta$  fixée, l'expression de la coénergie magnétique pour un matériau de perméabilité  $\mu$  est déterminé comme suit :

$$W' = \int_{\Omega} \left[ \int_{0}^{H} B dH \right] d\Omega$$
 (2.23)

 $\Omega$  représente la région caractérisée par :

$$\boldsymbol{B} = \boldsymbol{\mu} \boldsymbol{H} \tag{2.24}$$

#### b) Utilisation du tenseur de contraintes de Maxwell

Le tenseur des contraintes de Maxwell est bien adapté au calcul du couple électromagnétique d'une machine tournante par la méthode des éléments finis.

En effet, les échanges électromécaniques d'énergie entre le rotor et le stator de la machine sont entièrement définis si l'on connaît les distributions du champ sur une surface séparatrice S placée dans l'entrefer.

Le couple électromagnétique est obtenu à partir de l'intégrale de surface suivante :

$$T_e = \oint_S \left( \vec{r} \times \vec{\sigma} \right) d\vec{S}$$
(2.25)

Avec

$$\vec{\sigma} = \left\{ \frac{1}{\mu_0} \left( \vec{B} \cdot \vec{n} \right) \vec{B} - \frac{1}{2\mu_0} B^2 \vec{n} \right\}$$
(2.26)

 $\vec{\sigma}$  représente le tenseur de contraintes de Maxwell,  $\vec{n}$  est le vecteur normal à la surface d'intégration S, et  $\vec{r}$  le vecteur de position liant l'axe de rotation OZ à l'élément de surface  $d\vec{S}$ . Ainsi nous avons :

$$T_{e} = \oint_{S} \left( \vec{r} \times \left\{ \frac{1}{\mu_{0}} \left( \vec{B} \cdot \vec{n} \right) \vec{B} - \frac{1}{2\mu_{0}} B^{2} \vec{n} \right\} \right) d\vec{S}$$
(2.27)

En bidimensionnel, l'intégrale de surface est réduite à une intégrale le long d'un contour fermé entourant le rotor et situé dans l'entrefer.

En prenant un cercle de rayon **r** comme contour  $\Gamma$ , le couple électromagnétique se calcule par :

$$T_e = L \oint_{\Gamma} r H_t B_n d\Gamma$$
(2.28)

Ou encore en fonction de la position angulaire  $\theta$ 

$$T_e = r^2 L \int_0^{2\pi} H_t B_n d\theta$$
 (2.29)

 $B_n$  et  $H_t$  représentent respectivement les composantes, radiale de l'induction magnétique et tangentielle du champ magnétique et L la longueur de la machine (dans la direction axiale Z)

La valeur du couple, calculée à partir de l'équation précédente est théoriquement indépendante de la surface S pourvu que celle-ci soit toujours située dans l'entrefer. Des erreurs numériques peuvent toutefois être introduits particulièrement dans le calcul de  $H_t$ .

Arkkio [59] propose alors le calcul de la valeur moyenne du couple opéré dans l'espace que constitue l'entrefer.

$$T_{e} = \frac{1}{(r_{s} - r_{r})} \int_{r_{s}}^{r_{r}} T_{e} dr$$
(2.30)

En remplaçant l'équation 2.28 dans 2.30 on obtient :

$$T_{e} = \frac{L}{r_{s} - r_{r}} \int_{r_{r}}^{r_{s}} \left\{ \oint_{\Gamma} r H_{t} B_{n} d\Gamma \right\} dr$$
(2.31)

Ou encore en considérant la section de l'entrefer  $S_{ag}\!,$  le couple peut être obtenu comme suit :

$$T_e = \frac{L}{\left(r_s - r_r\right)} \int_{S_{ag}} r H_t B_n dS$$
(2.32)

Nous utiliserons la formulation 2.32 pour calculer le couple électromagnétique des machines étudiées.

#### 2.3. Méthodes d'optimisation pour le dimensionnement de machines électriques

#### 2.3.1. Introduction

Les concepteurs sont confrontés quotidiennement à des problèmes de complexité grandissante, qui surgissent dans des secteurs très divers plus particulièrement dans la conception de machines électriques, objet de ce mémoire. Le problème à résoudre peut souvent être considéré comme un problème d'optimisation : on définit une (ou plusieurs) fonction objectif, ou fonction coût, que l'on cherche à optimiser par rapport à tous les paramètres de la machine. Cette fonction appelée aussi critère d'optimisation correspond à une relation algébrique entre une ou plusieurs variables de sortie du système étudié.

La définition du problème d'optimisation est complétée par la donnée de contraintes : tous les paramètres des solutions retenues doivent respecter ces contraintes, faute de quoi ces solutions ne sont pas réalisables. Pour résoudre ces problèmes, les techniques d'optimisation sont nombreuses et peuvent être classées en deux grandes catégories :

- déterministes : méthode de la boule, méthode du simplex, . . .

- stochastique : algorithme génétique, méthode du recuit simulé, recherche tabou, ...

Une combinaison des deux familles est possible : un algorithme stochastique est utilisé pour "cerner" l'optimum global et ensuite un algorithme déterministe permet de converger plus rapidement vers l'extremum.

Dans ce qui suit nous présentons d'une manière sommaire quelques méthodologies d'optimisation parmi les plus populaires. Parmi les méthodes stochastiques, nous insisterons sur les algorithmes génétiques.

### 2.3.2. Les méthodes déterministes

Ces méthodes n'utilisent aucun concept stochastique. Elles peuvent impliquer des hypothèses supplémentaires sur la fonction f à optimiser telles que sa continuité et sa dérivabilité. Parmi ces méthodes, celles dites directes ne nécessitant pas l'expression implicite du gradient sont employées lorsque la fonctionnelle n'est pas dérivable ou lorsque l'on ne sait pas ou l'on ne veut pas calculer la dérivée.

Nous nous intéressons à ces méthodes directes et nous allons présenter les méthodes de la boule, de relaxation cyclique, de Hooke et Jeeves et du simplex.

#### 2.3.2.1. Méthode de la boule

Cette méthode assez ancienne doit son succès à sa rapidité et à sa simplicité. La figure 2.2 explicite la méthode dans le cas de 2 variables  $x_1$  et  $x_2$ . Partant d'une configuration initiale (point noir), on peut définir l'ensemble des voisins immédiats de cette configuration (points blancs) déterminés en variant chacune des variables d'un pas de calcul. A chaque itération, cette méthode progresse vers une solution voisine de meilleure qualité. La recherche s'arrête quand tous les voisins candidats sont moins bons que la solution courante.



Fig. 2.2 – Illustration du mécanisme de la boule dans le cas de 2 variables

#### 2.3.2.2. Méthode de relaxation cyclique

La méthode de relaxation cyclique ou de direction [60,61] a pour principe de minimiser la fonction f sur une suite de directions. Les paramètres inconnus sont utilisés comme directions de recherche, et la fonction objective est minimisée successivement le long de chaque axe.

La procédure de minimisation est effectuée de la manière suivante :

1. Initialiser arbitrairement (X)<sub>0</sub> le point de départ ;

2. Calculer successivement, pour chaque composante,  $X_i$  i = 1,... n le pas de descente  $\rho_i$  qui minimise la fonction f (X<sub>1</sub>, X2,...,X<sub>i</sub>+ $\rho_i$ ,...,X<sub>n</sub>) et écrire :

 $(X_i)_{k+1} = (X_i)_k + \rho_i$ 

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



Fig. 2.3 – Illustration de la méthode cyclique en 2D

#### 2.3.2.3. Méthode de Hooke et Jeeves

Elle est inspirée de la méthode de relaxation cyclique. L'algorithme accomplit deux types de recherche: Recherche exploratoire et recherche par motif [61-63]. La technique est récapitulée en 2D sur la figure 2.4

À partir d'un point de départ  $P_{1}$ ,

- une recherche exploratoire le long des axes de coordonnées mène au point P2
- une nouvelle recherche par motif le long de la direction  $P_1P_2$  mène au point P 3

- à partir de P<sub>3</sub> une autre recherche exploratoire mène à P<sub>4</sub>

- une nouvelle recherche de modèle le long de la direction  $P_2P_4$  mène à un prochain point.

- ce processus itératif se répète jusqu'à ce que le test d'arrêt soit satisfait.



Fig. 2.4 – Illustration de la méthode de Hooke et Jeeves en 2D

#### **2.3.2.4.** Méthode du simplex

Les grandes lignes de l'algorithme de la méthode du simplex [63], pour un problème d'optimisation de dimension n, sont les suivantes :

- Elaborer un simplex (polyèdre) régulier de n+1 sommets équidistants et évaluer la fonction objectif  $f_i$  à chaque sommet i. La figure 2.5 montre un simplex régulier de 3 sommets équidistants  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_{n+1}$  (triangle dans le cas d'un problème à 2 dimensions).
- Les n+1 points que sont les  $S_i \; (i=1,n+1)$  sont ordonnés de façon à ce que  $\; f_1 \; < \! f_{2,,\ldots,} \! < \! f_{n+1}$
- Identifier le pire sommet,  $S_{n+1}$ (correspondant à la valeur la plus élevée de la fonction objectif, dans le cas de la recherche d'un minimum)
- Déterminer un nouveau sommet (le point  $S_r$  sur la figure) par l'opération de réflexion du pire sommet  $S_{n+1}$ , par rapport au barycentre des autres sommets.(figure2.5)
- Former le nouveau simplex en remplaçant l'ancien sommet  $S_{n+1}$  par le point projeté obtenu  $S_r$ . La fonction est évalué en  $S_r$  et prend la valeur  $f_r$ . On recommence une nouvelle itération.
- A chaque itération de l'algorithme, on remplace le plus mauvais point courant par un nouveau point déterminé en réfléchissant le pire sommet par rapport au barycentre des autres sommets et le simplex va se déplacer dans l'espace des paramètres jusqu'à atteindre (après un certain nombre d'itérations) le minimum de la fonction objectif.
- On peut arrêter la recherche lorsque le simplex est suffisamment petit ou l'écart type sur les valeurs de la fonction objective aux n+1 sommets, est suffisamment petit.

L'algorithme comporte quelques règles qui permettent de choisir des points qui évitent de tourner autour d'une mauvaise solution.



Fig. 2.5 – Illustration de la méthode du simplex en 2D

# 2.3.3. Les méthodes stochastiques

Ces méthodes, qui comprennent notamment la méthode du recuit simulé, les algorithmes génétiques, la méthode de recherche tabou, etc. sont apparues, à partir des années 1980, avec une ambition commune : résoudre au mieux les problèmes d'optimisation difficile. Elles ont en commun, en outre, les caractéristiques suivantes :

- elles sont basée sur une recherche aléatoire ; ce qui permet de faire face à l'explosion des possibilités combinatoire ;
- elles sont d'origine combinatoire : elles ont l'avantage, décisif dans le cas continu, d'être directes, c'est-à-dire qu'elles ne recourent pas au calcul, souvent problématique, des gradients de la fonction objectif ;
- elles sont inspirées par des analogies : avec la physique (recuit simulé, diffusion simulée, etc.), avec la biologie (algorithmes génétiques, recherche tabou, etc.) ;
- elles présentent aussi des mécanismes permettant la sortie hors d'un « puits » local de la fonction objectif. Ces mécanismes (comme la mutation dans les algorithmes génétiques) affectant une solution viennent, dans ce cas, seconder le mécanisme collectif que représente le contrôle en parallèle de toute une population de solutions pour éviter la convergence vers des minima locaux.

# 2.3.3.1. Méthode du recuit simulé

Le principe de l'algorithme du recuit simulé [64] issue de la thermodynamique, d'où l'usage de la température, repose sur une analogie avec la métallurgie et le recuit des métaux : un métal refroidi trop vite présente de nombreux défauts qui correspondent à des excédents d'énergie interne. L'objectif du recuit est de minimiser ces excédents de façon à obtenir une configuration d'énergie minimale. Pour le réaliser, on réchauffe le métal, ce qui a pour effet d'augmenter encore l'énergie interne, mais un réglage judicieux de la température de refroidissement permet de sortir de l'état initial et d'obtenir finalement une énergie interne plus faible. L'application de ce principe à l'optimisation permet, contrairement à un algorithme de recherche locale, d'accepter une

dégradation de la fonction objectif avec une certaine probabilité, sachant que cette dégradation pourra entraîner une amélioration ultérieurement.

L'algorithme le plus souvent utilisé consiste à engendrer une suite configuration du système, formant une chaîne de Markov, chacune d'elle est déduite de la précédente selon la règle qui suit :

Ainsi par exemple, en partant d'une température initiale T assez élevée et d'un point aléatoire correspondant à une configuration K du système à optimiser, appartenant au domaine admissible.

- 1) On perturbe légèrement cette configuration, pour obtenir une nouvelle configuration k+1. Cette perturbation est appelée « mouvement »
- 2) On calcule la fonction objectif ou l'énergie du système  $E_{k+1}$  de cette nouvelle configuration.
- Si la perturbation mène à une valeur plus faible de la fonction objectif, c'est à dire E<sub>k+1</sub> ≤ E<sub>k</sub>, on accepte cette configuration k+1 et on itère à l'étape 1
- 4) Si  $E_{k+1} > E_k$ , on calcule la probabilité p=exp(-( $E_{k+1}$   $E_k$ )/T)

On génère un nombre aléatoire uniforme R compris entre 0 et 1 :

Si  $R \le p$ , on accepte la nouvelle configuration k+1 et on itère à l'étape 1

Si R > p, on rejette la configuration k+1 et on conserve la configuration k pour itérer à l'étape.

Ainsi au lieu de rejeter systématiquement une modification entraînant une augmentation de la fonction objectif, on l'accepte avec une certaine probabilité afin de se placer dans une nouvelle configuration peut-être plus prometteuse.

Le processus se poursuit tant que l'énergie du système diminue. Lorsque la valeur de la fonction objectif ne varie plus, on passe à un autre palier de température, selon une loi de décroissance, jusqu'à ce qu'on arrive à la température finale ou le système n'évolue plus.

Ainsi à très haute température, tous les changements sont acceptés. La fonction objectif va tendre vers une solution globalement optimale si la température est abaissée de façon suffisamment lente et bien contrôlée (recuit simulé) ou vers un minimum local si la température est abaissée brutalement (trempe).

Un refroidissement trop lent serait très coûteux en temps de calcul. Le réglage des différents paramètres (température initiale, nombre d'itérations par palier de température, décroissance de la température, ...) peut être long et difficile.

# 2.3.3.2. Recherche Tabou

Cette méthode, est conçue en vue de surmonter les minima locaux de la fonction objective. C'est une technique d'optimisation combinatoire que certains présentent comme une alternative au recuit simulé [64,65].

A partir d'une configuration initiale quelconque, Tabou engendre une succession de configurations appelés voisins qui doivent aboutir à la configuration optimale.

Son principe est le suivant : Partant d'une solution quelconque, une série de n solutions voisines est générée en perturbant la solution initiale. Les n voisins ainsi obtenus sont examinés et on retient pour solution courante à l'itération suivante le meilleur de ces n voisins.

L'originalité de la méthode réside dans le fait que l'on retient le meilleur voisin même si celui-ci est plus mauvais que la solution d'ou l'on vient. Cette façon de faire autorise des dégradations de la fonction objective et évite ainsi le blocage dans un minimum local.

L'autre originalité de cette méthode est la construction d'une liste de mouvements tabous T qui correspondent aux solutions testées dans un passé proche et sur lesquelles on s'interdit de revenir.

Ainsi, à partir d'une solution courante et pour la remplacer, on génère un nouveau voisin. L'algorithme examine si celui ci n'appartient pas à la liste Tabou. En cas d'appartenance à cette liste, le point est rejeté et un autre point est généré en remplacement. Ce nouveau point n'est accepté que s'il n'appartient pas à cette liste.

Un critère d'arrêt est défini en fonction du temps de recherche que l'on s'octroie. Ce critère peut être, par exemple, l'exécution d'un certain nombre d'itérations ou la non amélioration de la meilleure solution pendant un certain nombre d'itérations. Ainsi, tout au long de l'algorithme, la meilleure solution doit être conservée car l'arrêt se fait rarement sur la meilleure solution.

La difficulté majeure de cette méthode est la gestion de cette liste Tabou et la transcription de la notion de voisinage. En pratique, cette liste est de taille réduite et elle fonctionne en FIFO (first-in-first-out) : quand la liste est pleine, on supprime la solution qui s'y trouve depuis le plus longtemps et on la remplace par la nouvelle solution à interdire.

# 2.3.3.3. Algorithme génétique

# 2.3.3.3.1. Principe et définitions

Les algorithmes génétiques développés pour des fins d'optimisation, sont des algorithmes de recherche évolutionnaires et permettent la recherche d'un extremum global. Ils se sont avérés bien appropriés pour la conception des machines électriques et des dispositifs électromagnétiques [66-70]. Ces algorithmes proposés par Holland en 1975, puis développés par d'autres chercheurs, sont itératifs et stochastiques. Ils s'inspirent des mécanismes biologiques tels que les lois de Mendel et de sélection naturelle (Charles Darwin : Origine des espèces) et opèrent sur des ensembles d'individus codés appelés chromosomes (machines dans notre cas). Chaque chromosome est constitué d'un ensemble d'éléments appelés paramètres où gènes. Le but est de trouver la combinaison optimale de ces éléments qui donnent un « fitness » maximum.

A partir d'une population initiale créée aléatoirement, une population nouvelle d'individus est générée à chaque itération en utilisant trois opérateurs: croisement, mutation et sélection. Les deux premiers sont des opérateurs d'exploration de l'espace de recherche, alors que la sélection a pour but de favoriser les éléments les mieux adaptés et faire évoluer la population vers l'optimum du problème de sorte que la fonction objectif soit minimisée (ou maximisée). Les individus les plus « forts » seront à même de se reproduire et auront plus de descendants que les autres. La recherche continue jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit satisfait. Le critère d'arrêt pouvant être le nombre de générations.

La conception de l'algorithme peut se faire de plusieurs façons. Chaque utilisateur conçoit la version qu'il juge s'adapter le mieux à son problème. Nous présentons dans ce qui suit (figure 2.6) la version finale de l'algorithme génétique que nous avons développé pour notre travail.



Fig. 2.6 – Organigramme de l'Algorithme Génétique

#### 2.3.3.3.2. Codage des variables

La première étape de l'organigramme est de définir et de coder convenablement les paramètres ou les variables du système à optimiser. Plusieurs formes de codage sont

possibles : le codage binaire, le codage de Gray ou encore le codage réel. A l'origine, le codage des individus se faisait en transcrivant en binaire les paramètres à optimiser afin de constituer un gène. Ces gènes, formés de 1 et 0 sont alors mis bout à bout pour former le chromosome (individu).

Pour notre application, nous avons retenu une autre approche appelée codage réel plus souple et plus précise. Les fonctions de mutation et de croisement sont réécrites pour s'appliquer directement au vecteur de paramètres sans passer par la forme binaire. Ce type de codage est de plus en plus répandu. Il fournit une représentation directe des paramètres tout au long de l'évolution de la population et permet de parcourir un éventail beaucoup plus large.

# 2.3.3.3.3. Fonction Objectif

On définit une fonction objectif, ou fonction coût, que l'on cherche à optimiser par rapport à tous les paramètres du dispositif d'étude. Cette fonction d'adaptation f (ou fitness function en terminologie anglo-saxonne) correspond à une relation algébrique entre une ou plusieurs variables de sortie du système à optimiser. La pertinence de la solution dépendra donc de la pertinence de la fonction d'adaptation. En clair, le choix de la fonction f va fortement influer sur le succès de l'algorithme génétique. Elle doit donc traduire en langage mathématique le désir de l'utilisateur. Cette fonction f peut être envisagée dans le cas de la conception de machines électriques comme une mesure du couple fourni, du couple massique ou du rendement que l'on cherchera à maximiser ou bien une mesure du prix, des ondulations du couple ou des pertes que l'on souhaite minimiser.

#### 2.3.3.3.4. Evaluation

La fonction d'évaluation quantifie, par le calcul de la fonction objectif, la qualité de chaque individu par rapport au problème.

Elle est utilisée pour sélectionner les chromosomes (machines dans notre cas) pour la reproduction. Les chromosomes ayant une bonne qualité ont plus de chance d'être sélectionnés pour la reproduction et donc plus de chance que la population suivante hérite de leur matériel génétique. La fonction d'évaluation produit la pression qui permet de faire évoluer la population de l'algorithme génétique vers des individus de meilleure qualité.

# 2.3.3.3.5. Opérateurs génétiques

Les opérateurs génétiques travaillent directement sur les individus composant la population.

On distingue différents opérateurs : opérateur d'initialisation, opérateur de sélection, opérateur de croisement et opérateur de mutation. Ils permettent, notamment dans le cas de la mutation ou du croisement, de créer des nouvelles solutions.

# a) Initialisation

Pour composer cette première population, on fixe aléatoirement la valeur des gènes d'un individu selon une distribution uniforme en respectant les contraintes du problème. On définit aussi à cette étape la taille des populations qui ne doit pas être trop élevée pour que le temps de calcul reste raisonnable, ni trop faible pour que la solution trouvée soit intéressante

# b) Sélection

On opère la sélection à partir de la fonction d'adaptation « fitness ». Seuls les individus qui réussissent l'épreuve de sélection peuvent se reproduire. On distingue plusieurs techniques de sélection.

# • Roue de la fortune

Cette sélection consiste à dupliquer chaque individu de la population proportionnellement à sa fonction d'adaptation. Il s'agit, en quelque sorte, de réaliser autant de tirages avec remise, qu'il y a d'éléments dans la population.

Ainsi, les individus ayant un fitness grand ont plus de chance d'être sélectionnés pour la génération suivante

La probabilité pour que l'individu Xi soit sélectionné à partir de la population  $(X_1, X_2, ..., X_N)$  est représentée par l'équation suivante :

$$P(X_i) = \frac{f(X_i)}{\sum_{j=1}^{N} f(X_j)}$$
(2.33)

N : le nombre d'individu par génération

On crée une roue de loterie biaisée pour laquelle chaque individu de la population courante occupe une section de la roue proportionnelle à son adaptation. La figure 2.7 montre une roue de loterie biaisée à 7 individus. Pour l'exemple, la section correspondante au  $5^{eme}$  individu est la plus grande. Elle est proportionnelle à son adaptation.

Pour réaliser la sélection, il suffit de faire tourner la roue biaisée ainsi définie autant de fois qu'on a besoin de descendant. Le groupe ainsi obtenu constitue la population sélectionnée qui est ensuite soumise à d'autres opérateurs génétiques pour la reproduction. L'inconvénient majeur de ce type de sélection vient du fait qu'un individu trop parfait qui n'est pas véritablement le meilleur peut constituer presque exclusivement la génération suivante. De plus, ceci peut engendrer une perte de diversité par la domination de ce super individu.





Fig. 2.7 – Roue de loterie biaisée

# • Sélection par tournois

On choisit n individus, on confronte leurs performances, et on retient le meilleur d'entre eux. On organise autant de tournois qu'il y a d'individus à sélectionner. La variance de cette méthode est élevée. Le nombre n permet de donner plus ou moins de chance aux individus peu adaptés. Avec un nombre élevé de participants, un individu faible sera presque toujours rejeté.

# • Sélection déterministe

C'est le principe de sélection le plus simple. On trie l'ensemble de la population suivant leur performance et on les classe du meilleur au pire. Plus l'individu se trouve en haut de la liste, plus il a de la chance de se reproduire. Les individus "faibles" n'ont aucune chance d'être sélectionnées, à la différence des "forts" qui sont toujours sélectionnées. Cette sélection est très simple à mettre en œuvre, puisqu'elle ne fait que choisir les n

meilleurs individus d'une population. n représentant le nombre d'individus retenu pour le renouvellement, est un paramètre que l'utilisateur doit fixer au préalable.

# • Ordonnancement (Ranking)

Cette méthode de sélection est divisée en deux étapes [71-73]. Tout d'abord, il faut ranger les individus par ordre croissant (ou décroissant pour un problème de maximisation) de leur qualité. Le meilleur sera classé numéro un, et ainsi de suite. Ensuite, une procédure de sélection similaire à la sélection sur la fitness mais appliquée au rang est utilisée. On tire une nouvelle population dans cet ensemble d'individus ordonnés, en utilisant des probabilités indexées sur les rangs des individus.

Cette procédure permet d'attribuer une probabilité de sélection  $p_i$  selon leur rang ("Ranking selection")[38,73]

$$N.p_i = F - (r_i - 1). \frac{2F - 2}{N - 1}$$
(2.34)

N. P<sub>i</sub> est le nombre moyen d'enfants de l'individu de rang i

 $\mathbf{r}_i$  est le rang de l'individu i, N est le nombre d'individus et F est la "pression de sélection" appartenant à l'intervalle [1, 2] et représente le nombre moyen d'enfants du meilleur individu. Ce type de sélection représente un changement d'échelle dynamique non-linéaire pour le critère de qualité.

D'autres types de sélection moins utilisés existent. Pour notre application nous avons retenu la sélection par ordonnancement vu qu'elle favorise les meilleurs individus sans omettre les faibles et pour sa facilité de mise en œuvre.

#### c) Croisement

Le taux de croisement détermine la proportion des individus qui sont croisés parmi ceux qui remplaceront l'ancienne génération. Ce taux est généralement fixé à 0.8.

Le croisement est appliqué à une partie de la population sélectionnée. p<sub>c</sub>.N individus pris au hasard parmi les N individus sélectionnés passeront par le croisement.

L'opérateur de croisement classique (figure 2.8) prend en entrée un couple d'individus parents  $P_1$  et  $P_2$  et renvoie un couple d'individus enfants  $C_1$  et  $C_2$  obtenus en choisissant aléatoirement un point de croisement dans les chromosomes et en recopiant dans le fils  $C_1$  les gènes de  $P_1$  jusqu'au point de croisement puis en complétant avec les gènes de  $P_2$ . On effectue l'opération symétrique pour  $C_2$ 



Fig. 2.8 - Processus de croisement en un point de deux parents

Le croisement à découpage de chromosomes est très rapide à mettre en oeuvre lorsqu'on travaille sur des problèmes utilisant des codages entiers (binaires ou autres). Pour les problèmes où l'on utilise un codage réel, ce qui est le cas dans notre travail, le croisement se fait en discret ou en continu.

Le croisement discret s'effectue en échangeant un ou plusieurs gènes entre deux parents.

Pour chaque gène, on garde le gène du parent 1 ou 2 au hasard avec la même probabilité pour les deux gènes. Si le parent 1 a pour gènes  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$  et  $D_1$  et le parent 2 a pour gènes  $A_2$ ,  $B_2$ ,  $C_2$  et  $D_2$  et alors l'enfant pourrait avoir par exemple comme gènes  $A_1$ ,  $B_2$ ,  $C_2$  et  $D_1$ .

Avec le croisement continu appelé aussi ``barycentrique", les gènes de l'enfant seront choisis proches de ceux des parents mais pas nécessairement égaux comme c'est le cas avec le croisement discret. Pour chaque gène de l'enfant issu des parents « parent<sub>1</sub> » et « parent <sub>2</sub>», on applique la formule suivante :

```
G\dot{e}ne_{Enfant} = G\dot{e}ne_{Parent_1} + a(G\dot{e}ne_{Parent_2} - G\dot{e}ne_{Parent_1}) (2.35)
```

Le coefficient « a » est un coefficient de pondération aléatoire adapté au domaine d'extension des gènes [73]. Il exprime la tendance des enfants à s'éloigner des parents. Il est générée aléatoirement dans l'intervalle [0 ; 1].

C'est le croisement continu qui a été choisi pour la suite.

# d) Mutation

La proportion des individus mutés dans la population est égale au taux de mutation. L'opérateur de mutation prend en entrée un individu P parmi les individus sélectionnés pour la mutation et renvoie un individu mutant P' : obtenu par transformation locale de l'un des gènes de P. Par exemple, si le chromosome d'un individu est codé avec une chaîne de bits, on peut le muter par exemple en complémentant l'un de ses gènes/bits (fig 2.9).



Fig. 2.9 – Processus de mutation d'un individu

La mutation permet une certaine diversité dans la population et empêche que celle-ci converge trop vite vers un seul type d'individu parfait, incapable de sortir d'un minimum local.

Dans le cas présent, où le codage retenu est le codage réel, la mutation est réalisée soit par la grande mutation, en prenant au hasard une valeur dans l'intervalle de variation du gène, ou par la petite mutation en effectuant une petite variation autour de la valeur d'origine du gène :

Gène  $_{mut\acute{e}} =$  Gène  $\pm$  intervalle . $\Delta$  (2.36)

Où « intervalle » est le domaine de variation du gène mutant et  $\Delta$  est un nombre aléatoire compris entre 0 et m.

m est choisi de manière à ce que la variable reste proche de la valeur d'origine.

L'algorithme développé prend au hasard la petite et la grande mutation avec la même probabilité.

### 2.3.3.3.6. Convergence

Si l'algorithme génétique est correctement implémenté, la population va évoluer théoriquement vers son optimum. L'algorithme nécessite cependant un critère d'arrêt. On peut arrêter la recherche quand la solution ne s'améliore pas pendant un certain nombre de génération ou bien quand on a atteint un nombre maximum de génération fixé à priori.

Dans notre cas la fonction objectif est une résolution du problème magnétique par la méthode des éléments fini nécessitant un temps de calcul important, le critère adopté est le nombre de générations.

Une précaution indispensable est de garder en mémoire, la meilleure « the best » solution trouvée par l'algorithme depuis le début de l'évolution.

# 2.3.3.3.7. Validation de l'algorithme génétique sur des fonctions test

Dans cette section, nous nous proposons de valider le comportement global de l'algorithme génétique que nous avons développé. Des fonctions test standard ont été choisies pour servir de fonctions objectifs à minimiser. Les résultats à obtenir sont connus d'avance.

L'AG est lancé 100 fois pour chaque fonction test. Une optimisation est considérée comme réussi si la fonction d'évaluation trouvée est très proche (à  $\varepsilon$  près) du minimum global connu d'avance et elle est par contre considérée infructueuse si le nombre d'itérations dépasse les 1000.

Les paramètres communs de l'AG sont fixés aux valeurs suivantes : Population : 100 individus Probabilité de croisement : 80 % Probabilité de mutation : 2 %

#### *a)* Fonction de De Jong

On l'appelle aussi fonction sphérique. C'est une fonction continue convexe uni-modale. Elle est caractérisée par un seul minimum global et elle est définie comme suit :

$$f(x_1, x_2, x_3) = \sum_{i=1}^{3} x_i^2$$
(2.37)

Les x<sub>i</sub> sont des variables réelles appartenant à l'intervalle [5.12, 5.12].

Son minimum global est obtenu pour  $x_i=0$  et a pour valeur  $f_{min}=0$ . La figure 2.10 montre le tracé de cette fonction en 2 dimensions.



Fig. 2.10 - Tracé de la fonction test de De Jong en deux dimensions

En considérant la fonction de De jong pour les 3 variables  $(x_1, x_2, x_3)$ , on montre, par la figure 2.11, le parcours de la meilleure solution obtenue par l'AG tout au long des générations successives de populations. Dans l'exemple présenté, l'optimum est atteint après la trentième génération.



Fig. 2.11 – Evolution de la meilleure solution et de la fonction objectif en fonction de la génération

Sur 100 exécutions, l'AG s'est avéré fructueux dans 100 % des cas avec un écart moyen sur  $x_{opt}$  de 1.5 e-03 et sur  $f_{opt}$  de 2.3 e-05.

#### b) Fonction de Goldstein-Price 2 variables GP2

La fonction GP2 est une fonction particulière. Elle est caractérisée par quatre minimums dont un global. L'entourage du minimum global est plat ce qui rend sa prospection difficile. Elle est définie comme suit :

$$GP_{2}(\mathbf{x}_{1}, \mathbf{x}_{2}) = \left[1 + (\mathbf{x}_{1} + \mathbf{x}_{2} + 1)^{2} \cdot (19 - 14\mathbf{x}_{1} + 3\mathbf{x}_{1}^{2} - 14\mathbf{x}_{2} + 6\mathbf{x}_{1}\mathbf{x}_{2} + 3\mathbf{x}_{2}^{2}\right].$$

$$\left[30 + (2\mathbf{x}_{1} - 3\mathbf{x}_{2})^{2} \cdot (18 - 32\mathbf{x}_{1} + 12\mathbf{x}_{1}^{2} + 48\mathbf{x}_{2} - 36\mathbf{x}_{1}\mathbf{x}_{2} + 27\mathbf{x}_{2}^{2})\right]$$

$$(2.38)$$

- Intervalle de recherche :  $-2 \le x_1 \le 2$  et  $-2 \le x_2 \le 2$
- 4 minimum dont 1 global :  $x_1=0$  et  $x_2=-1$ , GP2( $x_1, x_2$ )=3

La figure 2.12 montre le tracé de cette fonction





Fig. 2.12 – Tracé de la fonction test de Goldstein-Price 2

La figure 2.13 montre, de génération en génération, le parcours de la meilleure solution trouvée par l'AG. Dans l'exemple présenté, l'optimum est atteint à partir de la 25<sup>ème</sup> de génération



Fig. 2.13 – Evolution de la meilleure solution et de la fonction objectif

Sur 100 exécutions, l'AG s'est avéré fructueux dans 100 % des cas avec un écart moyen de 1.2  $10^{-04}$  sur x<sub>opt</sub> et de 1.6  $10^{-05}$  sur f<sub>opt</sub>.

#### c) Fonction de Rastrigin

La fonction Rastrigin est un exemple typique d'une fonction non linéaire multimodale. Cette fonction a été proposée d'abord par Rastrigin comme fonction à deux dimensions et puis généralisée à  $R^n$  par Muhlenbein et al.

$$f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) = A \cdot n + \sum_{i=1}^n x_i^2 - A \cdot \cos(\omega \cdot x_i)$$

$$A = 10; \quad \omega = 2\pi; \quad x_i \in [-5.12, 5.12]$$
(2.39)

Cette fonction possède une multitude de minima locaux. Son minimum global est obtenu pour  $x_i=0$  et a pour valeur  $f_{min}=0$ .

La figure 2.14 montre le tracé de cette fonction pour n=2.



Fig. 2.14 – Tracé de la fonction test de Rastrigin.

La figure 2.15 montre l'évolution de la meilleure solution (meilleur chromosome) de la population courante et de la fonction objectif correspondante au fur et à mesure des générations. Dans l'exemple présenté, l'optimum est atteint après une quinzaine de génération.



Fig. 2.15 – Evolution de la meilleure solution et de la fonction objectif

Sur 100 exécutions, l'AG s'est avéré fructueux dans 96 % des cas avec un écart moyen sur  $x_{opt}$  de 2.1 e-04 et sur  $f_{opt}$  de 3.7 e-05 et a convergé vers des minimum locaux dans 4 % des cas.

#### 2.3.3.3.8. Conclusion

Nous avons présenté les méthodes les plus connues et les plus utilisées dans la résolution des problèmes d'optimisation. Nous les avons subdivisées en deux groupes, les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques.

La plupart des algorithmes d'optimisation répertoriés ne peuvent toujours pas trouver le minimum global. Les algorithmes génétiques sont plus puissants à cet égard, bien qu'ils nécessitent un temps de calcul tout à fait longs. Dans le but de tester l'efficacité de l'algorithme génétique que nous allons utiliser par la suite de notre travail, nous avons pris trois exemple d'applications dont les optimaux globaux sont connus. L'algorithme utilisé s'est avéré très adéquat.

# 2.4. Conclusion

Dans ce chapitre les différentes bases théoriques et les méthodes numériques que nous utiliserons dans les chapitres qui suivent ont été étudiées. Nous avons, présenté tout d'abord la modélisation électromagnétique à partir des équations de Maxwell et exposé la méthode de résolution numérique des équations du champ électromagnétique basée sur la méthode des éléments finis. La description et l'exploitation des différents modules constituant le logiciel FEMM ont été donné.

A la fin de ce chapitre nous avons passé en revue les méthodes les plus en vue pour l'optimisation de structures électromagnétiques. Nous nous sommes attardé, sur les algorithmes génétiques et nous avons alors présenté l'algorithme développé qui a été ensuite validé à l'aide de fonctions test standard.

Chapitre 3

Chapitre 3

# Machines double saillantes

# Chapitre 3

# **Machines double saillantes**

# 3.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter dans un premier temps des généralités relatives à la constitution, au principe de fonctionnement, aux équations de base et à l'alimentation des machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS). Nous nous intéressons par la suite aux structures à réluctance variable à plots dentés destinés aux entraînements à basse vitesse de rotation ainsi qu'aux topologies de machines réalisables pour des vitesses proches de 50 tr/min à des fréquences d'alimentation de 50 Hz. Nous proposons en fin de chapitre une contribution pour le calcul des inductances en zone de conjonction et d'opposition de la MRVDS à grosses dents.

# 3.2. Généralités

On s'intéresse aux machines à réluctance variable (MRV) à rotor passif (ne comportant ni enroulement, ni aimants permanents).

La conversion électromagnétique de l'énergie est assurée par la variation de l'inductance de phase en fonction de la position du rotor.

Bien que le principe de ces machines soit connu depuis les années 1920, leur étude a été remise au goût du jour à la fin des années 1970 par deux équipes universitaires anglaises [75] et elle ne suscitent un réel intérêt de la part des industriels que depuis quelques années.

Différentes structures de machines à réluctance variable peuvent être conçues [75-77]. Toutefois, du fait de leur simplicité de construction et de leur robustesse, deux d'entre elles retiennent l'attention:

- Les machines dites « synchrones à réluctance » ( Synchronous Reluctance Machines)

- Les machines à réluctance variable à double saillance ( Switched Reluctance Machines)

Les premières, appelés aussi MRV à stator lisse, sont à champ tournant ; ce sont des machines synchrones à pôles saillants sans excitation au rotor. Les enroulements sont généralement triphasés et alimentés en courants alternatifs sinusoïdaux. Le couple électromagnétique, dit de réluctance, est proportionnel au carré du champ d'induit ou du flux dans le cas d'une alimentation à flux forcé.

Les secondes auxquelles nous nous intéressons ici sont à "champ pulsé" (non tournant). Deux configurations sont envisageables :

- Les machines à grosses dents

- Les machines à plots dentés possédant un grand nombre de dents obtenues en regroupant les dents du stator en plots afin de faciliter le bobinage.

# 3.3. Machines à grosses dents

# **3.3.1.** Constitution de base

Les machines à réluctance variable à double saillance non excitées sont constituées de deux parties en mouvement relatif, dont l'une est électriquement active et l'autre passive. Les deux armatures sont obtenues par empilage de tôles magnétiques. La première, le stator, comprend un circuit magnétique denté muni de bobinages. La seconde, le rotor, est simplement un circuit magnétique, lui aussi, denté mais sans aucun conducteur ni aimant.

De telles machines sont principalement caractérisées par le nombre de dents ou plots statoriques Ns, le nombre de dents ou plots rotoriques Nr, 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. Les nombres de phases fréquemment utilisés sont de 3 et 4 et quelquefois 2.

Les possibilités de couple (Ns, Nr) 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 3.1.

Ns	4	6	6	6	8	8	10	10	9	9	12
Nr	2	2	4	8	6	10	8	12	6	12	9
q	2	3	3	3	4	4	5	5	3	3	4
р	2	2	2	2	2	2	2	2	3	3	3

Ns	12	15	15	12	12	16
Nr	15	12	18	8	16	12
q	4	5	5	3	3	4
р	3	3	3	4	4	4

Tab. 3.1 – Principales possibilités de réalisations de MRVDS à grosses dents [74]

Les figures 3.1.a et 3.1.b montrent respectivement des vues en coupe de la MRVDS 6/4 typique avec six dents au stator et quatre dents aux rotor (p=2) et de la MRVDS 12/8 avec p=4.


Fig. 3.1 – Vues en coupe des MRVDS 6/4 et 12/8

#### **3.3.2.** Principe de fonctionnement

Dans l'exemple de la figure 3.1.a, le stator est triphasé. Les trois phases sont constituées respectivement par les bobines 1-1', 2-2' et 3-3'

Le stator est assimilable à une succession d'électroaimants qui attirent les pôles saillants rotoriques. Quand une des phases du stator est alimentée, la paire de dents du rotor la plus proche est attirée vers les plots de la phase alimentée pour réduire au minimum la réluctance du trajet du flux magnétique.

De ce fait, si on alimente les bobines de la phase 1 par le courant  $i_1$ , le rotor tourne et les dents I et III du rotor viennent face aux dents 1 et 1' du stator.

Si, ensuite, on annule  $i_1$  et on fait passer un courant  $i_2$  dans la seconde phase, les dents II et IV du rotor viennent face aux dents 2 et 2' du stator.

Par la suite, en alimentant la phase 3 après avoir annulé le courant  $i_2$ , les dents III et I vont se retrouver face aux dents 3 et 3'.

L'alimentation de la phase 1 amène la dent IV face à 1 et la dent I face à 1'.

A chaque commutation, le rotor tourne de 30°, on dit qu'il y a 12 pas par tour.

Ainsi, à l'aide d'une commande adaptée, il est possible d'obtenir et d'entretenir un mouvement de rotation continue à la vitesse :

$$\Omega = \frac{2\pi f}{N_r} \tag{3.1}$$

f : représente la fréquence d'alimentation.

# **3.3.3.** Machine élémentaire

Si les couplages magnétiques entre les q phases sont négligeables, la MRVDS peut être considérée en première approximation comme étant l'association de q machines monophasées, dont le principe de fonctionnement est basé sur celui de l'électroaimant. Il

peut être décrit à partir de l'étude d'une structure monophasée élémentaire, identique à celle présentée en figure 3.2.



Fig. 3.2 – Structure élémentaire d'une MRVDS

La structure présentée possède deux positions remarquables du rotor :

- la position d'opposition ou de réluctance maximale les dents du rotor sont en quadrature par rapport à celles du stator. L'entrefer est maximal.
- la position de conjonction ou de réluctance minimale : les pôles statoriques et rotoriques sont alignés. L'entrefer est minimal.

En position intermédiaire, si l'on injecte un courant dans la bobine, le rotor tourne vers une position (stable) de conjonction, de façon à présenter une réluctance minimale (ou un flux maximal).

#### 3.3.4. Équations électromagnétiques

La tension instantanée entre les bornes d'une phase de la machine à réluctance variable à double saillance (**MRVDS**) est reliée par la loi de Faraday au flux magnétique dans le bobinage comme suit :

$$V = R_s i + \frac{d\lambda}{dt} = R_s i + \frac{\partial\lambda}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial\lambda}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}$$
(3.2)

Où V représente la tension du bus continu, i est le courant de phase,  $R_s$  la résistance de l'enroulement et  $\lambda$  le flux magnétique total « embrassé » par toutes les spires de la phase alimentée.

En régime linéaire, on fait intervenir l'inductance L comme suit :

$$\lambda = L(\theta) \ i \tag{3.3}$$

Et en régime permanent avec la vitesse  $\omega$  telle que

$$\boldsymbol{\omega} = \frac{d\boldsymbol{\theta}}{dt} \tag{3.4}$$

On a :

$$V = R_s i + \frac{d\lambda}{dt} = R_s i + L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL}{d\theta}$$
(3.5)

Le dernier terme de l'équation 3.5 représente la force électromotrice de rotation. Il est proportionnel au courant et, bien entendu, à la vitesse.

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

$$\boldsymbol{P} = \boldsymbol{V} \, \boldsymbol{i} = \boldsymbol{R}_{s} \, \boldsymbol{i}^{2} + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} \, \boldsymbol{L} \, \boldsymbol{i}^{2} \right) + \frac{1}{2} \, \boldsymbol{i}^{2} \boldsymbol{\omega} \, \frac{d\boldsymbol{L}}{d\boldsymbol{\theta}}$$
(3.6)

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

L'expression du couple instantané d'une phase est déduite de l'équation 3.6 et vaut :

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}$$
(3.7)

En se basant sur cette dernière relation, on peut noter, qu'un système réluctant est caractérisé par les propriétés suivantes :

- Le couple produit par la phase provient uniquement de la variation de l'inductance en fonction de la position. Cette variation est une conséquence de la saillance du rotor et du stator.
- Pour une production efficace du couple, le courant de phase doit être synchronisé sur la position de rotor. Ainsi, pour un fonctionnement moteur, on alimente la phase de la machine avec un courant constant lors de la croissance de l'inductance. Le rotor se déplaçant de la position d'opposition vers la position de conjonction. D'autre part, on alimente la phase lors de la décroissance de l'inductance, pour un fonctionnement générateur.
- Le couple développé dans la MRVDS est proportionnel au carré du courant ; il est donc indépendant du sens du courant.
- Afin d'obtenir un couple important, la variation d'inductance doit être la plus grande possible; il faut donc recourir à des circuits ferromagnétiques présentant une grande perméabilité, et à une géométrie des zones d'entrefer assurant une modulation importante des perméances.
- Le caractère précédant a pour conséquence de grandes variations de flux; il est alors fréquent de provoquer la saturation de certaines zones du circuit magnétique.

#### 3.4. Machines à plots dentés

Les MRV sont caractérisées par une vitesse de rotation inversement proportionnelle au nombre de dents au rotor.  $\Omega = \frac{\omega}{N_r}$ . Aussi est il nécessaire pour des entraînements lents d'avoir un grand nombre de dents au rotor. Ceci peut être rendu possible pour les MRVDS à grosses dents classiques, par l'augmentation du nombre de plots par phase

et/ou par l'utilisation de plots dentés ce qui permet de diminuer la vitesse tout en gardant un nombre de plots raisonnable.

#### 3.4.1. Augmentation du nombre de plots par phase

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

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

#### 3.4.2. Accroissement du nombre de dents par plot

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. Des règles de conception élémentaires sont décrites ci-dessous.

#### 3.4.3. Règles élémentaires d'obtention de MRVDS à plots dentés.

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

$$\tau_r = \tau_s = \tau = \frac{2\pi}{N_r}$$
(3.8)

N<sub>r</sub> : 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 différentes relations entre ces paramètres sont données par les équations ci dessous :

On définit :

$$\alpha_{ps} = \frac{2\pi}{N_{ps}}$$
(3.9)

 $\alpha_{ps}$ : angle séparant deux plots statorique successifs  $N_{ps}$ : nombre de plots au stator.

Il convient de choisir  $N_{ps}$  et  $N_r$  de façon à ce que quand les dents des plots d'une phase sont en conjonction avec le rotor, alors les dents de la phase qui suit sont décalées de

$$\alpha_e = \frac{\tau}{q}$$

Ce qui peut se traduire par la relation suivante :

$$\alpha_e = \left| \alpha_{ps} - K \cdot \tau \right| = \frac{\tau}{q} \tag{3.10}$$

Avec K entier supérieur à 1.

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

$$K = \frac{N_r}{N_{ps}} \pm \frac{1}{q}$$
(3.11)

Le nombre de dents statorique  $N_s$  ainsi que le nombre de dents par plots  $N_{dp}$  sont liés par la relation suivante :

$$N_{ps} = \frac{Ns}{N_{dp}}$$
(3.12)

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

Les paramètres de la machine doivent en définitive vérifier :

$$\begin{cases}
K = \frac{N_r}{N_{ps}} \pm \frac{1}{q} \\
N_{dp} \quad \max imum = K \\
N_{ps} = \frac{Ns}{N_{dp}}
\end{cases}$$
(3.13)

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





Fig. 3.3 – Topologie d'une MRVDS à plots dentée

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

Dans ce qui suit, on se propose de dresser une liste de MRV à plots dentées triphasée réalisables pour des valeurs  $N_r$  proche de 60 pour un nombre égal à 2,4,8 et 16 plots par phase.

Le choix de  $N_r$  proche de 60 est justifié car on s'intéresse à des vitesses de rotation voisines de 50 tr/min et une fréquence de 50 Hz. Dans ce cas :

$$N_r = \frac{2\pi f}{\Omega} = \frac{2\pi .50}{(50.2\pi / 60)} = 60 \text{ dents}.$$
(3.14)

Les tableaux 3.2 et 3.3 montrent l'évolution des deux expressions de K (que nous notons coefficients  $K_1$  et  $K_2$ ) pour 2 valeurs du nombre de plots au stator Nps=6 et 12 et lorsque le nombre de dents au rotor N<sub>r</sub> varie entre 50 et 70.

Pour chaque combinaison de  $N_r$  et  $N_{ps}\!,$  la topologie est réalisable si l'un des deux coefficients (K1 ou K2) est entier.

Nr	$K_1 = N_r / N_{ps} + 1/q$	$K_2 = N_r / N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable ?	
50	8.67	8	Oui	
51	8.83	8.17	Non	
52	9	8.33	Oui	
53	9.17	8.5	Non	
54	9.33	8.67	Non	
55	9,5	8.83	Non	
56	9.67	9	Oui	
57	9.83	9.17	Non	
58	10	9.33	Oui	
59	10.17	9.5	Non	
60	10.33	9.67	Non	
61	10.5	9.83	Non	
62	10.67	10	Oui	
63	10.83	10.17	Non	
64	11	10.33	Oui	
65	11.17	10.5	Non	
66	11.33	10.67	Non	
67	11.5	10.83	Non	
68	11.67	11	Oui	
69	11.83	11.17	Non	
70	12	11.33	Oui	

Tab. 3.2 – Topologies à 2 plots par phase :  $N_{ps}=6$ 

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

Tab. 3.3 – Topologies à 4 plots par phase :  $N_{ps}$ =12

Pour des structures à 8 plots par phase ( $N_{ps}$ =24), les seules topologies réalisables sont caractérisées par  $N_r$ = 56 ( $K_2$ =2) et  $N_r$ =64 dents ( $K_1$ =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.

Les tableaux ci dessus montrent que la topologie avec 60 dents au rotor n'est pas réalisable. Les topologies les plus proches sont celles qui correspondent à  $N_r$ =56 et  $N_r$ =64 dents.

La machine avec  $N_r$ =64 dents est concevable avec 6, 12, 24 et 48 plots statoriques alors que pour celle à  $N_r$ =56 dents n'est pas concevable que pour  $N_{ps}$ =6, 12 ou 24 plots statoriques.

La machine à  $N_r$ =64 dents offre plus de choix de structures réalisable et la vitesse correspondante est plus basse que la machine à Nr=56 dents.

Chapitre 3

## **3.4.5.** Topologie de machines réalisables avec N<sub>r</sub>= 64 dents

Etant donné que la machine avec 64 dents au rotor est concevable pour  $N_{ps}$  correspondant à 6, 12, 24 ou 48 plots statoriques, et compte tenu du nombre maximum de dents par plots statorique, les principales possibilités de réalisation de la structure triphasée à  $N_r$ =64 sont récapitulées dans le tableau suivant :

$N_{ps}=6$ plots statoriques		N <sub>ps</sub> =12plo	N <sub>ps</sub> =12plots statoriques		N <sub>ps</sub> =24 plots statoriques	
$N_{ps}/q = 2$ plots par phase		$N_{ps}/q = 4 p$	$N_{ps}/q = 4$ plots par phase		$N_{ps}/q = 8$ plots par phase	
N <sub>dp</sub>	Ns	N <sub>dp</sub>	Ns		N <sub>dp</sub>	Ns
1	6	1	12		1	24
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				N <sub>ps</sub> =48 plots	statoriques
					$N_{ps}/q = 16 \text{ plo}$	ts par phase
9	54					
10	60				N <sub>dp</sub>	Ns
11	66				1	48

Tab. 3.4 – Topologies réalisables avec Nr=64 dents

Chaque plot statorique bobiné (électroaimant) se termine alors par  $N_{dp}$  petites dents, Les  $N_{dp}$  dents par plot statoriques attirent  $N_{dp}$  dents rotoriques qui leurs font face. On obtient ainsi des machines délivrant un fort couple, à basse vitesse. La valeur du couple est de ce fait proportionnelle au nombre de dents par plot.

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

Dans [39] on montre que pour chaque nombre de plots par phase, il existe un nombre de dents qui maximise le couple massique. Les pertes joules augmentent avec le nombre de plots par phase mais diminuent avec le nombre de dents. Un nombre de plot par

phase trop grand ou trop faible diminue le couple massique. Le rapport d'énergie  $\lambda$  introduit par Lawrenson ( $\lambda=W/(W+E_{mag})$  avec W : energie convertie et  $E_{mag}$  energie de magnétisation dans le cycle de conversion de l'énergie) qui est à l'image du facteur de puissance [39,40] a tendance à diminuer avec l'augmentation du nombre de dents. Le choix d'une machine donnée doit donc résulter d'un compromis entre le couple massique, les pertes joule et le rapport d'énergie  $\lambda$ 

L'étude montre que la machine à Nr=64, Ns=48 à 4 plots par phase et à 4 dents par plots réalise un bon compromis.

Cette machine notée **MRV 48/64** est celle que nous retiendrons par la suite. Elle sera considérée comme structure de base pour les machines étudiées dans le cadre de ce travail.

Pour améliorer les performances de cette MRV à basse vitesse, on pourrait y insérer une excitation au stator ou au rotor. Cette excitation peut être effectuée par un circuit électrique d'excitation ou bien par l'adjonction d'aimants permanents. Ceci nous éloigne bien sûr des structures à réluctance pure.

Deux topologies conservant le rotor passif de la MRV 48/64 mais excitée par des aimants au stator vont être étudiée et dimensionnées dans la suite de ces travaux.

# **3.5.** Alimentation par convertisseur statique

Différentes structures d'alimentation sont utilisées pour alimenter la machine à réluctance variable à double saillance. Elles se distinguent par leur nombre de semiconducteurs et de composants et la manière dont sont connectées les bobines du stator.

On sait que le couple ne dépend pas du signe des courants mais qu'il dépend du signe de la variation de l'inductance en fonction de la position du rotor  $dL/d\theta$ . Il est donc possible d'alimenter ces moteurs à l'aide de convertisseurs unidirectionnels en courant à la différence des moteurs à induction ou moteurs synchrones, qui exigent des courants bidirectionnels.

La structure la plus couramment utilisée est celle en demi pont asymétrique (figure 3.4). Cette structure assure une sécurité de fonctionnement supérieure aux structures classiques en bras de pont. Elle permet d'imposer aux bornes de chaque phase une tension V égale à +E, 0 ou -E. E étant la tension du bus continu.

Chaque phase contient deux IGBTs et deux diodes.

On peut ainsi noter que cette structure permet un contrôle dans les quatre quadrants :

Chapitre 3



Fig. 3.4 – Convertisseur statique (pont asymétrique)

Les 3 phases étant supposées découplées magnétiquement, le fonctionnement d'un tel convertisseur peut être décrit comme suit (tab 3.5) :

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

Tab.3.5 - Etat de conduction des interrupteurs

Les deux stratégies de commande les plus utilisées sont :

- Alimentation en tension (pleine onde);
- Commande en courant;

#### 3.5.1. Alimentation en pleine onde (Commande en tension)

La commande a lieu en appliquant aux bornes de la phase une tension V=E depuis l'angle d'ouverture (d'amorçage)  $\theta_{on}$  jusqu'à un angle d'arrêt (désamorçage)  $\theta_{off}$ . Après cela, la tension appliquée est inversée jusqu'à un certain angle  $\theta_d$  de démagnétisation nécessaire pour permettre le retour du flux magnétique vers zéro.

Pour appliquer la tension E aux bornes d'une phase, on ferme les deux IGBTs, T1 et T2

Au contraire, pour appliquer la tension -E, on ouvre les deux IGBTs et la continuité du courant est assurée par les deux diodes D1 et D2.

## 3.5.2. Modulation de largeur d'impulsions (Commande en courant)

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

A chaque instant, l'état de conduction des interrupteurs de chaque bras dépend du signe du signal d'erreur correspondant quand le courant de chaque phase s'écarte de sa référence d'une valeur fixée par l'hystérésis du régulateur. Dans ce système de contrôle, la fréquence de la commutation des tensions est libre et essentiellement variable.

La mise en oeuvre de cette stratégie est relativement simple et ne nécessite pas à priori une connaissance des caractéristiques de la machine. Il faut néanmoins que la fréquence de commutation des interrupteurs reste compatible avec les possibilités du convertisseur.

# 3.6. Contribution au calcul analytique des inductances d'une MRVDS

L'analyse du fonctionnement des machines à réluctances variable à double saillance, montre que leurs performances peuvent être entièrement déterminées lorsque les caractéristiques du flux magnétique  $\varphi(\theta,I)$  sont connues.

De nombreux auteurs ont étudié le problème du calcul du flux magnétique produit par une phase, en fonction de la position du rotor et du courant d'alimentation et ont apporté des solutions s'étendant de l'analyse par éléments finis à l'interpolation des caractéristiques [77-93].

Dans ce qui suit, nous développons un modèle analytique linéaire de calcul des inductances en zone de conjonction et d'opposition d'une machine à réluctance variable à double saillance. Le modèle développé est basé sur une résolution analytique de l'équation de Laplace dans l'entrefer de la machine. On néglige les effets d'extrémités et de courbure. Ces 2 dernières hypothèses, fréquemment utilisées, conduisent à un domaine d'étude 2D en coordonnées cartésiennes. Notons que l'effet de courbure peut être négligé tant que l'épaisseur de l'entrefer est faible devant le rayon de la machine.

La méthode de calcul des inductances est ensuite appliquée à une machine de laboratoire et les résultats sont comparés à ceux obtenus expérimentalement et par la méthode des éléments finis.

# **3.6.1.** Calcul analytique de l'inductance d'une MRVDS en zone d'opposition

# **3.6.1.1. Structure de la machine et domaine d'étude :**

La géométrie de base d'une MRVDS est montrée dans la figure 3.1.a. Le rotor est en position d'opposition par rapport à la phase alimentée.

Dans cette position, le fer de la machine peut être globalement considérée non saturé et la perméabilité du fer peut être considérée très grande ( $\mu r \approx \infty$ ).

Compte tenu des symétries, l'étude peut être réduite au domaine  $\Omega_0$ , de la figure 3.5, limité par des segments radiaux  $A_0B_0$ ,  $B_0C_0$ ,  $H_0G_0$ ,  $G_0F_0$  et les arcs de cercle  $A_0H_0$ ,  $C_0D_0$ ,  $D_0E_0$ , et  $E_0F_0$ .





Fig. 3.5 –Domaine d'étude de la MRVDS

 $\beta_s$  et  $\alpha_r$  représentent respectivement l'angle d'ouverture du plot statorique et l'angle séparant deux dents rotoriques successives.

 $h_r$  est la hauteur d'une dent rotorique et g l'épaisseur de l'entrefer.

Compte tenu des hypothèses simplificatrices, le domaine d'étude est ramené au domaine développé de la figure 3.6.





Les grandeurs l, W<sub>s</sub> et l<sub>1</sub> sont déterminées comme suit :

$$\begin{cases} l = CF = (R + g)\alpha_r \\ W_s = DE = (R + g)\beta_s \\ l_1 = CD = EF = (l - W_s) / 2 \end{cases}$$
(3.15)

R et g représentent respectivement le rayon du rotor et l'épaisseur de l'entrefer

Le comportement de la machine peut être ainsi étudié dans un plan de section droite à partir du potentiel vecteur  $\vec{A}$  qui ne comporte qu'une seule composante axiale dans la direction z et qui ne varie qu'avec x et y. Elle sera notée A.

$$\vec{A} \Leftrightarrow \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ A(x, y) \end{vmatrix}$$

Avec

$$\vec{B} = \vec{Rot}(\vec{A}) \Leftrightarrow \begin{vmatrix} B_x &= \frac{\partial A}{\partial y} \\ B_y &= -\frac{\partial A}{\partial x} & \vec{H} \Leftrightarrow \end{vmatrix} \begin{aligned} H_x &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \\ H_y &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \\ B_z &= 0 \end{aligned}$$
(3.16)

On doit alors résoudre l'équation de Laplace dans le domaine  $\Omega$  (ABCDFGH) (figure 3.6) :

$$\nabla^2 A = 0 \tag{3.17}$$

#### **3.6.1.2.**Conditions aux limites

L'hypothèse d'un fer infiniment perméable conduit à écrire que le champ H est nul partout dans le fer. La composante tangentielle du champ magnétique  $H_t$  est donc nulle sur toute frontière du domaine où il y a le fer.

Ainsi Ht est nulle sur les frontières : AB, DE, GH, et AH.

Nous pouvons déterminer les conditions aux limites sur les frontières CD, EF, BC et GF à partir de la forme intégrale du théorème d'Ampère.

En effet, si on considère que Ht est constant le long des contours BCD et EFG, on écrit :

$$H_{t} g + H_{t} l_{1} = NI$$
 Pour la frontière BCD (3.18)

$$\boldsymbol{H}_{t} \cdot \boldsymbol{g} + \boldsymbol{H}_{t} \boldsymbol{I}_{1} = -N\boldsymbol{I}$$
 Pour la frontière EFG (3.19)

N représente le nombre de spire de la bobine d'un des pôles du stator et I est le courant traversant la bobine.

Pour tenir compte du trajet réel des lignes de champ, nous introduisons le coefficient k (k $\geq$ 1) qui traduit le rapport de la longueur B<sub>0</sub>C<sub>0</sub>D<sub>0</sub> (ou E<sub>0</sub>F<sub>0</sub>G<sub>0</sub>) sur le trajet réel moyen dans cette zone.

Les équations 3.18 et 3.19 deviennent :

$$H_t \cdot \frac{(g + l_1)}{k} = NI$$
 Pour la frontière BCD

$$H_t \cdot \frac{(g + l_1)}{k} = -NI$$
 Pour la frontière EFG

Ce qui se traduit en particulier pour les frontières horizontales par :

$$H_{\mathbf{x}}(\mathbf{x}, \mathbf{h}) = \mathbf{k} \frac{NI}{l_1 + g} \qquad 0 \le \mathbf{x} \le l_1 \text{ Pour le tronçon CD}$$
(3.20)

$$H_{\mathbf{x}}(\mathbf{x}, \mathbf{h}) = -\mathbf{k} \frac{NI}{l_1 + g} \qquad l - l_1 \le \mathbf{x} \le l \text{ Pour le tronçon EF}$$
(3.21)

Et pour les frontières verticales par :

$$H_{y}(0, y) = k \frac{NI}{l_{1} + g}$$
  $h_{r} \leq y \leq h$  Pour le tronçon BC (3.22)

$$H_y(l, y) = -k \frac{NI}{l_1 + g}$$
  $h_r \le y \le h$  Pour le tronçon GF (3.23)

Avec h=hr+g et l=2l<sub>1</sub>+Ws

Ce qui donne en résumé pour toute la frontière CF le graphe de la composante tangentielle du champ (Figure 3.7)



Fig. 3.7  $-H_x$  sur la frontière CF du domaine

La fonction  $H_x(x, h)$  peut être approximée par son développement en série de Fourier :

$$H_{x}(x,h) = \sum_{n} a_{n} \cos(\frac{n\pi}{l} x)$$
(3.24)

Où

$$a_n = \frac{4kNI}{l_1 + g} \frac{1}{n\pi} \sin(\frac{n\pi l_1}{l}) \qquad \text{Avec n impair}$$
(3.25)

Pour l'ensemble de la frontière CF, la composante tangentielle du champ magnétique peut donc s'écrire :

$$H_{x}(x,h) = \frac{4kNI}{l_{1} + g} \sum_{n} \frac{1}{n\pi} \sin(\frac{n\pi l_{1}}{l}) \cos(\frac{n\pi}{l}x) \qquad \text{n impair} \qquad (3.26)$$

Pour la frontière AC, le graphe de la composante tangentielle du champ est :



Fig. 3.8 –H<sub>y</sub> sur la frontière AC du domaine

Comme fonction h périodique  $H_y(0,y)$  peut être développée en série de Fourier tel que :

$$H_{y}(0, y) = \frac{a_{0}}{2} + \sum_{n} a_{n} \cos(\frac{n\pi}{h} y)$$
(3.27)

Avec :

$$\frac{a_0}{2} = \frac{g}{2h} \frac{kNI}{l_1 + g},$$
(3.28)

$$a_n = \frac{2kNI}{(l_1 + g)n\pi} \left(-1\right)^n \sin\left(\frac{n\pi}{h}g\right)$$
(3.29)

Pour l'ensemble de la frontière AC, la composante tangentielle du champ magnétique peut s'écrire :

$$H_{y}(0, y) = k \frac{NI}{l_{1} + g} \frac{g}{2h} + 2k \frac{NI}{(l_{1} + g)} \sum_{n} \frac{(-1)^{n}}{n\pi} \sin(\frac{n\pi}{h}g) \cos(\frac{n\pi}{h}y) \text{ n impair} \quad (3.30)$$

Le long de la frontière HF, avec x=l, la composante tangentielle du champ est déterminée de manière analogue :



Fig. 3.9 –H<sub>y</sub> sur la frontière HF du domaine

Les calculs donnent :

$$H_{y}(l, y) = -k \frac{NI}{l_{1} + g} \frac{g}{2h} - 2k \frac{NI}{(l_{1} + g)} \sum_{n} \frac{(-1)^{n}}{n\pi} \sin(\frac{n\pi}{h}g) \cos(\frac{n\pi}{h}y) \text{ n impair (3.31)}$$

Les conditions aux limites sont maintenant connues sur toute les frontières du domaine  $\Omega$  et se résument comme suit :





Fig. 3.10 –Domaine d'étude et conditions aux limites en zone d'opposition

#### 3.6.1.3. Résolution de l'équation de Laplace

Pour la résolution de l'équation de Laplace dans le domaine  $\Omega$ , on utilisera la méthode de superposition des variables.

On considère que le problème explicité par la figure 3.10 est la superposition des 2 problèmes suivants (figure 3.11 et 3.12) :

Si on note par  $A_1$  et  $A_2$  les solutions relatives à ces 2 derniers problèmes, le potentiel vecteur A recherché est obtenu par :

 $A(x,y) = A_1(x,y) + A_2(x,y).$ 



Fig. 3.11 –Domaine d'étude et conditions aux limites pour le potentiel vecteur A<sub>1</sub>



Fig. 3.12 –Domaine d'étude et conditions aux limites pour le potentiel vecteur A<sub>2</sub>

#### a) Détermination de $A_1(x, y)$

On cherche la solution de l'équation de Laplace dans le domaine D sous la forme :

$$A_{1}(x, y) = \sum_{n:impair} A_{n}ch(\frac{n\pi}{l}y)\cos(\frac{n\pi}{l}x)$$
(3.32)

Ce qui donne :

$$\frac{\partial A_{l}(x, y)}{\partial x} = -\sum_{n:impair} \frac{n\pi}{l} A_{n} ch(\frac{n\pi}{l}y) \cos(\frac{n\pi}{l}x)$$
(3.33)

et

$$\frac{\partial A_{l}(x, y)}{\partial y} = \sum_{n:impair} \frac{n\pi}{l} A_{n} sh(\frac{n\pi}{l}y) \cos(\frac{n\pi}{l}x)$$
(3.34)

Cette solution satisfait les conditions aux limites sur AC, HF et AH. Pour la frontière CF qui correspond à y=h, on a :

$$\frac{\partial A_1(x, y = h)}{\partial y} = \sum_{n:impair} \frac{n\pi}{l} A_n sh(\frac{n\pi}{l}h) \cos(\frac{n\pi}{l}x) = \mu_0 H_x(x, h)$$
(3.35)

Ce qui conduit à :

$$A_{n} = \frac{4\mu_{0}kNI}{l_{1} + g} \frac{l}{(n\pi)^{2}} \frac{\sin(\frac{n\pi l_{1}}{l})}{sh(\frac{n\pi h}{l})}$$
(3.36)

Finalement on a :

$$A_{1}(x, y) = \frac{4\mu_{0}kNI}{l_{1} + g} \sum_{\substack{n:impair}} \frac{l}{(n\pi)^{2}} \frac{\sin(\frac{n\pi l_{1}}{l})}{sh(\frac{n\pi h}{l})} ch(\frac{n\pi}{l} y) \cos(\frac{n\pi}{l} x)$$
(3.37)

b) Détermination de  $A_2(x,y)$ 

Comme  $H_y(0,y)$ =- $H_y(l,y)$  le domaine d'étude peut être réduit, en rajoutant une condition de Dirichlet sur la frontière H'F', au milieu du domaine  $\Omega$  comme suit (figure 3.13) :



Fig. 3.13 – Domaine d'étude réduit pour le potentiel vecteur A2

AH'=CF'=AH/2=1/2 et  $A_2(x=1/2,y)=0$  sur la frontière F'H'

On cherche la solution de l'équation de Laplace dans le domaine  $\Omega$  sous la forme :

$$A_{2}(x, y) = C_{0}(x - \frac{l}{2}) + \sum_{n \ge 1} C_{n} sh(\frac{n\pi}{h}(x - \frac{l}{2})) \cos(\frac{n\pi}{h}y)$$
(3.38)  
Avec :

$$\frac{\partial A_2}{\partial x}(x, y) = C_0 + \sum_{n \ge 1} \frac{n\pi}{h} C_n ch(\frac{n\pi}{h}(x - \frac{l}{2})) \cos(\frac{n\pi}{h}y)$$
(3.39)

et

$$\frac{\partial A_2}{\partial y}(x, y) = -\sum_{n \ge 1} \frac{n\pi}{h} C_n sh(\frac{n\pi}{h}(x - \frac{l}{2})) \sin(\frac{n\pi}{h}y)$$
(3.40)

Cette solution satisfait les conditions aux limites sur les frontières AH', CF' et F'H'.

Pour la frontière AC qui correspond à x=0, on a :

$$\frac{\partial A_2}{\partial x}(x = 0, y) = -\mu_0 H_y(0, y) = C_0 + \sum_{n \ge 1} \frac{n\pi}{h} C_n ch(\frac{n\pi}{2h}l) \cos(\frac{n\pi}{h}y) \qquad (3.41)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial x}(x=0,y) = -\mu_0 \frac{NI}{l_1 + g} \frac{g}{2h} - \mu_0 \frac{2NI}{(l_1 + g)} \sum_{n\geq 1} \frac{(-1)^n}{n\pi} \sin(\frac{n\pi}{h}g) \cos(\frac{n\pi}{h}y)$$
(3.42)

Par identification des membres des deux dernières équations on a :

$$C_0 = -\mu_0 k \frac{NI}{l_1 + g} \frac{g}{2h}$$
(3.43)

$$C_{n} = -(-1)^{n} \mu_{0} \frac{2kNI}{(l_{1} + g)} \frac{h}{(n\pi)^{2}} \frac{\sin(\frac{n\pi g}{h})}{ch(\frac{n\pi l}{2h})}$$
(3.44)

Finalement on peut écrire :

$$A_{2}(x, y) = -\mu_{0} \frac{kNI}{l_{1} + g} \frac{g}{2h} (x - \frac{l_{2}}{2}) - \frac{2kNI}{l_{1} + g} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n} \frac{\sin(n\pi g)}{h_{n}} \frac{n\pi}{h_{n}} \frac{n\pi}{h$$

$$\mu_0 \frac{2kN}{(l_1 + g)} h \sum_{n \ge 1} \frac{(-1)}{(n\pi)^2} \frac{(-1)}{ch(n\pi l/2h)} sh(\frac{n\pi}{h}(x - l/2)\cos(\frac{n\pi}{h}))$$

Le potentiel vecteur A(x,y) solution de l'équation de Laplace dans le domaine  $\Omega$  est la superposition des deux solution  $A_1$  et  $A_2$ :

$$A(x, y) = A_1(x, y) + A_2(x, y)$$

#### 3.6.1.4. Flux magnétique d'une phase et inductance d'opposition

Le flux magnétique  $\lambda$  engendré par une phase peut être calculé à partir du potentiel vecteur en ne considérant d'abord que le flux engendré par une bobine autour du pôle  $\phi_{p}$ .

Ce dernier peut être exprimé en fonction des potentiels vecteurs aux points C et F

$$\phi_p = [A(x = 0, y = h) - A(x = l, y = h)]NL$$
(3.46)

L : longueur utile de la machine.

Comme les valeurs du potentiel vecteur aux points C et F sont identiques et opposés, le flux par pôle est donc :

$$\phi_p = 2A(x = 0, y = h)NL$$
 (3.47)

Or

$$A(x = 0, y = h) = A_1(x = 0, y = h) + A_2(x = 0, y = h)$$

Avec

$$A_{1}(x = 0, y = h) = \frac{4\mu_{0}kNI}{l_{1} + g} \sum_{n:impair} \frac{l}{(n\pi)^{2}} \frac{\sin(\frac{n\pi_{1}}{l})}{\tanh(\frac{n\pi_{h}}{l})}$$
(3.48)

$$A_{2}(x = 0, y = h) = \mu_{0} \frac{kNI}{l_{1} + g} \left(\frac{g}{4h}l + 2h\sum_{n\geq 1}\frac{1}{(n\pi)^{2}}\sin(\frac{n\pi g}{h})\tanh(\frac{n\pi}{2h}l)\right) \quad (3.49)$$

Le flux par pôle est donc :

$$\phi_{p} = \frac{2\mu_{0}k^{2}N^{2}IL}{l_{1} + g} \left[ \frac{\frac{gl}{4h} + \sum_{n \ge 1} \frac{2h}{(n\pi)^{2}} \sin(\frac{n\pi g}{h}) \tanh(\frac{n\pi}{2h}l)}{+ \sum_{n:impair} \frac{4l}{(n\pi)^{2}} \frac{\sin(\frac{n\pi l_{1}}{l})}{\tanh(\frac{n\pi h}{l})}} \right]$$
(3.50)

Dans le cas où la phase est constituée de 2p bobines en série le flux total par phase est :

$$\lambda = 2p\phi_p \tag{3.51}$$

p : nombre de paire de plots par phase.

La valeur de l'inductance en position d'opposition peut donc être déterminée comme suit :

 $L_{opp} = \frac{\lambda}{I}$ 

Elle a pour expression :

$$L_{opp} = \frac{4 p \mu_0 k^2 N^2 L}{l_1 + g} \begin{bmatrix} \frac{gl}{4h} + \sum_{n \ge 1} \frac{2h}{(n\pi)^2} \sin(\frac{n\pi g}{h}) \tanh(\frac{n\pi}{2h}l) \\ + \sum_{n:impair} \frac{4l}{(n\pi)^2} \frac{\sin(\frac{n\pi l_1}{l})}{\tanh(\frac{n\pi h}{l})} \end{bmatrix}$$
(3.52)

# **3.6.2.** Calcul analytique de l'inductance d'une MRVDS en zone de conjonction

L'inductance en position de conjonction  $L_{conj}$  est déterminé par la résolution de l'équation de Laplace dans le domaine  $\Omega$  de la figure 3.14 ci dessous, réduit au petit entrefer.



Fig. 3.14 –Domaine d'étude et conditions aux limites en zone de conjonction

On peut remarquer que ce domaine peut être déduit de celui utilisé pour le calcul de Lq en posant hr=0.

L'expression de l'inductance de conjonction peut donc être déduite de celle en opposition en posant  $h_r=0$ Ce qui conduit à :

$$L_{conj} = \frac{4 p \mu_0 k^2 N^2 L}{l_1 + g} \left[ \frac{l}{4} + \sum_{\substack{n : impair}} \frac{4 l}{(n \pi)^2} \frac{\sin(\frac{n \pi l_1}{l})}{\tanh(\frac{n \pi g}{l})} \right]$$
(3.53)

#### 3.6.3. Application au calcul des inductances d'une MRVDS 6/4

Pour apprécier la justesse du modèle ci-dessus, nous l'avons appliqué sur une MRVDS 6/4 dimensionnée au laboratoire IREENA à Saint-Nazaire (France) par l'équipe "Conversion ElectroMécanique" (CEM). Les dimensions et la coupe transversale de la machine sont données respectivement par le tableau 3.6 et la figure 3.15.



Fig. 3.15 –Vue en coupe de la MRVDS 6/4 dimensionnée à l'IREENA

Longueur du rotor	125 mm	
Rayon culasse externe stator	85 mm	
Rayon du rotor	38.35 mm	
Entrefer	1 mm	
Hauteur de la dent statorique	31.9 mm	
Hauteur de la dent rotorique	13 mm	
Rayon du moyeu	12 mm	
Epaisseur culasse stator	13.75 mm	
Epaisseur culasse rotor	13.35 mm	
Angle d'ouverture rotor et stator	$\beta_r = 48^\circ$ $\beta_s = 37^\circ$	
Résistance d'une phase	1.08 Ω	
Nombre de spires par bobine	100	
Qualité de la tôle	FeV 400-50HA	

Tab. 3.6 – Caractéristiques de la machine étudiée.



Fig. 3.16 – Variation de l'inductance d'opposition en fonction de la profondeur des dents du rotor Calcul par éléments finis et modèle analytique.

La figure 3.16 montre pour la MRVDS étudiée, par un calcul analytique (avec et sans coefficient de correction k) et par la méthode des éléments finis, la variation de l'inductance d'opposition en fonction de la profondeur de la dent rotorique hr.

Le facteur de correction qui vaut ici k=1.25 est un facteur de correction introduit pour tenir compte du trajet réel des lignes de champ.

Les allures hyperboliques des courbes obtenues et présentées sont identiques. L'écart entre les valeurs obtenues analytiquement et numériquement est régulier pour l'ensemble des valeurs de  $h_r$ . Cet écart est de très faible quand on introduit le facteur de correction k. Il est dû au fait, que le calcul de l'inductance par la méthode des éléments finis a été mené en tenant compte de la saturation et de la géométrie réelle de la machine qui est assez complexe dans notre cas alors qu'analytiquement le modèle est linéaire et a été simplifié et réduit à celui de la figure 3.6.

L'inductance en zone de conjonction  $L_d$  est obtenue analytiquement à partir de l'équation (3.53). L'introduction du facteur de correction k lors du calcul analytique de cette inductance éloigne beaucoup plus qu'il ne rapproche cette valeur de celles obtenues expérimentalement et par éléments finis. Ce résultat est prévisible vu que le trajet des lignes de champs n'est pas modifié sensiblement dans cette position.

Le tableau 3.7 rassemble les valeurs des deux inductances  $L_d$  et  $L_q$  de la machine étudiée obtenues analytiquement, par éléments finis et expérimentalement.

	$L_d(mH)$	$L_q$ (mH)
Modèle analytique	71.30	13.88
(K=1)		
Modèle analytique	111.4	21.68
(K=1.25)		
Par éléments finis	85.9	22.47
Expérimentalement	80.2	24,4

Tab.3.7 – Valeurs des inductances L<sub>d</sub> et L<sub>q</sub> par les différentes méthodes

On peut d'ors et déjà noter que les résultats de calcul par éléments finis, bien que déterminés en bidimensionnel négligeant de ce fait les têtes de bobines sont assez proches des résultats obtenus expérimentalement.

Le calcul analytique aboutit lui à des résultats assez proches des autres méthodes compte tenu des différentes hypothèses simplificatrices ayant mené à l'élaboration du modèle

Le modèle analytique de calcul des inductances de la MRVDS présenté ici, fait apparaître les relations existantes entre les différents paramètres géométriques de la machine, devrait être employé plus comme indicatif plutôt que pour l'usage direct dans le processus de conception.

Pour une précision plus élevée dans la prévision, le modèle numérique basé sur le calcul par éléments finis est le plus recommandé.

# **3.7.** Conclusion

Dans ce chapitre les différentes bases théoriques concernant les machines à réluctance variable à double saillance utilisées dans les chapitres suivants ont été étudiées. Après avoir exposé des généralités au sujet de la constitution, du principe de fonctionnement, des équations de base, de l'alimentation des machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS) nous nous sommes intéressés aux structures à réluctance variable à plots dentés destinés aux entraînements à basse vitesse de rotation ainsi qu'aux topologies de machines réalisables pour des vitesses proches de 50 tr/min à des fréquences d'alimentation de 50 Hz. Nous avons présenté par la suite une contribution pour le calcul analytique dans le cas linéaire des inductances de conjonction et d'opposition de MRVDS. Les inductances directe et en quadrature sont déterminées analytiquement en fonction des paramètres géométrique de la machine. Le modèle

analytique présenté aboutit à des résultats assez proches de ceux obtenus expérimentalement ou par la méthode des éléments finis.

Chapitre 4

Chapitre 4

# Calcul et dimensionnement d'une machine à aimant permanents à double saillance (DSPM)

Chapitre 4

# Calcul et dimensionnement d'une machine à aimant permanents à double saillance (DSPM)

# 4.1. Introduction

Différentes machines ont été proposée pour les applications à entraînement direct à basses vitesses [1-56]. On rencontre des structures à flux radial, à flux axial et à flux transverse.

Les avantages de l'entraînement direct résident dans l'élimination du multiplicateur de vitesse et des problèmes qui lui sont liés (efficacité, entretien à l'huile, pollution, précision).

L'objectif du chapitre est la conception électromagnétique et l'optimisation d'une machine à réluctance variable à aimants permanents à double saillance (DSPM) basse vitesse de 10 kW excitée par des aimants NdFeB logés dans la culasse du stator. La machine étudiée est triphasée et à plots dentés avec un grand nombre de dents rotoriques et statoriques.

L'optimisation des dimensions de la machine est effectuée par un algorithme génétique combiné avec la méthode des éléments finis. L'objectif est de maximiser le couple massique qui représente un critère essentiel pour les machines à fort couple destinée aux entraînements basse vitesse. L'optimisation s'applique aussi bien aux dimensions locales (dents) qu'aux paramètres globaux comme les culasses du rotor et du stator, le rayon du rotor, la hauteur des bobines, l'ouverture des plots ainsi que l'épaisseur de l'aimant.

Les caractéristiques électromagnétiques de la machine optimisée que sont : le flux, l'induction, la fem, les inductances, le couple statique...etc., sont ensuite déterminées et analysées.

# 4.2. Topologie de la machine étudiée, modélisation

# 4.2.1. Configuration de base

Divers travaux montrent qu'en adjoignant des aimants permanents aux machines à réluctance variable doublement saillantes, de nouvelles structures améliorant les performances peuvent être obtenues. De nombreuses structures de machines à aimants permanents doublement saillantes (Doubly Salient Permanent Magnet (DSPM) en terminologie anglo-saxonne) sont étudiées [94-114]; toutefois elles sont généralement à grosses dents et inappropriées aux applications à basse vitesse.

Nous nous intéressons à la conception de machines basse vitesse pour les entraînements directs, la machine à réluctance variable à plots dentés est alors retenue.

Nous avons vu au chapitre précédent que pour des vitesses de rotation voisines de 50 tr/min correspondant à une fréquence typique de 50 Hz, le nombre de dents rotoriques doit être proche de 60.

La vitesse de rotation du rotor étant donnée par:

$$\Omega = \frac{\omega}{N_r} = \frac{2\pi f}{N_r}$$
(4.1)

Les contraintes de construction limitent les topologies possibles. Une relation générale reliant les nombres de dents  $N_s$  au stator,  $N_r$  au rotor ainsi que le nombre de phase est donnée par l'équation 3.13. Notre choix s'est porté sur la topologie correspondant à Nr=64, Ns=48 à 4 plots par phase et à 4 dents par plots choix (voir chapitre3).

La figure 4.1 montre cette topologie ayant des armatures statoriques et rotoriques formées d'un empilement de tôles ferromagnétiques. C'est une machine triphasée 64/48 avec 48 dents au stator répartis sur 12 plots à raison de 4 plots par phase. Son rotor est passif et elle est excitée par 4 aimants permanents logés dans la culasse du stator. Les armatures statorique et rotoriques sont formées d'un empilement de tôles ferromagnétiques.

Les plots statoriques portent les enroulements des trois phases. Comme montré dans la figure 4.1, le bobinage de chacune des trois phases de la DSPM est constitué de quatre bobines concentriques, connectées en série de sorte que leurs flux magnétiques s'additionnent quand elles sont alimentées par un courant électrique. La position des quatre aimants sur la culasse du stator ainsi que leurs sens de magnétisation fait que les flux magnétiques dus aux aimants et engendrés dans les trois phases statoriques d'une phase donnée et les dents rotoriques sont en regard, le flux est maximal. Au contraire, lorsqu'elles sont en quadrature, il est minimal. En outre, la réluctance du circuit magnétique vu par chacun des quatre aimants reste quasiment constante pour toutes les positions du rotor. En conséquence, le flux vu par chaque aimant est pratiquement constant conduisant à un couple de détente négligeable.

Chapitre 4



Fig. 4.1 – Machine à aimants permanents à double saillance(DSPM) 1-bobinage de la phase A, 2- Culasse du stator, 3-Aimant, 4-Culasse du rotor.

Ces machines se distinguent essentiellement par les caractéristiques suivantes :

- > Elles n'ont aucun aimant permanent ou enroulement au rotor ;
- Les aimants sont au stator. Ceci facilite le contrôle et la surveillance de leurs températures;
- Les bobinages statoriques, faciles à réaliser, ne nécessitant pas de techniques particulières, sont concentrés avec des têtes de bobines plus courtes. Cette disposition minimise la masse du cuivre et la résistance de l'enroulement est réduite;

#### 4.2.2. Production du couple électromagnétique

En considérant que les 3 phases sont magnétiquement indépendantes, la tension V aux bornes d'une phase alimentée est donnée par :

$$v = Ri + e = Ri + \frac{d\psi}{dt}$$
(4.2)

Où i, R et  $\Psi$  représentent respectivement le courant, la résistance d'une phase statorique et le flux magnétique totalisé par phase.

 $\Psi$  est composé du flux  $\Psi_{pm}$  dû aux aimants et du flux  $\Psi_W$  dû au courant de phase comme montré dans la figure 4.2. Cette figure correspond au cas où la réaction d'induit est magnétisante, c'est-à-dire le cas où les 2 flux  $\Psi_{pm}$  et  $\Psi_W$  s'ajoutent.

Dans le cas de la machine étudiée, la saillance au stator et au rotor donne un flux variable en fonction de la position rotorique.

En régime linéaire, le flux  $\Psi_W$  est proportionnel au courant, ce qui permet d'introduire l'inductance propre L.

On a  

$$\psi_w = L i$$
 (4.3)  
Ce qui donne le flux total  
 $\psi = Li + \psi_{pm}$  (4.4)



Fig. 4.2 – Flux par phase en fonction de la position du rotor

De ce fait, on a :

$$e = \frac{d\psi}{dt} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} + \frac{d\psi_{pm}}{dt}$$
(4.5)

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

$$p = vi = iL \frac{di}{dt} + i^2 \frac{dL}{dt} + i \frac{d\psi_{pm}}{dt}$$
(4.6)

$$p = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L i^2 \right) + \Omega \left( \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\psi_{pm}}{d\theta} \right)$$
(4.7)

Le principe de la conservation de l'énergie donne :

$$p = \frac{dW}{dt} + T_e \Omega \tag{4.8}$$

Où W représente l'énergie électromagnétique.

L'expression du couple électromagnétique est donc:

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\psi_{pm}}{d\theta}$$
(4.9)

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

$$T_e = T_r + T_{pm} \tag{4.10}$$

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

#### $T_r$ : couple de réluctance.

La variation de l'inductance L en réalité fonction de la position et du courant peut être obtenu par la méthode des éléments finis. Dans le cas de notre machine, cette inductance présente de faibles valeurs comparées à celles de la machine correspondante sans aimants ; elle varie peu suivant la position du rotor, en particulier lorsque le courant de phase devient important (figure 4.3).



Fig. 4.3 – Inductance d'une phase en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs du courant de phase

Ainsi, en raison de cette faible variation de L , le couple de réluctance Tr est lui aussi faible. Le couple hybride  $T_{pm}$  est alors la composante dominante du couple total et peut
être produit en appliquant soit un courant positif à l'enroulement de phase (lors de la croissance du flux des aimants) ou un courant négatif (quand le flux diminue).

Bien que cette machine puisse être alimentée par un convertisseur bidirectionnel (courants positifs et négatifs), nous ne considérons dans ce travail que le cas où chaque phase est alimentée par un variateur de courant continu unidirectionnel (chapitre 2) en imposant un courant de forme rectangulaire en fonction de la position du rotor.

#### 4.2.3. Modèle numérique par éléments finis

Lorsqu'il s'agit de déterminer les caractéristiques électromagnétiques de la machine en situation de fonctionnement, les hypothèses des modèles simplifiés sont mises en défaut car elles ne tiennent pas compte de la saturation des matériaux ferromagnétiques notamment aux niveau des dents et de la géométrie réelle de la machine qui est assez complexe dans notre cas. Dans ces conditions les approches numériques basées sur la méthode des éléments ou des volumes finis en 2D et 3D restent à ce jour les plus fiables en prenant en compte la géométrie réelle de la machine et les non linéarités des matériaux de manière locale. Rappelons que dans ce type d'approche, un soin particulier doit être apporté à l'étape de discrétisation du domaine d'étude qui constitue un facteur déterminant pour la validité et la précision dans la résolution du système aux dérivées partielles non linéarires représentatif du système étudié.

Le logiciel FEMM décrit au chapitre 2, utilisé dans le cadre de ce travail pour le calcul du champ par éléments finis, permet facilement la détermination des caractéristiques électromagnétiques de la machine étudiée.

En 2D, pour la machine d'étude, le système à résoudre, déduit des l'équations 2.10 et 2.11, s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial Az}{\partial y} \right) = -J_z & \text{dans les conducteur s} \\ \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial Az}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = 0 & \text{dans le fer} \\ \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial Az}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial Az}{\partial y} \right) = 0 & \text{dans l' air} \\ \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu_a} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu_a} \frac{\partial Az}{\partial y} \right) = -J_{pm} & \text{dans les aimants} \\ A_z = 0 & \text{sur le contour de machine} \end{cases}$$
(4.11)

A  $_{Z}$  et J  $_{Z}$  sont respectivement les composants suivant z du potentiel magnétique A et de la densité de courant J.

 $J_{pm}$  est la densité de courant surfacique équivalente de l'aimant et  $\mu_a$  sa perméabilité magnétique.

 $\mu$  est la perméabilité magnétique du fer et  $\mu_0$  celle de l'air.

La géométrie, le maillage, la carte du champ magnétique ainsi que le tracé des lignes de champs de la machine en positions de conjonction et d'opposition sont donnés par les figures 4.4 à 4.7 ci dessous. Seule la phase A est alimentée.

La figure 4.4 donne un aperçu des maillages de la machine. Le domaine est constitué de 44325 triangles correspondant à 22304 nœuds.



Fig. 4.4 – Maillage du domaine d'étude phase 1 en position de conjonction

Fig. 4.5 – Tracé des lignes de flux : phase 1 seule alimentée



Chapitre 4



Fig. 4.7 – En position d'opposition. Maillage, lignes de flux.

La machine est caractérisée par un réseau de caractéristiques flux en fonction du courant et de la position du rotor  $\varphi(\theta,i)$ . Ce réseau est déterminé par la méthode des éléments finis.

Pour chaque position du rotor, le couple électromagnétique peut être calculé par l'une ou l'autre des 2 méthodes suggérées au chapitre 2. Notre choix s'est porté sur la variante proposée par Arkkio (basée sur l'équation 2.32) car elle permet de déterminer le couple de façon plus précise. La figure 4.8 montre l'allure du couple électromagnétique d'une phase en fonction de la position du rotor pour un courant de phase nominal In=100A.

Le couple maximal est obtenu pour des angles électriques voisins de 90°. C'est cette position que nous allons privilégier par la suite lors de l'optimisation en couple de la machine à aimant permanent à double saillance.





Fig. 4.8 – Allure du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor

## 4.3. Conception et optimisation d'une machine lente à aimant permanent à double saillance

Plusieurs paramètres doivent être pris en considération lors de l'optimisation de la machine électrique. Le circuit magnétique est fortement non linéaire et la géométrie de la machine est complexe. La détermination des performances de la machine ne peut donc être déterminé par des calculs analytiques. Pour une bonne précision, le recours à la méthode des éléments finis est indispensable.

Nous avons vu au chapitre précédent que de nombreuses méthodes d'optimisation peuvent être utilisées pour la conception de la structure. Parmi le groupe de méthodes stochastiques, les algorithmes génétiques ont une probabilité élevée de localiser l'optimum global dans l'espace de recherche multidimensionnel.

Dans ce qui suit, l'algorithme génétique combiné avec la méthode des éléments finis est utilisé pour la conception électromagnétique et l'optimisation de notre machine. L'objectif est de maximiser le couple massique de la machine.

#### 4.3.1. Dimensions de la machine et démarche de conception

#### 4.3.1.1 Cahier des charges

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

- Puissance : 10 kW.
- Couple : 2000 Nm
- Diamètre extérieur maximum de la machine : 600 mm
- Densité de courant : 5 A/mm<sup>2</sup>.
- Coefficient de remplissage du cuivre : 0.5
- Entrefer : 0.5 mm.

La caractéristique de magnétisation de la tôle, FeV 400-50 HA, utilisée est donnée par la figure 4.9



Fig. 4.9 – Caractéristique B-H de la tôle FeV 400-50 HA

L'aimant permanent employé est de type Nd-Fe-B 40 MGOe, avec une caractéristique linéaire de démagnétisation, caractérisée par: Br = 1,29 T,  $\mu_r$  = 1,049.

#### 4.3.1.2 Forme des dents

Différentes formes de dents rotoriques ou statorique peuvent être choisies afin d'améliorer les performance de la machine particulièrement en terme de couple produit. La bibliographie présente des études sur les dents de forme rectangulaire (forme usuelle), sur des dents trapézoïdales et sur l'association de dents rondes au rotor et carré au stator [49,50]. On notera que, contrairement aux MRV à grosse dents ou de type Vernier, que la machine à plots dentés offre la particularité de comporter des bobinages entre les plots du stator et non entre les dents du stator, la forme des petites dents n'influe donc pas sur la surface bobinable.



Fig. 4.10 – Différentes formes des dents du rotor et du stator

Trois formes de dents ont été étudiées dans de récents travaux [39,50]. Il s'est avéré que la forme trapézoïdale aussi bien au stator ou au rotor est la forme optimale.

La forme trapézoïdale étant facile à réaliser, elle constitue un cas général des autres formes de dents, elle sera retenu pour la conception de notre machine.

Les dents de forme trapézoïdales sont définies avec les paramètres suivants (figure 4.11) :

- la profondeur de dent au rotor et au stator h<sub>r</sub> et h<sub>s</sub>
- les rapports cycliques  $\alpha_{r1}$ ,  $\alpha_{s1}$ ,  $\alpha_{r2}$  et  $\alpha_{s2}$ .
- Le pas dentaire  $\tau = 2\pi/N_r$  identique au stator et au rotor



Fig. 4.11 – Dents trapézoïdales

#### 4.3.1.3 Paramètres globaux de la machine

La structure globale (figure 4.12) est entièrement définie à partir des 14 paramètres suivants :

- La largeur des culasses rotorique et statorique E<sub>r</sub> et E<sub>s</sub>.
- La hauteur de bobine h<sub>b</sub>.
- L'ouverture des plots  $\beta$ .
- La position du point A ( $R_a$ ,  $\beta_a$ ) avec  $R_a$  la distance entre le point A et le centre de la machine O'
- Le rayon du rotor R<sub>r</sub>.
- Les paramètres des dents trapézoïdales  $h_s$ ,  $h_r$ ,  $\alpha_{r1}$ ,  $\alpha_{s1}$ ,  $\alpha_{r2}$  et  $\alpha_{s2}$ .
- Epaisseur de l'aimant E<sub>m</sub>.



Fig. 4.12 - Paramètres globaux de dimensionnement

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

$$\begin{cases}
R_{c1} = R_c - E_s & \text{Rayon interne du stator} \\
R_{c2} = R_{c1} - h_b \\
R_{c3} = R_r + g \\
R_{c4} = R_{c3} + h_s \\
R_{r1} = R_r - h_r \\
R_{r2} = R_{r1} - E_r & \text{Rayon de l' arbre} \\
g \text{ représente l'entrefer de la machine.}
\end{cases}$$
(4.12)

#### 4.3.1.4 Critère d'optimisation

Le formalisme du problème d'optimisation est composé du critère d'optimisation ou de la fonction objectif à rendre extrémale (minimale s'il s'agit de pertes, de coût ou de masse...etc. ; maximale s'il s'agit de rendement, de facteur de puissance, de couple,

...etc.) et d'un ensemble de contraintes (performances limites, contraintes physiques, limites géométriques de l'espace d'exploration...etc.)

Le choix du critère d'optimisation est fondamental car il définit l'objectif à atteindre. Le critère d'optimisation retenu pour la conception de notre machine est le couple massique qui représente un paramètre essentiel dans les entraînements directs.

Maximaliser le couple massique revient à maximiser le couple électromagnétique tout en minimisant la masse active de la machine et par conséquent l'encombrement et le coût. Ceci revient à minimiser la fonction objectif f définie comme suit :

$$f = \left(\frac{T}{M}\right)^{-1} \tag{4.13}$$

M représente la masse active de la machine (le cuivre, le fer et les aimants).

Le couple T correspond à la valeur maximale du couple (figure 4.8). Il est calculé par la méthode des éléments finis pour  $\theta=90^{\circ}$  électriques. La position d'opposition étant à  $\theta=0^{\circ}$  électrique alors que la position de conjonction est à  $\theta=180^{\circ}$  électriques.

L'algorithme d'optimisation génère une machine initiale puis ajuste l'ensemble des paramètres, itération après itération, jusqu'à ce que la fonction objectif atteigne son optimum tout en respectant l'ensemble des contraintes imposées par le cahier des charges.

## 4.3.2. Processus de conception par un algorithme génétique combiné avec la MEF

L'objectif est de maximiser le couple massique de la machine dont les paramètres globaux ont été définis précédemment (voir figures 4.11 et 4.12). La procédure d'optimisation basée sur un algorithme génétique dont l'organigramme a été décrit au chapitre 2, couplé à la méthode des éléments finis, est appliquée à la conception de la machine étudiée avec l'ensemble de paramètres indépendants récapitulés dans le tableau 4.1

Afin d'améliorer la recherche d'optimum, il est préférable de restreindre l'espace de recherche. Les limites inférieures et supérieures de chacune des variables à optimiser définissent l'espace de recherche. Un pré dimensionnement analytique a permis de déterminer cet espace de recherche. Les contraintes sur les paramètres à optimiser sont présentées dans le tableau 4.1.

On remarquera par exemple que la borne supérieure des angles  $\beta$  et  $\beta_a$  est de  $180/N_{ps}=15^{\circ}$ . Une valeur plus grande reviendrait à faire chevaucher un plot sur le plot adjacent.

 $\begin{array}{l} 5mm \leq (E_r,\,E_s) \leq 50mm \\ 5mm \leq hb \leq 100mm \\ 1^\circ \leq (\beta,\,\beta_a) \leq 15^\circ \mbox{ (angles mécaniques)} \\ Rc/3 \leq (R_r,\,R_A) \leq 0.9 \ Rc \\ 0.2 \ mm \leq (hs,\,hr) \leq \tau_d \mbox{ (pas dentaire en mm)} \\ Rr-hr-Er > Rc/3 \\ 0.2 \leq (\alpha_{s1}\,,\alpha_{s2}) \leq 0.5 \\ 0.2 \leq (\alpha_{r1}\,,\alpha_{r2}\,) \leq 0.5 \\ 1mm \leq Em \leq 50mm \end{array}$ 

Tab. 4.1 – Contraintes sur les variables d'optimisation de la DSPM

14 paramètres sont à optimiser. La fonction objectif à minimiser est donnée par l'équation 4.13

Comme le couple et la masse sont proportionnels à la longueur de la machine, le couple massique est de ce fait indépendant de L.

La longueur de la machine est fixée initialement à 200 mm. Elle sera déterminée par la suite en fonction du couple désiré.

A partir d'une population initiale créée aléatoirement, une population nouvelle de machines est générée à chaque itération en utilisant trois opérateurs: croisement, mutation et sélection suivant l'organigramme de la figure 2.6. La sélection ayant pour but de favoriser les meilleurs éléments de la population, tandis que le croisement et la mutation assurent une exploration efficace de l'espace d'état.

Pendant le processus d'optimisation, un test sur la réalisabilité géométrique des machines obtenues est introduit. Si une solution n'est pas concevable, elle reçoit une pénalité qui réduit son adaptation et précipite son exclusion.

La recherche est arrêtée quand la solution ne s'améliore pas pendant un certain nombre de génération ou bien quand on a atteint un nombre maximum de génération fixé à priori.

Un faible nombre d'individus réduit le temps de calcul mais l'algorithme génétique risque de converger vers un minimum local. Dans notre cas le calcul de la fonction objectif (couple massique) par la méthode des éléments fini nécessite un temps de calcul de l'ordre de 20 secondes par itération. L'algorithme a été testé avec des populations de 25, 50 et 100 individus. La taille de la population affecte considérablement la qualité de la solution et le temps de calcul. Un compromis a été réalisé avec une population de 50 machines.

Les taux de croisement et de mutation sont fixés respectivement à 0,8 et 0,02. La recherche est arrêtée après 50 itérations. La durée d'une optimisation est de 2 jours en utilisant un processeur de 3 GHz.

Une précaution indispensable est de garder en mémoire, la suite des meilleures valeurs de la fonction objectif « the best », du couple électromagnétique ainsi que les paramètres des meilleurs machines trouvées par l'algorithme au fur et à mesure que la population des machines évolue vers l'optimum.

#### 4.3.3. Résultats d'optimisation

Plusieurs exécutions de l'algorithme ont été effectuées. Toutes les optimisations n'aboutissent pas vers une seule et unique machine aussi bien au regard des paramètres géométriques que du couple massique. Nous exposons dans ce qui suit l'une des meilleurs solution obtenue.

#### 4.3.3.1 Evolution des paramètres optimisés en fonction des générations

Nous montrons présentement quelques résultats traduisant graphiquement l'évolution des paramètres optimisés de la machine étudiée en fonction du nombre de génération.

La figure 4.13 illustre l'évolution de la valeur moyenne et de la meilleure valeur (the best) de la fonction objectif au fur et à mesure de l'évolution des générations.

La machine optimale est obtenue dès la 20<sup>ème</sup> génération. Le couple électromagnétique correspondant aux meilleures machines obtenues aux cours des générations est montré sur la figure 4.14.



Fig. 4.13 – Evolution de la fonction objectif





Fig. 4.14 – Evolution du couple au fur et à mesure des générations.

Par la suite sont présentées pour les meilleurs machines de chaque génération, les évolutions des largeurs des culasses rotorique  $E_r$  et statorique  $E_s$ , de la hauteur de bobine  $h_b$  et de l'épaisseur de l'aimant  $E_m$  (figure 4.15), du rayon du rotor  $R_r$ , de la distance du pt A (figure 4.16), des paramètres caractérisant les dents trapézoïdales rotorique  $\alpha_{r1}$ ,  $\alpha_{r2}$  et statorique  $\alpha_{s1}$ ,  $\alpha_{s2}$  (figure 4.17), les hauteurs des dents du stator  $h_s$ , et du rotor  $h_r$  ainsi que les angles d'ouverture  $\beta$  et  $\beta_a$  (figure 4.18).

Les valeurs des rapports cycliques,  $\alpha_{s1}$  pour le stator et  $\alpha_{r1}$  du rotor, qui correspondent aux largeurs des petites dents en regard de l'entrefer tendent vers des valeurs proches. La maximalisation du couple massique nécessite donc des ouvertures de dents statoriques et rotorique proches. La conversion de l'énergie électromagnétique se produit principalement au niveau de la petite denture.

Les épaisseurs des culasses statorique et rotorique sont elles aussi très proches. Le flux magnétique les traversant étant quasiment identique.

La profondeur de dents statorique  $h_s$  est plus étendue que  $h_r$ . En effet, une hauteur hs élevée permet l'obtention d'une fmm suffisante alors que lorsque hr augmente, l'inductance en position d'opposition est d'abord très sensible puis reste pratiquement constante comme montré au chapitre 2.

L'énergie magnétique de l'aimant dépend principalement de son volume et de sa caractéristique B(H). La valeur obtenue de l'épaisseur de l'aimant permanent  $E_m$  est le résultat d'un compromis. Son augmentation accroîtrait l'induction produite par les aimants mais augmenterait la réluctance du circuit magnétique.

Le rayon du rotor est un paramètre d'une grande importance lors de la construction des machines électriques car le couple électromagnétique augmente avec le carré de ce rayon. Le rayon optimum est un compromis entre le couple, la hauteur des plots, la hauteur des dents ainsi que l'épaisseur de la culasse du stator.

La hauteur du plot du stator correspond à la hauteur  $h_b$  de la bobine qui l'entoure. Son augmentation hausserait la surface bobinable et par conséquent le nombre d'ampère tours indispensables à la production du couple. Cependant ceci ne pourrait se faire qu'au dépend du rayon du rotor vu que le rayon extérieur de la machine est maintenu constant. L'augmentation des angles d'ouverture  $\beta$  et  $\beta_a$  réduirait la surface bobinable et de ce fait le nombre d'ampère tours nécessaires à la production du couple. La réduction de ces angles saturerait le fer des plots.



Fig. 4.15 – Evolution des paramètres des machines (Er, Es, h<sub>b</sub> et Em)



Fig. 4.16 - Evolution des rayons Rr et Ra



Fig. 4.17 – Evolution des paramètres des dents



Fig. 4.18 – Evolution des hauteurs des dents (hr,hs)



Fig.4.19 – Evolution des angles d'ouverture ( $\beta_A$ ,  $\beta$ )

#### 4.3.3.2 Paramètres géométriques de machine optimisée

Les dimensions de la machine optimisée sont présentées dans le tableau 4.2. Les résultats ont été obtenus pour une longueur L de la machine de 200 mm.

Comme le couple et la masse sont proportionnels à la longueur de la machine, le couple massique est de ce fait indépendant de L.

La longueur de la machine sera déterminée en fonction du couple désiré.

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

Paramètres	Machine
géométrique	choisie
E <sub>s</sub> [mm]	31,4
E <sub>r</sub> [mm]	32,6
hb[mm]	50,7
β[°]	5.5
R <sub>a</sub> [mm]	239,3
$B_a[^\circ]$	8.1
R <sub>r</sub> [mm]	215,3
$\alpha_{s1}$	0.32
$\alpha_{s2}$	0.33
$\alpha_{r1}$	0.30
$\alpha_{r2}$	0.44
h <sub>s</sub> [mm]	12,8
h <sub>r</sub> [mm]	9,3
hm[mm]	-
Em[mm]	19,5
$f^{-1}$ (Nm/kg)	12,60

Chapitre 4

Tab. 4.2 – Paramètres de la DSPM optimisée

#### 4.4. Caractéristiques statiques de la machine optimisée

Une vue en coupe de la machine que nous avons optimisée est donnée sur la figure 4.20. Dans ce qui suit, la méthode des éléments finis est de nouveau appliquée pour la détermination et l'évaluation des caractéristiques statiques de cette machine. Le calcul numérique de la distribution du champ magnétique de la machine est également effectué.

Le courant électrique alimentant la machine est déterminée à partir de la surface bobinable, du coefficient de remplissage ainsi que de la densité de courant retenue dans le cahier des charges. Pour notre machine la totalité des ampère tours NI vaut 4085,36 A. Pour N= 40 spires par bobine, valeur qui sera justifiée par la suite, le courant nominal par phase est donc In=100A

Chapitre 4



Fig. 4.20 - Vue en coupe de la DSPM optimisée

#### 4.4.1. Distribution du champ magnétique

La meilleure façon de comprendre les phénomènes dans une quelconque machine est « de rentrer à l'intérieur » et « d'examiner » la distribution du champ magnétique.

La distribution du champ dans la machine est présentée dans les figures 4.21 à 4.24 dans les cas suivants :

- □ Fig. 4.21 : A vide, i.e. aucune phase n'est alimentée. La phase A est en position de conjonction. Le champ magnétique est obtenu par les aimants permanent seuls.
- □ Fig. 4.22 : A vide, La phase A est en positon d'opposition
- □ Fig. 4.23 : La phase A en positon de conjonction est alimentée par un courant nominal de 100 A. Le champ magnétique obtenu est la combinaison du champ dû aux aimant et de celui dû au courant de phase.
- □ Fig. 4.24 : La phase A en positon d'opposition est alimentée par un courant nominal de 100 A.
- □ Les zooms autour des dents en position de conjonction et d'opposition sont pareillement montrés.



Fig. 4.21 –Tracé des lignes de champs de la DSPM optimisée A vide Phase A en position de conjonction



Fig. 4.22 –Tracé des lignes de champs de la DSPM optimisée A vide Phase A en position d'opposition



Fig. 4.23 – Tracé des lignes de champs de la DSPM optimisée I=100 A phase A en position de conjonction



Fig. 4.24 –Tracé des lignes de champs de la DSPM optimisée I=100 A phase A en position d'opposition

La distribution de l'induction suivant un contour fermé situé dans le milieu de l'entrefer est présentée dans les figures 4.25 à 4.28, dans les mêmes positions, régimes et conditions de charge de la machine que précédemment.

Ces courbes peuvent être utilisées pour effectuer l'analyse du champ magnétique dans l'entrefer. L'influence du champ dû à l'induit est clairement montrée, dans les figures. La modulation de l'induction magnétique, en zone d'entrefer, par les dents statorique et rotorique, est également nettement indiquée dans les figures.

On constate que la machine fonctionne en régime fortement saturé car les valeurs de l'induction d'entrefer sont importantes. Cette propriété attendue est une caractéristique des machines à réluctance variable.





Fig. 4.25 – Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer A vide, Phase A en position de conjonction



Fig. 4.26 – Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer A vide, Phase A en position d'opposition



Fig. 4.27 –Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer I=In, Phase A en position de conjonction



Fig. 4.28 –Distribution spatiale de l'induction magnétique dans l'entrefer I=In, Phase A en position d'opposition

#### 4.4.2. Flux magnétique et force électromotrice

Le calcul numérique des flux magnétiques est basé sur la théorie du champ magnétique (cf. chapitre2). Le flux total embrassé par toutes les spires d'un bobinage de N spires à travers la surface S :

$$\Psi = N \int_{S} \vec{B} \ d\vec{S} = N \int_{S} r \vec{o} t \vec{A} \ d\vec{S} = N \oint_{C} \vec{A} \ d\vec{l}$$
(4.14)

Ce flux est déterminé par la méthode des éléments finis.

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.

A vide, en l'absence de courant de phase, le flux maximum par spire, en position de conjonction, dû aux seuls aimants en présence est de 8.65 mWb et en position d'opposition, il est de l'ordre de 2.49 mWb. Ceci correspond, pour une vitesse de 50 tr/min, à une fem par spire d'environ  $E_{spire}$ max =1.05 V.

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

$$N_{total} = K \frac{V}{E_{spire-max}}$$
(4.15)

K : un facteur de sécurité permettant de conserver la fem E inférieure à la tension V. Par la suite, nous avons retenu un nombre total de spire de 160 spires par phase. Soit 40 spires par bobine autour du 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  $\theta$ . Le réseau de courbes  $\psi(\theta,i)$  caractérisant la machine étudiée est montré sur la figure 4.28.

La position mécanique  $\theta_m$  étant liée à la position électrique par la relation.

$$\boldsymbol{\theta} = N_r \boldsymbol{\theta}_m \tag{4.16}$$

La courbe inférieure correspond à la position d'opposition ( $\theta=0^{\circ}$ ), tandis que la courbe supérieure correspond à la position conjonction ( $\theta=180^{\circ}$ ).

La caractéristique  $\psi(\theta, i)$  est symétrique et périodique ; les valeurs de flux entre 180° et 360° électriques se déduisent des valeurs calculées entre 0° et 180° par symétrie. Ces caractéristiques sont fortement non linéaires, particulièrement lorsqu'on approche de la position de conjonction.

On peut observer que le courant d'induit est magnétisant car le flux correspondant s'ajoute à celui dû aux aimants.



A vide, à courant de charge nul, le flux magnétique, engendré par les aimants permanents, dans chacune des trois phases de la machine, est périodique de la position angulaire du rotor. Il est donné par la figure 4.30. Lorsque la position du rotor varie, le flux correspondant à chacune des phases, part d'une valeur minimale qui correspond à la position d'opposition pour atteindre la valeur maximale de la position de conjonction, sans changer de signe.

Chapitre 4



à vide

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

$$e = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta} \frac{2\pi n}{60}$$
(4.17)

Où

- $\psi$  représente le flux magnétique du aux aimants
- $\theta$  est l'angle du rotor
- n la vitesse de rotation en tr/min

La figure 4.31 montre le tracé des forces électromotrices induites dans les trois phases de la machine pour une vitesse de rotation de 50 tr/min. La force électromotrice, dérivée du flux, est obtenue après un lissage de la courbe de ce dernier. Les valeurs lissées du flux au point M s'obtiennent en déterminant la parabole qui passe au mieux entre les points  $M_{-2}$ ,  $M_{-1}$ , M,  $M_{+1}$  et  $M_{+2}$ .

La forme d'onde de ces FEMs est pratiquement trapézoïdale. Des formes similaires ont été obtenues pour des machines de même type mais à grosses dents [101,102].



Fig. 4.31-Forme d'onde des f.e.m de la machine optimisée

#### 4.4.3. Inductance statorique

L'inductance d'un bobinage est calculée comme le rapport du flux magnétique au courant d'alimentation. Dans le cas de notre machine, la denture au stator et au rotor donne un flux variable en fonction de la position des dents et du courant. L'inductance d'une phase est alors fonction du courant et de la position du rotor.

$$L(\theta, i) = \frac{\psi(\theta, i)}{i}$$
(4.18)

Le flux considéré dans le calcul de l'inductance est du au seul courant d'alimentation. Il est déterminé en remplaçant simplement les quatre aimants permanents par des matériaux de perméabilité  $\mu_a$ .

La figure 4.32 montre les allures de l'inductance statique, obtenues par éléments finis, en fonction de la position du rotor pour diverses valeurs du courant de phase.

Les inductances en position de conjonction et d'opposition en régime linéaire sont respectivement de  $L_{conj}$ = 45.67 mH et  $L_{opp}$ = 23.47mH.

Les valeurs obtenus de l'inductance montre que la machine est fortement saturée. L'inductance d'opposition n'est plus constante à partir d'un courant d'environ 70 A alors que celle en conjonction diminue à partir d'un courant de 35A soit le tiers du courant maximal.

On peut noter aussi que pour des courants voisins du courant maximal (sur les courbes inférieures de la figure) l'inductance ne varie pratiquement plus en fonction de la

position du rotor, ce qui confirme que le couple du à la réluctance du circuit magnétique devient insignifiant. Le couple de réaction  $T_{PM}$  du à l'interaction aimant–courant est alors la composante dominante du couple totale



Fig. 4.32 – Inductance statique en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase variant de 0 à 150A

#### 4.4.4. Résistance d'une phase

Le calcul des pertes joule nécessite la connaissance de la résistance de chaque phase de la machine. Dans le cas de notre machine, constitué de 4 plots par phase, cette résistance est donnée par :

$$\boldsymbol{R} = N \ \rho \, \frac{\boldsymbol{L_{spire}}}{\boldsymbol{S_{cond}}} \tag{4.19}$$

$$S_{cond} = \frac{S}{N_{spire / plot}}$$
(4.20)

 $S_{cond}$  représente la section du conducteur de la phase considérée, N le nombre total de spire par phase et  $N_{spire/plot}$  le nombre total de spire par plot.

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

L<sub>spire</sub> est la longueur d'une spire. Elle est donnée par :

$$L_{spire} = 2(L + L_t) \tag{4.21}$$

Avec L la longueur de la machine et  $L_t$  la longueur de conducteur en tête de bobine par plot.

Cette longueur peut être approximée par :

$$L_t = \frac{\pi}{24} \left[ (R_c - E_s) - \frac{h_b}{2} \right]$$
(4.22)

 $R_c$  le rayon statorique externe,  $E_s$  l'épaisseur de la culasse du stator et  $h_b$  la hauteur de la bobine.

Pour une longueur L= 200 mm, les calculs donnent :  $L_t$ = 31,84 mm et  $L_{spire}$ =463,68 mm.

Dans notre cas, N=160 spires et N<sub>spire/plot</sub>=40. Avec une résistivité du cuivre de  $\rho$ =2,4  $10^{-8}\Omega m$  et en tenant compte de la surface bobinable autour de chaque plot et un coefficient de remplissage du cuivre de 0.5, S=805,88 mm<sup>2</sup>, la valeur de la résistance d'une phase est estimée à R = 88,37 m $\Omega$ .

#### 4.4.5. Volume et poids des matériaux actifs

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

Matériaux	Masse(kg)
Fer	208
Cuivre	35
Aimant	3,6
Masse totale	246,6

Tab. 4.3– Poids des matériaux actifs de la DSPM optimisée

#### 4.4.6. Couple électromagnétique

La figure 4.33 illustre le réseau de caractéristiques du couple statique en fonction du courant et de la position du rotor. Ces caractéristiques également déterminées par éléments finis, sont obtenus pour des courants variant de 0 à 120 A par pas de 10 A. Les valeurs des couples obtenus, pour des positions du rotor comprises entre 0° et 180° correspondent au fonctionnement moteur alors que celle obtenues entre 180° et 360° correspondent au fonctionnement générateur.

Les écarts entre les courbes s'amenuise au fur et à mesure que le courant de charge augmente. Ceci est du essentiellement à la saturation du circuit magnétique qui mène aussi à un couple fortement ondulé.

Pour un courant de charge nominal, le couple maximum est de l'ordre 3000 Nm. Rappelons qu'il correspond à une longueur de 200 mm En conséquence pour obtenir un couple de 2000 Nm précisé dans le cahier de charge, la longueur de la machine doit être prise égale à 133mm.



Fig. 4.33 – Couple en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase variant de 0 à 120A

Sur la figure 4.34 on présente, les variations du couple statique obtenues pour les trois phases de la machine, lorsqu'elles sont alimentées séparément par un courant constant nominal. Ces courbes montrent que le couple total instantané qui sera obtenu moyennant une alimentation adéquate sera ondulé.





Fig. 4.34 – Couple des trois phases en fonction de la position du rotor pour I=In

En choisissant, par exemple un angle d'allumage  $\theta_{on} = 30^{\circ}$  et un angle d'extinction  $\theta_{off} = 150^{\circ}$ , on obtient le couple total donné par la figure 4.35. Le couple obtenu est particulièrement ondulé.



Fig. 4.35 – Couple total instantané pour I=In

#### 4.5. Conclusion

L'objectif de ce chapitre a été l'étude, l'optimisation et la conception électromagnétique d'une machine à aimant permanent à double saillance (DSPM), à fort couple et basse vitesse de rotation. La machine étudiée est à réluctance variable excitée par des aimants NdFeB non tournants logés dans la culasse du stator. Elle est triphasée et à plots dentés avec 64 dents rotoriques et 48 dents statorique. Nous avons posé, le cahier des charges, le critère et les contraintes d'optimisation et repéré les paramètres géométriques de la structure à optimiser tels que les petits paramètres « locaux » qui caractérisent les dents ainsi que les paramètres « globaux » comme les culasses du rotor et du stator, le rayon du rotor, la hauteur des bobines, l'ouverture des plots ainsi que l'épaisseur de l'aimant.

L'optimisation des dimensions de la machine a été effectuée par un algorithme génétique combiné avec la méthode des éléments finis. L'objectif est de maximiser le couple massique. La taille de la population de l'algorithme génétique retenue a été fixée à 50 machines. Les taux de croisement et de mutation sont fixés respectivement à 0,8 et 0,02. La recherche est arrêtée après 50 itérations. Les résultats traduisant graphiquement l'évolution des paramètres optimisés de la machine en fonction du nombre de génération montrent que la machine optimale est obtenue dès la 20ième génération et qu'au delà, ces paramètres ne varient plus de façon sensible. La machine obtenue à la 20éme génération a été retenue comme machine optimale.

Les caractéristiques électromagnétiques de cette machine que sont le flux, l'induction, la fem, l'inductance, le couple statique sont déterminées et analysées par la méthode des éléments finis. Les résultats obtenus montrent bien que la machine optimisée présente de bonnes performances et peut être une alternative aux entraînements direct à basse vitesse.

Chapitre 5

Chapitre 5

# Calcul et dimensionnement d'une machine lente à inversion de flux à attaque directe

Chapitre 5

## Calcul et dimensionnement d'une machine lente à inversion de flux à attaque directe

#### 5.1. Introduction

Pour satisfaire aux critères d'applications spécifiques des applications à basses vitesses fort couple sans réducteur mécanique, plusieurs topologies de machines électriques ont été proposées dans la littérature. Dans le chapitre précédent, une structure à réluctance variable excitée par des aimants permanents logés dans la culasse du stator, a été optimisée et dimensionnée. Ce présent chapitre est consacré à la conception électromagnétique et à l'optimisation d'une autre structure à attaque directe de 10 kW, 50 tr/min appelée machine à inversion de flux (FRM). Cette dernière est globalement identique à la DSPM du chapitre 4 mais excitée par des aimants situés sur la surface interne des plots statoriques.

Comme pour la DSPM, l'optimisation est axée sur la maximisation du couple massique de la machine et elle est effectuée par un algorithme génétique combiné avec la méthode des éléments finis. L'optimisation s'applique sur les paramètres des petites dents du rotor, les dimensions des aimants, mais aussi sur les paramètres globaux tels que : les culasses du rotor et du stator, hauteur du bobinage, rayon du rotor, etc....

Les caractéristiques électromagnétiques de la machine optimisée, incluant le flux par phase, les inductances, les forces électromotrices, couple statique, ...etc., obtenus par éléments finis sont alors analysés. Les résultats montrent que la machine présente de bonnes performances et peut constituer une alternative aux entraînements directs à basses vitesses.

#### 5.2. Présentation et de la machine étudiée, modélisation

#### **5.2.1.** Configuration de base

La machine à inversion de flux (Flux Reversal Machine (FRM) en terminologie anglosaxonne) est une machine doublement saillante avec des aimants permanents collés sur les surfaces internes des plots statoriques. La rotation du rotor denté inverse la polarité du flux magnétique dû aux aimants engendré dans les bobinages des phases statoriques. Rappelons que pour la DSPM étudiée au chapitre 4, le flux magnétique passe d'une valeur minimale vers une valeur maximale sans changer de signe.

Bien qu'une machine de type monophasée, fonctionnant selon ce principe, ait été introduite dès 1955 [57], les machines à inversion de flux (FRM) ne sont étudiées que

depuis quelques années [115-125]. L'obstacle majeur ayant freiné leur étude est la difficulté d'adjonction des aimants permanents au stator. Ce frein n'en est plus un avec le développement technologique de ces dernières années.

La machine dentée à double saillance à aimants permanents, illustrées par la figure 5.1, étudiée dans le présent travail peut être considérée comme une nouvelle machine représentative de machines de type inversion de flux destinée aux fonctionnements fort couple basses vitesses.

Elle est basée sur la même structure que la DSPM mais les aimants sont placés à la surface des plots du stator. Schématiquement, on remplace la rangée de dents et d'encoches statoriques par une rangée d'aimants alternés Nord-Sud.

 $N_{dp}$  paires d'aimants Nord Sud sont donc collés sur la surface de chacun des  $N_{ps}$  plots du stator faisant face à l'entrefer. Les aimants sont magnétisés en alternance dans des directions opposées.

Le pas dentaire rotorique est identique au pas polaire statorique qui correspond à deux aimants Nord Sud successif.

Le nombre de plots statorique Nps, Le nombre total de paires d'aimants du stator  $N_s$ , le nombre de dents au rotor  $N_r$ , le nombre de dents statorique  $N_s$  ainsi que le nombre de paires d'aimants par plots  $N_{dp}$  sont liés par les relations suivantes déduites des équations 3.11 et 3.12.

$$\begin{cases} K = \frac{N_r}{N_{ps}} \pm \frac{1}{q} \\ N_{ps} = \frac{N_s}{N_{dp}} \end{cases}$$
(5.1)

Où

K est un entier supérieur à 1 et q est le nombre de phases.

En vertu de l'équation 4.1 reliant la vitesse au nombre de dents rotoriques et pour un fonctionnement avec des vitesses de rotation voisines de 50 tr/min correspondant à une fréquence typique de 50 Hz, le nombre de dents rotoriques doit être proche de 60. Compte tenu de l'étude qui a été faite au chapitre 3, notre choix s'est porté sur une structure triphasée correspondant à Nr=64 dents, Ns=48 paires d'aimants alternés à 4 plots par phase et à 4 paires d'aimants alternés par plots (figure 5.1)

A l'instar de la DSPM, les armatures statorique et rotoriques de la FRM sont formées d'un empilement de tôles ferromagnétiques, les plots statoriques portent les enroulements des trois phases et le rotor est passif, sans enroulements.

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



Fig. 5.1 – Structure de la machine à inversion de flux 1-bobinage de la phase A, 2- Culasse du stator, 3-Aimant, 4-Culasse du rotor.

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 comme le montre la figure 5.2.a



Fig. 5.2.a - Trajet idéal des lignes de champs dans une FRM à 2 plots par phase

La figure 5.2.b montre les positions particulières de conjonction, intermédiaire et d'opposition de la machine à inversion de flux.



Fig. 5.2.b - Positions de conjonction, intermédiaire et d'opposition

#### 5.2.2. Flux, inductance et couple électromagnétique

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

$$\mathbf{v} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{e} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{\mathbf{d}\boldsymbol{\psi}}{\mathbf{d}t} \tag{5.2}$$

Ou v, i, R et  $\Psi$  représentent respectivement la tension, le courant, la résistance et le flux magnétique totalisé par phase.

 $\Psi$  est composé du flux  $\Psi_{pm}$  dû aux aimants permanents et du flux  $\Psi_W$  dû au courant de phase comme montré par la figure 5.3. La réluctance du circuit magnétique vue par chaque phase est globalement constante pour toutes les positions  $\theta$  du rotor, le flux  $\Psi_W$  est pratiquement constant pour un courant de phase fixé.

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

$$\psi_w = L \ i \tag{5.3}$$

(5.4)

Où L est pratiquement indépendante de  $\theta$ Le flux total s'écrit alors :

$$\psi = Li + \psi_{pm}$$



Fig. 5.3 – Flux par phase en fonction de la position du rotor

Le couple électromagnétique relatif a une phase déduit de l'équation 4.9 peut être écrit comme

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\psi_{pm}}{d\theta}$$
(5.5)

Le couple  $T_e$  est considéré comme la somme de deux composantes  $T_{pm}$  et  $T_r$  tel que :
$$T_e = T_r + T_{pm} \tag{5.6}$$

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

 $T_r$  : couple de réluctance.

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).

$$T_e \approx T_{pm} = i \frac{d\psi_{pm}}{d\theta}$$
 (5.7)

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.

Comme pour la DSPM, La FRM peut être alimentée par un convertisseur bidirectionnel (courants positifs et négatifs) mais nous ne considérons, dans ce travail que le cas où chaque phase est alimentée par un variateur de courant continu unidirectionnel (chapitre 2) en imposant un courant de forme rectangulaire en fonction de la position du rotor.

#### 5.2.3. Modèle numérique par éléments finis de la FRM

La Machine étudiée est de géométrie complexe et est fortement saturée en fonctionnement nominal, en particulier au niveau des dents. Il n'est pas alors facile de déterminer ses performances par des méthodes analytiques. La méthode des éléments finis reste un outil puissant pour la conception de ce genre de dispositifs électromagnétiques. C'est le logiciel FEMM qui est de nouveau utilisé pour l'analyse et la conception de la machine d'étude.

En 2D, pour la machine d'étude, le système à résoudre, déduit des l'équations 2.10 et 2.11 s'exprime aussi par le système d'équation 4.11.

Les positions particulières de conjonction et d'opposition pour la machine à inversion de flux sont déterminée en fonction du sens du flux du 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 positon de conjonction (figure 5.4).

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 5.5).



Fig. 5.4 – Position de conjonction



Fig. 5.5 – Position d'opposition

Les figures 5.6 à 5.8 ci dessous, montrent la géométrie, le maillage, le tracé des lignes de champs de la machine en position de conjonction ainsi que la carte du champ magnétique, lorsque seule la phase A est alimentée par le courant nominal In.

La figure 5.6 donne un aperçu du maillage de la machine. Le domaine est constitué de 138742 triangles correspondant à 69524 nœuds.

On peut observer sur la figure 5.8 que la machine est fortement saturée, particulièrement au niveau des dents statoriques et rotoriques.



Fig. 5.6 – Maillage du domaine d'étude : phase A en position de conjonction

Fig. 5.7 – Tracé des lignes de flux : phase A seule alimentée. I=In



Fig. 5.8 – Carte du champ magnétique. Position de conjonction. Phase A seule alimentée. I=In

Les figures 5.9 à 5.11 montrent respectivement le trajet des lignes de champs en positions d'opposition, intermédiaire et de conjonction. Le flux du au courant de phase est dirigé de haut vers le bas de la figure.



Fig. 5.9 –. Lignes de flux. Position d'opposition. I=In



Fig. 5.10 – Lignes de flux. Position intermédiaire. I=In





Fig. 5.11 - Lignes de flux. Position de conjonction. I=In

La machine à inversion de flux est caractérisée par un réseau de caractéristiques flux en fonction du courant et de la position du rotor  $\varphi(\theta,i)$ . Ce réseau est déterminé par la méthode des éléments finis pour plusieurs positions du rotor et plusieurs valeurs du courant de phase.

Pour chaque position du rotor, le couple électromagnétique peut être calculé par l'une ou l'autre des 2 méthodes suggérées au chapitre 2. Notre choix s'est porté sur la variante proposée par Arkkio (basée sur l'équation 2.32). Elle permet en effet de déterminer le couple de façon plus précise. La figure 5.12 montre l'allure du couple électromagnétique d'une phase en fonction de la position du rotor pour un courant de phase In=100A.



Fig. 5.12 – Allure du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor

De manière identique à la DSPM, le couple maximal de la machine à inversion de flux (FRM) est obtenu pour des angles électriques voisins de 90°. C'est cette position qui est aussi privilégiée par la suite lors de l'optimisation en couple de la machine.

#### 5.3. Conception et optimisation d'une machine lente à inversion de flux

Dans ce qui suit, l'algorithme génétique présenté au chapitre 2, combiné avec la méthode des éléments finis est utilisé pour la conception électromagnétique et l'optimisation d'une machine lente à inversion de flux de 10 kW, 50 tr/min pour les entraînements directs. C'est une structure triphasée double saillante, présentant 64 dents au rotor et 48 paires d'aimants alternés au stator.

#### 5.3.1. Dimensions de la machine et démarche de conception

#### 5.3.1.1. Cahier des charges

Nous nous sommes fixés pour ce cahier des charges les contraintes et les exigences suivantes. Ces contraintes sont identiques à celles déjà imposée à la DSPM calculée au chapitre 4

- Puissance : 10 kW.
- Couple : 2000 Nm
- Diamètre extérieur maximum de la machine : 600 mm
- Densité de courant : 5 A/mm<sup>2</sup>.
- 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 4.9

Les aimants permanents utilisés sont de type Nd-Fe-B 40 MGOe, avec une caractéristique linéaire de démagnétisation, caractérisée par: Br = 1,29 T,  $\mu_r$  = 1,049.

#### 5.3.1.2. 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 performance de la machine particulièrement en terme de production de couple.

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.

Les dents du rotor retenues sont de formes trapézoïdales La forme trapézoïdale étant facile à réaliser, elle constitue un cas général des autres formes de dents [49,50].

Les aimants de forme rectangulaire ainsi que les dents de forme trapézoïdale sont définies avec les paramètres suivants (figure 5.13)

- La hauteur des aimants h<sub>m</sub>
- La profondeur de dent au rotor h<sub>r</sub>
- Les rapports cycliques des dents du rotor  $\alpha_{r1}$  et  $\alpha_{r2}$ .
- pas dentaire  $\tau = 2\pi/N_r$ .



Fig. 5.13 - Dents rotoriques trapézoïdales et dimensions des aimants

#### 5.3.1.3. Paramètres globaux de la machine

La structure globale (figure 5.14) est entièrement définie à partir des 10 paramètres suivants :

- La largeur des culasses rotorique et statorique E<sub>r</sub> et E<sub>s</sub>.
- La hauteur de bobine h<sub>b</sub>.
- L'ouverture des plots  $\beta$ .
- La position du point A ( $R_a$ ,  $\beta_a$ ) avec  $R_a$  la distance entre le point A et le centre de la machine O'
- Les paramètres des dents trapézoïdales  $h_r$ ,  $\alpha_{r1}$  et  $\alpha_{r2}$ .
- La hauteur de l'aimant h<sub>m</sub>.



Fig. 5.14 - Paramètres globaux de dimensionnement

(5.8)

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

 $\begin{cases}
R_{c1} = R_c - E_s & \text{Rayon interne du stator} \\
R_{c2} = R_{c1} - h_b \\
R_{c3} = R_{c2} - h_m \\
R_r = R_{c3} - g & \text{Rayon du rotor} \\
R_{r1} = R_r - h_r \\
R_{r2} = R_{r1} - E_r & \text{Rayon de l' arbre}
\end{cases}$ 

g représente l'entrefer de la machine.

#### 5.3.1.4. Critère d'optimisation

Le couple massique est un critère de dimensionnement particulièrement important dans la conception d'un moteur ou d'un générateur électrique, tout particulièrement dans les applications, existantes ou à venir, à très basse vitesse et en entraînement direct soumis à des contraintes fortes de masse (moteurs roues intégrés, éoliennes...). Ce critère fait l'objet d'un compromis de dimensionnement important avec le rendement.

Dans bon nombre d'applications où le poids est un critère important, c'est en réalité la puissance massique qui doit être maximisée. Mais si l'on exclut la possibilité d'une adaptation mécanique (réducteur, multiplicateur ou autre transmission), pour des entraînements direct, il devient nécessaire de maximiser le couple massique à la vitesse de rotation requise.

Le critère d'optimisation retenu pour la conception de notre machine est de ce fait, le couple massique. Maximaliser le couple massique revient à minimiser la fonction objectif f définie comme suit :

$$f = \left(\frac{T}{M}\right)^{-1} \tag{5.9}$$

M représente la masse active de la machine (le cuivre, le fer et les aimants).

Le couple **T** correspond à la valeur maximale du couple (figure 5.12) est calculé par la méthode des éléments finis pour la position du rotor qui correspond à  $\theta=90^{\circ}$  électriques. La position d'opposition étant à  $\theta=0^{\circ}$  électriques alors que la position de conjonction est à  $\theta=180^{\circ}$  électriques.

## 5.3.2. Processus de conception par un algorithme génétique combiné avec la MEF

La procédure d'optimisation basée sur un algorithme génétique dont l'organigramme a été décrit au chapitre 2, couplé à la méthode des éléments finis, est appliquée à la conception de la machine étudiée avec l'ensemble des 10 paramètres indépendants est récapitulé dans le tableau 5.1

L'espace de recherche des paramètres géométrique de la FRM est restreint comme pour la DSPM afin d'améliorer la recherche de l'optimum. Les limites inférieures et supérieures de chacune des variables à optimiser sont résumées dans le tableau 5.1.

 $\begin{array}{l} 5mm \leq (E_r,\,E_s) \leq 50mm \\ 5mm \leq hb \leq 100mm \\ 1^\circ \leq (\beta,\,\beta_a) \leq 15^\circ \mbox{ (angles mécaniques)} \\ Rc/3 \leq (R_r,\,R_A) \leq 0.9 \ Rc \\ 0.2 \ mm \leq (hm,\,hr) \leq \tau_d \mbox{ (pas dentaire en mm)} \\ Rr-hr-Er > Rc/3 \\ 0.2 \leq (\alpha_{r1}\,,\,\alpha_{r2}\,) \leq 0.5 \end{array}$ 

Tab. 5.1 – Contraintes sur les variables d'optimisation de la FRM

L'algorithme d'optimisation commence par générer de façon aléatoire une population initiale de machines puis accommode l'ensemble des paramètres, itération après itération, jusqu'à ce que la fonction objectif atteigne son optimum tout en respectant l'ensemble des contraintes imposées par le cahier des charges.

Pendant le processus d'optimisation, si une solution n'est pas concevable, elle reçoit une pénalité qui réduit son adaptation et précipite son exclusion. La recherche de la machine optimale continue jusqu'à ce que la solution ne s'améliore pas pendant un certain nombre de génération ou bien quand on a atteint un nombre maximum de génération fixé à priori.

Les mêmes paramètres de l'algorithme génétique retenus pour la DSPM sont de nouveau retenus pour la FRM.

- taux de croisement 0.8
- taux de mutation 0.02
- Population initiale : 50 machines.

Les paramètres géométriques, le couple ainsi que le couple massique des meilleures machines de chaque génération sont gardés en mémoire lors de l'exécution de l'algorithme. La durée d'une optimisation avec un processeur de 3 GHz est d'environ 2 jours.

#### 5.3.3. Résultats de l'optimisation

Comme pour la DSPM, de nombreuses exécutions de l'algorithme génétique, pour l'optimisation des dimensions de la machine FRM, ont été effectuées Toutes les optimisations n'aboutissent pas vers une seule et unique machine aussi bien au regard des paramètres géométriques que du couple massique. Nous avons retenu l'une des meilleures solutions obtenue que nous exposons dans ce qui suit.

### 5.3.3.1. Evolution des paramètres optimisés en fonction des générations

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats traduisant graphiquement, au fur et à mesure des générations successives, l'évolution des 10 paramètres décrivant la machine, la fonction objectif ainsi que le couple maximum.

La figure 5.15 traduit l'évolution de la valeur moyenne ainsi que la meilleure valeur (the best) de la fonction objectif de chaque génération de machines.

Le couple maximum est donné par la figure 5.16 au fur et à mesure de l'évolution des générations. A partir de la  $30^{\text{ème}}$  génération la fonction objectif ne varie presque plus. Le couple massique optimal correspondant est de 13.65 Nm/kg.



Fig. 5.15 – Evolution de la fonction objectif



Fig. 5.16 – Evolution du couple au fur et à mesure des générations.

Par la suite sont présentées au fur et à mesure des générations successives, pour les meilleurs machines de chaque génération, les évolutions des largeurs des culasses rotorique  $E_r$  et statorique  $E_s$ , de la hauteur de bobine  $h_b$  (figure 5.17), de la distance du pt A (figure 5.18), des paramètres caractérisant les dents trapézoïdales rotorique  $\alpha_{r1}$ ,  $\alpha_{r2}$  (figure 5.19), les hauteurs des aimant hm, et du rotor  $h_r$  (figure 5.20) ainsi que les angles d'ouverture  $\beta$  et  $\beta_a$  (figure 5.21).

La figure 5.17 montre que l'épaisseur de la culasse statorique est légèrement inférieure à la culasse rotorique. Permettant de ce fait une légère diminution du poids de la machine. Le flux magnétique les traversant étant quasiment identique. Une augmentation de Es amoindrirait la hauteur de la bobine hb et par conséquent le nombre d'ampère tours.

Comme pour la DSPM, la hauteur du plot statorique détermine la surface bobinable ainsi que la hauteur de la bobine. Son augmentation hausserait l'espace bobinable donc le nombre d'ampère tours mais réduirait le rayon du rotor. Le couple est proportionnel au carré du rayon du rotor.

La conversion électromagnétique de l'énergie se produit aux niveaux des dents de la machine. Les valeurs obtenues des rapports cycliques,  $\alpha_{r1}$  et  $\alpha_{r2}$  des dents du rotor (figure 5.19), montrent que la maximalisation du couple électromagnétique nécessite, au rotor, des ouverture des dents  $\tau \alpha_{r1}$  inférieure à celles des encoches  $\tau \alpha_{r2}$ 

Les figures 5.18 et 5.21 montrent les paramètres qui permettent de définir la position du point A. ( $\beta_A$  et R<sub>A</sub>). Un angle  $\beta_A$  faible donnerait une structure à plot creux et R<sub>A</sub> grand tandis qu'un grand  $\beta_A$  aurait tendance à former des plots droits avec un faible R<sub>A</sub> et une surface bobinable réduite. Les résultats obtenus situent le point A sur la moitié

inférieure du plot. Notons par ailleurs que les angles d'ouverture obtenus  $\beta_A$  du point A et  $\beta$  du plot sont identiques (figure 5.21) conduisant ainsi à une épaisseur régulière du plot notamment à sa partie supérieure.

Sur la figure 5.20, on peut examiner l'évolution, aux cours des générations successives de machines, de la hauteur des dents rotoriques hr et celle des aimants permanents hm. On observe que hm est nettement inférieure à hr.

L'augmentation de hm accroîtrait la densité de flux produit par les aimants donc le couple de la machine, mais augmenterait la réluctance globale du circuit magnétique et réduirait la surface bobinable et par conséquent les ampère tours nécessaires pour la production du couple. La hauteur des dents du rotor peut augmenter sans contraintes majeures. L'inductance en position d'opposition est d'abord très sensible à hr (voire chapitre 2). Au delà d'une certaine valeur cette inductance ne varie presque plus.



Fig. 5.17 – Evolution des paramètres des machines (Er, Es et h<sub>b</sub>)



Fig. 5.18 – Evolution du rayon Ra



Fig. 5.19 - Evolution des paramètres des dents rotoriques



Fig. 5.20 – Evolution de la hauteur des dents hr et des aimants hm



Fig.5.21 – Evolution des angles d'ouverture ( $\beta_A$ ,  $\beta$ )

#### 5.3.3.2. Paramètres géométriques de la machine optimisée

Les dimensions de la machine optimisée sont présentées dans le tableau 5.2. Les résultats ont été obtenus pour une longueur L de la machine de 200 mm.

Comme le couple et la masse sont proportionnels à la longueur de la machine, le couple massique est de ce fait indépendant de L.

La longueur de la machine sera alors déterminée en fonction du couple désiré.

Paramètres	Machine choisie			
géométriques				
E <sub>s</sub> [mm]	25,6			
E <sub>r</sub> [mm]	28,95			
hb[mm]	47,2			
β[°]	5,6			
R <sub>a</sub> [mm]	248,75			
$B_a[^\circ]$	5,74			
R <sub>r</sub> [mm]	223,8			
$\alpha_{r1}$	0.26			
$\alpha_{r2}$	0.33			
h <sub>r</sub> [mm]	12,6			
hm[mm]	3,4			
$f^{-1}$ (Nm/kg)	13.65			

Tab. 5.2 – Paramèt	res de la FRM optimisée
--------------------	-------------------------

#### 5.4. Caractéristiques statiques de la machine optimisée

Dans cette partie nous utilisons la méthode des éléments finis pour examiner la distribution du champ magnétique dans la machine optimisée et procédons à la détermination et l'évaluation de ses caractéristiques statiques.

La figure 5.22 montre une vue en coupe de cette machine.

Le courant électrique alimentant la machine est déterminée à partir des valeurs de la surface bobinable, du coefficient de remplissage ainsi que de la densité de courant retenue dans le cahier des charges. Pour cette machine la totalité des ampère tours NI vaut 4211,58 A. Pour N= 40 spires par bobine, valeur que nous justifierons par la suite, le courant nominal par phase est In=100A



Fig. 5.22 – Vue en coupe de la FRM optimisée

#### 5.4.1. Distribution du champ magnétique

La distribution du champ magnétique dans la machine optimisée est présentée dans les figures 5.23 à 5.26 dans les cas suivants :

A vide, lorsque aucune phase n'est alimentée, les figures 5.23 et 5.24 montrent le tracé des lignes de champs en positions de conjonction et d'opposition. Vu qu'aucun courant ne circule dans les trois phases, les cartes du champ pour les deux positions sont d'apparence semblables. Elles diffèrent en réalité par le sens des lignes de champs qui n'est pas représenté dans les deux figures. Le trajet est par ailleurs légèrement différent car il est modifié par la position des dents rotorique qui font face aux aimants du stator.

Lorsque la phase A est alimentée par un courant nominal de 100 A, les figures 5.25 et 5.26 montrent le tracé des lignes de champs ainsi que le zoom autour des dents en position de conjonction et d'opposition respectivement. Il intéressant de remarquer que les aimants aimantés dont le sens opposé aux flux dû à la phase alimentée, sont contournés. Les lignes de champs ne passe pratiquement pas à travers ces aimants.





Fig. 5.23 – Tracé des lignes de champs de la FRM optimisée A vide Phase A en position de conjonction







Fig. 5.25 – Tracé des lignes de champs de la FRM optimisée en charge phase A en position de conjonction



Fig. 5.26 – Tracé des lignes de champs de la FRM optimisée en charge phase A en position d'opposition

Nous montrons par les figures 5.27 à 5.30, la distribution de l'induction magnétique le long d'un contour situé au milieu de l'entrefer délimitant un plot entier sur une ouverture de 60 ° mécanique. A vide en position de conjonction et d'opposition (figure 5.27 et 5.28) et lorsqu'on on injecte un courant nominal dans la phase A en conjonction et en opposition respectivement (figure 5.29 et 5.30). La disposition des aimants et des dents du rotor est rajoutée à chacune des 4 figures pour plus de clarté. Les lignes de champ dues au bobinage statorique sont toujours orientées de bas en haut.

Le flux de la phase A renforce ainsi le flux des aimants aimantés dans le même sens et réduit celui des aimants aimantés en sens contraire.



Fig. 5.27 – Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer (sous un des plots de la phase A) A vide, en position de conjonction



Fig. 5.28 – Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer (sous un des plots de la phase A) A vide, en position d'opposition



Fig. 5.29 – Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer I=In, Phase A en position de conjonction



Fig. 5.30 – Distribution spatiale de l'induction magnétique au milieu l'entrefer I=In, Phase A en position d'opposition

#### 5.4.2. Flux magnétique et force électromotrice

La machine optimisée est caractérisée par un flux maximum par spire de 3,653 mWb. Ceci correspond, pour une vitesse de 50 tr/min à une fem par spire d'environ 1,15 V. Pour une tension d'alimentation de l'ordre de 180 V le nombre de spires requis est déterminé par la relation 4.15.

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.

La figure 5.31 illustre le réseau de caractéristique du flux magnétique  $\psi(\theta,i)$  par phase en fonction du courant et de la position du rotor. Ces caractéristiques déterminées par la méthode des éléments finis, sont obtenues pour des courants variant de 0 à 120 A.

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

La position mécanique  $\theta_m$  étant liée à la position électrique par la relation.

 $\boldsymbol{\theta} = N_r \boldsymbol{\theta}_m \tag{5.10}$ 

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.



Fig. 5.31 – Caractéristiques de flux  $\psi(i, \theta)$  de la machine optimisée.

A vide, à courant de charge nul, la figure 5.32 montre le flux magnétique engendré par les aimants permanents dans chacune des trois phases de la machine. Pour la phase 1, il part d'une valeur négative  $\Psi_{max}$ = -0.588 Wb qui correspond à la position d'opposition pour atteindre  $\Psi_{max}$ = +0.588 Wb lorsque le rotor est en conjonction. La forme d'onde des flux obtenus est sinusoïdale.



à vide

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

$$e = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta} \frac{2\pi n}{60}$$
(5.11)

Où

- $\psi$  représente le flux magnétique dû aux aimants
- $\theta$  est la position du rotor par rapport au stator
- n la vitesse de rotation en tr/min

La figure 5.33 montre le tracé des forces électromotrices induites dans les trois phases de la machine FRM pour une vitesse de rotation de 50 tr/min. Les fem sont obtenues par dérivation du flux. On peut observer que leur forme d'onde est pratiquement sinusoïdale. Cette forme d'onde est typique des machines à inversion de flux à l'instar de celles obtenues dans [116-125].





Fig. 5.33 - Forme d'onde des f.e.m de la machine optimisée

#### 5.4.3. Inductance statorique

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

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 réluctance 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

$$L(\theta, i) = \frac{\psi(\theta, i)}{i}$$
(5.12)

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 5.34.



Fig. 5.34- Inductance d'une phase en fonction du courant d'alimentation

#### 5.4.4. Résistance d'une phase

Le calcul des pertes joule nécessite la connaissance de la résistance de chaque phase de la machine. Dans le cas de notre machine, constitué de 4 plots par phase, cette résistance est donnée par :

$$\boldsymbol{R} = N \ \rho \frac{L_{spire}}{S_{cond}}$$
(5.13)

$$S_{cond} = \frac{S}{N_{spire / plot}}$$
(5.14)

 $S_{cond}$  représente la section du conducteur de la phase considérée, N le nombre total de spire par phase et  $N_{spire/plot}$  le nombre total de spire par plot.

Avec  $L_{spire}$ , la longueur moyenne du conducteur d'une spire entourant un plot statorique. S représente la surface totale du cuivre d'une bobine autour du plot. Son calcul est déterminé en tenant compte de la surface bobinable et du coefficient de remplissage du cuivre.

La longueur moyenne d'une spire entourant un plot peut être donnée par :

$$L_{spire} = 2(L + L_t) \tag{5.15}$$

L : la longueur de la machine

 $L_t$ : la longueur de conducteur en tête de bobine par plot. Cette longueur peut être approximée par :

$$L_t = \frac{\pi}{24} \left[ (\boldsymbol{R}_c - \boldsymbol{E}_s) - \frac{\boldsymbol{h}_b}{2} \right]$$
(5.16)

 $R_c$  le rayon statorique externe,  $E_s$  l'épaisseur de la culasse du stator et  $h_b$  la hauteur de la bobine.

Pour une longueur L= 200 mm, les calculs donnent :  $L_t$ = 32,83 mm et  $L_{spire}$ = 465,66 mm.

Notre machine est caractérisée par : N=160 spires/ phase et N<sub>spire/plot</sub> = 40 spires Pour une résistivité du cuivre de  $\rho$ =2,4 10<sup>-8</sup>Ωm, en tenant compte de la surface bobinable autour de chaque plot et un coefficient de remplissage du cuivre de 0.5, S=844,52 mm<sup>2</sup>, la valeur de la résistance d'une phase de la machine à inversion de flux optimisée est estimé à R= 84,7 mΩ

#### 5.4.5. Volume et poids des matériaux actifs

Les masses des différents matériaux actifs constituant la machine optimisée sont récapitulées dans le tableau 5.3

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

Tab. 5.3 – Masse active des matériaux de la FRM

#### 5.4.6. Couple électromagnétique

La connaissance des caractéristiques statiques du couple électromagnétique est très importante pour l'analyse et l'évaluation des performances de la machine. Le réseau de caractéristiques du couple statique  $C(\theta,I)$  de la machine optimisée est illustré par la figure 5.35. Elles 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.

Ces caractéristiques obtenues pour la FRM sont comparables aux caractéristiques des MRVDS classiques.

La valeur maximale du couple obtenu pour un courant nominal est de l'ordre de 3100 Nm. En conséquence pour obtenir un couple de 2000 Nm, comme précisé dans le cahier de charge, la longueur de la machine doit être prise égale à 129 mm



Fig. 5.35 – Couple en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase variant de 0 à 120A

Sur la figure 5.36, on présente les courbes du couple statique obtenues pour les trois phases de la machine, lorsqu'elles sont alimentées séparément par un courant constant nominal.

A vitesse de rotation de 50 tr/min, sous le courant nominal et en choisissant, par exemple, un angle d'allumage  $\theta_{on} = 30^{\circ}$  et un angle d'extinction  $\theta_{off}=150^{\circ}$ , la forme d'onde du couple instantané qu'on obtiendrait est donnée par la figure 5.37. Cette forme d'onde est particulièrement pulsatoire.





Fig. 5.37 – Couple total instantané.

La figure 5.38 montre l'allure du couple de détente de la machine à inversion de flux optimisée. Ce couple est du à l'interaction entre les aimants permanents présents sur la surface des plots et les dents rotoriques qui leurs font face [126,127]. Il est déterminé par la méthode des éléments finis en imposant un courant nul dans les trois phases de la machine. Le couple ainsi obtenu présente pour la machine à inversion de flux, une amplitude faible (3% du couple maximal) et une périodicité de 120 ° électriques.



Fig. 5.38 – Couple de détente de la machine optimisée

#### 5.5. Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle topologie de machine à inversion de flux FRM a été présentée, modélisée et dimensionnée pour un fonctionnement à basse vitesse de rotation. Cette structure originale est double saillante. Elle est caractérisée par 64 dents au rotor et 48 paires d'aimants NdFeB alternés collés sur la surface de chacun des 12 plots constituants le stator à raison de 4 paires d'aimants alternés par plot. Son principe de fonctionnement reste proche de celui des MRVDS à plots denté classique.

Nous avons posé, le cahier des charges identique à celui de la DSPM étudiée au chapitre 4 et repéré les paramètres géométriques de la structure à optimiser qui sont au nombre de 10.

L'optimisation, axée sur la maximisation du couple massique de la machine, qui est un critère de dimensionnement importants tout particulièrement dans les applications à très basse vitesse et en entraînement direct, est effectuée par un algorithme génétique combiné avec la méthode des éléments finis. L'optimisation s'applique sur les paramètres des petites dents du rotor, les dimensions des aimants, mais aussi sur les paramètres globaux tels que : les culasses du rotor et du stator, hauteur du bobinage, etc....

Les évolutions des 10 paramètres décrivant la machine ainsi que les évolutions de la fonction objectif et du couple maximum au fur et à mesure des générations successives ont été présentées. Les résultats obtenus montrent que ces paramètres n'évoluent presque plus dès la 30éme génération.

La méthode des éléments finis a de nouveau été utilisée pour, examiner la distribution du champ magnétique dans la FRM optimisée ainsi qu'à la détermination et l'évaluation

des caractéristiques statiques de cette machine. Les résultats obtenus montrent bien que la machine optimisée présente de bonnes performances et peut être une alternative aux entraînements direct à basse vitesse.

Chapitre 6

# Comparaison de différentes machines à attaque directe

## **Comparaison entre différentes machines à attaque directe**

#### 6.1. Introduction

Dans cette partie, il s'agit d'abord de faire une étude comparative entre les deux structures optimisées dans les chapitres précédents et de les comparer ensuite avec d'autres machines à attaque directe présentées dans [6,7]. Deux critères de comparaison sont utilisés : le couple volumique et le coût au couple. Les deux machines optimisées présentent une architecture identique. Les formes des éléments principaux constituant ces structures sont semblables. Elle sont conçues pour un même cahier des charges et les contraintes sur leurs paramètres géométriques sont identiques.

#### 6.2. Machines optimisées et caractéristiques électromagnétiques

#### 6.2.1. Couple massique et poids des matériaux actifs des deux machines

Les couples massiques ainsi que les poids des matériaux actifs constituant les deux machines sont reportés dans le tableau 6.1.

Nous pouvons noter que la structure à inversion de flux (FRM) présente un meilleur couple massique (+7,7%) comparée à la structure à aimant permanent doublement saillante (DSPM). La FRM requiert par contre, pour sa conception, une quantité plus grande d'aimants permanents. Les deux machines ont pratiquement une masse totale active identique.

Paramètres	DSPM	FRM	
f <sup>-1</sup> (Nm/kg)	12,60	13.65	[+7,7 %]
Poids du fer (kg)	208	193	[-7,2 %]
Poids du cuivre (kg)	35	36	[+2,8 %]
Poids des aimants (kg)	3,6	5,4	[+33,3 %]
Poids total (kg)	246,6	234,4	[-5 %]

Tab. 6.1 – Masse active des matériaux des deux machines

#### 6.2.2. Flux magnétiques et forces électromotrices

Chacune des deux machines est caractérisée par un réseau de caractéristiques  $\varphi(\theta,i)$  en fonction du courant et de la position du rotor. Ce réseau est déterminé par la méthode des éléments finis pour plusieurs positions du rotor et plusieurs valeurs du courant de phase. Celui de la DSPM est représenté par la figure 4.28 alors que celui de la FRM est donné par la figure 5.31.

Pour les deux type de machines, le flux totalisé de la phase alimentée est la combinaison du flux dû aux aimants et de celui dû au courant de phase. Les deux flux sont positifs et s'ajoutent donnant un flux totalisé toujours positif dans le cas de la DSPM, alors que dans de cas de la FRM, le flux dû aux aimants est alternatif pendant que celui dû au courant est pratiquement constant quelque soit la position du rotor. Le flux totalisé de la phase alimentée peut donc être négatif dans le cas de la structure de type FRM.

A vide, lorsque aucune phase n'est alimentée, le flux magnétique, dû aux aimants seuls, relatif à la phase A de chacune des deux machines est représenté par la figure 6.1.



Fig. 6.1 - Flux par phase des deux machines en fonction de la position du rotor

Pour la machine à aimant à double saillance (DSPM), le flux est constamment positif. Il varie à partir d'une valeur minimale vers une valeur maximale sans changer de signe. Pour la machine à inversion de flux (FRM), ce flux est alternatif. Il varie entre une valeur négative et positive.

La figure 6.2 montre les allures des fems induites par phase des deux machines, dérivées des flux correspondants, obtenues pour une vitesse de rotation de 50 tr/min.



Fig. 6.2 – FEM par phase des deux machines en fonction de la position du rotor

La forme d'onde de la fem est pratiquement trapézoïdale pour la DSPM alors qu'elle est très proche de la sinusoïde dans le cas de la FRM.

#### 6.2.3. Couple électromagnétique

La machine à inversion de flux est caractérisée par la présence d'un couple de détente relativement faible alors qu'il est pratiquement nul dans le cas de la machine à aimants permanent à double saillance. De ce point de vue, la DSPM est de meilleure qualité.

La figure 6.3 montre le couple statique par phase pour les deux machines optimisées. Ces caractéristiques sont obtenues quand la phase A de chacune des deux machines est alimentée par courant positif In=100A On voit aisément que la configuration FRM présente une meilleure caractéristique et que le couple total obtenu sera relativement moins ondulé.



Fig. 6.3 - Couple statique par phase des deux machines en fonction de la position du rotor

La figure 6.4 montre la variation du couple maximum par phase pour les deux machines, obtenu lorsqu'on les alimente par des courants variant de 0 à 120A.

Ces deux caractéristiques sont pratiquement linéaires pour les faibles courants. Le couple maximum augmente faiblement lorsque le courant alimentant la phase devient important. Ceci est du à l'effet de saturation des matériaux constituant les machines étudiées.





Fig. 6.4 - Couple maximum par phase des deux machines en fonction du courant

#### 6.3. Comparaison avec d'autres structures à attaque directe

Il s'agit dans ce qui suit de comparer les machines optimisée (la DSPM et la FRM) aux machines étudiées par Dubois

Dubois utilise deux critères de comparaison entre les différentes topologies. [6,7]

• Couple volumique [kN m/m<sup>3</sup>]

$$T_d = \frac{T}{\left(\frac{\pi \ d_0^2}{4}\right) L} \tag{6.1}$$

Ou T est le couple produit,  $d_0$  est le diamètre extérieur de la machine et L la longueur de la machine.

• Coût au couple [ECU/kN.m]

Seules les partie actives sont prises en compte, par ailleurs, on considère que :

- Le Fer, le cuivre et les aimants ferrites ont un coût moyen de 6 ECU/kg
- Les aimants terre rare ont un coût de 40 ECU/kg

Ces	aeux	criteres	sont	appliques	aux	machines	etudiees.	Les	resultats	sont	presentes
dan	s le tab	oleau 6.2									

Machines étudiée	Coût au couple [ECU/ kNm]	Couple volumique [K Nm/m <sup>3</sup> ]
DSPM	622,5	45,5
FRM	601	46,8

Tab. 6.2 – Coût au couple et couple volumique des deux machines

Les figures 6.5 et 6.6 comparent ces critères pour différentes machines lentes à attaque directe.

La référence pour les comparaisons est la machine à aimants permanents à flux radial (RFPM) à aimants montés en surface.

La figure 6.5 montre qu'en matière de couple volumique, nos deux machines sont performantes. Comparé à la DSPM, celui de la FRM est meilleur.

Pour des diamètres extérieurs équivalents, les couples volumiques de nos deux machines, sont comparables à ceux des prototypes des machines à aimants permanents à flux transverse (TFPM). Ils sont meilleurs que ceux présentés par les machines à réluctances variables à double saillance (SRM). Il faut toutefois noter que seules 3 SRM ont été reportées. La comparaison doit donc être faite de façon prudente.

Comme montré dans la figure 6.6, les machines étudiées présentent un meilleur coût au couple comparées aux SRM et aux machines à aimants permanents à flux axiale "topologie torus". Elles peuvent atteindre un coût au couple plus bas que celui des machines à aimants permanent à flux radial, déposés en surfaces pour des diamètres équivalents. Les coûts au couple de nos deux machines sont comparables avec ceux des machines à aimants permanents à flux transverse et sont plus élevées que ceux présentés par les machines à aimants permanents à flux radial à concentration de flux.

Somme toute, la machine à aimants permanents à double saillance (DSPM) ainsi que la machine à inversion de flux (FRM) dimensionnées, à partir d'un même cahier des charges présentent des performances comparables à celles présentées par des topologies existantes exposées dans [6,7] et conçues pour les entraînement basse vitesse. Elles peuvent constituer une alternative intéressante.
Chapitre 6



Fig. 6.5 – Couple volumique pour différentes topologies de machines ainsi que les machines optimisées



Fig. 6.6– Coût au couple pour différentes topologies de machines ainsi que les machines optimisées

### 6.4. Conclusion

Dans cette partie, les caractéristiques électromagnétiques des deux machines optimisées, incluant les flux magnétiques par phase, les forces électromotrices et les couples statiques sont analysées et comparées. En outre, une étude comparative des deux machines optimisées avec d'autres machines, fort couple, basse vitesse, dédiées aux entraînements directs telle que les SRM, les machines à flux transverse ainsi que les machines à aimants permanent à flux axial et à flux radial, a été menée.

Les résultats obtenus montrent que la machine à inversion de flux présente des performances proches sinon meilleures que celles présentées par la DSPM aussi bien au niveau du couple volumique que du coût au couple. Les performances de nos deux machines, comparées à d'autres structures à attaque directe sont assez bonnes. Elles peuvent constituer une alternative intéressante pour les entraînements directs à basse vitesse.

Conclusion générale

Conclusion générale

## **Conclusion générale**

L'objectif de ce travail concerne l'étude, l'optimisation et la conception électromagnétique de machines à fort couple et basse vitesse de rotation de 10 kW, 50 tr/min. 2 structures originales ont été présentées et optimisées : une machine à aimants permanents à double saillance (DSPM) et une machine à inversion de flux (FRM). Les deux machines sont triphasées à réluctance variable excitées par des aimants NdFeB non tournants logés dans la culasse du stator. L'optimisation des dimensions des deux machines, axée sur la maximisation du couple massique, est effectuée par un algorithme génétique combiné avec la méthode des éléments finis.

Dans le premier chapitre consacré à l'état de l'art des machines électriques pour des applications à fort couple et basse vitesse, l'intérêt des machines lentes à attaque directe a été souligné. Nous avons rappelé les principales solutions existantes ; solutions qui utilisent des machines synchrones à rotor bobiné, à aimants permanents et des machines à réluctance variable. Nous nous sommes limité aux structures prometteuses. Parmi ces multiples structures, la MRV à plots dentée est naturellement bien adaptée à la basse vitesse. Sa structure est très simple car composée d'un rotor passif et d'enroulement concentriques au stator. Les dents du stator sont regroupées en plots afin de faciliter le bobinage de la machine. Sa vitesse de rotation est directement liée au nombre de dents au rotor.

Le second chapitre concerne les différentes bases théoriques et les méthodes numériques utilisées dans la suite du travail. Nous avons présenté le modèle électromagnétique basé sur les équations de Maxwell et exposé la méthode de résolution numérique des équations du champ électromagnétique basée sur la méthode des éléments finis. Nous avons passé en revue les méthodes les plus en vue pour l'optimisation de structures électromagnétiques et avons montré que les algorithmes génétiques sont bien adaptés à l'optimisation des dimensions des machines électriques bien qu'ils nécessitent un temps de calcul relativement longs. Nous avons présenté l'algorithme développé et validé son comportement global à l'aide de fonctions test standard choisies pour servir de fonctions objectifs à minimiser.

Le troisième chapitre de ce mémoire est consacré aux machines à double saillance. Nous avons rappelé des généralités au sujet de la constitution, du principe de fonctionnement, des équations de base et de l'alimentation des machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS). nous nous sommes intéressés par la suite aux structures à réluctance variable à plots dentés destinés aux entraînements à basse vitesse de rotation ainsi qu'aux topologies de machines réalisables pour des vitesses proches de 50 tr/min à des fréquences d'alimentation de 50 Hz. En fin de chapitre nous avons proposé une contribution pour le calcul des inductances en zone de conjonction et d'opposition de la MRVDS à grosses dents. Le modèle développé est basé sur une résolution analytique de l'équation de Laplace dans l'entrefer de la machine. La méthode de calcul des inductances est ensuite appliquée à une machine de laboratoire et les résultats de calculs comparés à ceux obtenus expérimentalement et par la méthode des éléments finis sont satisfaisant.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes attaqué à la conception électromagnétique et à l'optimisation d'une première machine à réluctance variable à aimants permanents à double saillance (DSPM). C'est une structure originale dérivant de la machine à réluctance variable pure par l'adjonction des aimants non tournant logés dans la culasse statorique.

La machine est triphasée et à plots dentés avec 64 dents rotoriques et 48 dents statoriques permettant ainsi de répondre à la vitesse de rotation imposée par le cahier des charges : 50 tr/mn. Après avoir présenté son principe de fonctionnement, nous avons optimisé ses dimensions à l'aide d'un algorithme génétique couplé à la méthode des éléments finis. L'objectif est de maximiser le couple massique qui représente un critère essentiel pour les machines à fort couple destinée aux entraînements basse vitesse. L'optimisation s'applique sur les paramètres des petites dents du rotor et du stator, les dimensions des aimants, mais aussi sur les paramètres globaux tels que : les culasses du rotor et du stator, hauteur du bobinage, etc....

Les caractéristiques électromagnétiques de la machine optimisée (flux et induction magnétique, fem, inductances, couple statique, ...) sont ensuite déterminées et analysées.

Le cinquième chapitre est consacré à la conception électromagnétique et à l'optimisation d'une deuxième structure originale. C'est une machine lente à inversion de flux à attaque directe (FRM) dérivant elle aussi de la machine à réluctance variable pure. Elle est triphasée, caractérisée par 64 dents au rotor et excitée par 48 paires d'aimants judicieusement disposés à la surface interne des 12 plots statoriques.

Comme pour la DSPM, après avoir présenté son fonctionnement, nous avons maximisé son couple massique à l'aide de l'algorithme génétique combiné à la méthode des éléments finis. Nous avons optimisé ainsi les dimensions des petites dents rotoriques et des aimants, ainsi que celles des paramètres globaux : épaisseurs des culasses, hauteur du bobinage, rayon du rotor, etc... Les caractéristiques statiques de cette machine sont déterminées et évaluées

Dans le dernier chapitre, sont analysées et comparées les caractéristiques électromagnétiques des deux machines optimisées obtenues par éléments finis. Les machines conçues sont par la suite comparées à d'autres topologies de machines basse vitesse sur deux critères : le couple volumique et le coût par unité de couple. Les résultats obtenus montrent que les performances de nos deux machines, comparées à d'autres structures à attaque directe sont assez bonnes. Elles peuvent constituer une alternative intéressante pour les entraînements directs à basse vitesse.

A l'avenir, il serait intéressant de compléter ce travail par un calcul thermique des deux structures optimisées, procéder à leurs constructions et réaliser une étude expérimentale intégrant la commande pour analyser et évaluer l'ensemble des performances des deux machines avec leurs alimentations.

Bibliographie

Bibliographie

# Bibliographie

[1] Carlson O., Grauers A., Williamson A., Engström S., Spooner E., "Design and test of a 40 kw directly driven permanent-magnet generator with a frequency converter," European Wind Energy Conference and Exhibition, EWEC'99, Nice, France, 1999.

[2] Chalmers B., Wu W., Spooner E., "An axial-flux permanent-magnet generator for a gearless wind energy system," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 2, pp. 251-257, 1999.

[3] Chen J., Nayar C., Xu L., "Design and finite-element analysis of an outer rotor permanentmagnet generator for directly coupled wind turbines," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, No. 5, pp. 3802-3809, 2000.

[4] Lampola, P., "Directly driven, low-speed permanent-magnet generators for wind power applications," Electrical Engineering Series, No. 101, Helsinki, Acta Polytechnica Scandinavica,2000.

**[5] Binder, A., Schneider, T.**, "Permanent magnet synchronous generators for regenerative energy conversion - a survey," EPE 2005. 11<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications. 11-14 September 2005, Dresden, Germany. 10 Pages.

[6] Dubois, M. R., "Review of electromechanical conversion in wind turbine," Report EPP00.R03, Faculty ITS Group Electrical Power Processing, April 2000.

[7] Dubois, M. R., Polinder, H., and Ferreira, J. A., "Comparison of generator topologies for wind turbine," Proceedings of the Nordic Countries Power & Industrial Electronics Conference (NORPIE), pp. 22–26, Aalborg, 2000.

[8] Bernard MULTON - Gael ROBIN - Olivier GERGAUD - Hamid BEN AHMED, "Le génie électrique dans le vent : recherches dans le domaine de la génération éolienne," Papier invité à JCGE 2003 (congrès Jeunes Chercheurs en Génie Electrique), Saint Nazaire 5 juin 2003.

[9] Ficheux R., Caricchi F., Crescimbini F., Onorato H., "Axial-flux permanent-magnet motor for direct-drive elevator systems without machine room," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, pp 1693-1701, 2001.

**[10] Caricchi F., Crescimbini F., Honorati O.**, "Modular axial-flux permanentmagnet motor for ship propulsion drives," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, pp. 673-679, 1999.

**[11] Parker D., Hodge C.**, "The electric warship," Power Engineering Journal, Vol. 12, Issue 1, pp. 5-13, 1998.

**[12] R Lateb,** "Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, octobre 2006.

**[13] B. MULTON, J. BONAL**, "Les entraînements électromécaniques directs : diversité, contraintes et solutions," Colloque SEE, CEMD'99, Cachan, 4 février 1999, pp.1-14.

[14] B. MULTON, H. BEN AHMED, M. RUELLAN, G. ROBIN, "Comparaison du couple massique de diverses architectures de machines synchrones à aimants," Electrotechnique du Futur 2005, Grenoble, 14-15 sept. 2005.

**[15] Haring T., Forsman K., Huhtanen T., Zawadzki M.**, "Direct drive – opening a new area in many applications, Pulp and Paper," Industry Technical Conference, pp. 171-179, 2003.

[16] Rosu M., Nahkuri V., Arkkio A., Jokinen T., Mantere J., Westerlund J., "Permanent magnet synchronous motor for ship propulsion drive," Symposium on Power Electronics Electrical Drives Advanced Machines Power Quality (SPEEDAM'98), Sorrento, Italy, pp. C3-7:C3-12, 1998.

[17] Lampola P., Perho J., "Electromagnetic analysis of a low-speed permanent-magnet wind generator," Opportunities and Advances in International Power Generation, IEE, pp. 55-58, 1996.

**[18] Korouji, G.; Hanitsch, R.** "Design and construction of a permanent magnet wind energy generator with a new topology," Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2004, Cracow, Poland 5-8 Septembre 2004

**[19] Spooner E., Williamson A.**, "Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications," IEE Electric Power Applications, Vol. 143, No. 1, pp. 1-8, 1996.

[20] Chen J., Nayar C., "A direct-coupled, wind-driven permanent magnet generator, Energy Management and Power Delivery," EMPD'98, Vol. 2, pp. 542-547, 1998.

[21] Wu W., Ramsden V., Crawford T., Hill G., "A low-speed, high-torque, direct-drive permanent magnet generator for wind turbines," IEEE Industry Applications Conference, Vol. 1, pp. 147-154, 2000.

**[22] J.Chen, C.Nayar, L.Xu**, "Design and finite-element analysis of an outer-rotor permanentmagnet generator for directly coupled wind turbines," IEEE Transaction on Magnetics, Vol.36, N.5, Settembre 2000, pp.3802-3809

[23] H. Polinder, G.J.W. van Bussel, M.R. Dubois., "Design of a PM generator for the Turby®, a wind turbine for the built environment," Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2004, Cracow, Poland 5-8 Septembre 2004

**[24] Heikkilä T**., "Permanent magnet synchronous motor for industrial inverter applications - analysis and design," Doctoral thesis, Lappeenranta University of Technology, 2002.

**[25] F. Libert, J. Soulard**, "Design Study of Different Direct-Driven Permanent-Magnet Motors for a Low Speed Application," Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics Trondheim, Norway, 2004.

**[26]** Asko Parviainen., "Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines," Doctoral thesis, Lappeenranta University of Technology, 2005.

**[27] B.J.Chalmers, E.Spooner:** "An axial flux permanent-magnet generator for a gearless wind energy system", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.14, N.2, Giugno 1999, pp.251-257

[28] P. Anpalahan, J. Soulard, Nee H.P., "Design Steps towards a High Power Factor Transverse Flux Machine," Proc. of EPE, Graz, August 2001.

**[29] M.R.Dubois, H.Polinder.**, "Comparison Between TFPM Generator with Toothed Rotor and Conventional PM Synchronous Generator for Direct-Drive Wind Turbines," Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2004, Cracow, 5-8 Settembre 2004

**[30] D. Hadjidi, A. Miraoui, J.M. Kauffmann**, "Dimensionnement d'un moteur synchrone à réluctance variable hybride, à flux transverse et effet vernier destiné à l'entraînement direct," Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 3, N°2/2000, pp.283-302.

**[31] V. Isastia, S. Meo.**, "A New Configuration of a Transverse-Flux Permanent-Magnet Machine (TFPM) for a Wheel-Motor," Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2004, Cracow, Poland 5-8 Septembre 2004

**[32] S. M. Husband, A. G. Hodge**., "The Rolls-Royce Transverse Flux Motor Development," Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, Publication, 1-4 June 2003, pp 1435-1440 vol.3

[33] M. Machmoum, L. Moreau, M. Zaïm, J. Azzouzi, Abdelmounaïm TOUNZI, G. Barakat, N. Takorabet, C. Chillet, D. Matt, S. Taïbi, C. Espanet, A. Miraoui, H. S. Zire., "Comparaison de structures électromagnétiques pour des applications à faible vitesse et fort couple," RIGE, Vol. 8, N°. 2, pp. 259-286, 1-2005

[34] Spooner E., Williamson A., "Modular, permanent-magnet wind-turbine generators, Industry Applications Conference," IAS'96., Vol. 1, pp. 497- 502, 1996.

**[35] Pia, Salminen.**, "Fractional slot permanent magnet synchronous motor for low speed applications," Doctoral thesis, Lappeenranta University of Technology, December 2004.

[36]A. Di Gerlando, R. Perini, M. Ubaldini, "High Pole Number, PM Synchronous Motor with Concentrated Coil Armature Windings," Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2004, Cracow, Poland 5-8 Septembre 2004

**[37] K. Reichert**, "PM-Motors with concentrated, Non Overlapping Windings, Some Characteristic," Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2004, Cracow, Poland 5-8 Septembre 2004

**[38] S. Taibi**, "Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de machines à réluctance variable de type Vernier," Thèse de Doctorat, Université des sciences et technologie de Lille, juillet 2002.

**[39] L. Moreau**, "Modélisation, conception et commande de génératrices à réluctance variable basse vitesse," Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, décembre 2005.

[40] P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, P.T. Blenkinsop, J. Corda and N.N. Fulton, "Variable speed switched reluctance motors," IEE Proceedings, Vol. 127, Part B No4 (July 1980), pp. 253–265.

[41] H. C. Lovatt and J. M. Stephenson, "Influence of number of poles per phase in switched reluctance motors," IEE Proceeding-B, Vol. 39, No. 4, pp. 307–314, July 1992.

[42] M. A. Mueller, "Design of low speed switched reluctance machine for wind energy converters," Ninth International Conference on Machines and Drives, Conference Publication, No. 468, IEE, 1999.

**[43] D. A. Torrey**, "Switched reluctance generators and their control," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, pp. 3–14, February 2002.

**[44] Torrey, D.A.; Hassanin, M**, "The design of low-speed variable-reluctance generators," IEEE Industry Applications Society IAS'95, Annual Meeting Orlando, FL, October 1995, Conference Record Vol. 1, 8-12 Oct 1995 pp. 427 – 433.

**[45] Ji-Young Lee; Byoung-Kuk Lee; Jung-Jong Lee; Jung-Pyo Hong.**, "A comparative study of switched reluctance motors with conventional and toroidal windings," Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference, 15-18 May 2005 pp. 1675 – 1680

**[46] Bolognesi, P.; Bruno, O.; Taponecco, L.**, "A switched reluctance machine for high-torque low-speed applications," European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden 2005 11-14 Sept. 2005.

[47] A. De Vries, M.Gabsi, Y.Bonnassieux, M.Lecrivain, M.LePinçart, C.Plasse., "Fonctionnement moteur et générateur des MRVDS. Application aux alterno-démarreurs," RIGE, Vol. 7, N°. 5-6, pp. 613-639, 2004

**[48] Sanada, M.; Morimoto, S.; Takeda, Y.; Matsui, N.**, "Novel rotor pole design of switched reluctance motors to reduce the acoustic noise" Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE Vol. 1, pp. 107-113

**[49] Moreau, L., Lamghari-jamel, M. I., Machmoum, M., and Zaïm, M. E.**, "Design optimisation of a low speed switched reluctance machine for wind turbine application," International Conference on Electrical Machines 2004 (ICEM), Cracow, Poland, 5–8 September 2004.

[50] Moreau, L., Machmoum, M., and Zaïm, M. E., "Design of low speed slotted switched reluctance machine for wind energy application," Elect. Power Compon. Syst., Vol. 34, No. 10, pp. 1139–1156, October 2006.

**[51] Cenwei Shi Jianqi Qiu Ruiguang Lin.**, "A novel self-commutating low-speed reluctance motor for direct drive," Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005. Publication Date: 2-6 Oct. 2005 Volume1, pp. 274-280 Vol. 1

**[52] H. Suda, A. Yoshihisa and L. Xu**, "Calculation of direct and quadrature-axis synchronous reactance of VR type vernier motor," Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2002, Bruges, 25-28 Agosto 2002

[53] P. Enrici, I.Meny and D.Matt., "Vernier reluctance magnet machine. design of wind generator", Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2002, Bruges, 25-28 Agosto 2002

**[54] I.Meny, P.Enrici, J.J.Huselstein, D.Matt.,** "Direct driven synchronous generator for low power wind turbines (vernier reluctance magnet machine)," Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2004, Cracow, 5-8 Settembre 2004

**[55] D.Matt et J.F.Llibre**, "Performances comparées des machines à aimants et à réluctance variable. Maximisation du couple massique ou volumique," Journal de Physique III. Oct. 95. pp. 1621-1641.

**[56] A. Toba and T.A. Lipo**., "Novel Dual-Excitation Permanent Magnet Vernier Machine," Conference Record of IEEE-IAS Annual Meeting '99, pp.2539-2544.

[57] Boldea, I., Wang, C. X., and Nasar, S., "Design of a three phase flux reversal machine," Elect. Mach. Power. Syst., Vol. 27, pp. 849–863, 1999.

**[58] Meeker, D. C.**, "Finite element method magnetics, version 4.0.1" (03 December 2006 build), available at: <u>http://femm.foster-miller.net</u>.

**[59]** Arkkio, A., "Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations," Electrical Engineering Series, No. 59, Helsinki, Acta Polytechnica Scandinavica, 1987.

**[60] M. E. Zaïm, K. Dakhouche, and M. Bounekhla**., "Design for ripple reduction of a threephase switched-reluctance machine," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 38, no. 2, pp. 1189– 1192, March 2002.

**[61] Bounekhla, M., Zaím, M. E., Rezzoug**, A., "Comparative Study of Three Minimization Methods Applied to the Induction Machine Parameters Identification Using Transient Stator Current", Elect. Power Compon. Syst., Vol. 33, No. 08, pp. 913–930, Août 2005.

[62] M. Bounekhla, M. E. Zaïm, A. Rezzoug, and M. Aït-Ahmed, "The Hooke and Jeeves algorithm approach in the identification of the induction machines parameters," ICEM 2000, Helsinki, August 2000, pp. 218–222.

**[63] L. Mokrani**, "Contribution à la CAO optimisée des machines électriques : Application au moteur linéaire à induction", Thèse de Doctorat d'état es sciences, Université de Batna, décembre 2005.

**[64] L. Jourdan**, "Métaheuristiques pour l'extraction de connaissances : application à la génomique", Thèse de Doctorat, Université des sciences et technologie de Lille, Novembre 2003.

[65] O. Hajji, S. Brisset, F. Wurtz, P. Brochet, J. Fandino, "Comparaison des méthodes stochastiques et déterministes pour l'optimisation de dispositifs électromagnétiques," RIGE, Vol. 8, N°. 2, pp. 241-258, 2005

[66] Bianchi, N., and Bolognani, S., "Design optimisation of electric motors by genetic algorithms," IEE Proc. Elect. Power Appl., Vol. 145, No. 5, pp. 475–483, September 1998.

[67] Uler, G. F., Mohammed, O. A., and Koh, C. S., "Design optimization of electrical machines using genetic algorithms," IEEE Trans. Magnet., Vol. 31, No. 3, pp. 2008–2011, May 1995.

**[68] R.T.Naayagi, Dr.V.Kamara**j, "A Comparative Study of Shape Optimization of SRM using Genetic algorithm and Simulated Annealing," presented in the IEEE-INDICON Conference 2005, pp.596-599, Chennai, India.

**[69] Chai, K.S. Pollock, C**, "Using genetic algorithms in design optimization of the flux switching motor," International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2002. (Conf. Publ. No. 487) 4-7 June 2002, pp. 540- 545

[70] Alitouche, K.; Saou, R.; Zaim, M.E, "Analytical optimization of inset permanent magnets machine based on a genetic algorithm", International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP'07. Electromotion'07 Bodrum, Turkey, 10-12 Sept. 2007, pp. 440 – 445

**[71] Beasley, D., Bull, D.R. and Martin, R.R.**. "An overview of genetic algorithms part 1 fundamentals," Technical report, University of Purdue, 1993. (quoted in 13)

**[72] Beasley, D., Bull, D.R. and Martin, R.R.**. "Genetic algorithms, part 2 research topics," Technical report, University of Purdue, 1993. (quoted in 13)

**[73] C.Bontemps**, "Principe Mathématique et Utilisation des Algorithmes Génétiques,"18 Novembre 1995, <u>www.toulouse.inra.fr</u>/centre/esr/CV/ Bontemps/WP/algoGene.html.

[74] B. Multon, "Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance," HDR, ENS Cachan, mai 1994.

**[75] Matveev, Alexey**, "Development of methods, algorithms and software for optimal design of switched reluctance drives," Eindhoven : Technische Universiteit Eindhoven, 2006.

**[76] Emmanuel Hoang**, "Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance," Thèse de Doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, décembre 1995.

[77] Radun, A., "analytical calculation of the switched reluctance motor's unaligned inductances", IEEE transaction on magnetics, Vol. MAG-35, No. 6, pp. 4473-4481, Nov. 1999.

**[78] Radun, A.**, "analytically computing the flux linked by a switched reluctance motor phase when the stator and rotor poles overlap", IEEE transaction on magnetics, Vol. MAG-36, No. 4, pt.2, pp. 1996-2003, July 2000.

**[79] Xue, X.D.; Cheng, K.W.E.; No, S.L.**, "Characterization of nonlinearaity using simplified modell for the electromagnetic behaviours of switched reluctance motors", Advances in Power System Control, Operation and Management, 2003. ASDCOM 2003. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 497) Vol. 1, 11-14 Nov. 2003, pp. 64 – 69

**[80] Torrey, D.A.; Niu, X.-M.; Unkauf, E.J.**, "Analytical modelling of variable-reluctance machine magnetisationcharacteristics" Electric Power Applications, IEE Proceedings -Vol. 142, Issue 1, Jan 1995, pp. 14 – 22

**[81] Hossain, S.A.; Husain, I.**, "A geometry based simplified analytical model of switched reluctance machines for real-time controller implementation" Power Electronics, IEEE Transactions on Vol.18, Issue 6, Nov. 2003, pp. 1384 – 1389

**[82] Nagel, N.J.; Lorenz, R.D.**, "Modeling of a saturated switched reluctance motor using an operating point analysis and the unsaturated torque equation" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.36, Issue 3, May/Jun 2000, pp. 714–722

**[83] El-Nemr, M.K. Al-Khazendar, M.A. Rashad, E.M. Hassanin, M.A.**, "Modeling and steady-state analysis of stand-alone switched reluctance generators", Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE, Publication, 13-17 July 2003, Vol. 3, pp. 1894-1899

**[84] Pan, Z.-p. Jin, Y. Zhang, H.**, "Study on switched reluctance generator", journal of ZHEJIANG UNIVERSITY SCIENCE 2004, VOL 5; PART 5, pp. 594-602

**[85] Radun, A. V**. "Generating With the Switched Reluctance Motor," Proceedings of the Ninth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol.1 pg. 41, 1994.

**[86] Radun, A. V.,** "Design considerations for the Switched Reluctance Motor," Conference Record of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Oct. 1994.

**[87] Ohdachi, Y.; Kawase, Y.; Miura, Y.; Hayashi, Y.**, "Optimum design of switched reluctance motors using dynamic finite element analysis", Magnetics, IEEE Transactions on Vol. 33, Issue 2, Mar 1997, pp. 2033 – 2036

**[88] Essah, D.N.; Sudhoff, S.D.**, "An improved analytical model for the switched reluctance motor" Energy Conversion, IEEE Transaction on Vol. 18, Issue 3, Sept. 2003, pp. 349 – 356

**[89] Moghbelli, H.H. Adams, G.E. Hoft, R.G.**, "Prediction of the instantaneous and steady state torque of the switched reluctance motor using the finite element method (FEM)", Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE, Publication Date: 2-7 Oct 1988 pp 59-70 vol.1

**[90] Stiebler, M.; Ke Liu**, "An analytical model of switched reluctance machines", IEEE Transaction on Energy Conversion, , Vol. 14, Issue 4, Dec 1999 pp 1100 – 1107

**[91] Yifan Tang,** "Characterization, numerical analysis and design of switched reluctance motor for improved material productivity and reduced noise", Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96., Conference Record of the 1996 IEEE, Vol.2, 6-10 Oct 1996 pp 715 – 722.

[92] Corda, J.; Tataru, A.M.; Rasmussen, P.O.; Ritchie, E., "Analytical estimation of torque enhancement of the SR machine with saw-shaped (shark) pole surfaces," Electric Power Applications, IEE Proceedings -Vol. 151, Issue 2, Mar 2004, pp. 223 – 229

**[93] Miller, T.J.E.; McGilp, M.**, "Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design," Electric Power Applications, IEE Proceedings B [see also IEE Proceedings-Electric Power Applications Vol. 137, Issue 6, Nov 1990, pp. 337 – 347

[94] Liao, Y., Liang, F., and Lipo, T. A., "A novel permanent magnet motor with doubly salient structure," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 31, No. 5, pp. 1069–1078, September/October 1995.

[95] Liao, Y., and Lipo, T. A., "Sizing and optimal design of doubly salient permanent magnet motors," IEE 6th International Conference on Electrical Machines and Drives, pp. 452–456, Oxford, UK, 8–10 September 1993.

[96] Sarlioglu, B., Zhao, Y., and Lipo, T. A., "A novel doubly salient single phase permanent magnet generator," IEEE IAS Ann. Mtg., Vol. 1, pp. 9–15, October 1994.

[97] Cheng, M., Chau, K. T., and Chan, C. C., "Design and analysis of a new doubly salient permanent magnet motor," IEEE Trans. Magnet., Vol. 37, No. 4, pp. 3012–3020, July 2001.

**[98] Fan, Y., Chau, K. T., and Cheng, M**., "A new three phase doubly salient permanent magnet machine for wind power generation," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 42, No. 1, pp. 53–60, January/February 2006.

**[99] Lin, M., Cheng, M., and Zhou, E.**, "Design and performance analysis of a new 12/8 pole doubly salient permanent magnet motor," 6th Int. Conf. Elect. Mach. Syst., Vol. 1, pp. 21–25, 2003.

[100] Saou, R., Alitouche, K., and Zaïm, M. E., "On the performance improvement of a low speed switched reluctance machine with permanent magnet excitation," International Conference on Electrical Machines 2006 (ICEM), Chania, Crete Island, Greece, 2–5 September 2006.

[101] Ming Cheng; Chau, K.T.; Chan, C.C, "Static characteristics of a new doubly salient permanent magnet motor" Energy Conversion, IEEE Transaction on Vol. 16, Issue 1, Mar 2001, pp. 20-25

[102] Ying Fan; Chau, K.T.; Ming Cheng, "A new three-phase doubly salient permanent magnet machine for wind power generation," Industry Applications, IEEE Transactions on Vol. 42, Issue 1, Jan.-Feb. 2006, pp. 53 – 60

**[103] Oyama, J.; Higuchi, T.; Abe, T.; Haraguchi, K.; Yamada, E.; Profumo, F**, "Hybrid type novel switched reluctance motor," Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, 17-22 May 1998, pp. 857 - 863 vol.1

[104] Hua, W. Zhu, Z.Q. Cheng, M. Pang, Y. Howe, D. "Comparison of flux-switching and doubly-salient permanent magnet brushless machines," Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems". ICEMS 2005 Publication 27-29 Sept. 2005, pp. 165- 170 Vol. 1.

[105] Sarlioglu, B.; Yifan Zhao; Lipo, T.A. "A novel doubly salient single phase permanent magnet generator," Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE, 2-6 Oct 1994, pp. 9 - 15 vol.1

[106] Sarlioglu, B. Lipo, T.A. "Nonlinear modeling and simulation of single phase doubly salient permanent magnet generator," Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. 12-15 Oct 1998. The 1998 IEEE Publication, pp. 8-26 vol.1 St. Louis, MO, USA

[107] Ming Cheng; Chau, K.T.; Chan, C.C. "A new doubly salient permanent magnet motor," Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings. 1998 International Conference on, 1-3 Dec. 1998, pp. 2 - 7 Vol.1

**[108] Bian Dunxin; Zhan Qionghua**, "A novel single phase doubly salient permanent magnet motor," Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS'99, 1999, pp. 725 - 729 vol.2

[109] Surong Huang; Jian Luo; Leonardi, F.; Lipo, T.A., "A general approach to sizing and power density equations for comparison of electrical machines," IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 34, Issue 1, Jan/Feb 1998, pp. 92 - 97

**[110] Xiaogang Luo Dinyu Qin Lipo, T.A**. "A novel two phase doubly salient permanent magnet motor," Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE Vol.2, 6-10 Oct 1996, pp. 808-815, San Diego, CA, USA

[111] J. Oyama; T. Higuchi; T. Abe; T. Tanaka; E. Yamada, "On The Performance Improvement of A Hybrid Switched Reluctance Motor" EPE2001, 6 pages

[112] Chau, K.T. Ying Fan Ming Cheng, "A novel three-phase doubly salient permanent magnet machine for wind power generation," Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, 3-7 Oct. 2004, Vol.1, pp. 366-372

[113] Chau, K.T.; Qiang Sun; Ying Fan; Ming Cheng, "Torque ripple minimization of doubly salient permanent-magnet motors," IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 20, Issue 2, June 2005, pp. 352 – 358

[114] Lin Mingyao Cheng Ming Zhou E, "Design and performance analysis of new 12/8pole doubly salient permanent-magnet motor," Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003. 9-11 Nov. 2003, Vol. 1, pp. 21- 25

[115] Saou, R., Zaïm, M. E., and Alitouche, K., "Optimal Designs and Comparison of the Doubly Salient Permanent Magnet Machine and Flux-reversal Machine in Low-speed Applications," Elect. Power Compon. Syst., Vol. 36, No. 09, pp. 914–931, September 2008.

[116] Boldea, I., Zhang, J., and Nasar, S., "Theoritical characterization of flux reversal machine in low speed servo drives—the pole-PM configuration," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 38, No. 6, pp. 1549–1557, November/December 2002.

[117] 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.

[118] Spooner, E., and Haydock, L., "Vernier hybrid machines," IEE Proc. Elect. Power Appl., Vol. 150, No. 6, pp. 655–662, November 2003.

[119] Spooner, E., Tavner, P. J., Mueller, M. A., Baker, N. J., and Brooking, P. R. M., "Vernier hybrid machines for compact drive applications," Second IEE Int. Conf. Power Electron.Mach. Drives, Vol. 1, pp. 452–457, 2004.

**[120] Mueller M.A. & Baker N.J.**," A low speed reciprocating permanent magnet generator for direct drive wave energy converters,". IEE Power Electronics and Electrical Machines & Drives Conference, Bath, April 2002, pp468-473.

**[121] Boldea, I.; Zhang, J.; Nasar, S.A.** "Characterization of flux reversal machine (FRM) in low speed(direct) servo drives-the pole-PM configuration" Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International , 2001, pp. 664 – 671

**[122] Boldea, I.; Jichun Zhang; Nasar, S.A.** "Theoretical characterization of flux reversal machine in low-speed servo drives-the pole-PM configuration" Industry Applications, IEEE Transactions on Vol.38, Issue 6, Nov/Dec 2002, pp. 1549 – 1557

**[123] Mueller, M.A.; Baker, N.J.** "Modelling the performance of the vernier hybrid machine" Electric Power Applications, IEE Proceedings –Vol. 150, Issue 6, 7 Nov. 2003 pp. 647 – 654

[124] Iwabuchi, N. Kawahara, A. Kume, T. Kabashima, T. Nagasaka, N. "A novel high-torque reluctance motor with rare-earth magnet" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No.3, May/Jun 1994, pp. 609-614

[125] Boldea, I, Zhang, JC, Nasar, SA, "Low-speed flux-reversal machines: Pole-face versus inset PM stators" Elect. Power. Compon. Syst., Vol. 31, No. 08, pp. 805–816(12), August 2003.

**[126] ZHU Z. Q. ; HOWE D.**, "Analytical prediction of the cogging torque in radial-field permanent magnet brushless motors" IEEE transactions on magnetics Vol.38, No.2, pp. 1371–1374, March 1992.

**[127] R.P. Deodhar, D.A. Staton, T.M. Jahns, T.J.E.Miller**, "Prediction of Cogging Torque Using the Flux-MMF Diagram Technique," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 3, May/June 1996, pp. 569-576.

### <u>Résumé:</u>

Pour répondre aux exigences spécifiques des applications à attaque directe à basse vitesse de rotation, plusieurs topologies de machines électriques ont été étudiées et proposées dans la littérature. L'avantage de l'entraînement direct réside dans la suppression des réducteurs de vitesse et des problèmes qui leur sont liés. Dans ce travail, nous optimisons la conception et analysons les performances électromagnétiques d'une machine basse vitesse à aimant permanent à double saillance (DSPM) et d'une machine basse vitesse à inversion de flux (FRM) dédiées aux applications à entraînement direct. L'optimisation basée sur la maximisation du couple massique est réalisée par un algorithme génétique (AG) couplé à la méthode des éléments finis (MEF). Les caractéristiques des deux machines optimisées sont ensuite analysées et comparées. Le coût au couple ainsi que le couple volumique des deux machines sont enfin comparés à ceux d'autres topologies.

Mots clés : inversion de flux, aimant permanent, basse vitesse, éléments finis, algorithme génétique

### Abstract:

For direct-drive low speed applications, several topologies of machines have been investigated and proposed in the literature to fulfil the requirement of specific applications. The direct-drive benefits stand in the elimination of the gear and the related problems. In this work, we optimize the design and analyze the electromagnetic performances of a low speed Doubly Salient Permanent Magnet machine (DSPM) and a low speed Flux Reversal Machine (FRM) devoted to direct drive applications. The optimization, focused on the maximization of the machines mass to torque ratio, is done by a genetic algorithm combined with finite element method (FEM). The characteristics of the two optimized machines are then analyzed and compared. Finally, the torque cost and the torque density of the two machines are compared with those of other topologies.

Key words : flux reversal, permanent magnet, low speed, finite element, Genetic Algorithm