



**HAL**  
open science

# MODELISATION, CONCEPTION ET COMMANDE DE GENERATRICES A RELUCTANCE VARIABLE BASSE VITESSE

Luc Moreau

► **To cite this version:**

Luc Moreau. MODELISATION, CONCEPTION ET COMMANDE DE GENERATRICES A RELUCTANCE VARIABLE BASSE VITESSE. Energie électrique. Université de Nantes, 2005. Français. NNT: . tel-00011987

**HAL Id: tel-00011987**

**<https://theses.hal.science/tel-00011987>**

Submitted on 20 Mar 2006

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

**UNIVERSITE DE NANTES**

**ECOLE DOCTORALE**

**SCIENCES ET TECHNOLOGIES**

**DE L'INFORMATION ET DES MATÉRIAUX**

Année 2005

**Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes**

Spécialité : Electronique et Génie Electrique

*Présentée et soutenue publiquement par*

**Luc MOREAU**

*Ingénieur Polytech' Nantes*

*Le 9 décembre 2005*

*A l'Ecole polytechnique de l'université de Nantes*

**MODELISATION, CONCEPTION ET COMMANDE DE GENERATRICES A  
RELUCTANCE VARIABLE BASSE VITESSE**

Jury :

Rapporteurs : M. François-Michel SARGOS Professeur - ENSEM - GREEN - Vandœuvre Les Nancy  
M. Abdelmounaïm TOUNZI Maître de Conférences HDR - IUT-A - L2EP - Lille

Examineurs : M. Bernard MULTON Professeur à l'ENS Cachan Antenne de Bretagne - SATIE - Bruz  
M. Xavier ROBOAM Directeur de recherches au CNRS HDR - INPT - LEEI - Toulouse  
M. Mohamed MACHMOUM Professeur – Polytech'Nantes - IREENA - Saint Nazaire  
M. Mohammed El Hadi ZAÏM Professeur – Polytech'Nantes - IREENA - Saint Nazaire

**Directeurs de thèse : Pr. Mohammed El Hadi ZAÏM et Pr. Mohamed MACHMOUM**

Laboratoire : IREENA – 37, Boulevard de l'Université – BP 406 – 44602 SAINT-NAZAIRE Cedex

Composante de rattachement du directeur de thèse : Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes

N° ED 0366-234



« Un ouvrage est fini quand on ne peut plus l'améliorer, bien qu'on le  
sache insuffisant et incomplet »  
*E.M. CIORAN*



# Avant-propos

Le travail présenté a été effectué au sein du laboratoire IREENA à Saint-Nazaire sous la direction du professeur **Luc LORON**.

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

Messieurs **François-Michel SARGOS**, professeur à l'ENSEM, et **Adelmounaïm TOUNZI**, maître de conférence HDR à IUT de Lille, pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce mémoire.

Monsieur **Bernard MULTON**, professeur à ENS de Cachan - antenne de Bretagne, pour avoir présidé ce jury.

Monsieur **Mohammed El Hadi ZAIM**, professeur au département Génie Électrique de polytech'Nantes, pour avoir dirigé et orienté mes travaux.

Monsieur **Mohamed MACHMOUM**, professeur au département Génie Électrique de polytech'Nantes, pour avoir encadré mes travaux.

Je tiens à remercier l'ensemble des thésards et tout particulièrement **Étienne ROBERT-DEHAULT**, **Cédric GUIBERT**, **Anthony LEFEVRE**, **Vincent DOIRAT**, **Salvy BOURGUET**, **Emmanuel FOULON** et **Ismail LAMGHARI** pour leur soutien et leur aide.

Ma reconnaissance va également à tous les personnels administratifs et techniques, enseignants-chercheurs qui m'ont apporté leurs concours lors de cette thèse



# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 État de l'art : génératrices lentes dédiées à l'éolien</b>	<b>3</b>
1.1 Introduction . . . . .	5
1.2 L'énergie éolienne . . . . .	5
1.2.1 Introduction . . . . .	5
1.2.2 Loi de Betz . . . . .	6
1.2.3 Chaînes de conversion de l'énergie . . . . .	8
1.2.4 Conclusion . . . . .	12
1.3 Génératrices synchrones lentes pour les applications éoliennes	12
1.3.1 Introduction . . . . .	12
1.3.2 Machines synchrones à flux radial . . . . .	12
1.3.3 Machines synchrones à flux axial . . . . .	13
1.3.4 Machines synchrones à flux transverse . . . . .	14
1.3.5 Machines synchrones à bobinages fractionnaires . . . . .	15
1.3.6 Conclusion . . . . .	16
1.4 MRV lentes pour les applications éoliennes . . . . .	16
1.4.1 Introduction . . . . .	16
1.4.2 MRV « pures » . . . . .	17
1.4.3 MRV Vernier . . . . .	18
1.4.4 MRV hybrides . . . . .	19
1.4.5 MRV à flux axial . . . . .	20
1.4.6 Conclusion . . . . .	21
1.5 Modélisation analytique de la MRV en régime linéaire . . . . .	21
1.5.1 Introduction . . . . .	21
1.5.2 Calcul de l'énergie, de la coénergie et du couple . . . . .	22
1.5.3 Machine élémentaire . . . . .	22
1.5.4 Machine polyphasée . . . . .	28
1.5.5 Conclusion . . . . .	30
1.6 Conclusion . . . . .	31

<b>2</b>	<b>Optimisation de la structure électromagnétique</b>	<b>33</b>
2.1	Introduction . . . . .	35
2.2	Dimensionnement de la machine . . . . .	36
2.3	Modélisation par la méthode des éléments finis . . . . .	40
2.3.1	Calcul du flux et du couple . . . . .	40
2.3.2	Application à la MRV . . . . .	42
2.4	Algorithme Génétique . . . . .	43
2.4.1	Principe de l'Algorithme Génétique . . . . .	43
2.4.2	Validation de l'Algorithme Génétique sur des fonctions tests classiques . . . . .	46
2.5	Optimisation des petites dents statoriques et rotoriques . . . . .	49
2.5.1	Prédimensionnement, cahier des charges . . . . .	49
2.5.2	Formes prédéterminées . . . . .	50
2.5.3	Forme aléatoire . . . . .	54
2.5.4	Conclusion . . . . .	56
2.6	Optimisation globale de la structure électromagnétique . . . . .	57
2.6.1	Introduction . . . . .	57
2.6.2	Optimisation du couple et du couple massique . . . . .	58
2.6.3	Influence du nombre de plots par phases . . . . .	62
2.6.4	Influence du nombre de dents et du nombre de plots par phase . . . . .	65
2.6.5	Étude de la convergence de l'AG sur la MRV 48/64 à 4 plots par phase . . . . .	73
2.7	Comparaison avec d'autres structures à attaque directe pour les applications éoliennes . . . . .	82
2.8	Conclusion . . . . .	84
<b>3</b>	<b>Commande de la Génératrice à Réductance Variable basse vitesse</b>	<b>85</b>
3.1	Introduction . . . . .	87
3.2	Modélisation de l'ensemble convertisseur-GRV . . . . .	88
3.2.1	Méthode d'interpolation de Kriegerage . . . . .	88
3.2.2	Modélisation externe de la Machine à Réductance Variable 64/48 . . . . .	89
3.2.3	Modélisation et analyse du fonctionnement du convertisseur . . . . .	94
3.2.4	Détermination du nombre de spires . . . . .	101
3.2.5	Dimensionnement du bus continu . . . . .	103
3.3	Stratégies d'optimisation de la commande . . . . .	104
3.4	Commande avec des courants de référence de forme rectangulaire . . . . .	105
3.4.1	Introduction . . . . .	105
3.4.2	Schéma de principe . . . . .	105
3.4.3	Maximisation de la puissance du bus continu . . . . .	107
3.4.4	Minimisation des ondulations de couple . . . . .	111

3.4.5	Optimisation par Pareto-génétique de la puissance du bus continu et des ondulations de couple . . . . .	114
3.4.6	Conclusion . . . . .	120
3.5	Commande indirecte du couple . . . . .	120
3.5.1	Introduction . . . . .	120
3.5.2	Références de couple trapézoïdale ou asymétrique . . .	120
3.5.3	Minimisation des ondulations de couple . . . . .	121
3.5.4	Conclusion . . . . .	124
3.6	Régulation de la tension du bus continu . . . . .	126
3.6.1	Schéma de principe . . . . .	126
3.6.2	Calcul du régulateur PI pour la tension du bus continu	127
3.6.3	Résultats de simulations . . . . .	130
3.7	Conclusion . . . . .	132
<b>4</b>	<b>Étude expérimentale</b>	<b>135</b>
4.1	Introduction . . . . .	135
4.2	Dispositif expérimental . . . . .	136
4.2.1	Banc d'essais . . . . .	136
4.2.2	Procédures de démarrage . . . . .	138
4.2.3	Machine 6/4 . . . . .	139
4.3	Étude de la régulation du courant de phase . . . . .	144
4.3.1	Présentation des essais . . . . .	144
4.3.2	Analyse des formes d'ondes . . . . .	146
4.3.3	Amorçage de la GRV . . . . .	146
4.3.4	Comparaisons des résultats expérimentaux avec les simulations . . . . .	151
4.4	Étude de la régulation de la tension du bus continu . . . . .	155
4.4.1	Calcul du régulateur . . . . .	155
4.4.2	Comparaison des résultats expérimentaux et des simulations . . . . .	155
4.5	Conclusion . . . . .	159
	<b>Conclusion générale</b>	<b>161</b>
	<b>A Topologies de machines réalisables</b>	<b>169</b>
	<b>B Topologies de machines réalisables avec <math>N_r = 64</math></b>	<b>173</b>
	<b>C Calcul de la résistance et des pertes Joule de la MRV 48/64175</b>	
C.1	Calcul de la résistance de phase . . . . .	175
C.2	Calcul des pertes Joule . . . . .	176
	<b>D Agrandissement des petites dents</b>	<b>177</b>

- E** Agrandissement des figures du tableau 2.11 (Évolution des machines - optimisation du couple et du couple massique) 179
- F** Agrandissement des figures du tableau 2.15 (MRV 48/64 optimisées) 189
- G** Agrandissement des figures du tableau 2.15 (MRV 48/64 optimisées) 195

# Table des figures

1.1	Eolienne simplifiée . . . . .	6
1.2	Coefficient de puissance $C_p$ . . . . .	7
1.3	Chaîne de conversion de l'énergie éolienne avec liaison directe au réseau . . . . .	8
1.4	Chaîne de conversion de l'énergie éolienne avec liaison indirecte au réseau . . . . .	8
1.5	Machine asynchrone avec liaison directe au réseau . . . . .	9
1.6	Machine asynchrone avec liaison indirecte au réseau . . . . .	10
1.7	Machine asynchrone à double alimentation liée au réseau par deux convertisseurs MLI en cascade . . . . .	10
1.8	Machine synchrone liée au réseau par un ensemble redresseur à diode, convertisseur DC/DC et onduleur MLI . . . . .	11
1.9	Machine synchrone avec deux convertisseurs MLI en cascade . . . . .	11
1.10	MSAP à flux radial . . . . .	13
1.11	Machines à flux radial (a) et axial (b) . . . . .	13
1.12	Machine synchrone à flux axial . . . . .	14
1.13	Machine synchrone à flux transverse . . . . .	15
1.14	Machines synchrones à bobinages fractionnaires . . . . .	16
1.15	MRV triphasée 24/16 . . . . .	18
1.16	MRV à plots dentés à double stator . . . . .	18
1.17	MRV excitée à effet vernier . . . . .	19
1.18	MRV hybride à effet vernier . . . . .	20
1.19	MRV à plots à aimants . . . . .	20
1.20	MRV à flux axial . . . . .	21
1.21	MRV élémentaire - Positions d'opposition et de conjonction . . . . .	23
1.22	MRV élémentaire - inductance, courant et couple pour une alimentation avec des courants rectangulaires . . . . .	25
1.23	MRV élémentaire - parcours dans le plan flux-courant pour une alimentation avec des courants rectangulaires . . . . .	25
1.24	MRV élémentaire - inductance, courant et couple pour une alimentation avec des courants sinusoïdaux . . . . .	27
1.25	MRV élémentaire - parcours dans le plan flux-courant pour une alimentation avec des courants sinusoïdaux . . . . .	27

1.26	MRV élémentaire - alimentation avec des courants triphasés rectangulaires . . . . .	29
1.27	MRV élémentaire - alimentation avec des courants triphasés sinusoïdaux . . . . .	30
2.1	Organigramme de la démarche de conception . . . . .	37
2.2	Schéma d'une MRV 60/64 . . . . .	38
2.3	Organigramme de l'algorithme génétique . . . . .	44
2.4	Parcours de l'AG sur la fonction Griewank 2 . . . . .	48
2.5	MRV d'étude . . . . .	50
2.6	Dents rectangulaires . . . . .	51
2.7	Dents circulaires . . . . .	51
2.8	Dents trapézoïdales . . . . .	51
2.9	Dents circulaires au stator et rectangulaires au rotor . . . . .	51
2.10	Comparaison des deux méthodes d'évaluation du couple moyen maximum . . . . .	53
2.11	Superposition des formes optimisées rectangulaire, circulaire et trapézoïdale . . . . .	55
2.12	Forme de dent aléatoire . . . . .	55
2.13	Formes trapézoïdales et « aléatoires » optimisées . . . . .	56
2.14	Schéma de la structure globale . . . . .	58
2.15	Influence de la profondeur de dent rotorique sur le couple . . . . .	62
2.16	Cycle de conversion de l'énergie . . . . .	66
2.17	Couple de la machine en fonction du nombre de plots par phase ( $N_{ps}/q$ ) de dents au rotor $N_r$ . . . . .	68
2.18	Longueur de la machine en fonction du nombre de plots par phase ( $N_{ps}/q$ ) de dents au rotor $N_r$ . . . . .	69
2.19	Pertes Joule en fonction du nombre de plots par phase ( $N_{ps}/q$ ) de dents au rotor $N_r$ . . . . .	69
2.20	Rapport d'énergie $\lambda_r$ en fonction du nombre de plots par phase ( $N_{ps}/q$ ) de dents au rotor $N_r$ . . . . .	70
2.21	Longueur machine en fonction de $N_r$ . . . . .	70
2.22	Histogramme du couple massique . . . . .	74
2.23	Histogramme des rapports cycliques des petites dents $\alpha_{s1}$ , $\alpha_{r1}$ , $\alpha_{s2}$ et $\alpha_{r2}$ . . . . .	75
2.24	Histogramme des profondeurs des petites dents $h_s$ et $h_r$ . . . . .	76
2.25	Saturation due à la profondeur de dent statorique $h_s$ . . . . .	77
2.26	Histogrammes des paramètres de gros plots $\beta_a$ et $R_a$ . . . . .	78
2.27	Machines à plots « creux » (groupe A, $\beta_a = 6^\circ$ ) et à plots « droits » (groupe B, $\beta_a = 9^\circ$ ) . . . . .	78
2.28	Histogramme du couple massique des machines des groupes A et B . . . . .	79
2.29	Histogramme des épaisseurs de culasses . . . . .	80
2.30	Tracé des lignes de champ de la MRV choisie . . . . .	81

2.31	Comparaison du couple volumique . . . . .	83
2.32	Comparaison du coût au couple . . . . .	83
3.1	Schéma synoptique de la MRV basse vitesse connectée à une éolienne . . . . .	87
3.2	Caractéristiques de flux $\phi(I, \theta)$ calculées par la méthode des éléments finis . . . . .	90
3.3	Caractéristiques de flux $\phi(I, \theta)$ augmentées afin de limiter les effets de bord - MRV 48/64 . . . . .	90
3.4	Inductance dynamique $L_{dyn}$ en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase - MRV 48/64 . . . . .	91
3.5	Inductance dynamique $L_{dyn}$ en fonction du courant de phase pour différentes positions du rotor - MRV 48/64 . . . . .	91
3.6	Couple en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase - MRV 48/64 . . . . .	92
3.7	Demi pont asymétrique . . . . .	94
3.8	Principe de fonctionnement simplifié (1 <sup>er</sup> cas) . . . . .	96
3.9	Principe de fonctionnement simplifié (2 <sup>ème</sup> cas) . . . . .	97
3.10	Formes d'onde typiques . . . . .	99
3.11	Parcours du point de fonctionnement dans le plan flux-courant	100
3.12	Fonctionnement de la GRV en régime saturé . . . . .	106
3.13	Synoptique de la régulation de courant . . . . .	107
3.14	Maximisation de $P_{DC}$ - Angles d'allumage $\theta_{on}$ optimisés . . .	108
3.15	Maximisation de $P_{DC}$ - Angles d'extinction $\theta_{off}$ optimisés . .	108
3.16	Maximisation de $P_{DC}$ - Puissance du bus continu $P_{DC}$ optimisés	109
3.17	Allures des courants de phases pour deux points de fonctionnement ( $P_{DC}$ maximum et $P_{DC}$ minimum) . . . . .	109
3.18	Minimisation $\Delta\Gamma/\Gamma$ - Angles d'allumage $\theta_{on}$ optimisés . . . .	112
3.19	Minimisation $\Delta\Gamma/\Gamma$ - Angles d'extinction $\theta_{off}$ optimisés . . .	113
3.20	Minimisation $\Delta\Gamma/\Gamma$ - Ondulations optimisées . . . . .	113
3.21	Exemple de fronts de Pareto . . . . .	114
3.22	Zone interdite . . . . .	115
3.23	Front de Pareto . . . . .	116
3.24	Rendement du front de Pareto . . . . .	117
3.25	Paramètres du front de Pareto . . . . .	118
3.26	Angle de conduction en fonction de $\theta_{on}$ . . . . .	118
3.27	Courants et couples pour la solution 1 ( $\theta_{on} = 0^\circ$ , $\theta_{off} = 152^\circ$ )	119
3.28	Courants et couples pour la solution 10 ( $\theta_{on} = -37^\circ$ , $\theta_{off} = 162^\circ$ ) . . . . .	119
3.29	Synoptique de la régulation de couple . . . . .	121
3.30	Couple de référence trapézoïdale . . . . .	122
3.31	Couple de référence asymétrique . . . . .	122
3.32	Ondulations de couple optimisées . . . . .	124

3.33	Variation des paramètres A et B pour les formes trapézoïdales et asymétriques . . . . .	125
3.34	Variation des paramètres $k_1$ et $k_2$ pour la forme asymétrique . . . . .	125
3.35	Allures de Couple et de courant pour les formes trapézoïdales et asymétriques ( $\Gamma_{ref} = 1700 Nm$ ) . . . . .	126
3.36	Synoptique de la régulation du bus continu . . . . .	127
3.37	Chaîne de conversion de la puissance mécanique en puissance électrique . . . . .	127
3.38	Modèle de la chaîne de conversion . . . . .	128
3.39	Modèle modifié de la chaîne de conversion . . . . .	128
3.40	Schéma de la « fonction miroir » . . . . .	128
3.41	Schéma de régulation équivalent . . . . .	129
3.42	Évolution du Courant de référence $I_{ref}$ . . . . .	131
3.43	Évolution de la tension de bus continu $V_{DC}$ . . . . .	131
3.44	Zoom du courant de phase et tension du bus continu . . . . .	132
4.1	Schéma de commande simplifié du dispositif expérimental . . . . .	136
4.2	Banc expérimental avec la MRV d'étude (gauche) couplée à une MCC (droite) . . . . .	137
4.3	Synoptique du banc expérimental . . . . .	137
4.4	Coupe de la MRV 6/4 (dimensions en mètres) . . . . .	139
4.5	Courbe de saturation de la tôle FeV 400 - 50 HA . . . . .	140
4.6	Caractéristiques de flux $\phi(I, \theta)$ calculées par la méthode des éléments finis - MRV 6/4 . . . . .	141
4.7	Caractéristiques de flux $\phi(I, \theta)$ augmentées afin de limiter les effets de bord - MRV 6/4 . . . . .	141
4.8	Inductance dynamique $L_{dyn}$ en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase - MRV 6/4 . . . . .	142
4.9	Inductance dynamique $L_{dyn}$ en fonction du courant de phase pour différentes positions du rotor - MRV 6/4 . . . . .	142
4.10	Couple en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase - MRV 6/4 . . . . .	143
4.11	Inductances calculées et mesurées en fonction de la position en régime linéaire - MRV 6/4 . . . . .	144
4.12	Courants de phase, ordres de commande et tension de phase expérimentaux pour $\theta_{on} = 40^\circ$ , $\theta_{off} = 120^\circ$ , $\Omega = 200 rd/s$ , $R_{DC} = 240 \Omega$ . . . . .	147
4.13	Courants de phase, ordres de commande et tension de phase expérimentaux pour $\theta_{on} = 20^\circ$ , $\theta_{off} = 160^\circ$ , $\Omega = 100rd/s$ , $R_{DC} = 308 \Omega$ . . . . .	147
4.14	Démarrage de la GRV avec une tension initiale de 26 V . . . . .	149
4.15	Démarrage de la GRV avec une tension initiale de 20 V . . . . .	150
4.16	Démarrage de la GRV avec une tension initiale de 252 V . . . . .	150

4.17 Synoptique de la régulation en courant avec prise en compte de l'équation du bus continu . . . . . 151

4.18 Comparaison des valeurs expérimentales et simulées de  $V_{DC}$  en fonction du courant de référence  $I_{ref}$ . (a) :

$\theta_{on} = 40^\circ, \theta_{off} = 120^\circ, \Omega = 100 \text{ rd/s}, R_{DC} = 308 \Omega,$

(b) :  $\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 160^\circ, \Omega = 100 \text{ rd/s}, R_{DC} = 308 \Omega,$

(c) :  $\theta_{on} = 40^\circ, \theta_{off} = 120^\circ, \Omega = 200 \text{ rd/s}, R_{DC} = 240 \Omega,$

(d) :  $\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 160^\circ, \Omega = 200 \text{ rd/s}, R_{DC} = 240 \Omega$  . . 152

4.19 Comparaison des courants mesurés et simulés pour  $I_{ref} = 16 \text{ A}$  et  $\Omega = 200 \text{ rd/s}$  ( $\theta_{on} = 40^\circ$  et  $\theta_{off} = 120^\circ$ ),  $R_{DC} = 240 \Omega$  154

4.20 Comparaison des courants mesurés et simulés pour  $I_{ref} = 16 \text{ A}$  et  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$  ( $\theta_{on} = 20^\circ$  et  $\theta_{off} = 160^\circ$ ),  $R_{DC} = 308 \Omega$  154

4.21 Tension du bus et courant de référence expérimentaux . . . . 156

4.22 Zoom de la tension du bus et courant de référence expérimentaux 156

4.23 Tension du bus et courant de référence simulés . . . . . 157

4.24 Zoom de la tension du bus et courant de référence simulés . . 157

D.1 Optimisation du couple - *Dents rectangulaires, circulaire et trapézoïdales* . . . . . 178

D.2 Optimisation du couple - *Dents trapézoïdales et aléatoires* . . 178

E.1 Optimisation du couple - *Initialisation* . . . . . 180

E.2 Optimisation du couple massique - *Initialisation* . . . . . 181

E.3 Optimisation du couple - *Génération 33* . . . . . 182

E.4 Optimisation du couple massique - *Génération 33* . . . . . 183

E.5 Optimisation du couple - *Génération 66* . . . . . 184

E.6 Optimisation du couple massique - *Génération 66* . . . . . 185

E.7 Optimisation du couple - *Génération 100* . . . . . 186

E.8 Optimisation du couple massique - *Génération 100* . . . . . 187

F.1 Optimisation du couple massique - *2 plots par phases* . . . . 190

F.2 Optimisation du couple massique - *4 plots par phases* . . . . 191

F.3 Optimisation du couple massique - *8 plots par phases* . . . . 192

F.4 Optimisation du couple massique - *16 plots par phases* . . . . 193

G.1 Optimisation du couple massique -  $N_r = 32, 4 \text{ plots par phases}$  196

G.2 Optimisation du couple massique -  $N_r = 64, 4 \text{ plots par phases}$  197

G.3 Optimisation du couple massique -  $N_r = 80, 4 \text{ plots par phases}$  198

G.4 Optimisation du couple massique -  $N_r = 88, 4 \text{ plots par phases}$  199

G.5 Optimisation du couple massique -  $N_r = 128, 4 \text{ plots par phases}$  200

G.6 Optimisation du couple massique -  $N_r = 32, 8 \text{ plots par phases}$  201

G.7 Optimisation du couple massique -  $N_r = 64, 8 \text{ plots par phases}$  202

G.8 Optimisation du couple massique -  $N_r = 88, 8 \text{ plots par phases}$  203

G.9 Optimisation du couple massique -  $N_r = 128, 8 \text{ plots par phases}$  204



# Liste des tableaux

2.1	Distribution des lignes de champ . . . . .	42
2.2	Maillage des machine fractionnées et complètes . . . . .	43
2.3	Paramètres de la fonction Hartmann à 3 variables . . . . .	47
2.4	Paramètres de la fonction Hartmann à 6 variables . . . . .	47
2.5	Résultats d'optimisation de l'AG sur des fonctions analytiques	48
2.6	Contraintes sur les variables d'optimisation . . . . .	53
2.7	Optimisation des formes prédéterminées . . . . .	54
2.8	Contraintes sur les variables . . . . .	58
2.9	Résultats d'optimisation du couple et du couple massique . .	59
2.10	Paramètres optimisés . . . . .	60
2.11	Évolution des machines (optimisation du couple et du couple massique) . . . . .	61
2.12	Topologies réalisables pour $N_r = 64$ , $N_s = 48$ et $q = 3$ . . . .	63
2.13	Résultats d'optimisation (longueur et volume extérieur constants)	63
2.14	Résultats d'optimisation (couple constant) . . . . .	63
2.15	MRV 48/64 optimisées . . . . .	64
2.16	Influence du nombre de dents . . . . .	67
2.17	MRV optimisées à 4 et 8 plots par phase . . . . .	68
2.18	Résultats statistiques sur le couple massique . . . . .	73
2.19	Étude statistique sur les paramètres géométriques . . . . .	73
2.20	Étude statistique sur les paramètres géométriques "croisés" .	74
2.21	Résultats statistiques des groupes A et B . . . . .	79
2.22	Paramètres de la MRV optimisée choisie . . . . .	81
3.1	État des interrupteurs pour un fonctionnement moteur . . . .	95
3.2	État des interrupteurs pour un fonctionnement générateur . .	95
3.3	$\theta_{on}$ optimisés [°] . . . . .	110
3.4	$\theta_{off}$ optimisés [°] . . . . .	110
3.5	$P_{DC}$ optimisées [ $kW$ ] . . . . .	110
3.6	$\theta_{on}$ optimisés [°] . . . . .	111
3.7	$\theta_{off}$ optimisés [°] . . . . .	112
3.8	Ondulation optimisées [%] . . . . .	112
3.9	Ondulations de couple optimisées . . . . .	124

4.1	Valeurs expérimentales de $V_{DC}$ pour $\Omega = 100 \text{ rd/s}$ et $R_{DC} = 308 \Omega$ . . . . .	145
4.2	Valeurs expérimentales de $V_{DC}$ pour $\Omega = 200 \text{ rd/s}$ et $R_{DC} = 240 \Omega$ . . . . .	145
4.3	Valeurs expérimentales et simulées de $V_{DC}$ pour $\Omega = 100 \text{ rd/s}$ et $R_{DC} = 308 \Omega$ . . . . .	153
4.4	Valeurs expérimentales et simulées de $V_{DC}$ pour $\Omega = 200 \text{ rd/s}$ et $R_{DC} = 240 \Omega$ . . . . .	153
A.1	Topologies réalisables pour $N_{ps} = 6$ et $q = 3$ . . . . .	170
A.2	Topologies réalisables pour $N_{ps} = 12$ et $q = 3$ . . . . .	170
A.3	Topologies réalisables pour $N_{ps} = 24$ et $q = 3$ . . . . .	171
A.4	Topologies réalisables pour $N_{ps} = 48$ et $q = 3$ . . . . .	171
B.1	Topologies réalisables pour $N_r = 64$ , $N_s = 48$ et $q = 3$ . . . .	173
B.2	Topologies réalisables pour $N_r = 64$ , $N_s = 54$ et $q = 3$ . . . .	174
B.3	Topologies réalisables pour $N_r = 64$ , $N_s = 60$ et $q = 3$ . . . .	174

# Introduction Générale

Face à une demande croissante d'énergie et à l'épuisement à plus ou moins long terme des énergies fossiles, différentes solutions de substitution ont été envisagées. Suite aux crises pétrolières, certains pays comme la France ont mené une politique orientée vers le nucléaire alors que d'autres comme le Danemark ont massivement utilisé les énergies renouvelables avec l'adoption de l'éolien.

En raison de la nature fluctuante du vent, l'éolien ne peut être considéré que comme une source d'énergie de complément et non de remplacement des solutions classiques.

L'Allemagne est aujourd'hui le premier producteur mondial avec une production de 14.6 *GW* en 2003, l'Espagne est au deuxième rang avec 6.4 *GW*, les USA au troisième rang avec 6.3 *GW* et le Danemark au quatrième rang avec 3.1 *GW*. La France est au dixième rang européen avec 0.253 *GW* [REE 05].

L'ADEME distingue deux catégories de production par l'éolien : le grand éolien et le petit éolien. Le grand éolien fait intervenir des machines dont la puissance varie de la dizaine de kilowatts aux megawatts. Les éoliennes sont alors souvent regroupées en fermes composées de plusieurs (parfois des dizaines) éoliennes. Le petit éolien regroupe des machines de quelques kilowatts à 50 *kW* et il est plutôt destiné aux sites isolés [ADE ].

Notre étude porte sur une éolienne de 10 *kW* tournant à 50 *tr/min*.

La chaîne de conversion de l'énergie du vent en énergie électrique a suivi de nombreuses évolutions. La vitesse de rotation d'une éolienne étant très faible devant celle des génératrices classiques, un multiplicateur de vitesse est placé entre l'éolienne et la génératrice. Ces génératrices sont généralement des machines asynchrones à cage directement reliées au réseau ou bien des machines synchrones ou asynchrones à double alimentation reliées indirectement au réseau au moyen d'un convertisseur de puissance. Le fonctionnement de l'ensemble de la chaîne de conversion pourrait être amélioré en s'affranchissant ou en simplifiant le multiplicateur de vitesse (poids, rendement et maintenance) [DUB 00a][LAM 00][HAN 01].

Le travail présenté concerne le dimensionnement d'un ensemble convertisseur machine couplé directement à l'éolienne. La génératrice doit fonctionner à 50 *tr/min* sous une puissance de 10 *kW* soit un couple de 2000 *Nm*.

Parmi les génératrices basse vitesse de rotation (ou fort couple) la machine à réluctance variable (MRV) représente une solution intéressante [CAR 95][DUB 00b][LOB 05][MAC 05][MOR 04a][MUE 99].

Le premier chapitre présente les différentes chaînes de conversion de l'énergie éolienne. Les topologies de génératrices basse vitesse de rotation sont abordées. Ensuite, le fonctionnement en régime linéaire de la MRV est analysé.

Le deuxième chapitre traite de la modélisation et de l'optimisation d'une MRV à plots dentés. La démarche adoptée consiste dans un premier temps à optimiser la forme et les dimensions des petites dents statoriques et rotoriques afin de dégager la forme optimale des dents puis dans un deuxième temps à optimiser l'ensemble de la structure de la machine. Un algorithme génétique (AG) a été développé à cet effet. Une étude statistique des machines dimensionnées à partir de l'AG est présentée. Les machines optimisées sont comparées à d'autres topologies de génératrices basse vitesse sur deux critères : le couple volumique et le coût par unité de couple. Une machine est alors choisie afin d'étudier son association avec un convertisseur de puissance.

Le troisième chapitre a pour objet la commande du convertisseur de puissance (demi-pont en H) associé à la génératrice à réluctance variable (GRV) débitant sur un circuit RC. La machine est modélisée par la méthode des éléments finis et le réseau de flux en fonction du courant et de la position du rotor  $\phi(\theta, I)$ . Ce réseau est approximé par une méthode d'interpolation dite de Krigeage. Le fonctionnement en génératrice de la machine est exposé. Les paramètres de commande sont ensuite optimisés en considérant d'abord des courants de référence de forme rectangulaire puis des courants pouvant prendre d'autres formes. Enfin, un schéma de régulation de la tension du bus continu est proposé.

Le quatrième chapitre met en œuvre l'étude expérimentale d'une GRV 6/4. Le banc d'essais se compose d'une machine à courant continu couplée à la GRV d'étude commandées par un système Dspace. Une procédure de démarrage est étudiée. Deux régulateurs sont synthétisés et implémentés : un pour le courant (boucle interne) et un pour la tension du bus continu (boucle externe). Les résultats expérimentaux sont analysés et confrontés aux simulations.

# Chapitre 1

## État de l'art : génératrices lentes dédiées à l'éolien

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>5</b>
<b>1.2</b>	<b>L'énergie éolienne</b>	<b>5</b>
1.2.1	Introduction	5
1.2.2	Loi de Betz	6
1.2.3	Chaînes de conversion de l'énergie	8
1.2.4	Conclusion	12
<b>1.3</b>	<b>Génératrices synchrones lentes pour les applications éoliennes</b>	<b>12</b>
1.3.1	Introduction	12
1.3.2	Machines synchrones à flux radial	12
1.3.3	Machines synchrones à flux axial	13
1.3.4	Machines synchrones à flux transverse	14
1.3.5	Machines synchrones à bobinages fractionnaires	15
1.3.6	Conclusion	16
<b>1.4</b>	<b>MRV lentes pour les applications éoliennes</b>	<b>16</b>
1.4.1	Introduction	16
1.4.2	MRV « pures »	17
1.4.3	MRV Vernier	18
1.4.4	MRV hybrides	19
1.4.5	MRV à flux axial	20
1.4.6	Conclusion	21
<b>1.5</b>	<b>Modélisation analytique de la MRV en régime linéaire</b>	<b>21</b>
1.5.1	Introduction	21
1.5.2	Calcul de l'énergie, de la coénergie et du couple	22
1.5.3	Machine élémentaire	22
1.5.4	Machine polyphasée	28

---

1.5.5 Conclusion . . . . .	30
<b>1.6 Conclusion . . . . .</b>	<b>31</b>

---

## Notations utilisées dans le chapitre

$C_p$	: Coefficient de puissance de l'éolienne
$f$	: fréquence des courants de phase
$i_j$	: Courant dans la phase « j »
$I_m$	: Courant de phase maximum
$L$	: Inductance de phase
$L_m$	: Longueur de la machine
$N_r$	: Nombre de dents au rotor
$N_s$	: Nombre de dents au stator
$p$	: Polarité de l'induit
$p'$	: Polarité de l'inducteur
$P_{\text{éolienne}}$	: Puissance extraite par l'éolienne
$P_{\text{vent}}$	: Puissance du vent
$q$	: Nombre de phases de la machine
$R$	: Rayon de l'aérogénérateur
$S_{\text{éolienne}}$	: Surface balayée par l'éolienne
$v$	: Vitesse du vent
$W'$	: Coénergie
$W$	: Energie
$\beta_i$	: Angle d'inclinaison des pales de l'éolienne
$\phi_j$	: Flux de la phase « j »
$\Gamma$	: Couple machine
$\lambda$	: Rapport de vitesse de l'éolienne
$\Omega$	: Vitesse de rotation du rotor
$\omega$	: Pulsation des courants (induit)
$\omega'$	: Pulsation des courants (inducteur)
$\rho$	: Masse volumique de l'air
$\theta$	: Position électrique du rotor par rapport au stator ( $\theta = 0$ correspond à la position de conjonction)
$\theta_m$	: Position mécanique du rotor par rapport au stator
$\theta_0$	: Angle de déphasage entre le courant et l'inductance

## 1.1 Introduction

Si la première exploitation de l'énergie éolienne s'effectuait au moyen de moulins à vent, l'extraction d'énergie électrique à partir du vent est une problématique actuelle encouragée par plusieurs facteurs dont la libéralisation du marché de l'électricité, le renforcement des préoccupations environnementales et les progrès technologiques. La chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique intègre différents organes électrotechniques. Afin de maximiser l'efficacité de cette conversion d'énergie, de nombreuses solutions ont été examinées aussi bien au niveau de la génératrice à utiliser que de l'électronique de puissance. La plupart des dispositifs utilisent des machines synchrones ou asynchrones mais des études sont aussi réalisées dans l'objectif de développer des machines spéciales. L'interface électronique entre l'éolienne et la charge a généralement pour but de commander le générateur afin d'extraire un maximum de puissance du vent.

Le fonctionnement simplifié de l'éolienne est traité puis différentes chaînes de conversion de l'énergie éolienne sont présentées. Les générateurs basse vitesse de rotation permettent de s'affranchir du multiplicateur de vitesse supprimant ainsi un organe de conversion d'énergie mécanique toutefois de telles machines ont des contraintes de conception particulières. Aussi des machines synchrones et des MRV à attaque directe sont examinées. Le choix technologique de la machine est porté sur la MRV non-excitée basse vitesse. Son fonctionnement en régime linéaire est traité pour deux formes de courants d'alimentations : rectangulaire et sinusoïdale.

## 1.2 L'énergie éolienne

### 1.2.1 Introduction

L'énergie éolienne a déjà été utilisée par Hamourabi (fondateur de Babylone) afin d'irriguer la Mésopotamie vers l'an 2000 avant J-C. Les chinois ont également exploité la puissance du vent pour des systèmes de pompage de l'eau. Le début du Moyen-Age a vu l'apparition des moulins en Europe avec comme application l'assèchement des lacs et terrains inondés au Pays-Bas ainsi que la moudre de grains. La génération d'énergie électrique par le vent a débuté à la fin du *XIX<sup>ème</sup>* siècle. Parmi les pionniers on peut citer Paul La Cour au Danemark qui a associé une dynamo à une éolienne en 1891. Dans les années 1950, Johannes Juul (élève de Paul La Cour) devint aussi un pionnier dans l'utilisation de l'énergie éolienne en construisant les premières éoliennes produisant du courant alternatif.

La première crise pétrolière en 1973 contribua à éveiller l'intérêt pour l'énergie éolienne dans plusieurs pays. Les USA ont notamment lancé en Californie une opération à grande échelle au début des années 1980 en passant de 7 MW en 1981 à 386 MW en 1985.

Aujourd'hui, les études portent sur l'amélioration de l'aérogénérateur ainsi que sur la chaîne de conversion de l'énergie du vent en énergie électrique exploitable par le réseau. Les premières éoliennes mettent en œuvre une génératrice asynchrone liée aux pales par l'intermédiaire d'une boîte de vitesse, fonctionnent en vitesse fixe et sont directement reliées au réseau (pas d'interface électronique). Cette technologie est surtout employée au Danemark dans les années 1970. Les systèmes les plus récents se dirigent d'une part vers la vitesse variable pour maximiser la puissance captée du vent avec l'insertion d'électronique entre la génératrice et le réseau, et d'autre part vers l'utilisation de génératrices spéciales tournant à basse vitesse afin de s'affranchir du réducteur de vitesse.

### 1.2.2 Loi de Betz

Étudions l'éolienne présentée figure 1.1. D'après la théorie de Betz [VAD 57], la puissance du vent est :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} S_{éolienne} \rho v^3 \quad (1.1)$$

Avec  $S_{éolienne}$  la surface balayée par l'éolienne,  $\rho$  la masse volumique de l'air ( $1.225 \text{ kg/m}^3$ ) et  $v$  la vitesse du vent.

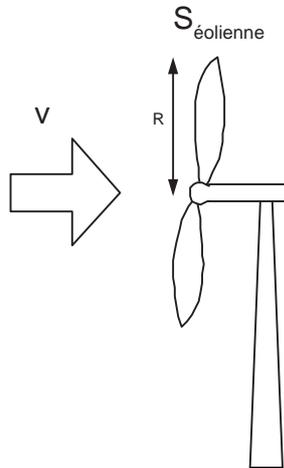


FIG. 1.1 – Eolienne simplifiée

L'éolienne ne peut récupérer qu'une partie de la puissance du vent ( $P_{vent}$ ). La puissance du vent et la puissance extraite par l'éolienne  $P_{éolienne}$  peuvent s'exprimer en fonction du coefficient de puissance  $C_p$  :

$$P_{éolienne} = C_p P_{vent} \quad (1.2)$$

D'après Betz, le coefficient de puissance  $C_p$  ne peut être supérieur à  $16/27$ .

Le coefficient  $C_p$ , diffère pour chaque éolienne, dépend de l'angle d'inclinaison des pales  $\beta_i$  et du rapport de vitesse  $\lambda$  :

$$\lambda = \frac{R \Omega}{v} \quad (1.3)$$

Avec  $R$  le rayon des pales de l'éolienne,  $\Omega$  la vitesse de rotation de l'éolienne et  $v$  la vitesse du vent.

Le coefficient de puissance  $C_p$  est souvent issu de mesures pratiques. L'étude d'une éolienne particulière a permis de déduire la formule empirique suivante [DUB 00a] :

$$C_p(\lambda, \beta_i) = (0.44 - 0.0167 \beta_i) \sin\left(\pi \frac{\lambda - 3}{15 - 0.3 \beta_i}\right) - 0.00184 (\lambda - 3) \beta_i \quad (1.4)$$

Avec  $\beta_i$  exprimé en degrés.

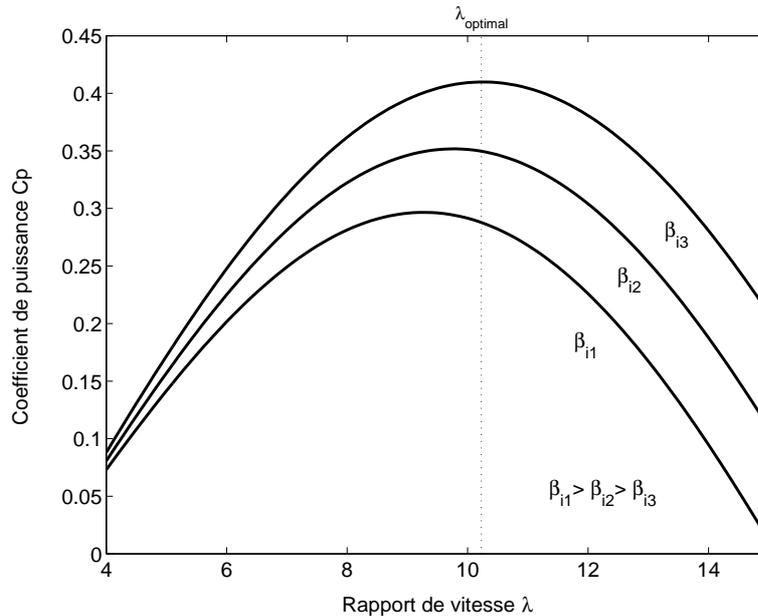


FIG. 1.2 – Coefficient de puissance  $C_p$

La figure 1.2 représente le coefficient de puissance  $C_p$  (calculé à partir de l'équation 1.4) en fonction du rapport de vitesse  $\lambda$  pour différents angles d'inclinaison des pales  $\beta_i$ .

On remarque que si, pour un angle constant  $\beta_i$ , on pouvait maintenir le coefficient de vitesse  $\lambda$  constant et égal à  $\lambda_{optimal}$  à chaque instant, la puissance captée par l'éolienne serait maximale [VIH 98]. La figure 1.2 montre

le  $\lambda_{optimal}$  correspondant à un angle d'inclinaison des pales  $\beta_{i3}$ . Cette condition ne peut être vérifiée qu'avec l'utilisation de la vitesse variable. En effet, afin de maintenir  $\lambda = \lambda_{optimal}$ , il est nécessaire de faire varier la vitesse de rotation du générateur (et de l'éolienne) avec les variations de vitesse du vent (équation 1.3).

Pour un fonctionnement à vitesse de rotation fixe, le coefficient  $\lambda$  varie avec la vitesse du vent : la puissance captée est maximale seulement pour une vitesse du vent donnée (généralement la vitesse nominale de fonctionnement).

Le fonctionnement à vitesse de rotation variable permet d'optimiser l'énergie captée par l'éolienne mais demande la mise en œuvre d'un convertisseur avec sa commande, ce qui entraîne un surcoût par rapport à la vitesse fixe. La littérature donne un gain de puissance extraite variant entre 2% et 38% [MUT 00].

### 1.2.3 Chaînes de conversion de l'énergie

La chaîne de conversion de l'énergie éolienne vers l'énergie électrique comprend plusieurs organes de conversion.

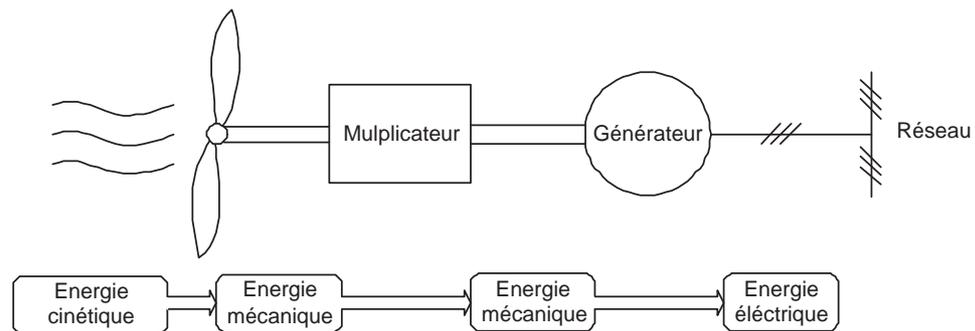


FIG. 1.3 – Chaîne de conversion de l'énergie éolienne avec liaison directe au réseau

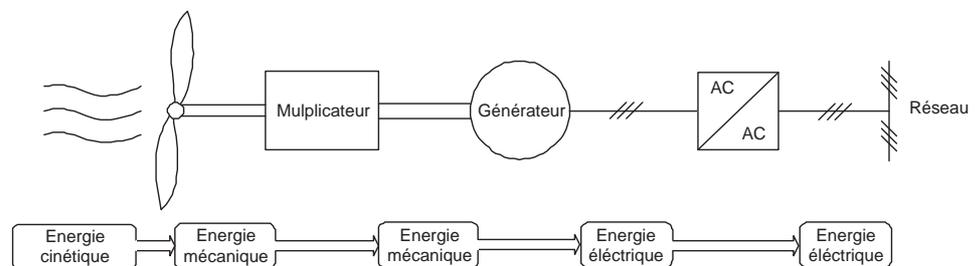


FIG. 1.4 – Chaîne de conversion de l'énergie éolienne avec liaison indirecte au réseau

L'énergie cinétique du vent est convertie en énergie mécanique par l'éolienne. Ensuite, la vitesse de rotation de l'éolienne (de 10 à 200  $tr/min$ ) est adaptée à celle de la génératrice classique (typiquement de 750 à 3000  $tr/min$ ) avec un multiplicateur de vitesse. La génératrice a pour rôle de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique. Le générateur peut ensuite être lié directement ou indirectement au réseau. S'il est lié directement au réseau, (figure 1.3) alors le générateur tourne à vitesse « fixe » ou très faiblement variable en jouant sur le glissement de la machine asynchrone. On mentionne que dans ce cas, l'utilisation de la machine synchrone est impossible car la vitesse de rotation du rotor doit être un multiple de la fréquence des courants. Si le générateur est lié indirectement au réseau, (figure 1.4) alors l'interface d'électronique de puissance (bloc AC/AC) adapte la fréquence des courants générateurs à celle du réseau et autorise le fonctionnement à vitesse variable. Ce type de chaîne permet d'utiliser une machine synchrone, asynchrone ou encore une machine spéciale. Le convertisseur AC/AC est souvent composé de deux convertisseurs AC/DC et DC/AC mis en cascade.

### systèmes utilisant la machine asynchrone

La machine asynchrone équipe actuellement une grande partie du parc éolien. Elle a l'avantage d'être robuste et de faible coût.

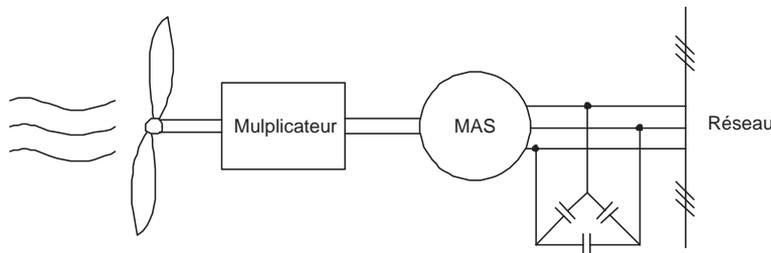


FIG. 1.5 – Machine asynchrone avec liaison directe au réseau

Une topologie consiste à relier directement une MAS à cage d'écurie au réseau (figure 1.5). Un multiplicateur est associé à la machine et un banc de condensateurs assure sa magnétisation. La vitesse de rotation peut alors être faiblement variable, limitée par le glissement maximum de la MAS. L'avantage de cette architecture est sa simplicité et son faible coût. Son principal inconvénient est d'une part l'impossibilité de fonctionnement à vitesse variable, ce qui réduit la puissance pouvant être puisée du vent et d'autre part les problèmes d'accrochage / décrochage au réseau [REE 05]. Cette structure est largement employée au Danemark depuis les années 70.

Le dispositif de la figure 1.6 permet de fonctionner à vitesse variable. En effet, le redresseur à diodes fournit une tension continue variable en fonction de la vitesse de rotation de l'éolienne qui peut être exploitée par un ondu-

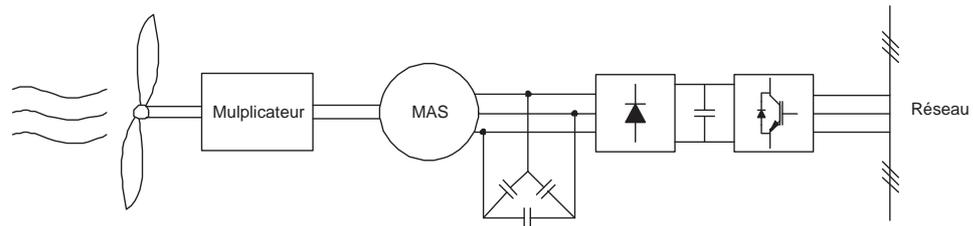


FIG. 1.6 – Machine asynchrone avec liaison indirecte au réseau

leur MLI pour renvoyer sur le réseau une tension alternative à la fréquence adéquate et des courants sinusoïdaux. La magnétisation de la machine s'effectue avec un banc de condensateurs. Cette solution met en œuvre des convertisseurs de puissance qui doivent être dimensionnés pour la puissance totale envoyée par le générateur sur le réseau (coût et pertes importants) et des condensateurs pénalisant en terme de coût. Ces inconvénients ont freiné le développement industriel de cette structure.

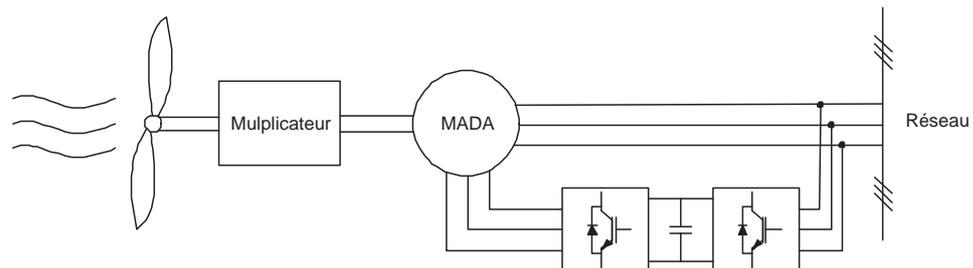


FIG. 1.7 – Machine asynchrone à double alimentation liée au réseau par deux convertisseurs MLI en cascade

La figure 1.7 montre une configuration avec la Machine Asynchrone à double Alimentation (MADA). La MADA a la particularité de disposer de deux bobinages triphasés au stator et au rotor. L'un est relié directement au réseau et transfère la plus grande partie de la puissance alors que l'autre de moindre puissance permet de faire varier les courants rotoriques d'excitation de la MADA. C'est sur ce bobinage de moindre puissance que le convertisseur de puissance, composé d'un ensemble redresseur/onduleur MLI en cascade, est inséré afin de contrôler la vitesse de rotation de la machine. Un tel dispositif a l'avantage de fonctionner à vitesse variable en faisant intervenir un convertisseur de faible puissance. Celui-ci a une puissance de l'ordre de 30 % de la puissance nominale fournie au réseau [POI 03].

### systèmes utilisant la machine synchrone

La Machine Synchrone (MS) a l'avantage d'avoir un bon rendement et un bon couple massique notamment pour la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Ces qualités sont contrebalancées par un coût plus élevé que la MAS.

Plusieurs structures sont possibles pour la machine synchrone. On notera que pour chaque topologie, il est possible de s'affranchir du multiplicateur de vitesse en utilisant une machine synchrone à aimants permanents à grand nombre de paires de pôles. Différentes topologies de MSAP basses vitesses sont présentées dans la section 1.3.

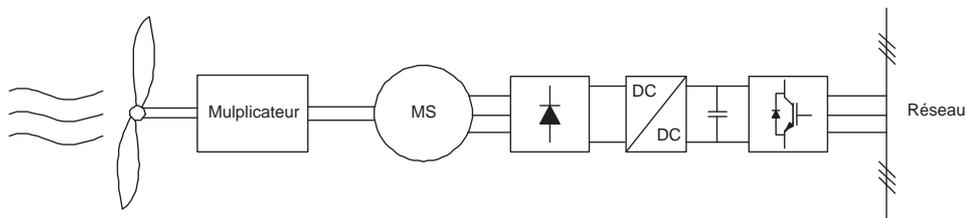


FIG. 1.8 – Machine synchrone liée au réseau par un ensemble redresseur à diode, convertisseur DC/DC et onduleur MLI

Un redresseur à diodes, associé ou non à un convertisseur DC/DC, peut être utilisé (figure 1.8). Cette solution est avantageuse sur le plan économique mais la qualité des courants de la génératrice est moins bonne qu'avec un redresseur MLI, de plus le nombre de degrés de liberté sur l'ensemble de la chaîne de conversion est plus faible (trois contre quatre).

La machine synchrone peut être associée à un redresseur MLI qui permet de fonctionner à vitesse variable et donc de maximiser la puissance (figure 1.9).

La topologie utilisant un redresseur à diodes et un boost comme convertisseur DC/DC est considérée comme la configuration optimale par Carlsson au regard du coût, de la qualité de l'énergie et du facteur de puissance [CAR 94].

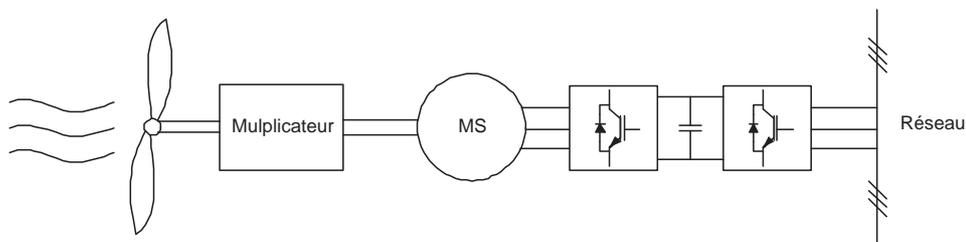


FIG. 1.9 – Machine synchrone avec deux convertisseurs MLI en cascade

La structure de la figure 1.9 peut aussi être utilisée avec une MAS [MOR 03]-[PEA 99]. Dans ce cas, le redresseur MLI assure la magnétisation de la machine asynchrone et le banc de condensateurs n'est plus nécessaire.

#### 1.2.4 Conclusion

Le fonctionnement à vitesse variable permet d'optimiser l'énergie captée par l'éolienne mais demande la mise en œuvre d'un convertisseur ainsi que sa commande, ce qui entraîne un surcoût par rapport à la vitesse fixe. La littérature donne un gain de puissance variant entre 2% et 38%.

Habituellement, les éoliennes utilisent un multiplicateur pour adapter la basse vitesse de rotation de l'hélice (de 10 à 200 *tr/min*) à celle du générateur (typiquement de 750 à 3000 *tr/min*). Les performances de tels dispositifs peuvent être améliorées (maintenance, rendement...) en supprimant totalement ou partiellement le multiplicateur et en utilisant un générateur basse vitesse à attaque directe. Les deux parties suivantes présentent différentes topologies de générateurs basses vitesses. Les machines synchrones à aimants permanents ainsi que les machines à réluctance variable sont traitées dans la partie suivante. Les machines asynchrones basse vitesse (à grand nombre de pôles) ont une faible inductance magnétisante ce qui conduit à un bas facteur de puissance, une faible densité de couple et un mauvais rendement [DUB 00a] [BIN 05]. Les machines asynchrones basse vitesse ne seront donc pas traitées.

### 1.3 Génératrices synchrones lentes pour les applications éoliennes

#### 1.3.1 Introduction

Aujourd'hui, la plupart des machines synchrones utilisées dans l'éolien sont des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP). Par rapport à la machine à excitation, la MSAP a un meilleur rendement et un meilleur couple massique. L'inconvénient de la MSAP réside dans le prix des aimants terres rares (assemblage). Des MSAP à attaque directe sont utilisées dans le cadre d'applications éoliennes par les entreprises suivantes : *Lietner* (1.35 MW, 18 *tr/min*), *Innowind* (1.2 MW, 21 *tr/min*) et *Scan Wind* (3 MW, 20 *tr/min*) [BIN 05].

#### 1.3.2 Machines synchrones à flux radial

Plusieurs MSAP à flux radial ont été proposées dans la littérature. La plupart sont à rotor intérieur [KLA 98][GRA 96] mais certaines ont un rotor extérieur [CHE 98][MAC 05]. Ce type de machine permet d'avoir de bonnes

performances sur une grande plage de variation de la vitesse de rotation [LAM 00].

La figure 1.10 montre une MSAP classique à flux radial et à rotor intérieur.

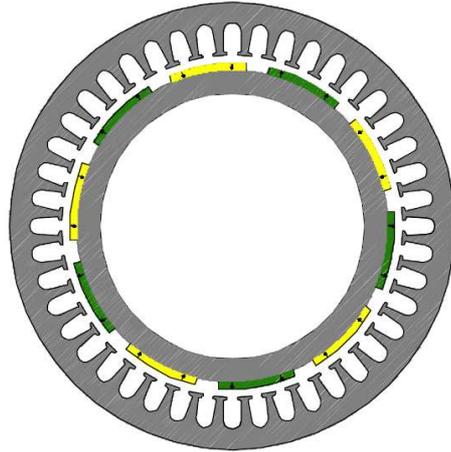


FIG. 1.10 – MSAP à flux radial

### 1.3.3 Machines synchrones à flux axial

Ces machines (figures 1.11 et 1.12) ont fait l'objet de plusieurs études dans le cadre d'une application éolienne à attaque directe [SÖD 96] [ROV 01] [MUL 98] [DUB 00b] [HAN 01].

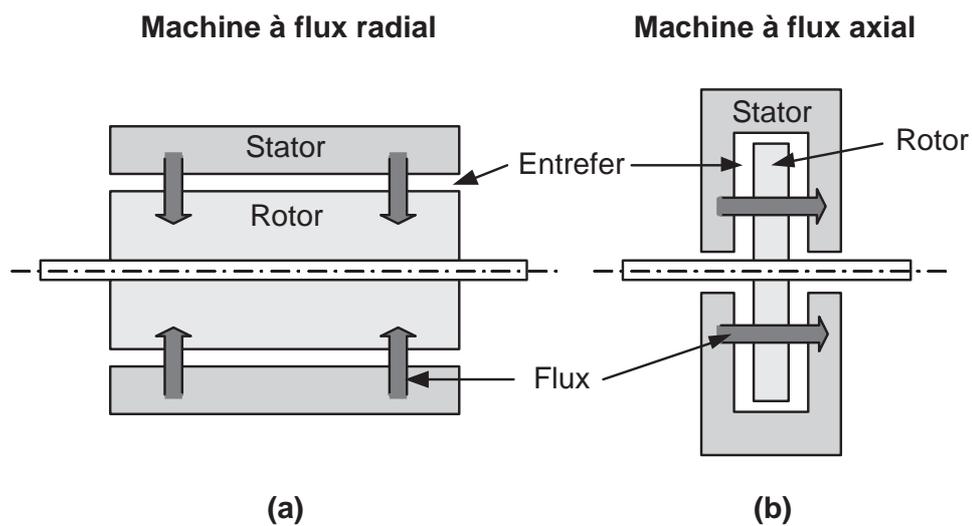


FIG. 1.11 – Machines à flux radial (a) et axial (b)

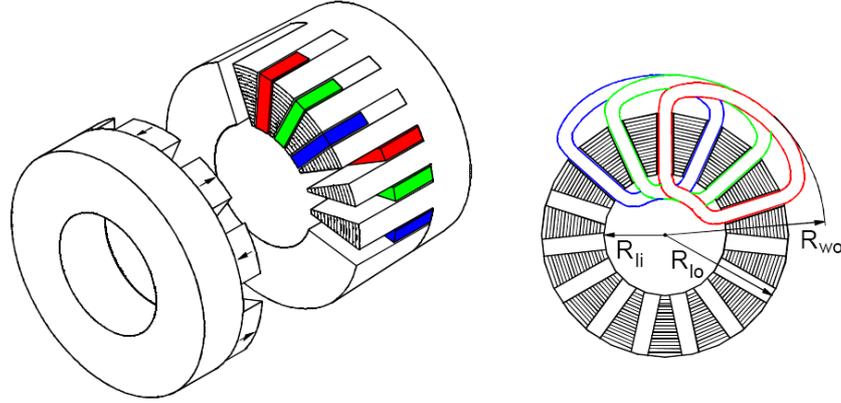


FIG. 1.12 – Machine synchrone à flux axial

Pour une machine axialement courte, le volume d'entrefer et donc le couple produit est plus important pour une machine à flux axial que pour une machine à flux radial (équation 1.5).

$$\begin{cases} \Gamma_{radial} \propto R_{ext} L_m \\ \Gamma_{axial} \propto \frac{R_{ext}^2 - R_{int}^2}{2} \end{cases} \quad (1.5)$$

Avec  $L_m$  la longueur de la machine,  $R_{ext}$  le rayon externe de la machine et  $R_{int}$  le rayon interne du rotor (machine axiale).

Pour les applications basses vitesses, la structure de la machine axiale reste compacte alors que la machine radiale tend vers une structure creuse [MUL 99]. Ceci conduit à un meilleur couple volumique pour la machine à flux axial.

Un autre avantage de cette topologie est la possibilité d'assembler plusieurs machines sur un même axe afin d'accroître le couple. Un inconvénient de cette structure est que les forces d'attraction axiale entre le rotor et le stator peuvent contraindre à des renforcements mécaniques de la structure avec des conséquences sur le poids et le prix.

La machine discoïde utilise cette technologie et trouve des applications dans la propulsion navale. L'éolienne Jeumont J48 de 750 kW met en œuvre ce type de machine pour la vitesse variable à entraînement direct (grand nombre de pôles) [MIC 97].

### 1.3.4 Machines synchrones à flux transverse

La machine à flux transverse (figure 1.13) est une technologie nouvelle et intéressante [DUB 00a] [DUB 00b] [HAN 01]. Il existe de nombreuses to-

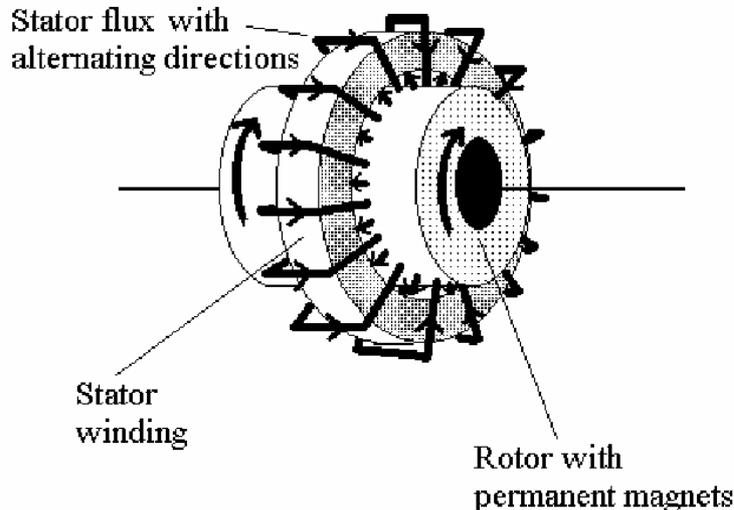


FIG. 1.13 – Machine synchrone à flux transverse

pologies mais la plus pertinente utilise des aimants permanents avec concentration de flux [HAR 98].

Ses principaux atouts sont : un très grand couple massique et la possibilité d'avoir un grand nombre de pôles (avantageux pour l'entraînement direct). Cependant, ces avantages sont contrebalancés par une grande complexité de conception et une réactance synchrone importante qui dégrade le facteur de puissance. La commande de cette machine pose quelques difficultés à cause de la forme d'induction non sinusoïdale dans l'entrefer et aux fortes saturations locales [HAN 01].

Cette technologie semble bien adaptée à la vitesse variable à entraînement direct mais elle a surtout été étudiée en moteur.

### 1.3.5 Machines synchrones à bobinages fractionnaires

Ces machines sont composées d'un rotor classique de machine à flux radial (figure 1.14). Cependant, le bobinage fractionnaire permet d'obtenir un grand nombre de paires de pôles avec un nombre réduit d'encoches au stator. Ce type de bobinage crée un champ d'entrefer contenant de nombreux harmoniques et il est nécessaire de maximiser l'harmonique qui correspond au nombre d'aimants. Les autres harmoniques ne produisent pas de couple et génèrent uniquement des pertes Joule. De bonnes performances sont obtenues avec un couple massique de  $14.8 \text{ Nm/Kg}$  (seule la masse active est considérée) pour une machine de  $2000 \text{ Nm}$  et  $10 \text{ kW}$  [MAC 05].

Une machine  $400 \text{ kW}$  et 166 pôles est étudiée dans [SPO 96]. Un rendement élevé est maintenu sur une large plage de vitesse.

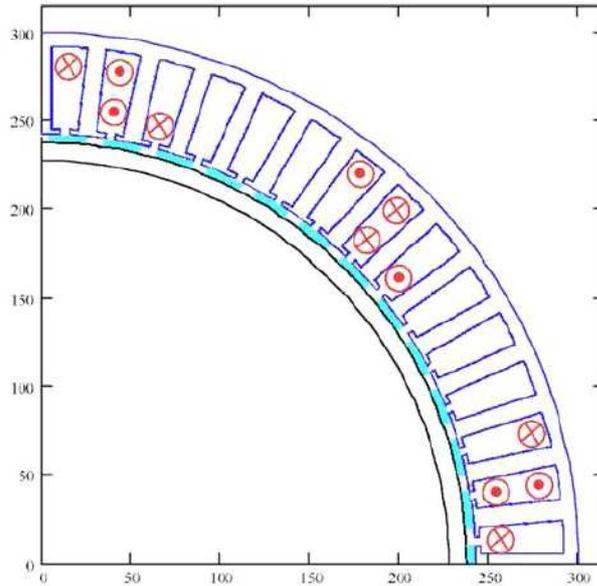


FIG. 1.14 – Machines synchrones à bobinages fractionnaires

### 1.3.6 Conclusion

Dubois [DUB 00a] indique, en se basant sur les critères de couple massique et de prix, que dans le cadre des entraînements directs à vitesse variable les topologies les mieux adaptées sont la machine à flux transverse et la machine à flux axial avec aimants permanents intérieurs.

## 1.4 MRV lentes pour les applications éoliennes

### 1.4.1 Introduction

La machine à réluctance variable a été le premier moteur électrique conçu et a d'abord été utilisée pour l'horlogerie dans les années 1850. Cette machine a depuis trouvé d'autres champs d'application. Un article de 1927 présente un moteur 6/4 pour la génération d'électricité dans les navires de guerre [MUL 94]. C'est à partir des années 1970 que la MRV prend son essor grâce à l'apparition d'une électronique de commande performante.

La MRV pure, dont il existe des variantes qui seront présentées plus loin, a une structure saillante au rotor et au stator avec un stator actif où sont situés les bobinages et un rotor passif (figure 1.15). Le rotor passif distingue la MRV des machines synchrones et asynchrones. Une autre particularité est qu'elle n'est pas à champ tournant mais à champ « pulsé ».

La MRV présente l'avantage d'une grande simplicité de construction mécanique, d'un faible coût, d'une bonne robustesse et d'un couple mas-

sique élevé. De plus, l'absence d'excitation au rotor permet de réduire les pertes qui sont alors principalement localisées dans le stator plus simple à refroidir. Les deux principaux inconvénients de cette machine sont la complexité relative de la commande et l'ondulation du couple provoquant un bruit important. Cette ondulation du couple peut cependant être minimisée avec une stratégie de commande adéquate.

Les machines à réductance variable montrées par la suite sont des machines dédiées aux applications éoliennes ou des machines offrant des caractéristiques intéressantes pour la basse vitesse de rotation. On notera que malgré son potentiel, la MRV n'a pas encore trouvé son application dans l'éolien.

#### 1.4.2 MRV « pures »

Cette MRV est principalement utilisée dans l'industrie pour les systèmes de démarreur alternateur dans les véhicules hybrides ou les avions mais aussi pour les systèmes de génération d'électricité dans l'aérospatial [TOR 02]. Ces applications sont caractérisées par une grande vitesse de rotation et l'absence de pertes au rotor présente un avantage certain.

Pour une MRV alimentée par des courants de forme rectangulaire, la vitesse de rotation du rotor  $\Omega$  est liée à la pulsation des courants statoriques  $\omega$  et au nombre de dents au rotor  $N_r$  par la relation suivante :

$$\Omega = \frac{\omega}{N_r} \quad (1.6)$$

La vitesse de rotation est ainsi directement liée au nombre de dents au rotor. La MRV réalise un réducteur électromagnétique avec le nombre de dent au rotor. De plus, la possibilité d'utiliser des plots dentés permet d'augmenter le nombre de dents tout en gardant un nombre d'encoches raisonnable. Cet avantage a conduit plusieurs auteurs à étudier la MRV pour les applications éoliennes [CAR 95][DUB 00b][LOB 05][MAC 05][MOR 06][MUE 99].

Torrey étudie le fonctionnement d'une machine basse vitesse 24/16 (figure 1.15) en mode générateur [TOR 02]. Il montre l'avantage de cette structure mais obtient dans certaines conditions un régime instable conduisant à un courant élevé et incontrôlable. Il note que ce régime d'instabilité est spécifique au mode générateur et n'existe pas en mode moteur.

Comme les machines à fort couple aboutissent à des rotors creux [MOR 04a][MUL 99], il peut sembler judicieux d'ajouter un stator à l'intérieur de la machine pour accroître le couple volumique. La machine de la figure 1.16 montre une MRV à plots dentés similaire à la machine étudiée dans cette thèse mais avec un stator intérieur supplémentaire [YAN 00]. L'inconvénient de cette structure réside dans une grande complexité mécanique.

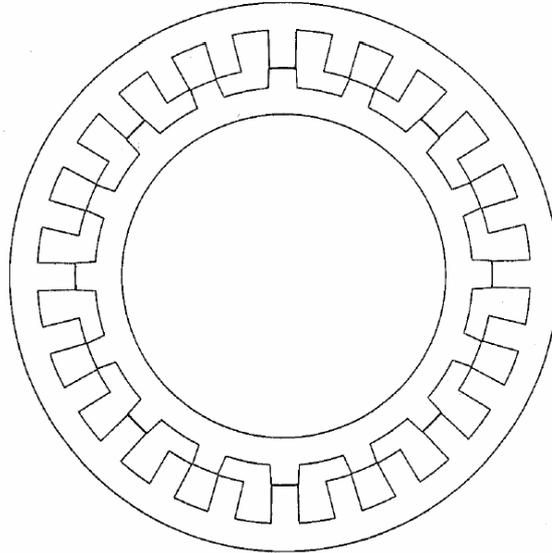


FIG. 1.15 – MRV triphasée 24/16

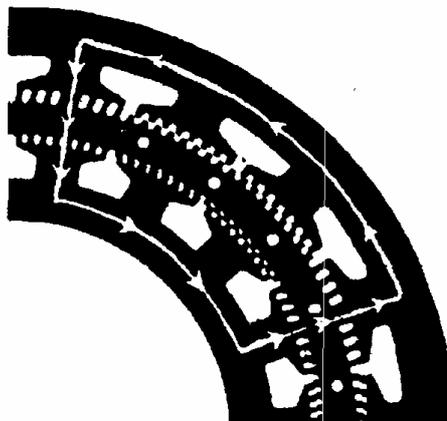


FIG. 1.16 – MRV à plots dentés à double stator

### 1.4.3 MRV Vernier

Alors que la MRV « pure » est alimentée par des courants de forme rectangulaire la MRV vernier est alimentée par des courants sinusoïdaux. En effet, le pas dentaire au rotor et au stator est légèrement différent, ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale. Le fonctionnement de cette machine (excitée au rotor et au stator) est similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse. L'avantage de cette structure est que l'on peut lui associer un convertisseur classique.

La structure de la figure 1.17 est excitée au rotor [MAC 03]. Le même principe peut être appliqué avec une excitation au stator [TAI 01]. Elle dispose de  $N_s$  dents au stator et  $N_r$  dents au rotor et  $p$  et  $p'$  sont les polarités des circuits induit et inducteur. Le respect de la condition «  $\pm N_s \pm N_r = \pm p \pm p'$  » permet de générer un couple à la vitesse de synchronisme donné par :

$$\Omega = \frac{\omega \pm \omega'}{N_r \pm ap'} \quad (1.7)$$

avec  $\omega$  et  $\omega'$  les pulsations de l'induit et l'inducteur et  $a$  une constante égale à 0 ou 1 selon que le circuit d'excitation soit disposé au stator ou au rotor. On remarque que comme pour la MRV « pure », la vitesse de rotation est liée au nombre de dents au rotor. Pour une fréquence d'alimentation donnée, l'augmentation du nombre de dents au rotor  $N_r$  permet de diminuer la vitesse de rotation  $\Omega$ . C'est un grand avantage car il est plus simple mécaniquement de diminuer la taille des dents que celle des pôles.

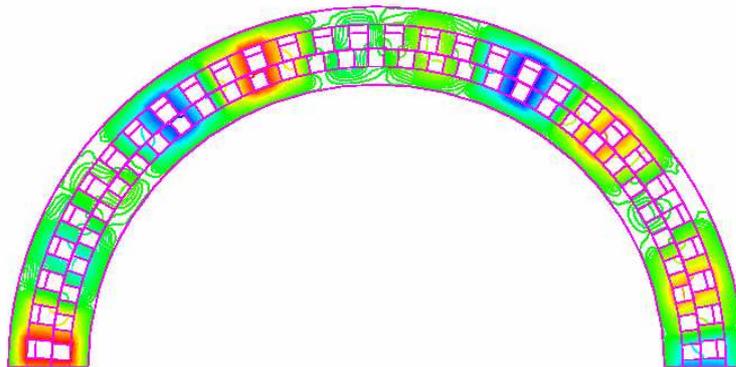


FIG. 1.17 – MRV excitée à effet vernier

#### 1.4.4 MRV hybrides

Les MRV hybrides utilisent des aimants permanents afin d'améliorer les performances de la machine.

La MRV de la figure 1.18 met en œuvre des aimants surfaciques et exploite l'effet Vernier pour une alimentation sinusoïdale [MAT 95] [MAC 05]. La condition de fonctionnement est ici  $|N_s - N_r| = p$  avec  $p$  le nombre de paires de pôles. La vitesse de rotation est liée à la pulsation d'alimentation et est donnée par  $\Omega = \frac{\omega}{N_r}$ . On notera que cette formule est la même que pour la MRV « pure ».

Les structures hybrides possibles sont innombrables et une grande place est laissée à l'originalité comme en témoigne la machine à « plots aimantés »

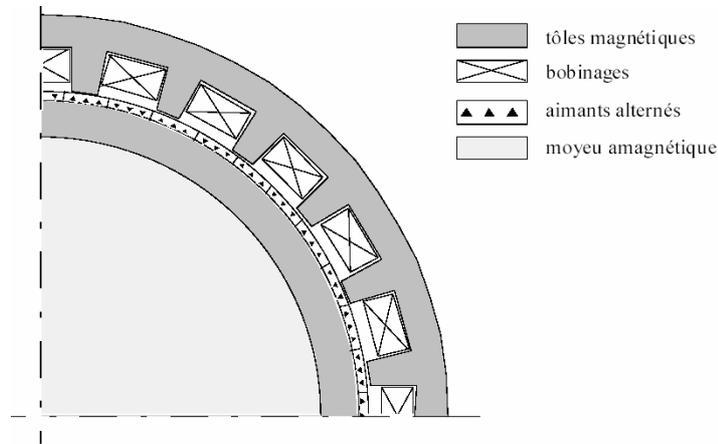


FIG. 1.18 – MRV hybride à effet vernier

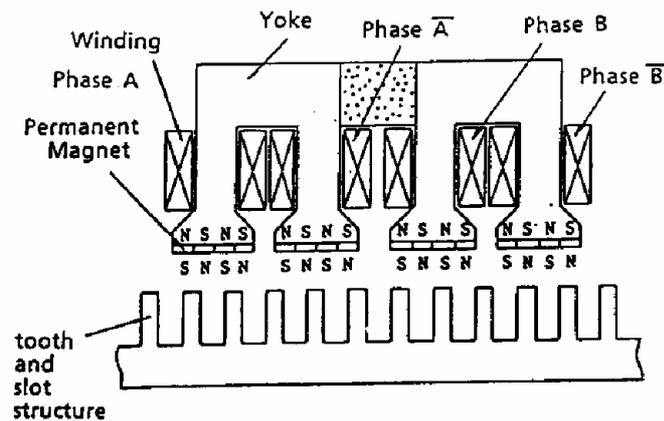


FIG. 1.19 – MRV à plots à aimants

de la figure 1.19. Le grand nombre de dents rend cette structure intéressante pour les forts couples. Cette machine utilise des aimants en terre rare spéciaux afin d'éviter leur démagnétisation [IWA 94].

#### 1.4.5 MRV à flux axial

Cette machine a été appliquée à la propulsion marine au début des années 1970 [UNN 74]. Un exemple MRV à flux axial est présenté figure 1.20 [KRI 01].

Les structures étudiées dans [ABO 95] et [KRI 01] sont non-excitées. Les caractéristiques sont similaires à celles de la machine synchrone à flux axial (cf. 1.3.3) à savoir un fort couple massique mais avec des contraintes mécaniques importantes.

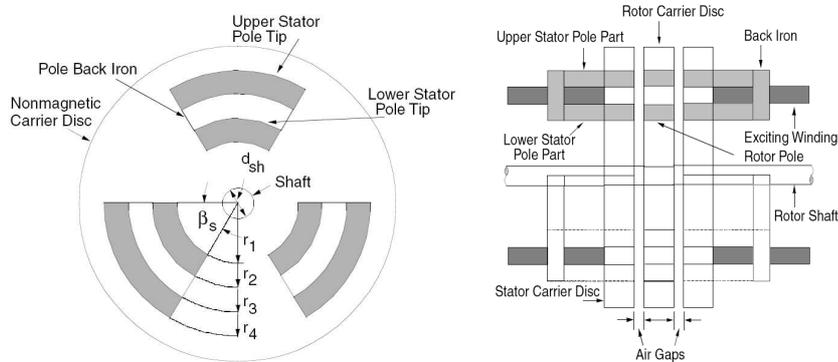


FIG. 1.20 – MRV à flux axial

### 1.4.6 Conclusion

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 de la MRV dite « pure » est très simple et composée d'un rotor passif et d'enroulements concentriques au stator. Pour un grand nombre de dents, les dents du stator sont regroupée en plots afin de faciliter le bobinage de la machine, on obtient alors une machine à plots dentés. C'est le principal avantage de cette structure : assurer un fonctionnement basse vitesse (grand nombre de dents) tout en conservant un bobinage réalisable en utilisant une MRV à plots dentés.

Certaines MRV peuvent intégrer une excitation au rotor ou au stator. Cette excitation est effectuée par un circuit électrique d'excitation ou bien par des aimants permanents. Les machines à aimants peuvent conduire à un gain en puissance contrebalancé par le coût des aimants et une structure qui intègre toujours une excitation.

Pour la suite des travaux, la MRV non-excitée est étudiée pour sa simplicité de construction, son rotor passif et sa faculté naturelle à la basse vitesse.

## 1.5 Modélisation analytique de la MRV en régime linéaire

### 1.5.1 Introduction

On se propose d'illustrer le fonctionnement d'une MRV non-excitée , à l'aide d'un modèle analytique simplifié en régime linéaire, pour deux modes d'alimentation ; des courants rectangulaires et sinusoïdaux. Il s'agit de déterminer lequel de ces deux modes d'alimentation est le plus intéressant.

### 1.5.2 Calcul de l'énergie, de la coénergie et du couple

On considère un circuit magnétique comportant « n » enroulements parcourus par les courants  $i_1$  à  $i_n$ . Les flux  $\phi_1$  à  $\phi_n$  sont les flux totaux à travers les « n » enroulements. L'énergie et la coénergie sont données par :

$$dW = \begin{bmatrix} i_1 & \cdots & \cdots & i_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d\phi_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ d\phi_n \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$dW' = \begin{bmatrix} \phi_1 & \cdots & \cdots & \phi_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ di_n \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Le couple se calcule à partir de la variation de l'énergie ou de la coénergie par rapport à la position mécanique  $\theta_m$  entre le rotor et le stator.

$$\Gamma = \left. \frac{\partial W}{\partial \theta_m} \right|_{\text{à flux constant}} \quad (1.10)$$

$$\Gamma = - \left. \frac{\partial W'}{\partial \theta_m} \right|_{\text{à courant constant}} \quad (1.11)$$

En régime linéaire, le flux  $\phi$  est proportionnel au courant, ce qui permet d'introduire l'inductance  $L$ . Or dans le cas d'une machine à réluctance variable, la saillance au rotor et au stator donne un flux variable en fonction de la position. Le flux dans les « n » enroulements est donné par :

$$[\phi] = [L(\theta_m)] [i] \quad (1.12)$$

Le couple peut alors s'écrire :

$$\Gamma = \frac{1}{2} [i]^t \left[ \frac{\partial L_{ij}(\theta_m)}{\partial \theta_m} \right] [i] \quad (1.13)$$

Le couple produit par une MRV 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.

### 1.5.3 Machine élémentaire

Une MRV élémentaire est présentée en figure 1.21. Elle comprend un enroulement d'alimentation au stator et un rotor à pan coupé (soit deux dents au rotor  $N_r = 2$ ).

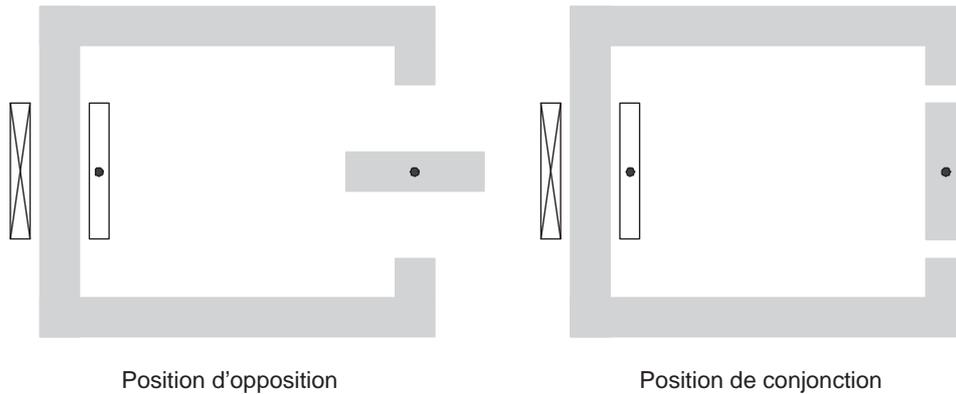


FIG. 1.21 – MRV élémentaire - Positions d'opposition et de conjonction

Le fonctionnement de la machine à réluctance variable est basé sur la variation d'énergie entre deux positions remarquables : la position de conjonction ( $\theta_e = 0$  ou  $\theta_m = 0$ ) et la position d'opposition ( $\theta_e = \pi$  ou  $\theta_m = \pi/2$ ). La figure 1.21 montre ces positions pour une machine à réluctance variable élémentaire. Si le circuit est alimenté entre la position d'opposition et de conjonction, le rotor se déplace vers la position de conjonction pour faciliter le passage du flux.

Les hypothèses de calculs suivantes sont posées :

- Le régime linéaire est étudié : le flux est proportionnel au courant.
- La perméabilité du fer est très grande dans le fer : seul le flux dans l'entrefer est pris en compte.
- L'entrefer est très petit devant la profondeur d'encoche.
- Le flux traversant l'entrefer est radial.
- Le couplage entre les phases est nul (la matrice  $[L]$  est diagonale).

Le couple de la MRV élémentaire ( $i$  et  $L$  sont scalaires) s'exprime à partir de l'équation 1.13 :

$$\Gamma = \frac{1}{2} i^2 (\theta_m) \frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} \tag{1.14}$$

### Alimentation par un courant rectangulaire

On remarque à partir de l'équation 1.14 que le couple ne dépend pas du signe du courant. Cependant, le couple dépend de la variation de l'inductance : il est moteur (positif) sur la phase croissante de l'inductance ( $\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} > 0$ ) et générateur (négatif) sur la phase décroissante de l'inductance ( $\frac{\partial L(\theta_m)}{\partial \theta_m} < 0$ ).

On alimente la phase de la machine avec un courant constant lors de la phase croissante ou décroissante d'inductance selon le régime de fonctionnement demandé (moteur ou générateur).

L'inductance de phase s'écrit :

$$L(\theta_m) = \sum_{k=0}^{\infty} L_k \cos(k N_r \theta_m) \quad (1.15)$$

En se limitant au premier harmonique, l'inductance devient :

$$L(\theta_m) = L_0 + L_1 \cos(N_r \theta_m) \quad (1.16)$$

La figure 1.22 montre les formes d'onde de l'inductance, du courant et du couple de la machine. Le fonctionnement de la machine est illustré en régime générateur. Le courant est donc appliqué lors de la décroissance de l'inductance. Le courant est alternatif et peut prendre les valeurs 0,  $-I_m$  ou  $I_m$ . On remarque que le signe du courant n'influe pas sur le signe du couple, le courant peut être unidirectionnel pour ce type d'alimentation.

La vitesse de rotation  $\Omega$  et la pulsation des courants statoriques  $\omega$  sont liées au nombre de dents au rotor  $N_r$  par :

$$\Omega = \frac{2 \omega}{N_r} \quad (1.17)$$

avec  $\omega = 2 \pi f$  où  $f$  représente la fréquence du courant statorique.

Pour une alimentation avec un courant unidirectionnel, la fréquence du courant est deux fois plus grande et la relation devient :

$$\Omega = \frac{\omega}{N_r} \quad (1.18)$$

La figure 1.23 montre en gras la caractéristique Flux-Courant de la machine lors d'un cycle de fonctionnement. On remarque que pour le courant  $I_m$  d'alimentation, l'énergie convertie est maximum. En effet, le flux est toujours compris entre le flux maximum en conjonction (inductance maximum) et le flux minimum en opposition (inductance minimum). Ces deux droites de flux limites sont représentées en trait fin. Si la machine avait été alimentée avec un courant unidirectionnel positif, le parcours Flux-Courant serait resté dans la partie positive du plan Flux-Courant.

A partir des équations 1.14 et 1.16 le couple s'écrit [MAI 87] :

$$\Gamma = -\frac{N_r}{2} L_1 i^2(\theta_m) \sin(N_r \theta_m) \quad (1.19)$$

La valeur moyenne du couple vaut :

$$|\Gamma_{moyen}| = \frac{N_r}{2 \pi} L_1 I_m^2 \quad (1.20)$$

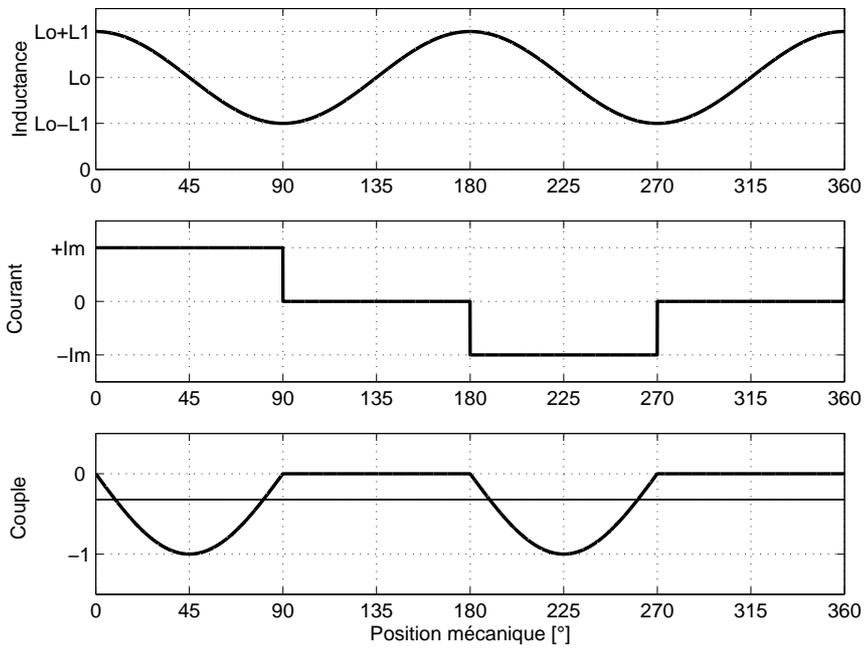


FIG. 1.22 – MRV élémentaire - inductance, courant et couple pour une alimentation avec des courants rectangulaires

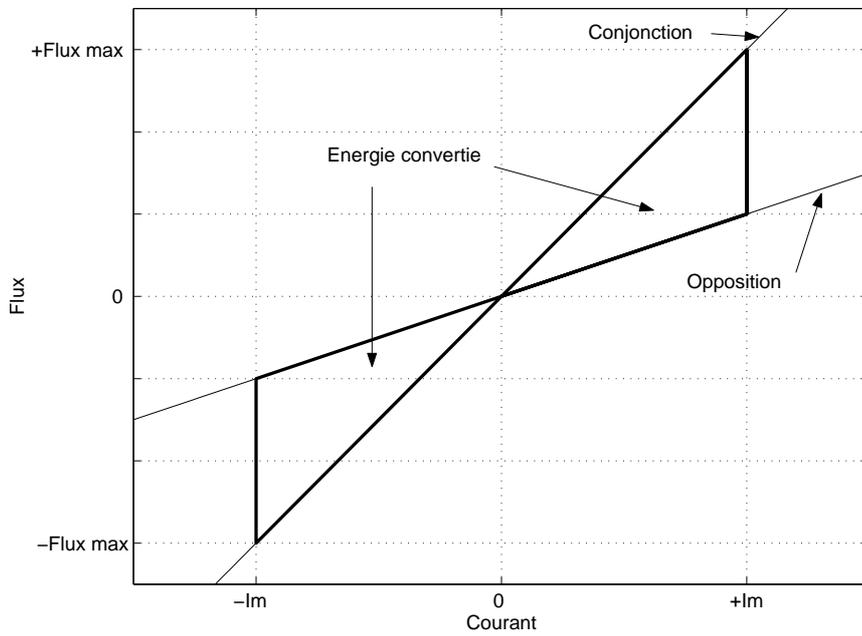


FIG. 1.23 – MRV élémentaire - parcours dans le plan flux-courant pour une alimentation avec des courants rectangulaires

On remarque que pour  $L_1$  constant (c'est-à-dire une différence constante entre les inductances de conjonction et d'opposition), le couple moyen est proportionnel au nombre de dents au rotor. En réalité, l'augmentation du nombre de dents a pour effet de réduire la saillance de la machine et donc  $L_1$ . Pour un nombre de dents qui tend vers l'infini, le rotor et le stator deviendraient lisses.

### Alimentation par un courant sinusoïdal

Il est aussi possible d'alimenter la MRV par un courant sinusoïdale :

$$i(\theta_m) = I_m \cos\left(\frac{N_r \theta_m}{2} + \theta_0\right) \quad (1.21)$$

La vitesse de rotation et la pulsation des courants statoriques s'expriment en fonction du nombre de dents au rotor par :

$$\Omega = \frac{2 \omega}{N_r} \quad (1.22)$$

La figure 1.24 montre les formes d'onde de l'inductance, du courant et du couple de la machine. Le couple est maximum pour  $45^\circ$  mécanique lorsque le courant et la dérivée de l'inductance sont maximum. De plus, il y a création d'un couple moteur « parasite » entre  $90^\circ$  et  $180^\circ$  mécanique qui a pour effet de réduire le couple moyen.

La figure 1.25 montre la caractéristique Flux-Courant de la machine lors d'un cycle de fonctionnement. On remarque que l'énergie convertie est plus faible que pour l'alimentation avec un courant rectangulaire. Le couple est donc plus faible.

L'équation du couple se déduit de 1.14 et 1.21 [MAI 87] :

$$\Gamma(\theta_m) = -\frac{N_r}{2} L_1 I_m^2 \cos^2\left(\frac{N_r \theta_m}{2} + \theta_0\right) \sin(N_r \theta_m) \quad (1.23)$$

La valeur moyenne du couple vaut :

$$\Gamma_{moyen} = -\frac{N_r}{8} L_1 I_m^2 \sin(2 \theta_0) \quad (1.24)$$

Le couple moyen est maximisé pour  $\theta_0 = \pm \pi/4$  :

$$|\Gamma_{moyen}| = \frac{N_r}{8} L_1 I_m^2 \quad (1.25)$$

Il est moteur pour  $\theta_0 = -\pi/4$  et générateur pour  $\theta_0 = +\pi/4$ .

On a vu qualitativement que le couple est plus grand pour une alimentation avec un courant rectangulaire. De plus, avec un courant maximum  $I_m$  identique, les deux modes d'alimentation conduisent aux mêmes pertes Joule. Les comparaisons de couple sont donc effectuées pour les mêmes pertes Joule.

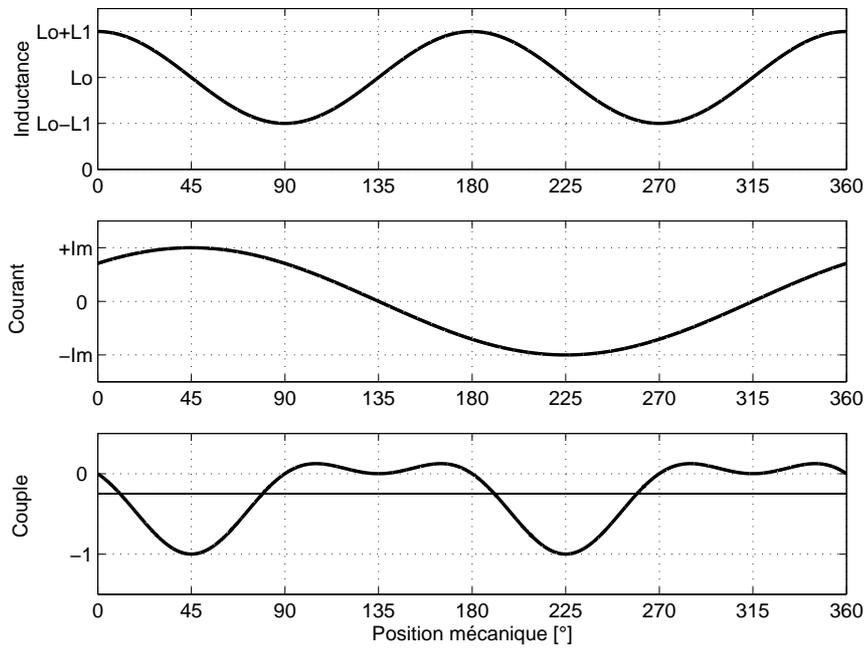


FIG. 1.24 – MRV élémentaire - inductance, courant et couple pour une alimentation avec des courants sinusoïdaux

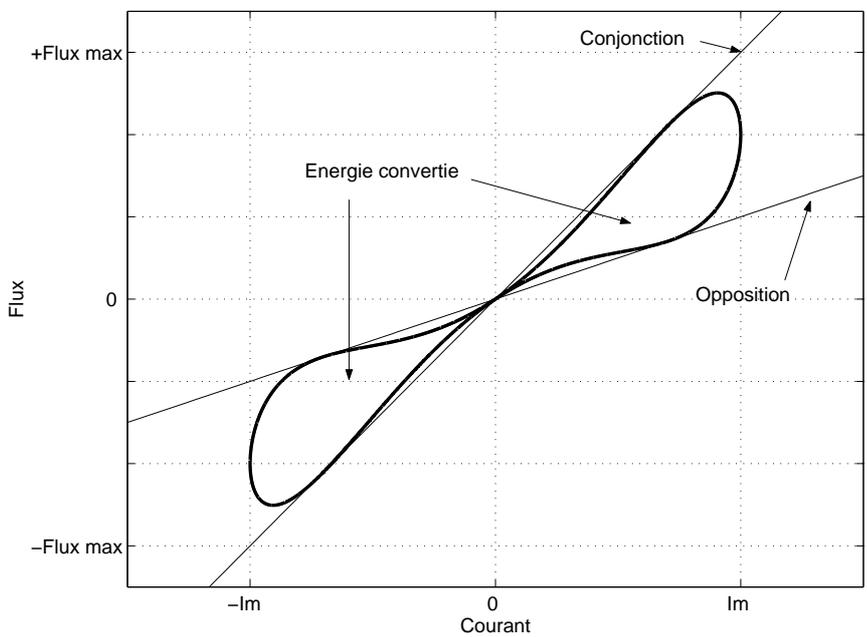


FIG. 1.25 – MRV élémentaire - parcours dans le plan flux-courant pour une alimentation avec des courants sinusoïdaux

Les équations 1.20 et 1.25 permettent d'établir qu'il y a un rapport  $4/\pi$  entre le couple produit pour un courant rectangulaire et celui produit pour un courant sinusoïdal.

#### 1.5.4 Machine polyphasée

On étudie dans cette partie une machine polyphasée comprenant « q » phases. Les équations du couple pour une alimentation par des courants rectangulaires ou sinusoïdaux seront donnés dans le cas général et un exemple de fonctionnement pour une machine triphasée sera considéré pour chaque cas.

En se limitant au premier harmonique, l'inductance de la phase « j » devient pour une machine q-phasée :

$$L(\theta_m) = L_0 + L_1 \cos \left( N_r \theta_m + \frac{2\pi}{q} (j-1) \right) \quad (1.26)$$

Le couple pour une machine alimentée par « q » courants se déduit des équations 1.13 et 1.26 :

$$\Gamma = \frac{1}{2} i^2(\theta_m) \sum_{j=1}^q \frac{\partial L_{1j}}{\partial \theta_m} \quad (1.27)$$

On notera que la MRV « q » phasée se comporte comme « q » MRV monophasées. La commande de chaque phase peut s'effectuer indépendamment.

#### Alimentation par des courants rectangulaires

Des créneaux de courant entre 0 et  $I_m$  sont imposés lors des phases décroissantes des inductances de phases afin de fonctionner en générateur. Les créneaux sont uni-directionnels puisque le signe du courant n'influe pas sur le couple.

La vitesse de rotation est donc liée à la pulsation des courants statoriques par l'équation 1.18 :  $\Omega = \frac{\omega}{N_r}$ .

Le couple s'exprime de la façon suivante :

$$\Gamma = \frac{1}{2} I_m^2 \sum_{j=1}^q \frac{\partial L_{1j}}{\partial \theta_m} \quad (1.28)$$

Le couple moyen vaut :

$$\Gamma_{moyen} = -q \frac{N_r}{2\pi} L_1 I_m^2 \quad (1.29)$$

On remarque que ce couple est « q » fois plus grand que le couple monophasé de la machine élémentaire.

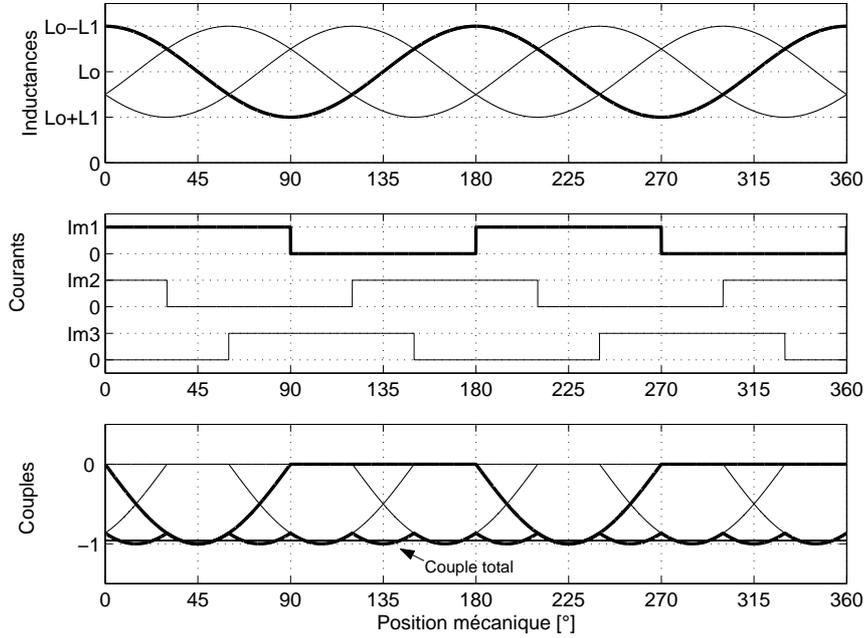


FIG. 1.26 – MRV élémentaire - alimentation avec des courants triphasés rectangulaires

La figure 1.26 montre un exemple de fonctionnement pour une machine triphasée («  $q = 3$  »). Les inductances, les courants, les couples de phases et le couple total sont représentés. Le couple total pulsatoire est caractéristique de ce type d'alimentation.

**Alimentation par des courants sinusoïdaux**

La machine est alimentée par un système comprenant «  $q$  » phases. Le courant d'alimentation de la phase «  $j$  » est de la forme suivante :

$$i_j(\theta_m) = I_m \cos\left(\frac{N_r}{2} \theta_m + \theta_0 + \frac{4 \pi}{q N_r}(j - 1)\right) \quad (1.30)$$

Le couple instantané peut se calculer à partir des équations 1.27 et 1.30. Le calcul du couple moyen donne :

$$\Gamma_{moyen} = -q \frac{N_r}{8} L_1 I_m^2 \sin(2 \theta_0) \quad (1.31)$$

Le couple moyen est maximisé pour  $\theta_0 = \pm \pi/4$  :

$$|\Gamma_{moyen}| = q \frac{N_r}{8} L_1 I_m^2 \quad (1.32)$$

La figure 1.27 montre un exemple de fonctionnement pour une machine triphasée («  $q = 3$  »). Les inductances, les courants, les couples de phases

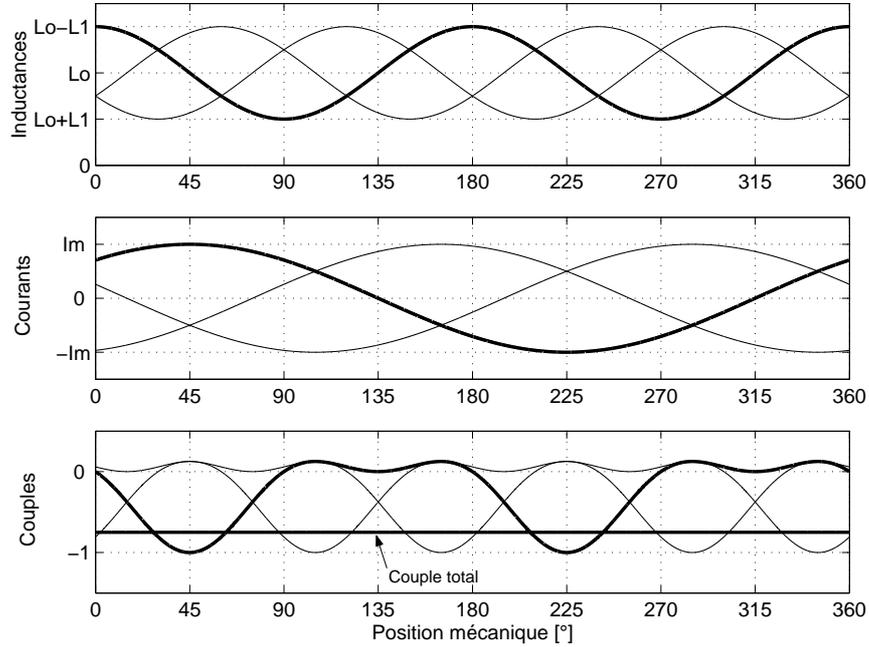


FIG. 1.27 – MRV élémentaire - alimentation avec des courants triphasés sinusoïdaux

et le couple total sont représentés. Le principal intérêt de cette alimentation est que le couple total est constant. Cependant, le couple moyen est toujours  $4/\pi$  fois plus grand avec des courants rectangulaires [ZHO 87].

L'ondulation de couple est nulle, si et seulement si, l'inductance est parfaitement sinusoïdale ce qui n'est pas aisé d'obtenir en pratique.

### 1.5.5 Conclusion

Dans cette partie, le fonctionnement de la MRV à double saillance non-excité est étudié. Deux formes de courants d'alimentation sont présentées :

1. **Courants rectangulaires :** Un créneau de courant est appliqué lors de la phase décroissante de l'inductance en générateur ou de la phase décroissante de l'inductance en moteur. Les créneaux de courants peuvent être alternés ou uni-directionnels sans modifier le couple. Dans le premier cas, la vitesse de rotation est liée à la pulsation des courants statoriques par  $\Omega = \frac{2\omega}{N_r}$  et dans le second cas par  $\Omega = \frac{\omega}{N_r}$ .

Pour une même machine et un courant maximum  $I_m$  identiques le couple est  $4/\pi$  fois plus grand qu'avec des courants sinusoïdaux. Cependant le couple est de nature pulsatoire même pour une alimentation triphasée. Les formes de courant parfaitement rectangulaires ne peuvent être obtenues en pratique à cause du caractère inductif des

phases de la MRV.

2. **Courants sinusoïdaux :** La machine est alimentée par des courants de fréquence deux fois plus faibles que celle des inductances. la vitesse de rotation est liée à la pulsation des courants statoriques par  $\Omega = \frac{2\omega}{N_r}$ . Le couple est plus faible que pour des courants rectangulaires, par contre le couple pour une alimentation triphasée est constant. Le couple total est constant avec l'hypothèse d'une inductance sinusoïdale ce qui est difficile à obtenir pour une machine réelle.

***Pour la suite des travaux, l'alimentation avec des courants rectangulaires unidirectionnel est retenue. En effet, les courants rectangulaires permettent de maximiser le couple et donc la puissance de la machine et les courants unidirectionnels amènent à un convertisseur de puissance simple et robuste.***

## 1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes solutions électrotechniques de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique sont présentées. Une illustration simplifiée de l'extraction de la puissance du vent à l'aide de l'éolienne a permis de montrer l'avantage de la vitesse variable.

Plusieurs chaînes de conversion d'énergie sont abordées. La solution qui emploie une MAS directement reliée au réseau et accouplée à l'éolienne par un multiplicateur est une solution mature et fiable. Cependant elle est améliorée d'une part avec le fonctionnement à vitesse variable qui nécessite d'insérer un convertisseur de puissance entre le générateur et le réseau, et d'autre part avec l'utilisation d'un générateur basse vitesse afin de s'affranchir des problèmes mécaniques liés au multiplicateur de vitesse.

Certains générateurs synchrones basse vitesse sont déjà utilisés dans l'industrie, mais d'autres technologies peuvent répondre aux contraintes d'une éolienne à couplage direct. Les machines à flux transverse et à flux axial sont apparues comme une solution intéressante pour leur fort couple mécanique bien que certains problèmes mécaniques restent posés.

Différentes topologies de machines à réluctance variable (avec ou sans excitation) sont aussi exposées. La MRV a l'avantage d'avoir la vitesse de rotation liée au nombre de dents, or il est plus aisé d'augmenter le nombre de dents que le nombre de pôles pour une machine classique. En effet, un grand nombre de dents rotoriques ne pose pas de problèmes de construction et les dents statoriques peuvent être groupées sur des plots (MRV à plots dentés). La MRV non-excitée est choisie en raison de sa simplicité de construction, son rotor passif et sa faculté naturelle à tourner à basse vitesse.

Dans la dernière partie, l'intérêt d'alimenter la MRV avec des courants rectangulaires plutôt que des courants sinusoïdaux est montré. En effet,

l'alimentation par des courants rectangulaires permet un gain en couple et l'utilisation d'un convertisseur de puissance simple et robuste. De plus, cette alimentation autorise une commande indépendante des phases de la MRV : commander une MRV q-phasée revient à commander « q » machines monophasées.

*La suite des travaux porteront sur l'étude de la MRV non-excitée alimentée par des courants rectangulaires.*

## Chapitre 2

# Optimisation de la structure électromagnétique

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>35</b>
<b>2.2</b>	<b>Dimensionnement de la machine</b>	<b>36</b>
<b>2.3</b>	<b>Modélisation par la méthode des éléments finis</b>	<b>40</b>
2.3.1	Calcul du flux et du couple	40
2.3.2	Application à la MRV	42
<b>2.4</b>	<b>Algorithme Génétique</b>	<b>43</b>
2.4.1	Principe de l'Algorithme Génétique	43
2.4.2	Validation de l'Algorithme Génétique sur des fonctions tests classiques	46
<b>2.5</b>	<b>Optimisation des petites dents statoriques et rotoriques</b>	<b>49</b>
2.5.1	Prédimensionnement, cahier des charges	49
2.5.2	Formes prédéterminées	50
2.5.3	Forme aléatoire	54
2.5.4	Conclusion	56
<b>2.6</b>	<b>Optimisation globale de la structure électromagnétique</b>	<b>57</b>
2.6.1	Introduction	57
2.6.2	Optimisation du couple et du couple massique	58
2.6.3	Influence du nombre de plots par phases	62
2.6.4	Influence du nombre de dents et du nombre de plots par phase	65
2.6.5	Étude de la convergence de l'AG sur la MRV 48/64 à 4 plots par phase	73
<b>2.7</b>	<b>Comparaison avec d'autres structures à attaque directe pour les applications éoliennes</b>	<b>82</b>
<b>2.8</b>	<b>Conclusion</b>	<b>84</b>

---

## Notations utilisées dans le chapitre

$E_e$	: Champ électrique
$H$	: Champ magnétique
$J$	: Densité de courant
$B$	: Induction magnétique
$H$	: Vecteur champ magnétique
$B_r$	: Induction rémanente
$\mu_r$	: Perméabilité relative
$\mu_0$	: Perméabilité dans le vide
$\sigma$	: Conductivité électrique
$A$	: Potentiel vecteur
$S$	: Section d'une bobine
$W'$	: Coénergie
$N_r$	: Nombre de dents au rotor
$N_s$	: Nombre de dents au stator
$N_{ps}$	: Nombre de plots au stator
$N_{dp}$	: Nombre de dents par plots
$\tau_r$	: Pas dentaire rotorique
$\tau_s$	: Pas dentaire statorique
$\tau$	: Pas dentaire
$\alpha_{ps}$	: Pas dentaire des plots statoriques
$\alpha_{s1,s2}$	: Rapports cycliques des dents rotoriques
$\alpha_{r1,r2}$	: Rapports cycliques des dents statoriques
$h_s$	: Profondeur des dents statoriques
$h_r$	: Profondeur des dents rotoriques
$E_s$	: Largeur de la culasse statorique
$E_r$	: Largeur de la culasse rotorique
$h_b$	: Hauteur de bobine
$\beta$	: Angle d'ouverture des plots
$R_a$	: Rayon du point A au centre de la machine
$\beta_a$	: Angle d'ouverture du point A
$R_r$	: Rayon du rotor
$R_c$	: Rayon de culasse
$L$	: Longueur de la machine
$M$	: Masse de la machine
$\phi$	: Flux de phase
$L_{dyn}$	: Inductance dynamique de phase
$L_{stat}$	: Inductance statique de phase
$E$	: Fem de phase
$\Gamma$	: Couple total de la machine
$\Gamma_j$	: Couple de la phase « j »

$\theta$	:	Position du rotor par rapport au stator ( $\theta = 0$ correspond à la position de conjonction)
$N_{spires}$	:	Nombre de spires
$\Omega$	:	Vitesse de rotation du rotor
$i_j$	:	Courant dans la phase « j »
$V_j$	:	Tension aux bornes de la phase « j »
$R$	:	Résistance de phase de la machine
$P_j$	:	Pertes Joule
$q$	:	Nombre de phases de la machine

## 2.1 Introduction

Il s'agit de concevoir une génératrice basse vitesse pour les applications éoliennes. Une génératrice 10kW, 50 tr/min (contrainte typique d'une éolienne autonome) est étudiée. La Machine à Réductance Variable (MRV) à plots dentés et à grand nombre de dents est retenue car elle est particulièrement bien adaptée à un fonctionnement à basse vitesse de rotation. On notera que le fonctionnement à basse vitesse permet de simplifier ou de supprimer le multiplicateur de vitesse utilisé avec une génératrice classique qui engendre une perte de rendement.

Contrairement à la MRV à grosses dents (6/4), la MRV étudiée dispose de plots dentés dont la forme et les dimensions des petites dents au rotor et au stator n'ont pas d'incidence sur la surface bobinable. Les dimensions des petites dents sont très faibles par rapport à une MRV à plots dentés dans son ensemble et elles influent donc peu sur la masse totale. De plus, la conversion de l'énergie électromagnétique, qui est à l'image du couple, s'effectue au niveau de l'entrefer entre les petites dents statoriques et rotoriques. La démarche d'optimisation adoptée consiste à découpler l'étude des formes des petites dents et les caractéristiques de la structure globale comme présentées en figure 2.1.

La structure électromagnétique est optimisée par un algorithme génétique (AG) couplé à la méthode des éléments finis.

L'objet de l'étude consiste d'abord à optimiser les petites dents pour une structure triphasée 64/48 avec 64 dents au rotor et 48 dents au stator réparties sur 12 plots. Les dimensions globales de cette machine sont déterminées par un prédimensionnement analytique et les formes des petites dents statoriques et rotoriques sont optimisées tout en gardant les dimensions globales de la machine fixe. Ainsi trois formes sont étudiées afin de maximiser le couple produit (calcul par la méthode des éléments finis) : rectangulaire, circulaire, trapézoïdale. Les associations homogènes, par exemple rectangulaire au rotor et au stator, et hétérogènes, par exemple rectangulaire au rotor et trapézoïdal au stator, sont traitées. Afin d'affiner cette étude, une forme aléatoire pouvant prendre n'importe quelle allure est optimisée.

Ensuite, la structure électromagnétique dans sa globalité est optimisée avec la forme de petites dents qui s'est révélée la plus performante dans la partie précédente. Tout d'abord, pour la MRV 48/64 avec 4 plots par phase, une optimisation est réalisée suivant deux critères différents : maximisation du couple d'une part et du couple massique d'autre part. Ensuite, le couple massique est maximisé pour différents nombres de plots par phases tout en gardant 64 dents au rotor et 48 dents au stator. Dans la partie suivante, cette étude est généralisée pour plusieurs nombres de plots par phases ( $N_{plots/phases}$ ) et avec différentes associations de nombres de dents au rotor ( $N_r$ ) et au stator ( $N_s$ ) en optimisant toujours le couple massique. Ces trois optimisations permettent de dégager les nombres de plots par phase et les nombres de dents au rotor et au stator les plus pertinents pour une application éolienne à fort couple. Une étude de la convergence de l'algorithme génétique nous apporte une idée de la sensibilité des paramètres et des formes de machines possibles. Enfin une étude comparative avec d'autres structures à attaque directe pour les applications éolienne est présentée.

## 2.2 Dimensionnement de la machine

Les MRV ont la caractéristique intéressante d'avoir la vitesse de rotation du rotor inversement proportionnelle au nombre de dents au rotor ( $\Omega = w_s/N_r$ ). Aussi, pour une application basse vitesse de rotation dans l'éolien, un grand nombre de dents au rotor est nécessaire.

La MRV à plots dentés permet d'obtenir un nombre de dents important pouvant dépasser 100 [ZEI 80]. Partons d'une machine classique à une dent par plots. On multiplie le nombre de dents par plots par un facteur  $K_{dents}$ . On adopte un modèle analytique en régime linéaire [ZHO 87]. Si on considère que la fréquence d'alimentation, le courant total et l'entrefer restent constants alors la différence d'énergie entre la conjonction et l'opposition reste la même. Cependant, l'angle entre la conjonction et l'opposition est divisé par  $K_{plots}$  et le couple est alors multiplié par  $K_{dents}$ . L'énergie en opposition n'est pas tout à fait constante et tend à croître avec le nombre de dents par plots et diminue ainsi le couple. En effet, l'augmentation du nombre de dents réduit la saillance de la machine ; si le nombre de dents tend vers l'infini alors la machine tend vers une structure lisse sans effet réluctant.

Les combinaisons de nombres de dents au rotor ( $N_r$ ), au stator ( $N_s$ ) et nombre de plots par phase ( $N_{ps}$ ) sont étudiées pour une MRV à plots dentés (figure 2.2).

On définit :

$$\tau_r = \frac{2\pi}{N_r} \quad (2.1)$$

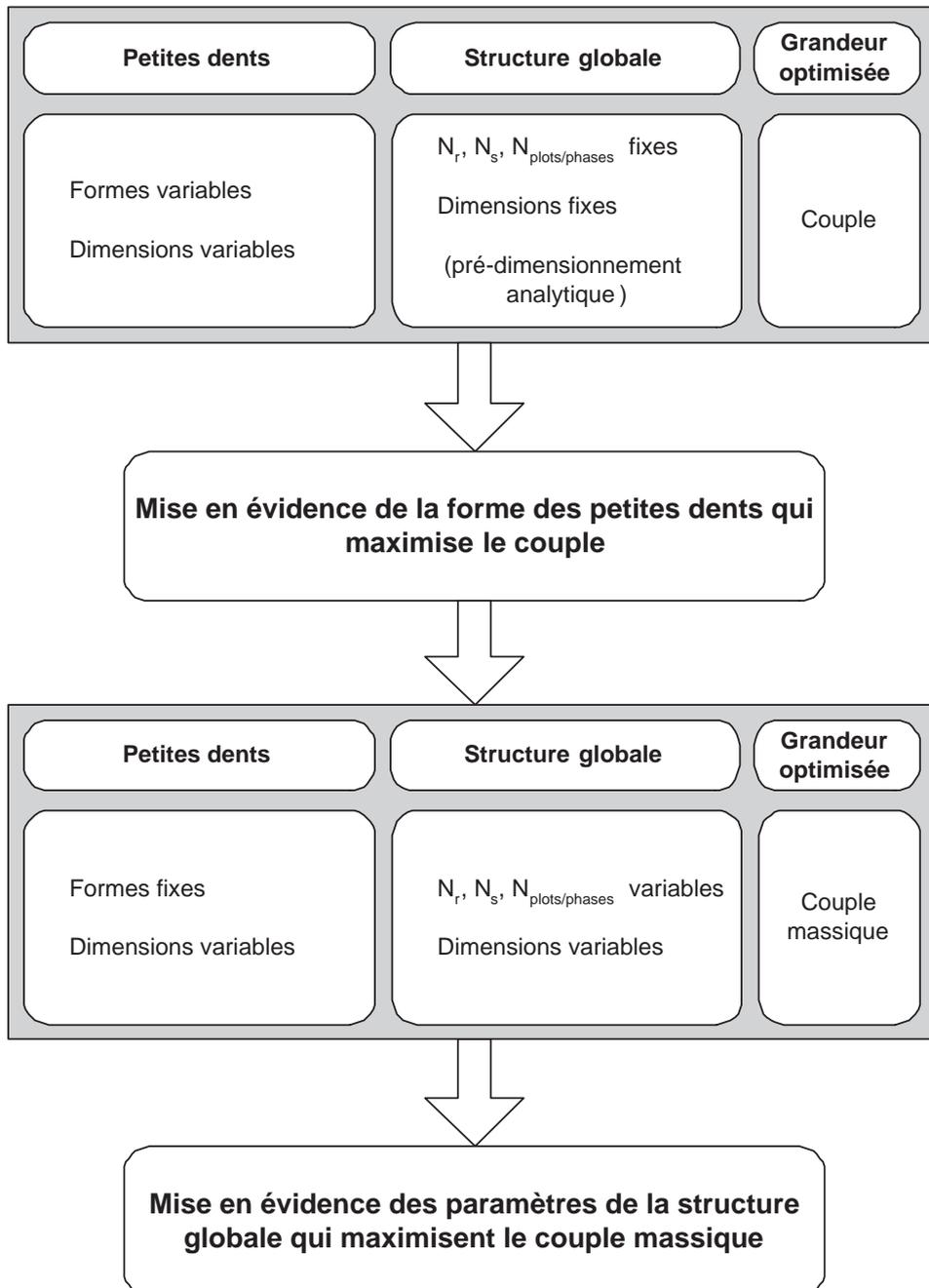


FIG. 2.1 – Organigramme de la démarche de conception

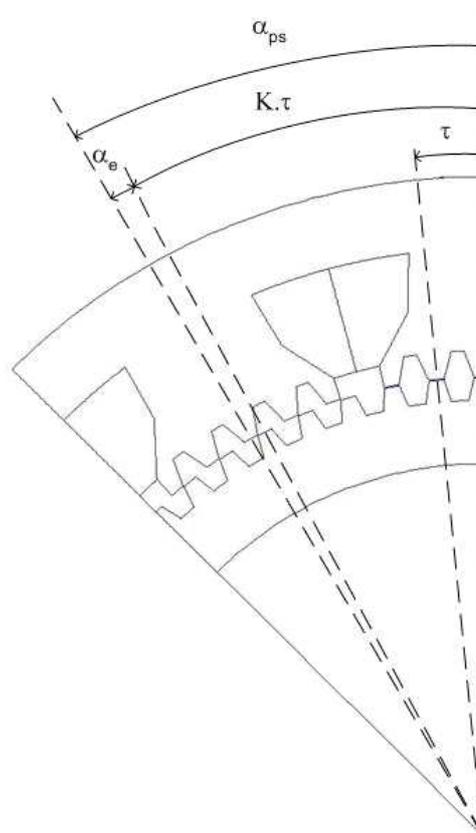


FIG. 2.2 – Schéma d'une MRV 60/64

$$\alpha_{ps} = \frac{2\pi}{N_{ps}} \quad (2.2)$$

Avec  $\tau_r$  le pas dentaire rotorique,  $N_r$  le nombre de dents au rotor et  $N_{ps}$  le nombre de plots statoriques.

Pour les MRV à « grosses dents » (par exemple la 6/4), le nombre de plots par phase correspond au nombre de dents au stator. Les travaux traitent de la MRV basse vitesse de rotation et pour obtenir un grand nombre de dents, les plots dentés sont utilisés. Le nombre de plots au stator  $N_{ps}$  n'est plus égal au nombre de dents statoriques  $N_s$ . L'étude se limite au cas où le pas dentaire au rotor et au stator sont identiques c'est-à-dire que la machine est alimentée par des courants de forme rectangulaire ( $\tau_r = \tau_s = \tau$ ).

Il convient de choisir  $N_{ps}$  et  $N_r$  de façon à ce que les dents des plots d'une phase soient en conjonction avec le rotor lorsque les dents des autres phases sont décalées de  $\alpha_e = \alpha_r/q$  ( $q$  nombre de phases) par rapport au rotor, ce qui peut se traduire par la relation suivante :

$$|\alpha_{ps} - K \cdot \tau| = \frac{\tau}{q} \quad (2.3)$$

Avec  $K$  entier supérieur à 1.

Le coefficient  $K$  s'écrit de la façon suivante :

$$K = \frac{N_r}{N_{ps}} \pm \frac{1}{q} \quad (2.4)$$

La figure 2.2 montre une machine 60/64 triphasée avec 12 plots statoriques. On vérifie que  $K$  ( $K = 64/12 - 1/3 = 5$ ) est bien entier. On notera que  $K$  correspond au nombre de dents par plot maximum. Pour  $K = 1$ , on obtient une MRV à « grosses dents » c'est-à-dire une machine à une dent par plot statorique.

Pour caractériser entièrement la MRV à plots dentés, il reste à définir le nombre de plots statoriques :

$$N_{ps} = \frac{N_s}{N_{dp}} \quad (2.5)$$

Le nombre de plots doit évidemment être entier, le nombre de dents par plot  $N_{dp}$  doit être supérieur ou égal à 1, le nombre de plots par phase  $N_{ps}/q$  doit être entier et supérieur ou égal à 2. Le nombre de plots par phase doit être pair pour que le circuit magnétique puisse se refermer correctement. La condition s'étend alors à  $N_{ps}/(2q)$  entier. Le nombre plots par phase  $N_{ps}/q$ , les nombres de dents rotoriques et statoriques doivent être pairs [SAR 93]. Pour la machine de la figure 2.2,  $N_s/N_{dp} = 64/5 = 12$  correspond bien à  $N_{ps}$ .

$$\begin{cases} K = \frac{N_r}{N_{ps}} \pm \frac{1}{q} \\ N_{dp-maximum} = K \\ N_{ps} = \frac{N_s}{N_{dp}} \end{cases} \quad (2.6)$$

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

## 2.3 Modélisation par la méthode des éléments finis

### 2.3.1 Calcul du flux et du couple

Les équations de Maxwell lient le vecteur champ électrique  $\mathbf{E}$ , le vecteur champ magnétique  $\mathbf{H}$ , la densité de courant  $\mathbf{J}$  et l'induction magnétique  $\mathbf{B}$  :

$$\begin{cases} \text{rot}(\mathbf{E}) = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \text{rot}(\mathbf{H}) = \mathbf{J} \\ \text{div}(\mathbf{B}) = \mathbf{0} \end{cases} \quad (2.7)$$

Les caractéristiques du milieu sont nécessaires à la résolution des équations de Maxwell :

$$\begin{cases} \mathbf{B} = \mu_o \mu_r \mathbf{H} + \mathbf{B}_r \\ \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} + \mathbf{j}_0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Avec  $\mu_r$  la perméabilité relative,  $\mu_o$  la perméabilité magnétique dans le vide, la conductivité électrique,  $B_r$  l'induction rémanente et  $j_0$  la densité de courant d'alimentation.

A partir de  $\text{div}(\mathbf{B}) = 0$ , on déduit que  $\mathbf{B}$  dérive du potentiel vecteur  $\mathbf{A}$  tel que :

$$\mathbf{B} = \text{rot}(\mathbf{A}) \quad (2.9)$$

L'équation de la formulation en potentiel vecteur magnétique en magnétostatique est :

$$\text{div} \left( \frac{1}{\mu_r \mu_o} \text{grad}(\mathbf{A}) \right) = \mathbf{J} \quad (2.10)$$

Pour le cas de la MRV, le système à résoudre par la méthode des éléments finis est :

$$\begin{cases} \text{div}(\frac{1}{\mu_o} \text{grad}(\mathbf{A})) = \mathbf{0} & \text{dans l'air} \\ \text{div}(\frac{1}{\mu_r \mu_o} \text{grad}(\mathbf{A})) = \mathbf{0} & \text{dans le fer} \\ \text{div}(\frac{1}{\mu_o} \text{grad}(\mathbf{A})) = \mathbf{J} & \text{dans les conducteurs} \\ \mathbf{A} = \mathbf{0} & \text{sur le contour de la machine} \end{cases} \quad (2.11)$$

La perméabilité relative est approximée par la formulation de Marocco [MAR 75] :

$$\frac{1}{\mu_r} = \varepsilon + (c - \varepsilon) \cdot \frac{B^{2\alpha}}{B^{2\alpha} + t} \quad (2.12)$$

Dans ce chapitre, la caractéristique de saturation de la tôle est définie avec les coefficients suivants (unités en SI) :  $\varepsilon = 4.5 \cdot 10^{-4}$ ,  $c = 1$ ,  $t = 2.2 \cdot 10^4$  et  $\alpha = 4$ .

Le calcul en 2D conduit à ne considérer qu'une composante du potentiel vecteur  $\mathbf{A}$  (composante « z »). Pour nos calculs, le potentiel vecteur est donc un scalaire.

Le flux  $\phi(i, \theta)$  par phase se calcule à partir du potentiel vecteur :

$$\phi = \frac{L N_{spires}}{S} \left[ \iint_S A_+ dS - \iint_S A_- dS \right] \quad (2.13)$$

Avec  $S$  la surface de bobine et  $A_+$  et  $A_-$  le potentiel vecteur dans les bobines.

L'équation électrique par phase est (hypothèse des phases indépendantes) :

$$\begin{cases} V_j = Ri_j + \frac{d\phi_i(i_j, \theta)}{dt} \\ V_j = Ri_j + \Omega \frac{\partial \phi_j}{\partial \theta} + \frac{\partial \phi_i}{\partial i_j} \cdot \frac{di_j}{dt} \\ V_j = Ri_j + E(\theta, i_j, \Omega) + L_{dyn}(\theta, i_j) \frac{di_j}{dt} \end{cases} \quad (2.14)$$

La formule utilisée pour calculer la coénergie s'écrit :

$$W' = \iiint_{\Omega_D} \left( \int_0^B B(H) dH \right) dV \quad (2.15)$$

La coénergie peut aussi s'exprimer de la façon suivante :

$$W'(I_j, \theta) = \int_0^{I_j} \phi_j(i_j, \theta) di_j \quad (2.16)$$

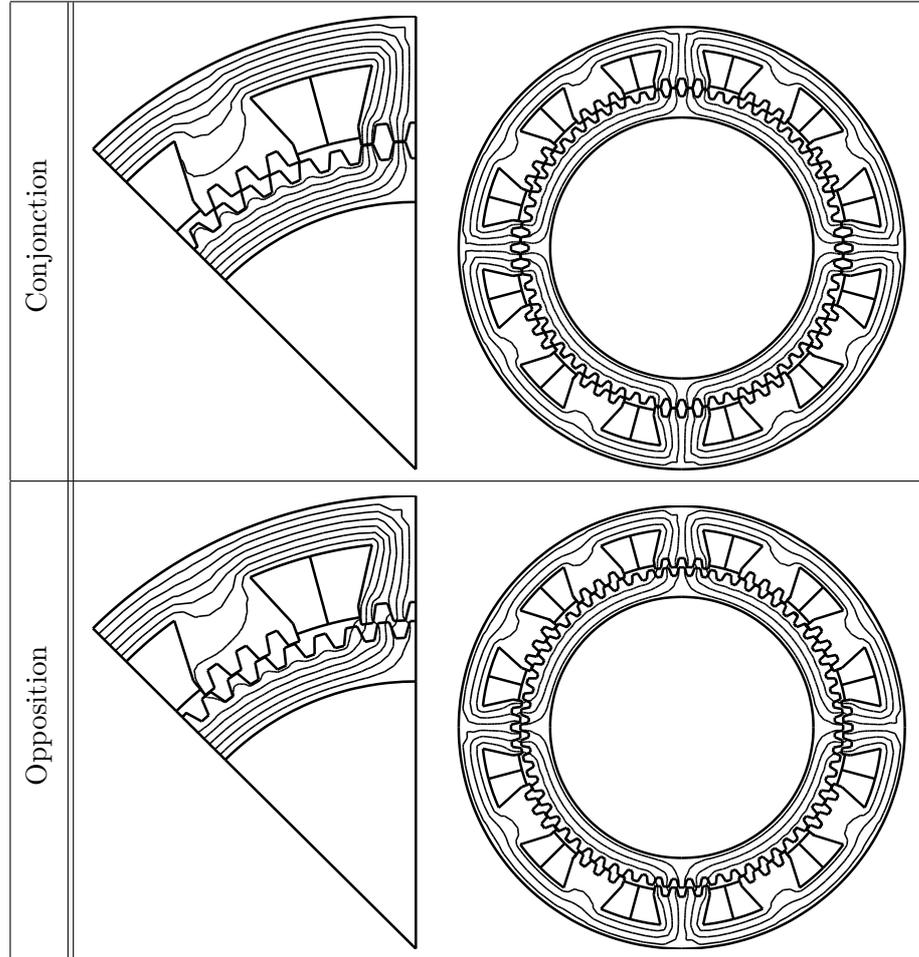
Le couple de la phase « j »  $\Gamma_j$  se calcule avec la méthode des travaux virtuels :

$$\Gamma_j(I_j, \theta) = \frac{\partial W'(I_j, \theta)}{\partial \theta} \quad (2.17)$$

Le couple total  $\Gamma$  de la machine est alors la somme des couples des trois phases :

$$\Gamma(I_j, \theta) = \sum_{j=1}^q \Gamma_j(I_j, \theta) \quad (2.18)$$

## 2.3.2 Application à la MRV

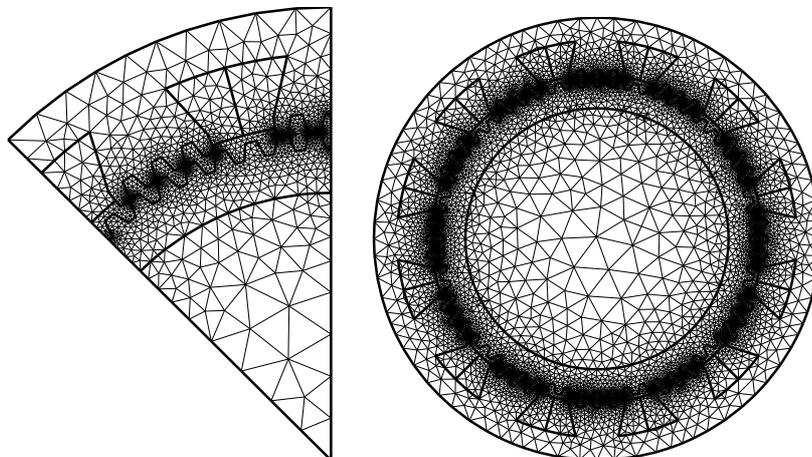


TAB. 2.1 – Distribution des lignes de champ

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à l'optimisation du couple et du couple massique. Dans chaque cas, le couple calculé est le couple moyen maximum par phase. Il peut se calculer à partir de la différence de coénergie entre la position de conjonction et d'opposition. Ces deux positions ont des répartitions de lignes de champ qui permettent de réaliser les calculs par la MEF sur une fraction de la machine. Chaque machine est fractionnable en  $\frac{2 N_{ps}}{q}$  parties, ce qui donne pour la MRV 48/64 à 4 plots par phase un fractionnement en 8.

Les tracés des lignes de champ des machines complètes et fractionnées en conjonction et en opposition sont donnés dans le tableau 2.1.

Les maillages d'une MRV 48/64 complète et fractionnée en position de conjonction sont donnés dans le tableau 2.2.



TAB. 2.2 – Maillage des machine fractionnées et complètes

La machine fractionnée est constituée de 1899 triangles et 3718 nœuds alors que la machine complète est composée de 13334 triangles et 26585 noeuds. Pour les chapitres traitant de la commande de la MRV, toutes les positions intermédiaires entre la conjonction et l'opposition ne présentent pas de symétries simples : la structure complète de la machine doit alors être simulée.

## 2.4 Algorithme Génétique

### 2.4.1 Principe de l'Algorithme Génétique

L'algorithme génétique est directement inspiré du processus de l'évolution naturelle développé par Darwin. L'optimisation de la structure électromagnétique des moteurs électriques par algorithme génétique a été amplement étudiée [BEA 93] [BIA 98] [BON 95] [CAH 02] [DUF 00] [ELW 02] [SKA 04]. L'algorithme est basé sur la théorie de l'évolution des espèces dans un milieu naturel, soit une transposition artificielle des concepts basiques de la génétique et des lois de survie. Comme dans la nature, les individus (MRV dans notre cas) les mieux adaptés (les MRV qui développent le plus grand couple par exemple) ont le plus de chance de se reproduire. Les gènes (paramètres à optimiser) des meilleurs individus sont donc transmis à leur descendance selon les opérateurs génétiques (crossover et mutation).

L'algorithme génétique n'a besoin d'aucune connaissance du système à optimiser et il peut progresser à partir d'individus initiaux moyens. De plus il est robuste et présente un bon compromis entre l'exploration de l'espace de recherche et l'exploitation des meilleures solutions [DUF 00]. Il est basé sur une méthode de recherche qui favorise les solutions minimisant la fonction d'évaluation. La recherche de la solution optimale se fait en parallèle sur

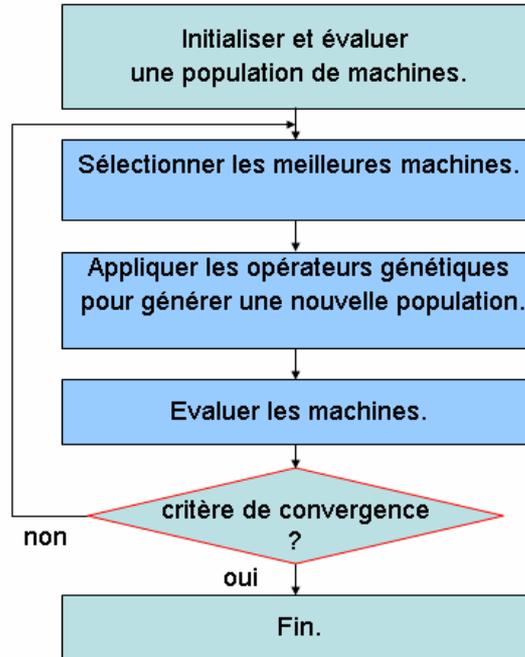


FIG. 2.3 – Organigramme de l'algorithme génétique

l'ensemble de la population. Cette particularité permet à l'algorithme de scruter un large éventail de solutions dans l'espace de recherche, ce qui n'est pas le cas des méthodes déterministes. Les chances de converger vers un minimum local sont donc réduites alors que les perspectives de trouver le minimum global sont accrues. Cependant on ne peut en aucun cas être certain que l'AG a trouvé le minimum global.

Le code simplifié de l'algorithme génétique que nous avons développé est présenté en figure 2.3.

Les machines qui ne satisfont pas les contraintes du problème reçoivent une pénalité sur leurs fonctions objectives afin de ne pas être sélectionnées pour la génération suivante.

### Initialisation

Les  $N_p$  paramètres (gènes) sont initialisés au hasard en respectant les contraintes du problème pour les  $N$  individus.

### Sélection

Il existe plusieurs façons de sélectionner les individus. La sélection par élitisme sélectionnent seulement les meilleurs individus, cependant cette

méthode a tendance à converger vers un minimum qui peut être local car la diversité de la population est très rapidement réduite.

Afin de maintenir la diversité des gènes, une « roue de la fortune » est utilisée. Plus l'individu est adapté et plus il a de chance de se reproduire. Les individus sont placés en segments contigus sur une ligne, la taille de chaque segment correspond à sa fonction d'adaptation. Un nombre aléatoire est tiré et l'individu qui inclut ce nombre dans ses bornes est sélectionné. La roue de la fortune est lancée jusqu'à ce que  $N$  individus soient sélectionnés.

Une autre façon de procéder consiste à établir une sélection par tournoi. Cette méthode prend deux individus au hasard dont le meilleur est sélectionné. Les tournois sont lancés jusqu'à ce que  $N$  individus soient sélectionnés.

***La sélection adoptée est hybride entre l'élitisme et la roue de la fortune : le meilleur individu est sélectionné puis la roue de la fortune est lancée sur les  $(N - 1)$  individus restant.***

### Crossover

Le crossover et la mutation peuvent s'effectuer en utilisant le codage réel ou le codage binaire. Le codage réel est choisi pour la suite des travaux [BON 95][TAI 02]. Le crossover est appliqué à une partie de la population sélectionnée. En effet, «  $p_c \cdot N$  » individus pris au hasard parmi les  $N$  individus sélectionnés passeront par le crossover, les autres passent directement à la mutation. La probabilité de croisement  $p_c$  est généralement de 0.8.

Le crossover discret réalise une permutation des gènes entre les deux parents. Pour chaque gène, on garde le gène du parent 1 ou 2 au hasard avec une probabilité égale 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  $D_2$  alors, l'enfant pourrait avoir comme gènes  $A_1$ ,  $B_2$ ,  $C_2$  et  $D_1$ .

Avec le crossover continu les gènes de l'enfant seront choisis proches de ceux des parents mais pas nécessairement égaux comme c'est le cas avec le crossover discret. Pour chaque gène de l'enfant issu des parents «  $Parent_1$  » et «  $Parent_2$  », on applique la formule suivante :

$$Gène_{Enfant} = Gène_{Parent_1} + a (Gène_{Parent_2} - Gène_{Parent_1}) \quad (2.19)$$

Avec «  $a$  » pris au hasard dans l'intervalle  $[-d; 1 + d]$ . Le coefficient «  $a$  » est un coefficient de pondération aléatoire adapté au domaine d'extension des gènes [BON 95]. Un bon compromis pour  $d$  est 0.25.

***Le crossover continu est choisi pour la suite.***

### Mutation

Chaque gène de chaque individu mute avec une probabilité de mutation  $p_m$ , avec  $p_m$  très inférieure à probabilité de croisement  $p_c$ . On distingue la

« petite mutation » et la « grande mutation ». La petite mutation effectue une petite variation autour de la valeur d'origine du gène :

$$G\grave{e}ne_{mut\acute{e}} = G\grave{e}ne \pm intervalle \cdot \Delta \quad (2.20)$$

Où « intervalle » est le domaine de variation de la variable et  $\Delta$  est un nombre aléatoire compris entre 0 et  $m$  avec  $m = 0.2$  par exemple. D'autres valeurs de  $m$  sont possibles mais il s'agit de rester proche de la valeur d'origine. Le signe "±" est choisi au hasard. La grande mutation consiste à prendre au hasard une valeur dans l'intervalle de variation du gène.

*La mutation de l'algorithme développé prend au hasard la petite mutation ou la grande mutation avec une probabilité égale.*

### Evaluation

La fonction d'évaluation est appliquée à chaque individu. On notera que le temps d'évaluation peut profondément varier selon le modèle utilisé. Pour une fonction analytique simple le temps est de l'ordre de la milliseconde alors que pour une modélisation par éléments finis ce temps est de l'ordre de la dizaine de seconde.

### Critère de convergence

Un critère peut être d'arrêter la recherche si la meilleure solution ne s'améliore pas pendant un certain nombre de générations.

*Le temps d'évaluation par la MEF étant important, le critère adopté est le nombre de générations.*

### 2.4.2 Validation de l'Algorithme Génétique sur des fonctions tests classiques

On se propose de valider l'AG décrit ci-dessus sur des fonctions analytiques tests. Celles-ci vont permettre de vérifier son comportement aussi bien pour la convergence que pour l'exploration. Les quatre fonctions tests sont : Goldstein-Price à 2 variables, Hartmann à 3 et 6 variables et Griewank à 2 variables [BER 94].

#### Goldstein-Price 2 variables $GP_2$

$$GP_2(x_1, x_2) = \left[ 1 + (x_1 + x_2 + 1)^2 \cdot (19 - 14x_1 + 3x_1^2 - 14x_2 + 6x_1x_2 + 3x_2^2) \right] \cdot \left[ 30 + (2x_1 - 3x_2)^2 \cdot (18 - 32x_1 + 12x_1^2 + 48x_2 - 36x_1x_2 + 27x_1^2) \right] \quad (2.21)$$

– Intervalle de recherche :  $-2 < x_1 < 2$  et  $-2 < x_2 < 2$

– 4 minimums dont 1 global :  $x_1 = 0$  et  $x_2 = -1$ ,  $GP_2(x_1, x_2) = 3$

i	$a_{i,j}$			c	$p_{i,j}$		
1	3.0	10.0	30.0	1.0	0.36890	0.1170	0.2673
2	0.1	10.0	35.0	1.2	0.46990	0.4387	0.7470
3	3.0	10.0	30.0	3.0	0.10910	0.8732	0.5547
4	0.1	10.0	35.0	3.2	0.03815	0.5743	0.8828

TAB. 2.3 – Paramètres de la fonction Hartmann à 3 variables

i	$a_{i,j}$						c	$p_{i,j}$					
1	10.0	3.0	17.0	3.5	1.7	8.0	1.0	0.1312	0.1696	0.5569	0.0124	0.8283	0.5886
2	0.05	10.0	17.0	0.01	8.0	14.0	1.2	0.2329	0.4135	0.8307	0.3736	0.1040	0.9991
3	3.0	3.5	1.7	10.0	17.0	8.0	3.0	0.2248	0.1451	0.3522	0.2883	0.3047	0.6650
4	17.0	8.0	0.05	10.0	0.01	14.0	3.2	0.4047	0.8828	0.8732	0.5743	0.1091	0.0381

TAB. 2.4 – Paramètres de la fonction Hartmann à 6 variables

**Hartmann 3 et 6 variables  $H_{3,4}$  et  $H_{6,4}$** 

$$H_{n,m} = - \sum_{i=1}^m c_i \exp \left( - \sum_{j=1}^n a_{i,j} (x_j - p_{i,j})^2 \right) \quad (2.22)$$

avec :

$$x = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \cdots & x_n \end{pmatrix}^T$$

$$p_i = \begin{pmatrix} p_{i,1} & p_{i,2} & \cdots & p_{i,n} \end{pmatrix}^T$$

$$a_i = \begin{pmatrix} a_{i,1} & a_{i,2} & \cdots & a_{i,n} \end{pmatrix}^T$$

Le tableau 2.3 donne les valeurs des paramètres  $a_{i,j}$ ,  $p_{i,j}$  et  $c_i$  pour la fonction Hartmann à 3 variables et le tableau 2.4 pour la fonction Hartmann à 6 variables.

**Griewank 2 variables  $GR_2$** 

- Intervalle de recherche :  $0 < x_i < 1$  pour  $j = 1, \dots, n$
- Cinq minima dont un global :

$$H_{3,4} : i = 4, j = 3; \text{ minimum global : } H_{3,4}(x) = -3.86278$$

$$H_{6,4} : i = 4, j = 6; \text{ minimum global : } H_{3,4}(x) = -3.32237$$

La population est déterminée « expérimentalement » en observant la convergence de l'AG sur plusieurs essais avec différentes valeurs. Les probabilités de croisement et de mutation sont fixées aux valeurs typiques de 80% et 5%. Pour la fonction Griewank qui comprend un grand nombre de minima locaux la probabilité de mutation est de 15%.

L'AG est lancé 100 fois pour chaque fonction test. Une optimisation est considérée comme réussie si la fonction d'évaluation trouvée est très proche du minimum global connu de la fonction (le minimum global est trouvé à  $\epsilon$  près). Dans tous les cas, une optimisation est considérée comme infructueuse si le nombre d'évaluation de la fonction test dépasse 10 000.

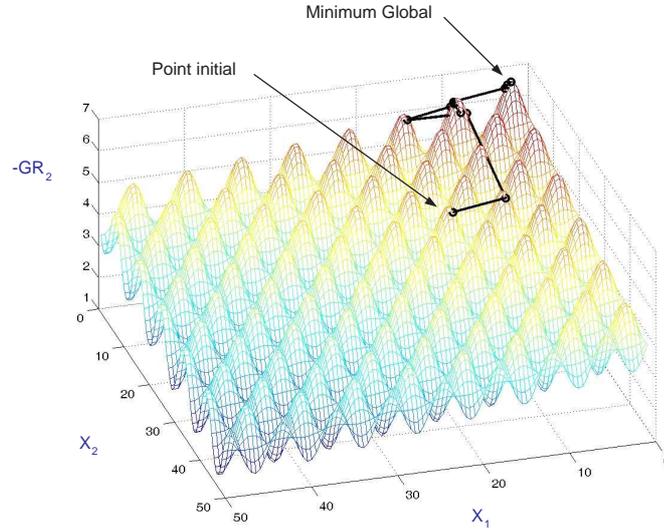


FIG. 2.4 – Parcours de l'AG sur la fonction Griewank 2

Fonction	% succès	Critère d'arrêt $\epsilon$	Ecart moyen avec $f_{opt}$	Ecart moyen avec $x_{opt}$	Nombre moyen d'évaluation
$GP_2$	93	$30.10^{-3}$	$18.10^{-3}$	$1,5.10^{-3}$	2730
$H_{3,4}$	100	$200.10^{-3}$	$1,2.10^{-3}$	$2,5.10^{-3}$	800
$H_{6,4}$	100	$2.10^{-3}$	$1,6.10^{-1}$	$970.10^{-3}$	626
$GR_2$	100	$100.10^{-3}$	$46.10^{-3}$	$112.10^{-3}$	567

TAB. 2.5 – Résultats d'optimisation de l'AG sur des fonctions analytiques

La figure 2.4 montre le parcours de la meilleure solution trouvée par l'AG pour chaque génération de la fonction Griewank ( $GR_2$ ). On remarque que l'algorithme part d'un point initial « moyen » pour converger vers le minimum global. Afin de mieux visualiser ce parcours,  $-GR_2$  est représentée.

Le tableau 2.5 présente les résultats d'optimisation avec le pourcentage de succès, la valeur du critère d'arrêt  $\epsilon$ , l'écart moyen  $f_{opt}$  entre le minimum global et la valeur trouvée par l'AG, l'écart moyen  $x_{opt}$  entre le vecteur solution du minimum global et le vecteur déterminé par l'algorithme et enfin le nombre moyen d'évaluations de la fonction test.

On remarque que l'AG se comporte bien pour un grand nombre de minima locaux (Griewank 2), ce qui dénote une bonne exploration. Cependant, pour une fonction simple mais où l'entourage du minimum global est « plat » comme pour Goldstein-Price à 2 variables l'AG montre des difficultés à converger.

En résumé, bien qu'il ne se comporte pas au mieux pour raffiner le résultat une fois la niche trouvée, l'AG permet une bonne exploration de

l'espace de recherche en détectant la niche du minimum global.

## 2.5 Optimisation des petites dents statoriques et rotoriques

### 2.5.1 Prédimensionnement, cahier des charges

La forme des petites dents statoriques est étudiée en gardant la structure globale d'une machine identique. Les paramètres globaux de la machine sont alors gardés identiques pour toutes les optimisations de cette partie.

La MRV est dimensionnée en tenant compte des contraintes suivantes [MAC 05] :

- **Puissance** : 10 kW.
- **Vitesse de rotation** : 50 tr/min.
- **Couple** : 2000 Nm.
- **Diamètre extérieur maximum de la machine** : 600 mm. (*Le diamètre extérieur tient compte des contraintes d'encombrement de la génératrice dans la nacelle d'une éolienne.*)
- **Densité de courant** : 5 A/mm<sup>2</sup>. (*La densité de courant est choisie pour pouvoir assurer un refroidissement par convection naturelle classique.*)
- **Coefficients de remplissage** : 0.5. (*Le coefficient de remplissage est issu de données industrielles.*)
- **Résistivité du cuivre** :  $2.4 \cdot 10^{-8}$  Ωm.
- **Entrefer minimum** : 0.5 mm. (*Cet entrefer tient compte des contraintes mécaniques de construction.*)

Le nombre de dents est fixé pour obtenir une vitesse de rotation de 50 tr/min à une fréquence d'alimentation de 50 Hz. D'après l'équation 1.18,  $\Omega = \frac{2\pi f}{N_r}$  ; on a donc  $N_r = (2\pi \cdot 50)/(50\pi/30) = 60$ . De plus, on choisit de travailler avec une machine triphasée. Le nombre de dents doit donc être le plus proche possible de 60. Cependant, les contraintes de construction présentée en 2.2 limitent les géométries possibles.

D'après l'annexe A, la machine avec  $N_r = 60$  n'est pas réalisable. Les deux topologies les plus proches sont à  $N_r = 56$  et  $N_r = 64$ .

On choisit la machine avec 64 dents rotoriques pour avoir par la suite un plus grand choix de structures (annexe B). En effet, avec  $N_r = 56$ , on peut avoir  $N_{ps} = 6, 12, 24$  alors qu'avec  $N_r = 64$ ,  $N_{ps} = 8$  est aussi disponible. Pour pouvoir réaliser les machines à 6, 12, 24 ou 48 plots statoriques, on prend 48 dents statoriques ( $N_{ps} = N_s/N_{dp}$  entier).

On fixe le nombre de plots par phase à 4 ce qui donne  $N_{ps} = 12$  avec 4 plots par phase et 4 dents par plot. On a bien  $N_{ps}/(2q)$  entier ( $12/(2 \cdot 3) = 2$ ).

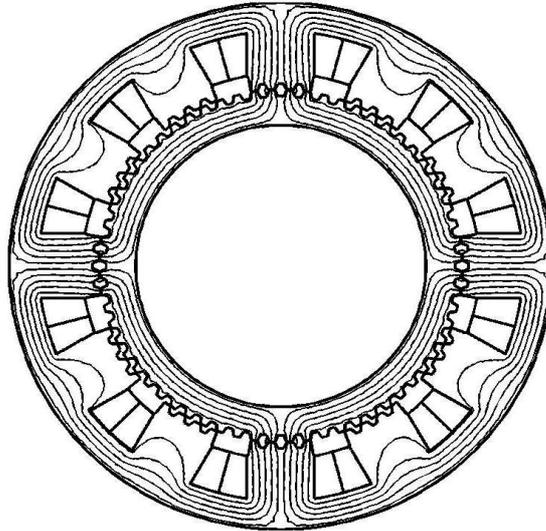


FIG. 2.5 – MRV d'étude

En résumé, les paramètres de la machine d'étude sont les suivants :

- $q=3$
- $N_r = 64$
- $N_s = 48$
- $N_{ps} = 12$
- $N_{dp} = 4$

Il existe d'autres topologies possibles qui seront étudiées dans la partie 2.6 du chapitre.

Les paramètres géométriques sont dimensionnés pour avoir l'épaisseur de culasse statorique égale à la moitié de l'épaisseur de plot statorique. La machine ainsi dimensionnée est alors peu saturée. Le rapport entre le rayon d'entrefer et le rayon extérieur est choisi égal à celui utilisé par Zeisser [ZEI 80] pour une MRV à plots dentés de dimension comparable soit 0.72.

La machine dimensionnée est présentée en figure 2.5 et elle sera utilisée par la suite de la partie 2.5.

### 2.5.2 Formes prédéterminées

L'objectif est de maximiser le couple de la MRV dont les paramètres globaux ont été définis ci-dessus (figure 2.5). La bibliographie présente des études sur les dents rectangulaires (forme usuelle), sur des dents trapézoïdales [BAS 84] et sur l'association de dents rondes au rotor et carré au stator [KAN 89]. On se propose d'étudier toutes les associations possibles entre les trois

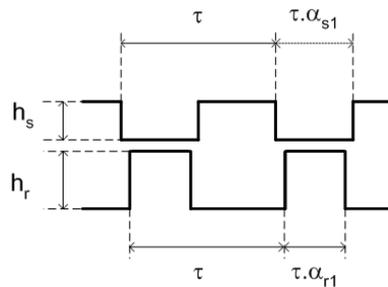


FIG. 2.6 – Dents rectangulaires

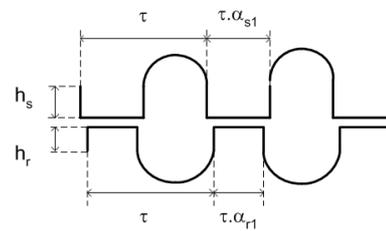


FIG. 2.7 – Dents circulaires

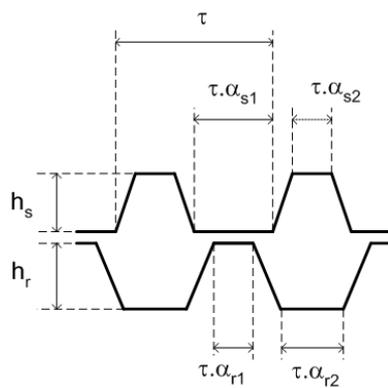


FIG. 2.8 – Dents trapézoïdales

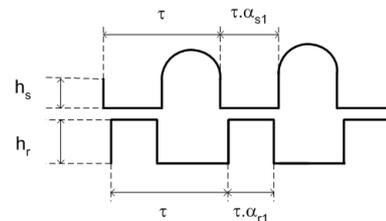


FIG. 2.9 – Dents circulaires au stator et rectangulaires au rotor

formes de dents relevées dans la littérature afin de dégager celle qui apporte le couple le plus important. On notera que la machine à plots dentés offre la particularité de comporter des bobinages entre les plots du stator et non entre les petites dents du stator : contrairement au MRV à grosses dents, la forme des petites dents n’influe pas sur la surface bobinable. Ceci justifie le fait que l’optimisation des petites dents se fasse pour une structure globale fixe.

Pour la machine à plots dentés (4 dents par plot) trois formes sont étudiées (figure 2.6 à 2.9) : rectangulaire, circulaire et trapézoïdale. Les associations mixtes sont aussi analysées avec par exemple des dents rectangulaires au rotor et circulaires au stator (figure 2.9).

Les dents sont définies avec les paramètres suivants :

- La profondeur de dent au rotor et au stator  $h_r$  et  $h_s$ .
- Les rapports cycliques  $\alpha_{r1}$  et  $\alpha_{s1}$ .
- Les rapports cycliques  $\alpha_{r2}$  et  $\alpha_{s2}$  pour la forme trapézoïdale.

Selon les associations de forme de dent, 4, 5 ou 6 paramètres sont à déterminer. Ces paramètres sont déterminés en maximisant le couple moyen. En considérant que la machine est alimenté par des courants parfaitement rectangulaire (cf. 1.5), la fonction objective à minimiser par l'algorithme génétique est alors :

$$F_1 = \frac{1}{\Gamma_{moyen}} \quad (2.23)$$

Avec

$$\Gamma_{moyen} = \frac{q}{2} \frac{W'_{conjonction} - W'_{opposition}}{\theta_{conjonction} - \theta_{opposition}} \quad (2.24)$$

Le calcul du couple moyen par la formule 2.24 est réalisé avec l'hypothèse simplificatrice que la dérivée entre les positions de conjonction et d'opposition est constante (**méthode 1**). Cette hypothèse nous autorise à évaluer le couple moyen maximum à partir du calcul de la coénergie sur seulement deux positions de la machine. Ces deux positions particulières sont les positions de conjonction et d'opposition qui sont « fractionnables » comme vu en 2.3.2.

Pour calculer le couple moyen maximum de façon plus précise, il est nécessaire d'évaluer le couple instantané et donc la coénergie pour différentes positions entre la conjonction et l'opposition pour en faire ensuite la moyenne (**méthode 2**). Cette méthode demande un plus grand nombre de calculs sur la machine complète (pour les positions intermédiaires sans symétries simples entre la conjonction et l'opposition) ce qui augmenterait de façon significative le temps d'évaluation de la fonction objective par rapport à la **méthode 1**. Si par exemple, on prend 10 points de calculs pour la **méthode 2**, sachant que le temps d'évaluation d'une machine entière est de l'ordre de 260 s alors qu'il est de 10 s pour une machine fractionnée en huit, le temps de calcul de la **méthode 2** serait 130 fois plus grand que pour la **méthode 1**.

La figure 2.10 présente le couple moyen maximum calculé avec les deux méthodes. Un courant de 1 [pu] correspond au couple pour une densité de courant de 2.5 A/mm<sup>2</sup> (soit 5 A/mm<sup>2</sup> avec un coefficient de remplissage de 0.5).

*L'écart relatif entre les deux méthodes de calcul est de l'ordre de 5%. La méthode 1 (équation 2.24) sera alors gardée pour la suite des optimisations du chapitre 2 compte tenu du gain de temps d'évaluation de la fonction objective par rapport à la méthode 2.*

Un faible nombre d'individus réduit le temps de calcul mais l'algorithme risque de converger vers un minimum local. Un compromis doit donc être fait pour notre problème où le temps de calcul par éléments finis d'une

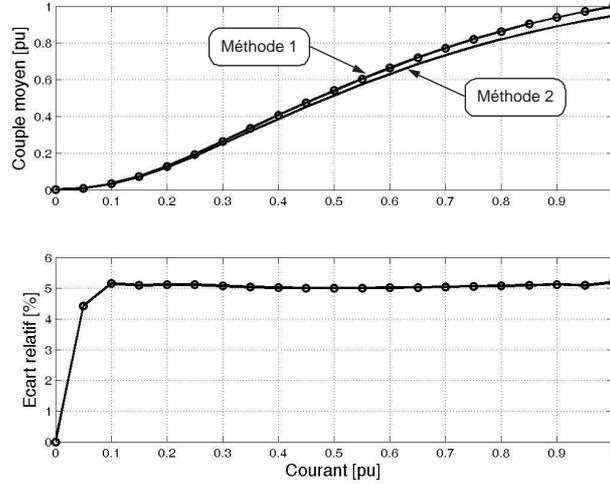


FIG. 2.10 – Comparaison des deux méthodes d'évaluation du couple moyen maximum

$$\begin{array}{c}
 \hline\hline
 0.2 < (\alpha_{s1}, \alpha_{r1}) < 0.5 \\
 \hline
 0.2 < (\alpha_{s2}, \alpha_{r2}) < 0.5 \\
 \hline
 0.2 \text{ mm} < (h_s, h_r) < \tau \\
 \hline
 \alpha_{j1} + \alpha_{j2} = 1 \text{ avec } j = r, s \\
 \hline\hline
 \end{array}$$

TAB. 2.6 – Contraintes sur les variables d'optimisation

fonction objective est de l'ordre de 20  $s$ . Des essais ont été réalisés avec des populations de 20, 50 et 80 individus. Avec une population de 50 individus, l'algorithme converge parfois vers un minimum local alors que le calcul avec une population de 80 ne permet qu'une légère amélioration des résultats obtenus avec 50 individus. Un compromis est réalisé avec une population de 50 machines et le nombre de génération choisi est égal à 50 ce qui représente 20 heures de simulation (processeur 2  $GHz$ ). Les probabilités de croisement et de mutation sont fixées respectivement aux valeurs typiques de 0.8 et 0.05.

Les contraintes sur les variables d'optimisation sont données dans le tableau 2.6.

Les paramètres (P1) de l'AG sont fixés aux valeurs suivantes :

- Population : 50 individus.
- Nombre de générations : 50.
- Probabilité de croisement : 80%.
- Probabilité de mutation : 5%.

Le tableau 2.7 présente les résultats de l'optimisation et la figure 2.11 (cf.

Forme de dent	$\alpha_{s1}$	$\alpha_{s2}$	$\alpha_{r1}$	$\alpha_{r2}$	$h_s$ [mm]	$h_r$ [mm]	$\Delta\Gamma/\Delta\Gamma_{aa}$ [%]
aa	0.42	/	0.42	/	5.1	5.0	100
bb	0.42	/	0.42	/	0.2	0.2	110
<b>cc</b>	<b>0.37</b>	<b>0.28</b>	<b>0.36</b>	<b>0.35</b>	<b>6.8</b>	<b>7.3</b>	<b>116</b>
ab	0.39	/	0.42	/	0.2	4.9	105
ac	0.37	0.29	0.43	/	7.3	5.4	107
ba	0.44	/	0.40	/	4.7	0.4	106
bc	0.37	0.29	0.42	/	6.9	0.3	112
ca	0.43	/	0.35	0.28	4.7	7.1	110
cb	0.42	/	0.36	0.35	0.3	7.3	114

TAB. 2.7 – Optimisation des formes prédéterminées

Annexe D) les formes de dents rectangulaires, circulaires et trapézoïdales. Dans la colonne « forme de dents », la première lettre correspond à la forme de dent au rotor et la seconde au stator. Par exemple, la forme « cb » signifie que la machine a un rotor avec des dents trapézoïdales et un stator avec des dents circulaires.

Le rapport  $\Delta\Gamma/\Delta\Gamma_{aa}$  correspond à l'amélioration du couple comparée aux dents rectangulaires au stator et au rotor optimisées. On notera qu'il s'agit de la forme traditionnellement utilisée. La forme trapézoïdale au rotor et au stator (forme « cc ») donne les meilleures performances avec une amélioration de 16%.

Les associations mixtes (forme « xy ») donnent des performances intermédiaires entre le couple produit par les deux machines homogènes (xx et xy). Par exemple, la forme « bc » présente une amélioration de 12% alors que les formes « bb » et « bc » donnent respectivement 10 et 16%.

Les dents circulaires (b) ont des profondeurs de dent qui tendent vers 0.2 ou 0.3 mm alors que la profondeur minimale imposée à l'AG est de 0.2 mm. La meilleure dent circulaire semble donc être d'une profondeur de dents très faible voire nulle.

Les dents d'une forme donnée tendent vers des paramètres très proches quelle que soit la forme qui lui est associée et qu'elle soit au stator ou au rotor. Par exemple, la forme (b) tend toujours vers  $\alpha_{s1} = \alpha_{r1} = 0.42$  et  $h_s = h_r = 0.2$  mm. Il est aussi intéressant de noter que les formes rectangulaires et circulaires ont des rapports cycliques quasiment identiques.

*La forme trapézoïdale est la plus performante avec un gain en couple de 16% sur la forme rectangulaire et de 6% sur la forme circulaire.*

### 2.5.3 Forme aléatoire

La partie précédente a permis de conclure que la forme trapézoïdale est la meilleure pour maximiser le couple comparée aux formes rectangulaires et circulaires. Le but de cette partie est de déterminer la forme de dent

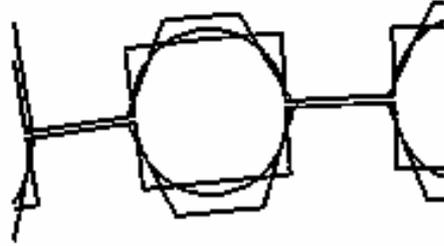


FIG. 2.11 – Superposition des formes optimisées rectangulaire, circulaire et trapézoïdale

théorique optimale. Pour cela, des dents de forme aléatoire sont définies avec des points placés de façon échantillonnée de  $\Delta x$  en abscisse et dont la profondeur vaut  $\Delta h$  en ordonnée comme le montre la figure 2.12.

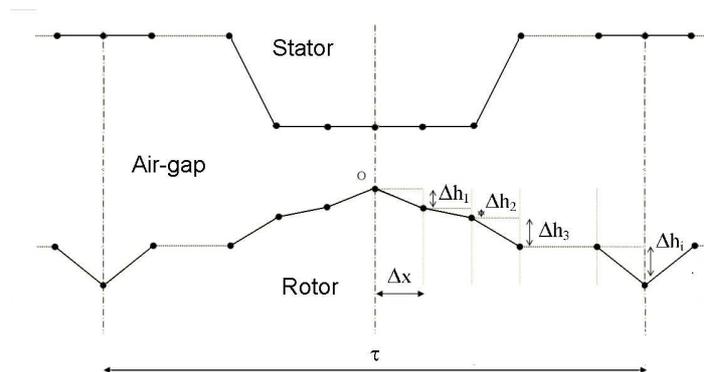


FIG. 2.12 – Forme de dent aléatoire

L'échantillonnage  $\Delta x$  est constant et  $\Delta h$  est positif ou nul. La dent est supposée symétrique. Le point O est fixé de façon à obtenir l'entrefer minimum (0.5 mm). La dent du stator de la figure 2.12 est dessinée avec  $h_3$  égal à la profondeur de dent et les autres  $\Delta h$  nuls. Afin de limiter le nombre de paramètres à optimiser ainsi que le temps de calcul, le stator et le rotor sont considérés comme identiques. Pour notre étude, 21 «  $\Delta h$  » sont choisis. Ils représentent les paramètres à optimiser par l'algorithme génétique. On notera que les dents aléatoires peuvent prendre n'importe quelle forme pendant l'optimisation. Le nombre de points est pris suffisamment grand pour pouvoir se rapprocher au maximum de la forme rectangulaire pour l'exemple donné en figure 2.12. Pour 21 points, et étant donné la symétrie appliquée, on obtient :  $\Delta x = \frac{\tau}{42}$ .

Le couple moyen maximum est maximisé, la fonction objective est la

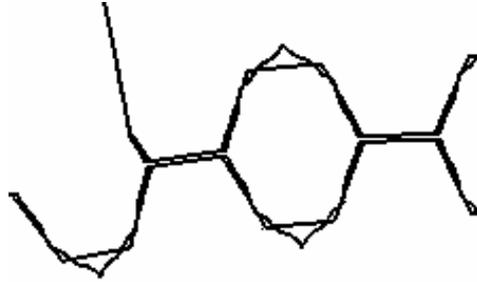


FIG. 2.13 – Formes trapézoïdales et « aléatoires » optimisées

suivante :

$$F_1 = \frac{1}{\Gamma_{moyen}} \quad (2.25)$$

Une population de 100 machines et 100 générations sont choisies, ce qui représente 3 jours de simulation (microprocesseur de 2Ghz). Les probabilités de crossover et mutation sont fixées à 0,8 et 0.01.

Les paramètres (P2) de l'AG sont fixés aux valeurs suivantes :

- Population : 100 individus.
- Nombre de génération : 100.
- Probabilité de croisement : 80%.
- Probabilité de mutation : 1%.

La figure 2.13 (cf. Annexe D) montre la forme optimisée et la forme trapézoïdale optimisée de la partie 3.2. La forme aléatoire présente une amélioration de 17% ( $\Delta\Gamma/\Delta\Gamma_{aa} = 117\%$ ) ce qui est très proche des 16% des dents trapézoïdales (forme « cc »). La dent aléatoire est légèrement meilleure car elle est un peu plus profonde que la dent trapézoïdale réduisant ainsi l'énergie en opposition.

***Les dents « aléatoires » optimisées sont très proches des dents trapézoïdales optimisées en 2.5.2 aussi bien sur la forme que sur le couple.***

#### 2.5.4 Conclusion

Cette partie a permis d'étudier l'influence de la forme des petites dents statoriques et rotoriques sur le couple de la MRV 64/48 à 4 plots par phases.

Dans un premier temps, trois formes prédéterminées sont optimisées, à savoir les formes carrées, rondes et trapézoïdales avec des associations homogènes ou hétérogènes. Il s'est avéré que la forme trapézoïdale aussi bien au rotor qu'au stator est optimale avec un gain de 16% par rapport à la forme rectangulaire/rectangulaire.

Ensuite, afin de déterminer la forme théorique optimale, la forme des petites dents a été laissée libre avec l'utilisation des dents aléatoires. L'allure des petites dents optimisées s'est révélée très proche de la forme trapézoïdale. Comme la forme trapézoïdale est la plus simple à réaliser, elle a été retenue, et ceci afin d'améliorer le couple de la MRV à plots dentés.

## 2.6 Optimisation globale de la structure électromagnétique

### 2.6.1 Introduction

Dans la partie précédente, la forme des petites dents a été étudiée dans le but de maximiser le couple produit par la MRV. En effet, la conversion d'énergie se produit essentiellement au niveau de l'entrefer et les petites dents d'une machine à plots dentés influent très peu sur la masse totale. L'optimisation des petites dents a donc pu se faire sans considérer le couple massique.

Comme la masse du générateur est une caractéristique essentielle pour les applications éoliennes, le couple massique est optimisé par la suite en jouant non seulement sur les paramètres des petites dents (qui influent principalement sur le couple) mais aussi sur les paramètres globaux qui ont des répercussions sur le couple et la masse.

Cette partie consiste donc à optimiser le couple et le couple massique pour la machine 48/64 à 4 plots par phase puis à analyser d'une part l'influence du nombre de plots par phase sur la MRV 48/64 et d'autre part l'influence du nombre de plots par phase pour différents nombres de dents au rotor et au stator (24/32), (30/40), (48/64), (60/80), (72/88) et (96/128). Une étude statistique sur 50 optimisations de la MRV 48/64 à 4 plots par phase permettra de mettre en évidence les paramètres géométriques les plus sensibles.

Le diamètre extérieur et l'entrefer sont toujours fixés respectivement à 600 mm et 0.5 mm.

La partie précédente a permis de choisir la forme de dent trapézoïdale au stator et au rotor. La structure globale (figure 2.14) est définie à partir des 13 paramètres suivants :

- La largeur de culasse rotorique et statorique  $E_r$  et  $E_s$ .
- La hauteur de bobine  $h_b$ .
- 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  $R_r$ .
- Les paramètres des dents trapézoïdales :  $\alpha_{r1}$ ,  $\alpha_{s1}$ ,  $\alpha_{r2}$ ,  $\alpha_{s2}$ ,  $h_s$ , et  $h_r$ .

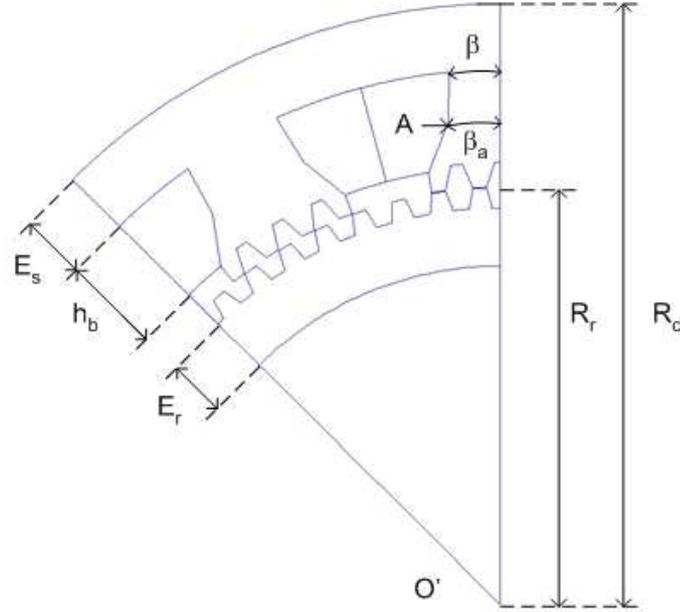


FIG. 2.14 – Schéma de la structure globale

### 2.6.2 Optimisation du couple et du couple massique

L'objectif est de comparer les performances de la structure 48/64 à 4 plots par phase suivant deux critères d'optimisation : le couple et le couple massique.

Un prédimensionnement analytique permet de limiter les variables géométriques (tableau 2.8).

On notera que la borne supérieure de  $\beta_a$  et  $\beta$  est de  $\frac{180^\circ}{N_{ps}}$  avec  $N_{ps}$  le nombre de plots statoriques. Une valeur plus grande reviendrait à faire empiéter chaque plot sur le plot adjacent. Dans le cas présent, on a 12

$5 \text{ mm} < (E_r, E_s) < 50 \text{ mm}$
$5 \text{ mm} < h_b < 100 \text{ mm}$
$1^\circ < (\beta_a, \beta) < 15^\circ$
$Rc/3 < (R_r, R_a) < 0.9 Rc$
$R_r - h_r - E_r > Rc/3$
$0.2 < (\alpha_{s1}, \alpha_{r1}) < 0.5$
$0.2 < (\alpha_{s2}, \alpha_{r2}) < 0.5$
$0.2 \text{ mm} < (h_s, h_r) < \tau$
$\alpha_{j1} + \alpha_{j2} = 1$ avec $j = r, s$

TAB. 2.8 – Contraintes sur les variables

Fonction Objective	Masse [pu]	Couple [pu]	Couple massique [Nm/kg]
$F_1$	1.31	1.012	8.79
$F_2$	1 [-31%]	1 [-1.2%]	12.60 [+30%]

TAB. 2.9 – Résultats d’optimisation du couple et du couple massique

plots statoriques ce qui aboutit à 15°.

Treize paramètres sont optimisés d’une part pour maximiser le couple (fonction objective  $F_1$ ) et d’autre part pour maximiser le couple massique, ce qui revient à minimiser la fonction objective  $F_2$  :

$$F_2 = \frac{M}{\Gamma_{moyen}} \quad (2.26)$$

Où M représente la masse active c’est-à-dire le cuivre et le fer.

On rappelle que le couple moyen  $\Gamma_{moyen}$  est calculé avec la formule 2.24.

Une population de 100 machines et 100 générations sont choisies, ce qui représente 3 jours de simulation (microprocesseur de 2Ghz). Les probabilités de crossover et de mutation sont fixées à 0,8 et 0.01.

Les paramètres (P2) de l’AG sont fixés aux valeurs suivantes :

- Population : 100 individus.
- Nombre de génération : 100.
- Probabilité de croisement : 80%.
- Probabilité de mutation : 1%.

L’évolution des meilleures MRV de chaque génération est présentée dans le tableau 2.11 (cf. annexe E) et les paramètres des deux machines optimisées sont exposés tableaux 2.9 et 2.10.

Les résultats sont présentés pour une longueur  $L$  de machine. Comme le couple et la masse sont proportionnels à la longueur de la machine, le couple massique ne dépend pas de  $L$ . Le couple de 2000 Nm est obtenu pour une longueur  $L$  de 0.131 m avec l’optimisation du couple (fonction objective  $F_1$ ) de 0.133 m avec l’optimisation du couple massique (fonction objective  $F_2$ ).

Les paramètres des petites dents obtenus avec les deux fonctions objectives sont proches notamment pour  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$  qui tendent vers 0.34 et 0.35. Lors de l’optimisation des petites dents avec une structure globale prédimensionnée (cf. 2.5), les valeurs  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$  de la forme trapézoïdale sont similaires avec 0.37 et 0.36. Nous verrons en 2.6.5 que ces paramètres sont très sensibles.

Le choix des profondeurs de dent  $h_s$  et  $h_r$  au rotor et au stator dépend essentiellement du niveau de saturation. En régime non saturé, la coénergie en opposition décroît avec l’augmentation de  $h_s$  ou  $h_r$ . Il faut noter que la coénergie en conjonction n’est pas influencée par la profondeur de dent. Ces

Paramètres	Fonction Objective $F_1$	Fonction Objective $F_2$
$\alpha_{s1}$	0.35	0.34
$\alpha_{r1}$	0.34	0.35
$\alpha_{s2}$	0.41	0.32
$\alpha_{r2}$	0.39	0.39
$h_s [mm]$	7.0	10.0
$h_r [mm]$	9.0	11.0
$E_s [mm]$	31	30
$E_r [mm]$	107	28
$h_b [mm]$	58	60
$\beta [^\circ]$	6.3	5.0
$R_a [mm]$	244	232
$\beta_a [^\circ]$	7.1	8.6
$R_r [mm]$	216	215

TAB. 2.10 – Paramètres optimisés

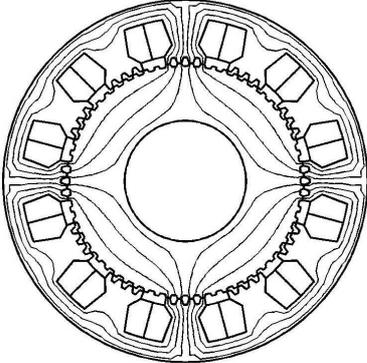
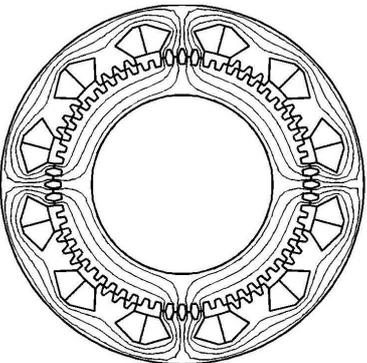
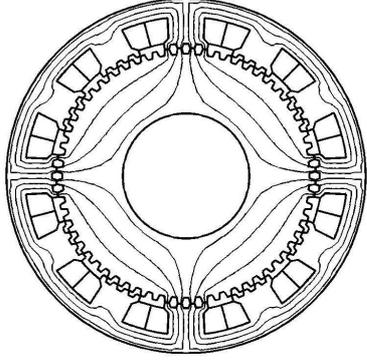
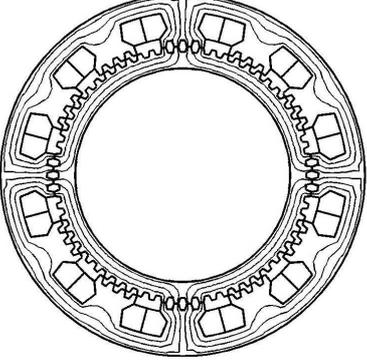
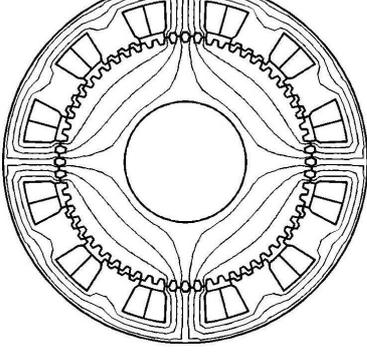
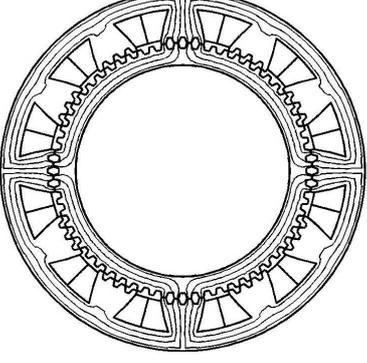
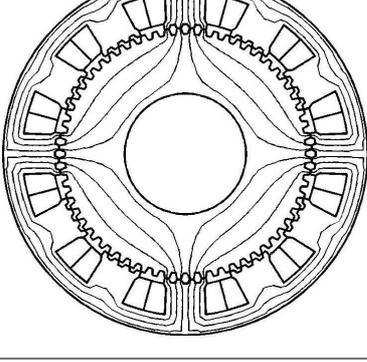
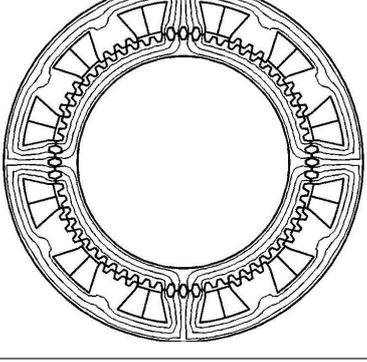
deux phénomènes conduisent à une augmentation de l'énergie convertie et donc du couple. Il existe cependant une profondeur limite à partir de laquelle le couple n'est plus amélioré.

En régime saturé, l'augmentation de la profondeur de dent réduit aussi la coénergie en conjonction à cause de la forte saturation des petites dents. Il y a une valeur limite de profondeur de dent à partir de laquelle la réduction de la coénergie en opposition ne compense plus la diminution de la coénergie en conjonction et le couple décroît. La figure 2.15 montre l'influence de la profondeur de dent rotorique  $h_r$  en régime saturé sur le couple lorsque les autres paramètres sont constants et égaux à ceux obtenus en optimisant  $F_1$ . On remarque que le couple augmente jusqu'à sa valeur maximale pour une profondeur de 11 mm, valeur obtenue par l'AG, puis décroît légèrement.

L'optimisation du couple conduit à réduire l'épaisseur de la culasse rotorique et mène alors à une machine à rotor creux. On notera que l'épaisseur des culasses statoriques et rotoriques tendent vers des valeurs très proches, ce qui semble cohérent car le flux y est sensiblement identique (tableau 2.10).

On notera que les paramètres des deux machines sont très proches mis à part l'épaisseur de la culasse rotorique  $E_r$  qui est plus importante pour l'optimisation du couple (tableau 2.10). En effet pour l'optimisation du couple, la masse de la machine n'est pas prise en compte. La culasse rotorique a donc tendance à s'épaissir pour limiter sa saturation et augmenter le couple. Cependant, le gain en couple est faible.

*Comparée à la machine optimisée selon le couple, la génératrice obtenue en maximisant le couple massique donne une réduction de 30% de la masse pour une diminution de seulement 1.2% du couple. Le couple massique est donc optimisé pour la suite du chapitre.*

	Optimisation du Couple	Optimisation du Couple massique
Initialisation		
Génération 33		
Génération 66		
Génération 100		

TAB. 2.11 – Évolution des machines (optimisation du couple et du couple massique)

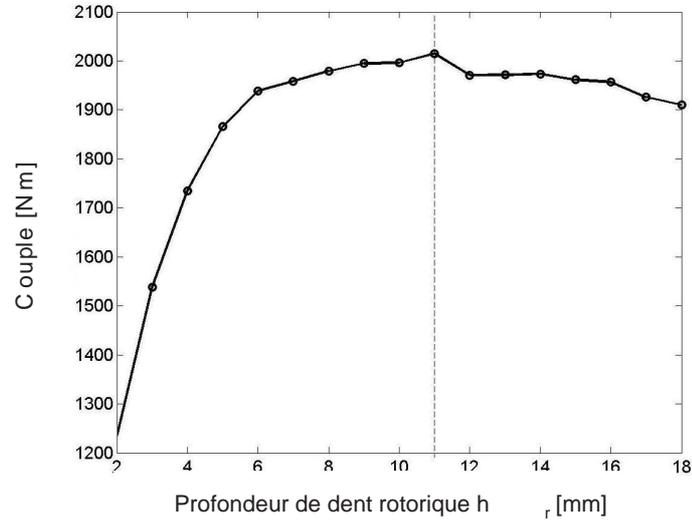


FIG. 2.15 – Influence de la profondeur de dent rotorique sur le couple

### 2.6.3 Influence du nombre de plots par phases

L'objectif recherché est d'optimiser la MRV 64/48 pour différents nombres de plots par phase et de dégager les combinaisons maximisant le couple massique.

Afin que la comparaison soit significative, le nombre de dents au rotor et au stator ainsi que le nombre de phases sont fixés respectivement à  $N_r = 64$ ,  $N_s = 48$  et  $q = 3$ . Le nombre de dents au stator  $N_s$  influe sur le couple : plus il est important et plus le couple est grand. Les trois plus grands nombres de dents au stator qui vérifient les conditions du 2.2 sont 48, 56 et 60. Cependant, pour  $N_s = 56$  et  $N_s = 60$  seules 1 et 2 topologies sont possibles contre 4 pour  $N_s = 48$  (Annexe B). Dans le but de pouvoir réaliser une comparaison du nombre de plots par phases,  $N_s = 48$  est choisi. Le tableau 2.12 montre que 4 topologies sont possibles : 2, 4, 8, ou 16 plots par phase.

Le couple massique est optimisé (fonction objective  $F_2$ ) avec les mêmes paramètres (P2) d'AG que la partie précédente :

- Population : 100 individus.
- Nombre de génération : 100.
- Probabilité de croisement : 80%.
- Probabilité de mutation : 1%.

Les géométries des machines optimisées sont représentées en figure 2.15 (cf. annexe F).

Le tableau 2.13 illustre les résultats de l'optimisation à volume extérieur constant (longueur utile fixée à 0.133 m) : le couple pour chaque machine obtenu est différent des 2000 Nm du cahier des charges. Une autre façon de

$N_{dp}$	$N_{ps}/q$ $= N_s/(q N_{dp})$	$K_1$ $= N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2$ $= N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable
<b>1</b>	<b>16,00</b>	1,67	<b>1,00</b>	<b>oui</b>
<b>2</b>	<b>8,00</b>	<b>3,00</b>	2,33	<b>oui</b>
3	5,33	4,33	3,67	non
<b>4</b>	<b>4,00</b>	5,67	<b>5,00</b>	<b>oui</b>
5	3,20	7,00	6,33	non
6	2,67	8,33	7,67	non
7	2,29	9,67	9,00	non
<b>8</b>	<b>2,00</b>	<b>11,00</b>	10,33	<b>oui</b>

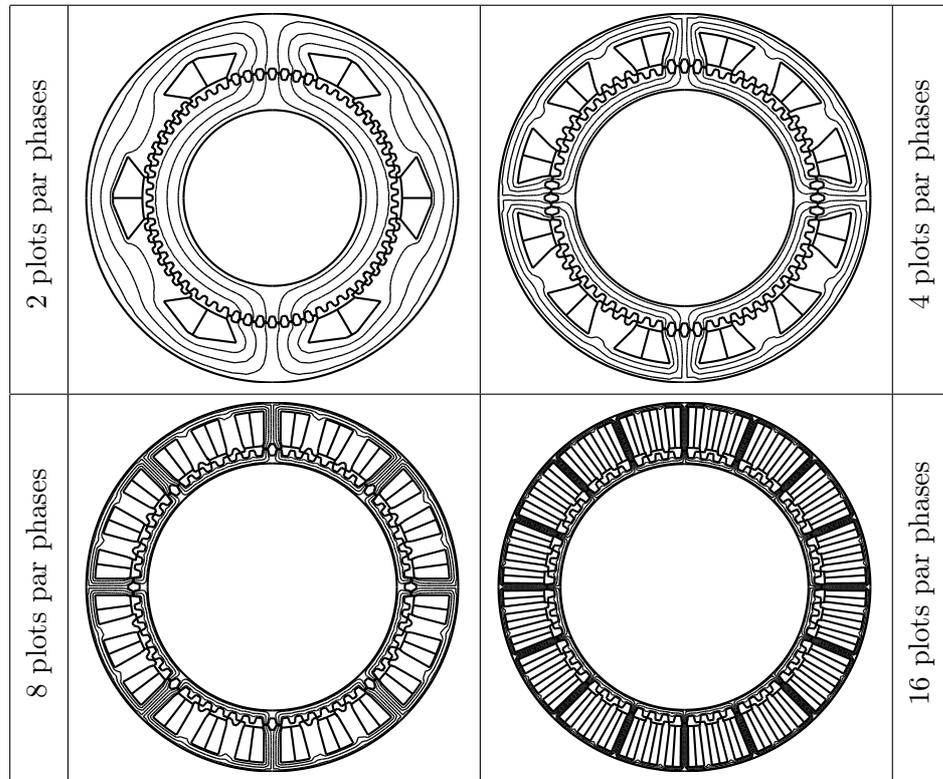
TAB. 2.12 – Topologies réalisables pour  $N_r = 64$ ,  $N_s = 48$  et  $q = 3$

Plots par phases $N_{ps}/q$	Couple [Nm]	Masse [kg]	Couple massique [Nm/kg]
2	1690	202	8.4
4	2000	159	12.6
8	1655	123	13.5
16	1086	117	9.3

TAB. 2.13 – Résultats d’optimisation (longueur et volume extérieur constants)

Plots par phases $N_{ps}/q$	Longueur utile [m]	Masse [kg]	Couple massique [Nm/kg]
2	0.157	239	8.4
4	0.133	159	12.6
8	0.161	148	13.5
16	0.245	214	9.3

TAB. 2.14 – Résultats d’optimisation (couple constant)



TAB. 2.15 – MRV 48/64 optimisées

présenter les résultats consiste à garder le couple constant (tableau 2.14). La longueur de chaque machine est alors ajustée pour obtenir un couple de  $2000 \text{ Nm}$ . Pour ce faire on suppose que le couple est proportionnel à la longueur de la machine. On notera que la longueur de la machine n'influe pas sur le couple massique optimisé (la masse et le couple sont proportionnels à la longueur de la machine).

Les tableaux 2.13 et 2.14. montrent que les deux MRV avec 2 et 16 plots par phase sont nettement moins performantes. Au regard du couple massique, le nombre optimal de plots par phase est de 8. Cependant, le couple massique des machines à 4 et 8 plots par phase est très proche (6.6% d'écart relatif) alors que le couple de la machine à 4 plots par phase est significativement meilleur (+17%). En d'autres termes, pour produire un même couple, la machine à 4 plots par phase est plus court de 17% que celle à 8 plots par phase (tableau 2.14).

L'augmentation du nombre de plots par phase permet de réduire la taille des culasses car le flux passant par chaque plot statorique est diminué. C'est la raison pour laquelle à volume extérieur égal (tableau 2.13) la masse des machines diminue avec l'augmentation du nombre de plots par phase. On notera que pour un couple fixe de  $2000 \text{ Nm}$  (tableau 2.14), la machine à

4 plots par phase est moins volumineuse que celle à 8 plots par phase. Dès lors, la machine à 16 plots par phase devient plus lourde que celles à 4 ou 8 plots par phase pour obtenir le même couple.

*La MRV à 8 plots par phase est la plus performante pour le couple massique alors que celle à 4 plots par phase est la plus performante en terme de couple volumique.*

#### 2.6.4 Influence du nombre de dents et du nombre de plots par phase

L'étude précédente concernait l'influence du nombre de plots par phase pour une combinaison particulière de dents au rotor ( $N_r = 64$ ) et au stator ( $N_s = 48$ ). Cette partie a pour objectif d'approfondir cette étude pour plusieurs combinaisons de dents au rotor et au stator. Il existe un très grand nombre de combinaisons possibles, aussi le nombre de phases est fixé à  $q = 3$  et les couples de dents au stator et au rotor ( $N_s, N_r$ ) suivants sont choisis : (24,32), (30,40), (36,48), (48,64), (60,80), (72,88), (96,128). Les combinaisons ( $N_s, N_r$ ) respectent les conditions énoncées en 2.2 et sont retenues si elles offrent un « grand nombre » de dents par plot possible afin de réaliser des comparaisons significatives.

Le couple massique est optimisé (fonction objective  $F_2$ ) avec les mêmes paramètres (P2) de l'AG que les deux parties précédentes :

- Population : 100 individus.
- Nombre de génération : 100.
- Probabilité de croisement : 80%.
- Probabilité de mutation : 1%.

Afin d'effectuer des études à couple constant, la longueur de chaque machine est ajustée pour obtenir un couple de 2000 Nm.

Les résultats de l'optimisation sont présentés dans le tableau 2.16. Pour chaque machine optimisée, on donne le couple massique  $\Gamma/M$ , la masse  $M$ , la longueur utile  $L$  nécessaire pour obtenir 2000 Nm, les pertes Joule  $P_j$  et le rapport d'énergie  $E_r$ . Les pertes Joule sont calculées sans tenir compte des têtes de bobines.

La figure 2.16 montre un cycle de fonctionnement de la MRV en mode générateur. Le courant passe de zéro au courant maximum en position de conjonction (AB), il est maintenu constant de la conjonction à l'opposition (BC), puis le courant s'annule en position d'opposition (CA). L'énergie convertie en couple correspond à  $W$  (surface ABCA) et l'énergie de magnétisation à  $E_{magn}$  (surface ABB'A).

Le rapport d'énergie  $\lambda$  est introduit par Lawrenson [LAW 86] afin d'évaluer l'efficacité de la conversion d'énergie de la MRV :

$$\lambda = \frac{W}{W + E_{magn}} \quad (2.27)$$

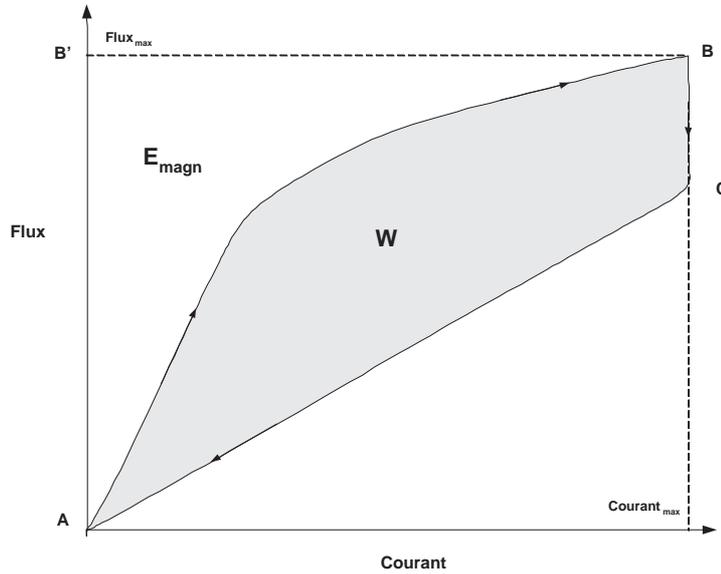


FIG. 2.16 – Cycle de conversion de l'énergie

Avec  $W$  l'énergie convertie et  $E_{magn}$  l'énergie de magnétisation.

Seule l'énergie convertie  $W$  contribue à la production de couple. L'énergie de magnétisation « résiduelle »  $E_{magn}$  est nécessaire au fonctionnement de la machine mais ne produit pas de couple. Plus le rapport  $\lambda$  est grand, meilleure est l'efficacité de la conversion de l'énergie de la MRV. Un très bon rapport  $\lambda$  est obtenu avec une machine fortement saturée et une coénergie en opposition très faible. Ce rapport  $\lambda$  est à l'image du facteur de puissance ( $\lambda$  grand correspond à un bon facteur de puissance). La puissance apparente du circuit d'alimentation est  $W + E_{magn}$ . Le rapport  $\lambda$  donne donc une idée du dimensionnement du convertisseur de puissance associé : un  $\lambda$  faible entraîne un convertisseur surdimensionné par rapport à la puissance de la MRV [MIL 89].

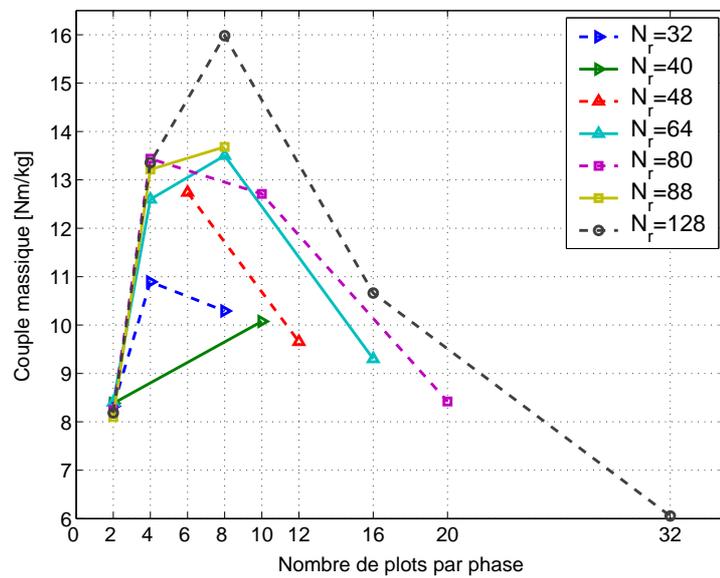
D'après la figure 2.17 (cf. annexe G), on constate que pour chaque nombre de dents au rotor  $N_r$ , il existe un nombre de plots par phase qui maximise le couple volumique. Un nombre de plots par phase trop grand ou trop faible diminue le couple massique. En effet, pour les grands nombres de plots par phases, le nombre de dents par plots diminue jusqu'à la valeur limite de un (MRV à gros plots). Pour un seul plot par phase, les culasses et les plots sont de très faibles épaisseurs et le niveau de saturation de la machine est important. Cependant, la faiblesse de ces épaisseurs permet d'augmenter le rayon d'entrefer (diamètre extérieur fixé) : pour une même force, le couple est plus grand. Pour 2 plots par phase, les culasses et les plots sont très importants ce qui réduit le niveau de saturation mais aussi le rayon rotorique : pour une même force, le couple est plus faible. Le nombre

$N_{ps}/q$	$\Gamma/M$ [ $Nm/kg$ ]						
	$N_r = 32$	$N_r = 40$	$N_r = 48$	$N_r = 64$	$N_r = 80$	$N_r = 88$	$N_r = 128$
2	8.4 240 0.166 244 0.67	8.4 239 0.154 185 0.50		8.4 239 0.157 207 0.53	8.3 243 0.162 255 0.44	8.1 247 0.157 189 0.45	8.3 245 0.158 99 0.47
4	10.9 184 0.160 413 0.68			12.6 159 0.133 265 0.59	13.5 149 0.132 255 0.45	13.2 151 0.121 189 0.55	13.4 149 0.121 99 0.46
6			12.8 157 0.151 421 0.63				
8	10.4 195 0.204 753 0.56			13.5 148 0.161 439 0.60		13.7 137 0.142 320 0.44	16.05 125 0.150 274 0.52
10		10.1 199 0.213 800 0.52			12.8 157 0.163 478 0.53		
12			9.6 207 0.213 807 0.49				
16				9.3 214 0.242 853 0.48			10.7 187 0.207 539 0.45
20					8.4 237 0.268 913 0.45		
32							6.0 331 0.357 1120 0.34

TAB. 2.16 – Influence du nombre de dents

4 plots par phases					
8 plots par phases					
	$N_r = 32$	$N_r = 64$	$N_r = 80$	$N_r = 88$	$N_r = 128$

TAB. 2.17 – MRV optimisées à 4 et 8 plots par phase

FIG. 2.17 – Couple de la machine en fonction du nombre de plots par phase ( $N_{ps}/q$ ) de dents au rotor  $N_r$

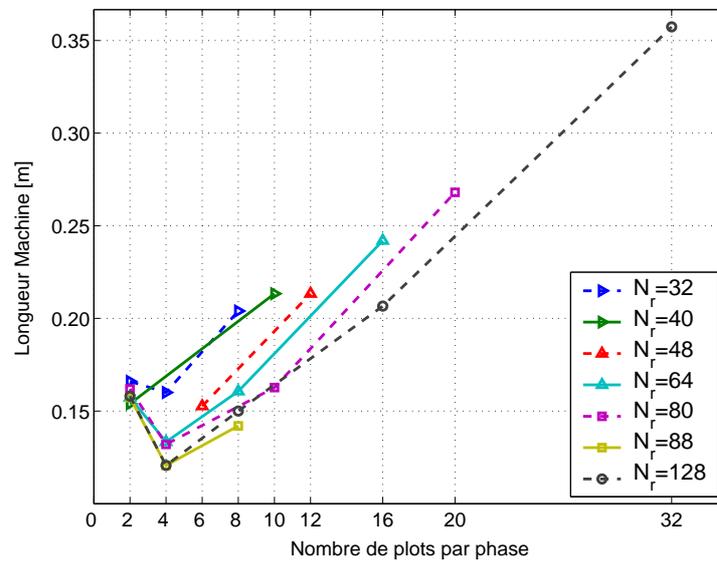


FIG. 2.18 – Longueur de la machine en fonction du nombre de plots par phase ( $N_{ps}/q$ ) de dents au rotor  $N_r$

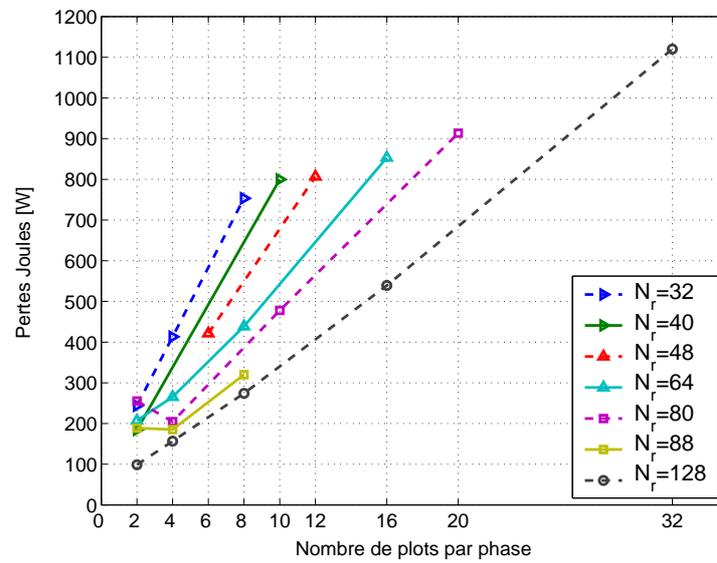


FIG. 2.19 – Pertes Joule en fonction du nombre de plots par phase ( $N_{ps}/q$ ) de dents au rotor  $N_r$

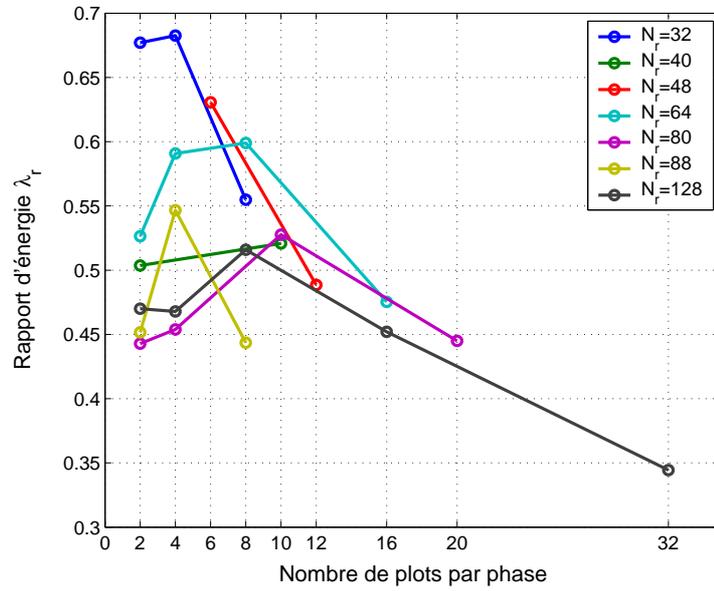


FIG. 2.20 – Rapport d'énergie  $\lambda_r$  en fonction du nombre de plots par phase ( $N_{ps}/q$ ) de dents au rotor  $N_r$

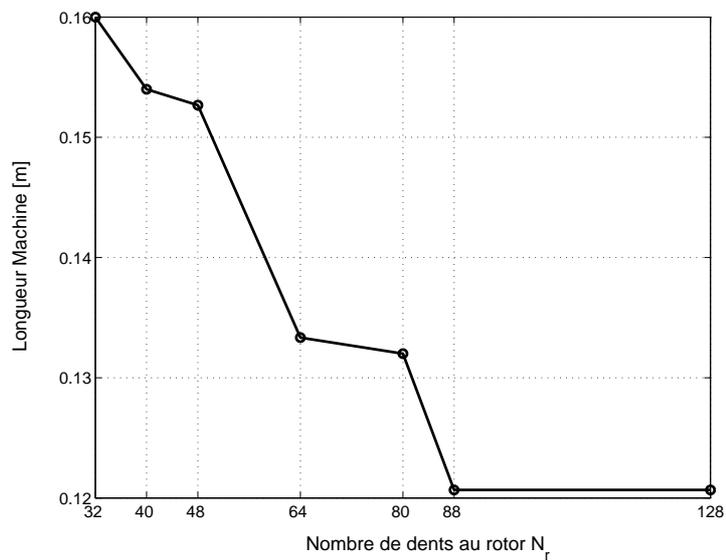


FIG. 2.21 – Longueur machine en fonction de  $N_r$

de plots par phase optimal se situe entre ces deux valeurs extrêmes.

Le nombre de plots par phase optimal varie selon le nombre de dents  $N_r$  mais pour 4 et 8 plots par phase on obtient respectivement 2 et 3 machines ayant le meilleur couple massique. Le meilleur couple massique est obtenu pour 128 dents au rotor et 8 plots par phase avec  $16 \text{ Nm/kg}$  tandis que le moins bon ( $6 \text{ Nm/kg}$ ) est obtenu pour 128 dents et 32 plots par phase ce qui revient à une dent par plot. Les plus faibles couples massiques sont donnés pour les machines à 2 plots par phase avec environ  $8.3 \text{ Nm/kg}$  (le couple massique vaut entre  $8.1$  et  $8.4 \text{ Nm/kg}$ ).

Comme il a été présenté en 1.5, en régime linéaire le couple est proportionnel au nombre de dents rotoriques. Cependant, la figure 2.18 montre que la longueur à couple constant n'évolue plus entre 88 et 128 dents : avec l'augmentation du nombre de dents, la perte de différence d'énergie entre la conjonction et l'opposition due à la diminution de l'effet réductant (plus le nombre de dents est grand et plus le l'entrefer est « lisse ») compense exactement le gain réalisé en diminuant l'angle entre les deux positions. On a  $\Gamma \propto \Delta W' / \Delta \theta = \text{constante}$ , or la différence d'angle  $\Delta \theta$  diminue si le nombre de dents croit ; la différence de coénergie  $\Delta W'$  diminue donc proportionnellement avec la différence d'angle  $\Delta \theta$  entre les machines à  $N_r = 88$  et  $N_r = 128$ .

La figure 2.18 présente l'évolution de la longueur de la machine pour un couple constant de  $2000 \text{ Nm}$ . Comme pour le couple massique, il existe un nombre de plots par phase qui donne une longueur minimale (ou un couple volumique maximum). Sur les sept nombres différents de dents au rotor  $N_r$  étudiés, quatre ont le couple volumique maximum à 4 plots par phase. Les combinaisons  $(N_r - N_{ps}/q)$  qui donnent le couple massique le plus grand ne sont pas nécessairement celles qui donnent le meilleur couple volumique bien que ces deux paramètres suivent la même tendance. Le meilleur couple volumique est obtenu pour  $N_r = 88, 128$  et 4 plots par phase alors que le couple massique le plus performant correspond à  $N_r = 128$  et 8 plots par phase. Aussi, le choix de la structure peut se faire suivant un critère de couple volumique ou de couple massique. Les variations de longueur sont significatives pour un nombre de dents donné : par exemple pour 80 dents au rotor, on passe de  $0.132 \text{ m}$  (4 plots par phases) à  $0.268 \text{ m}$  (20 plots par phases).

Les machines à une dent par plot (nombre de plots par phase maximum pour chaque  $N_r$ ) donnent de très mauvaises performances aussi bien au niveau du couple massique, du couple volumique (longueur machine) que des pertes Joule. Ceci montre l'intérêt d'utiliser des structures de MRV à plots dentés pour des grand nombres de dents au rotor (entre 32 et 128 pour notre étude). Cette particularité s'ajoute au fait que les MRV à plots dentés sont intéressantes pour leur facilité de bobinage (cf. chapitre 1).

La figure 2.19 expose les pertes Joule pour toutes les MRV optimisées. On remarque que les pertes Joule augmentent quasiment linéairement avec

le nombre de plots par phase et que pour un nombre de plot par phase donné, les pertes Joule diminuent avec le nombre de dents  $N_r$ . Ce réseau de courbes a la même allure que l'évolution de la longueur de la machine : à surface de bobine égale, les pertes Joule sont proportionnelles à la longueur de la machine.

La figure 2.20 montre les variations du rapport d'énergie  $\lambda$  des machines optimisées. Ce rapport est à l'image du facteur de dimensionnement du convertisseur de puissance associé à la machine. Le meilleur rapport  $\lambda$  est obtenu pour la machine 24/32 à 4 plots par phase ( $\lambda = 0.68$ ) alors que le plus mauvais est donné par la MRV 96/128 à 32 plots par phase (c-à-d une dent par plot) avec  $\lambda = 0.34$ . Le rapport  $\lambda$  a tendance à diminuer avec l'augmentation du nombre de dents  $N_r$ . En effet, l'augmentation du nombre de dents  $N_r$  conduit à une augmentation de l'énergie en opposition qui dégrade le rapport  $\lambda$ . Le rapport d'énergie de la MRV 96/128 à 8 plots par phase (meilleur couple massique 16  $Nm/kg$ ) est de 0.52 alors que les MRV 48/64 à 4 et 8 plots par phase donnent respectivement 0.59 et 0.6 (pour 12.6 et 13.5  $Nm/kg$ ). Un compromis doit donc être effectué entre le couple massique de la MRV et le dimensionnement du convertisseur.

Les machines du tableau 2.17 présentent des formes de plots statoriques « creuses » ( $N_r = 88$ , 4 plots par phase) et « plates » ( $N_r = 128$ , 4 plots par phase) qui seront étudiées dans la partie suivante. Les épaisseurs de culasses sont sensiblement identiques pour un nombre de plots par phase donné quel que soit le nombre de dents au rotor  $N_r$ . Cependant elles diminuent lorsque l'on passe de 4 à 8 plots par phase et ceci pour chaque nombre de dents rotoriques  $N_r$ .

On notera que tous les résultats sont donnés pour une seule optimisation par l'AG. Cependant, comme le montre la partie 2.6.5, les résultats sur plusieurs optimisations peuvent faire apparaître de faibles disparités (écart type de 0.29  $Nm$  pour une moyenne de 12.7  $Nm$ ). Il nous est donc possible de tirer des conclusions sur les résultats obtenus.

*Pour chaque nombre de plots par phase, il existe un nombre de dents qui maximise le couple massique. De même, pour chaque nombre de plots par phase, il existe un nombre de dents qui maximise le couple volumique mais qui ne maximise pas nécessairement le couple massique. Les pertes Joule augmentent avec le nombre de plots par phase mais diminuent avec le nombre de dents. Le choix d'une machine doit donc réaliser un compromis entre le couple massique, le couple volumique, les pertes Joule et le rapport d'énergie. La machine à  $N_r = 64$ ,  $N_s = 48$  et à 4 plots par phase réalise un bon compromis.*

### 2.6.5 Étude de la convergence de l'AG sur la MRV 48/64 à 4 plots par phase

La convergence de l'AG a donné de bons résultats sur des fonctions analytiques tests classiques (cf. 2.4.2). Cependant, le problème traité est complexe et demande de vérifier la précision des résultats obtenus pour les fonctions analytiques sur la MRV. La MRV 48/64 à 4 plots par phase est choisie pour étudier la convergence sur 50 essais. Comme pour toutes les optimisations de la partie 2.6 le jeu de paramètres (P2) de l'AG est choisi :

- Population : 100 individus.
- Nombre de génération : 100.
- Probabilité de croisement : 80%.
- Probabilité de mutation : 1%.

L'évaluation de la population de 100 machines sur 100 générations demande 3 jours de calculs (microprocesseur 2Ghz) pour une optimisation soit 150 jours pour l'étude de la convergence sur 50 optimisations.

	Moyenne	Valeur maximale	Valeur minimale	Ecart type
Couple massique [Nm/kg]	12.7	13.1	12.1	0.29

TAB. 2.18 – Résultats statistiques sur le couple massique

Paramètres	Moyenne	Valeur maximale	Valeur minimale	Ecart type
$\alpha_{s1}$	0.341	0.366	0.311	0.0116
$\alpha_{r1}$	0.343	0.366	0.326	0.0109
$\alpha_{s2}$	0.326	0.463	0.200	0.0583
$\alpha_{r2}$	0.372	0.467	0.299	0.0371
$h_s$ [mm]	10.5	13.0	6.99	1.5
$h_r$ [mm]	10.8	13.4	8.02	1.3
$E_s$ [mm]	28.9	31.0	26.0	1.2
$E_r$ [mm]	27.6	29.1	25.0	1.1
$h_b$ [mm]	44.2	51.5	36.9	3.8
$\beta$ [°]	6.14	7.89	4.87	0.58
$R_a$ [mm]	245	269	224	1.21
$\beta_a$ [°]	7.42	9.98	5.85	1.2
$R_r$ [mm]	219	225	208	4

TAB. 2.19 – Étude statistique sur les paramètres géométriques

Paramètres	Moyenne	Valeur maximale	Valeur minimale	Ecart type
$ E_s - E_r  [mm]$	1.31	3.00	0	0.842
$ h_s - h_r  [mm]$	1.55	5.00	0	1.18
$ \alpha_{s1} - \alpha_{r1} $	0.0121	0.0453	0	0.105
$ \alpha_{s2} - \alpha_{r2} $	0.0584	0.175	0.0090	0.58

TAB. 2.20 – Étude statistique sur les paramètres géométriques "croisés"

Les tableaux 2.18, 2.19 et 2.20 présentent une étude statistique des résultats d'optimisation sur le couple massique, les paramètres géométriques de la machine et le croisement de certains paramètres. Pour chaque paramètre, la moyenne, les valeurs maximales et minimales et l'écart type sont calculés.

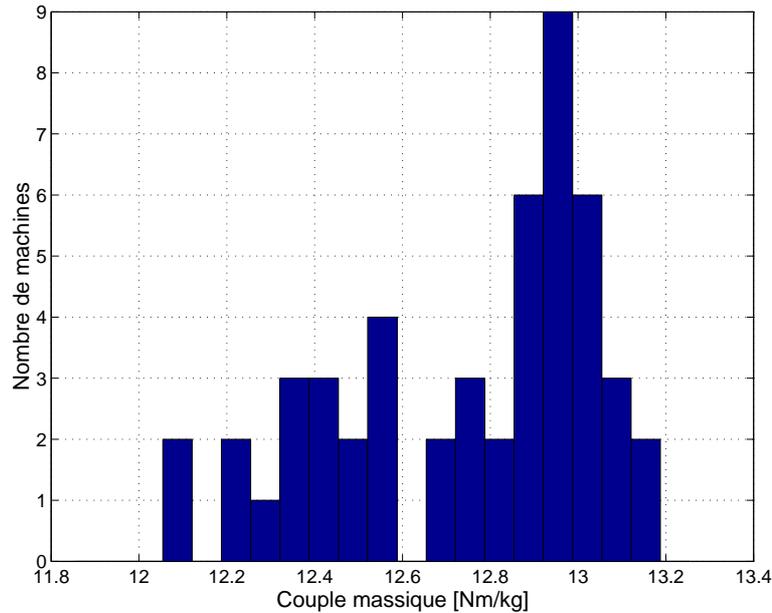


FIG. 2.22 – Histogramme du couple massique

D'après la figure 2.22 et les tableaux 2.18, 2.19 toutes les optimisations n'aboutissent pas vers une seule et unique MRV aussi bien au regard des paramètres géométriques que du couple massique. La MRV 64/48 à 4 plots par phase optimisée sur un essai (II.6.2 à II.6.4) donne un couple massique de  $12.6 \text{ Nm/kg}$  qui est très proche de la moyenne des 50 optimisations de  $12.7 \text{ Nm/kg}$ . Certains paramètres géométriques présentent des grandes disparités alors que d'autres tendent presque systématiquement vers la même valeur. On s'intéressera d'abord à l'analyse des paramètres des petites dents, puis des paramètres globaux de la machine ce qui permettra de mettre en

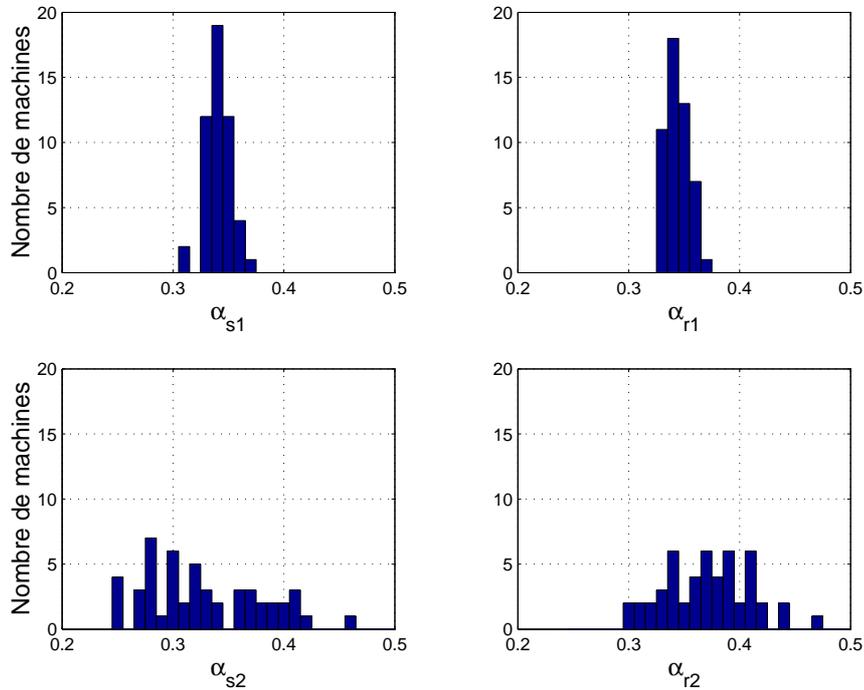


FIG. 2.23 – Histogramme des rapports cycliques des petites dents  $\alpha_{s1}$  ,  $\alpha_{r1}$  ,  $\alpha_{s2}$  et  $\alpha_{r2}$

évidence deux familles de machines.

### Analyse des résultats sur les petites dents

La figure 2.23 présente l’histogramme des rapports cycliques des petites dents. Il est intéressant de remarquer que les rapports cycliques  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$  varient très peu (écart type de 0.0116 et 0.0109) autour d’une valeur moyenne de 0.341 et 0.342. De plus, les valeurs de  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$  tendent vers des valeurs quasiment identiques pour chaque machine particulière puisque la différence est en moyenne et en valeur absolue de 0.0121. On notera que les rapports cycliques  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$  correspondent à la largeur des petites dents en regard dans l’entrefer. La maximisation du couple massique exige donc des dents de même largeur au niveau de l’entrefer, ces paramètres sont particulièrement importants puisque la conversion de l’énergie se produit principalement au niveau de la « petite denture ».

La répartition des rapports cycliques  $\alpha_{s2}$  et  $\alpha_{r2}$  est plus diffuse. Alors que  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$  restent entre 0.311 et 0.366,  $\alpha_{s2}$  et  $\alpha_{r2}$  se répartissent entre 0.2 et 0.463. Le choix des rapports cycliques  $\alpha_{s2}$  et  $\alpha_{r2}$  (largeur du « fond » de l’encoche) est moins critique que pour  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$ . Les valeurs moyennes de  $\alpha_{s2}$  et  $\alpha_{r2}$  sont respectivement de 0.326 et 0.372 ce qui est assez proche des

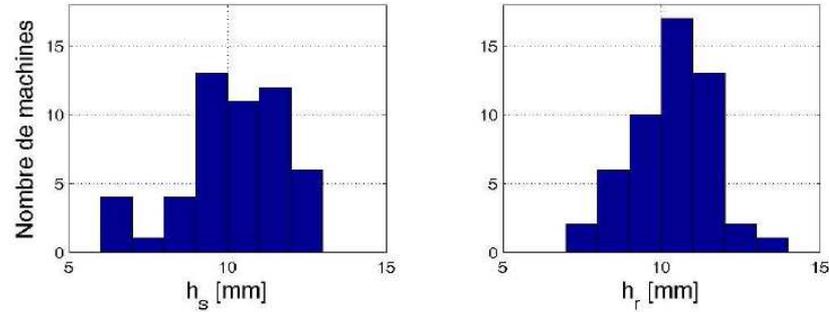


FIG. 2.24 – Histogramme des profondeurs des petites dents  $h_s$  et  $h_r$

valeurs de  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$ .

Les paramètres des petites dents statoriques donnent un couple maximum lorsque d'une part les rapports cycliques des dents  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$  sont égaux à 0.34 et d'autre part, quand les rapports cycliques des encoches  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$  sont de l'ordre de 0.32 à 0.37. Les deux derniers paramètres ( $\alpha_{s2}$  et  $\alpha_{r2}$ ) ayant une faible influence sur le couple massique, on pourrait se permettre de prendre des valeurs égales à celle de  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$  soit 0.34.

Les histogrammes des profondeurs statoriques et rotoriques des petites dents  $h_s$  et  $h_r$  sont présentés sur la figure 2.24. La profondeur de dent statorique  $h_s$  est plus diffuse ( $h_s$  [6.99 ; 13] mm contre  $h_r$  [8.02 ; 13.4] mm) et en moyenne légèrement plus petite (10.5 contre 10.8 mm) que la profondeur de dent rotorique  $h_r$ . La profondeur de dent statorique  $h_s$  est limitée par les emplacements des bobinages. En effet, pour une forme creuse des gros plots, une valeur de  $h_s$  trop importante augmenterait la saturation dans la « zone de saturation » comme le montre la figure 2.25 (profondeur de dents statoriques trop grande). A l'extrême, la zone serait tellement saturée que le flux ne pourrait plus passer par les deux petites dents sur les deux « bords » de chaque gros plot. La figure 2.25 montre que la saturation est principalement localisée au niveau des petites dents.

La profondeur de dent rotorique  $h_r$  n'est pas contrainte par le bobinage et peut alors évoluer plus librement. Cependant une profondeur de dent dégrade le couple massique à partir d'une valeur limite à cause d'une trop forte saturation (cf. 2.15).

*Les paramètres des petites dents les plus sensibles ( $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$ ) tendent vers la même valeur. Par contre, les paramètres  $\alpha_{s2}$  et  $\alpha_{r2}$  ont une répartition diffuse et sont peu sensibles. Les valeurs de profondeur de dents  $h_s$  et  $h_r$  sont sensiblement égales. L'optimisation des petites dents pourrait être réalisée avec deux paramètres au lieu de six en prenant un rapport cyclique  $\alpha$  ( $\alpha = \alpha_{r1} = \alpha_{s1} = \alpha_{r2} = \alpha_{s2}$ ) et une profondeur de dents  $h$  ( $h_s = h_r$ ).*

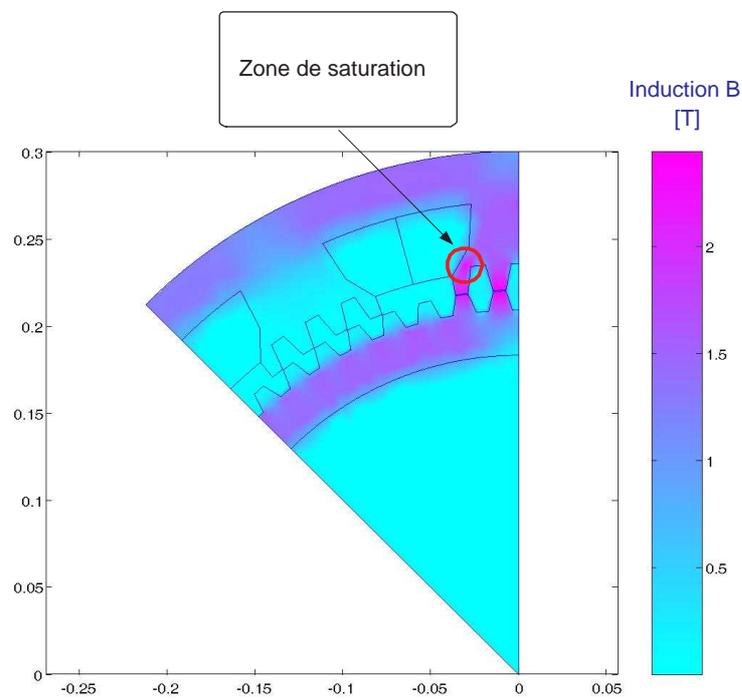


FIG. 2.25 – Saturation due to the depth of stator tooth  $h_s$

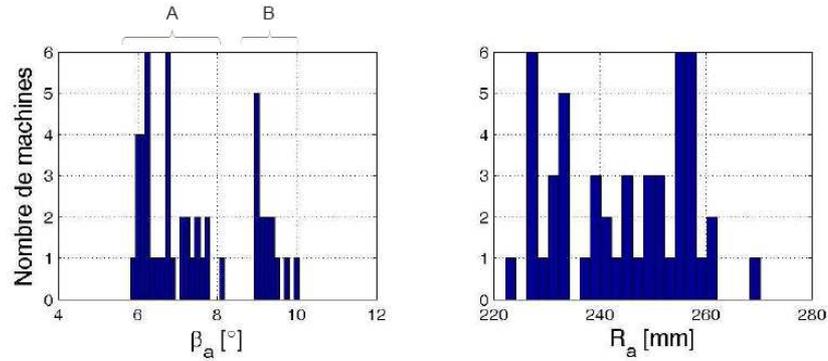


FIG. 2.26 – Histogrammes des paramètres de gros plots  $\beta_a$  et  $R_a$

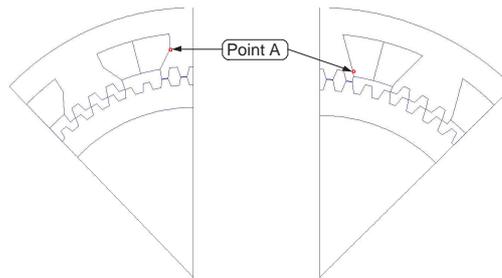


FIG. 2.27 – Machines à plots « creux » (groupe A,  $\beta_a = 6^\circ$ ) et à plots « droits » (groupe B,  $\beta_a = 9^\circ$ )

### Analyse des résultats sur les grandes dimensions

La figure 2.26 montre les paramètres qui permettent de définir la position du point A ( $\beta_a$  et  $R_a$ ) c'est-à-dire la forme des plots. Un angle  $\beta_a$  faible donne plutôt une structure à plots « creux » tandis qu'un  $\beta_a$  grand a tendance à former des plots « droits ». L'historgramme de  $\beta_a$  met en évidence deux groupes de machines avec entre les deux une « zone morte ». Le groupe A comprend les machines ayant un angle  $\beta_a$  inférieur à  $8.2^\circ$  et le groupe B les machines ayant un angle  $\beta_a$  supérieur à  $8.9^\circ$ . La répartition de  $R_a$  présente aussi deux groupes moins différenciés que pour  $\beta_a$ . En effet, une structure à  $\beta_a$  faible (groupe A) tend plutôt vers des plots de forme creuse avec un rayon  $R_a$  grand, tandis qu'un angle  $\beta_a$  grand (groupe B) aboutit à un rayon  $R_a$  faible comme le montre la figure 2.27.

**Remarque :** Toutes les machines du groupe B sont « droites » mais il se peut que quelques machines « droites » apparaissent parmi le groupe A. Sur les 36 machines du groupe A, il existe 4 machines dites plates.

Couple massique [Nm/kg]	Moyenne	Valeur maximale	Valeur minimale	Ecart type
Groupe A	12.7	13.1	12.1	0.33
Groupe B	12.9	13.1	12.8	0.08

TAB. 2.21 – Résultats statistiques des groupes A et B

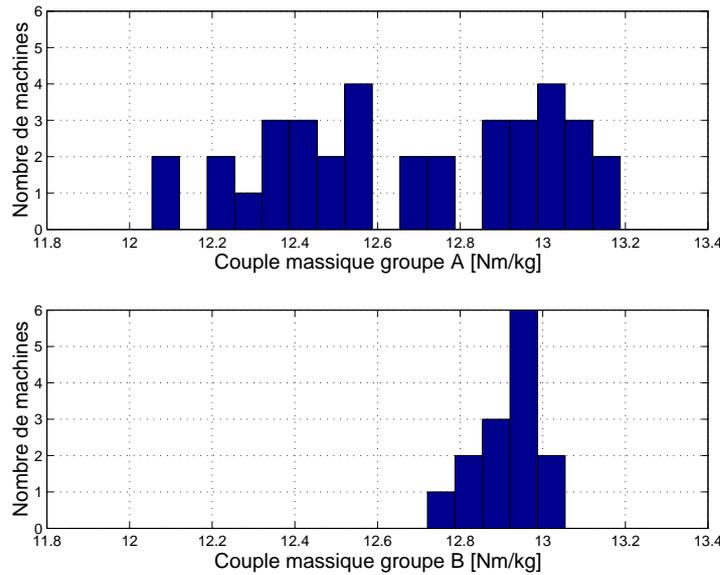


FIG. 2.28 – Histogramme du couple massique des machines des groupes A et B

Sur les 50 machines optimisées, on distingue 14 machines à plots creux (A) et 36 machines à plots droits (B). Le tableau 2.21 et la figure 2.28 montrent une répartition étroite des machines du groupe B autour de 12.9 Nm/kg tandis que celles du groupe A occupent un spectre plus large avec une moyenne plus faible de 12.7 Nm/kg. Les machines à plots droits (B) aboutissent à des couples massiques très proches (écart type de seulement 0.05) car elles laissent très peu de liberté de forme de plots alors que les machines à plots creux peuvent aboutir à un très grand nombre de formes différentes. En résumé, la machine à plots droits donne un bon couple massique mais limité par la nature de sa forme alors que la machine à plots creux aboutit à un couple massique pouvant être plus important grâce à une plus grande liberté de forme des plots.

Les histogrammes des épaisseurs de culasses statoriques et rotoriques sont donnés en figure 2.29. La répartition de ces deux paramètres est très proche avec des moyennes de 28.9 mm pour la culasse statorique et 27.6 mm pour la rotorique. La différence  $|E_s - E_r|$  moyenne de 1.31 mm n'est pas

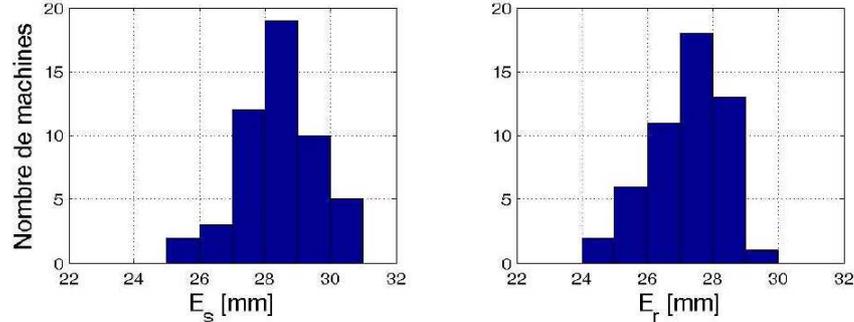


FIG. 2.29 – Histogramme des épaisseurs de culasses

significative par rapport à la moyenne de chacun des deux paramètres (écart relatif de l'ordre de 4%).

#### Conclusion de l'étude de convergence.

Une étude statistique des résultats d'optimisation de l'AG (algorithme lancé 50 fois) sur une machine 64/48 à 4 plots par phase nous autorise à dresser la conclusion suivante : Les machines optimisées se répartissent en deux groupes à savoir les machines à plots creux (groupe A) et celles à plots plats (groupe B).

Nous allons d'abord nous intéresser aux conclusions qui peuvent s'appliquer à l'ensemble des machines puis nous mettrons en évidence les spécificités de chaque groupe :

- Les rapports cycliques des dents  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$  sont très proches et centrés autour de 0.34.
- Les rapports cycliques des dents  $\alpha_{s2}$  et  $\alpha_{r2}$  ont une répartition diffuse mais de moyenne proche de 0.34.
- Les profondeurs de dents  $h_s$  et  $h_r$  sont quasiment identiques ( $h_r$  légèrement supérieur à  $h_s$  du aux contraintes sur les plots).
- L'influence des deux groupes est plus visible pour les paramètres globaux. On note que les machines plates sont toutes très proches aussi bien pour les dimensions que pour le couple massique alors que les machines creuses présentent de plus grandes disparités.

Pour la suite, une machine plate est choisie pour sa facilité de construction (tableau 2.22, figure 2.30). La longueur de la machine pour un couple moyen de 2000 Nm est de 0.133 m. Le calcul de la résistance de phase pour une spire et des pertes Joule donne  $R_{1-spire} = 35.6 \cdot 10^{-6} \Omega$  et  $P_j = 664 W$  (Annexe C). Parmi les machines

Paramètres	Machine choisie
$\alpha_{s1}$	0.361
$\alpha_{r1}$	0.354
$\alpha_{s2}$	0.338
$\alpha_{r2}$	0.304
$h_s [mm]$	12.1
$h_r [mm]$	11.0
$E_s [mm]$	31
$E_r [mm]$	29
$h_b [mm]$	46.5
$\beta [^\circ]$	6.14
$R_a [mm]$	230
$\beta_a [^\circ]$	8.47
$R_r [mm]$	217
<b>Couple massique</b> [Nm/kg]	<b>12.8</b>

TAB. 2.22 – Paramètres de la MRV optimisée choisie



FIG. 2.30 – Tracé des lignes de champ de la MRV choisie

plates,  $\alpha_{s1} + \alpha_{r1}$  est pris le plus grand possible afin de faciliter la commande avec deux phases alimentées en même temps (cf. chapitre 4).

## 2.7 Comparaison avec d'autres structures à attaque directe pour les applications éoliennes

M. Dubois compare 60 machines à forts couples, réalisées ou étudiées, suivant un critère de couple volumique et un critère de coût du couple. Ces deux paramètres sont considérés comme essentiels pour l'utilisation des machines à attaque directe dans les éoliennes [DUB 00a]. Il s'agit dans cette partie de comparer la MRV 48/64 optimisée et choisie (tableau 2.22, figure 2.30) aux machines étudiées par M. Dubois et dans [MACH 05] suivant les deux critères suivants :

1. **Le couple volumique** [ $kNm/m^3$ ] :

$$\Gamma_d = \frac{\Gamma}{\left(\frac{\pi d_0^2}{4}\right) L} \quad (2.28)$$

Avec  $\Gamma$  est le couple,  $d_0$  le diamètre extérieur du stator et  $L$  la longueur de la machine.

2. **Le coût au couple** [ $ECU/(kNm)$ ] : Seules les parties actives sont prises en compte. Le fer, le cuivre et les aimants ferrites ont un coût de 6  $ECU/kg$ . Les aimants terres rares ont un coût de 40  $ECU/kg$ .

Ces deux critères sont appliqués à la MRV 48/64 à 4 plots par phase choisie :

- $\Gamma_d = 53 \text{ kNm}/m^3$
- Coût au couple = 469  $ECU/(kNm)$

En plus des 60 machines répertoriées par M. Dubois, on ajoute les machines à attaque directe pour les applications éoliennes [MAC 05]. Ces machines ont été dimensionnées en respectant les contraintes du 2.5.1, et comme elles ont été dimensionnées dans le cadre du GDR ME2MS elles seront notées « GDR ».

La référence pour les comparaisons est la machine à aimants permanents à flux radial (RFPM) à aimants posés en surface. Le couple massique de la MRV 48/64 étudiées (469  $ECU/kN$ ) est meilleur que les autres SRM (1200) et la RFPM (1000) et le couple volumique est très nettement amélioré : 53  $kN/m^3$  contre environ 10  $kN/m^3$  pour les SRM les RFPM. On notera que seules 3 SRM sont présentées par M. Dubois, il faut alors prendre les comparaisons avec prudence.

Le couple volumique est moins important que les machines à flux transverse (TFPM) bien que le coût soit sensiblement le même. Ceci provient du fait que les TFPM utilisent des aimants qui améliorent le couple ayant pour effet d'augmenter le coût du couple.

Comparée aux machines présentées dans [MAC 05], la MRV 48/64 a des performances intermédiaires au regard du couple volumique mais elle est bien positionnée vis-à-vis du coût au couple.

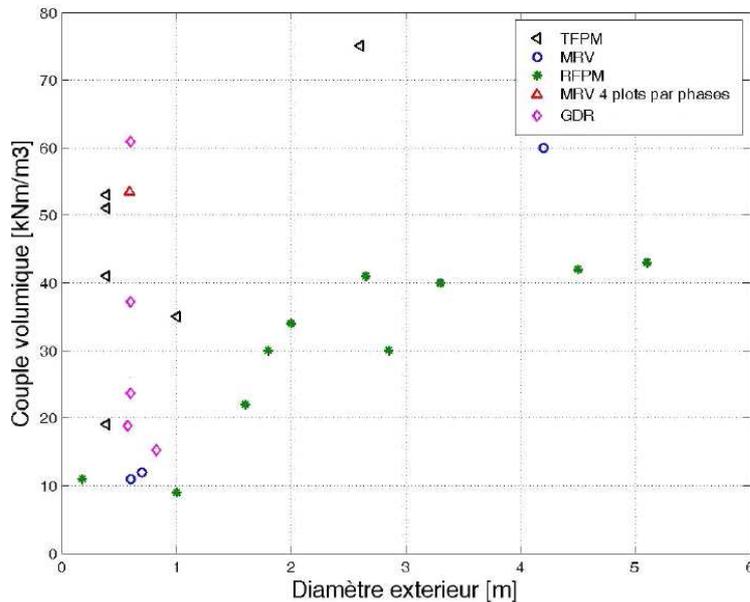


FIG. 2.31 – Comparaison du couple volumique

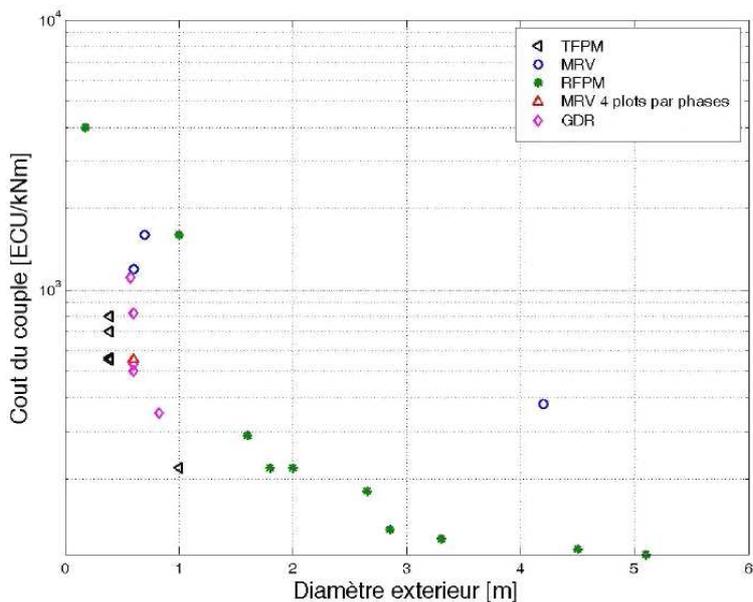


FIG. 2.32 – Comparaison du coût au couple

*La MRV 48/64 à 4 plots par phase montre des performances comparables aux machines à attaque directe existantes et se caractérisent par un bas coût.*

## 2.8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'établir un lien entre les caractéristiques géométriques de la structure électromagnétique et le couple et/ou le couple massique. Dans un premier temps, les petites dents rotoriques et statoriques ont été optimisées pour une MRV64/48 à 4 plots par phases. Les paramètres globaux (tous les paramètres autres que les petites dents) de cette structure ont été prédimensionnés analytiquement. Comme la conversion de l'énergie s'effectue dans l'entrefer, on a supposé que la forme des plots n'influe pas sur la forme des petites dents. Le couple est alors maximisé en jouant sur les petites dents et le couple massique en faisant intervenir les paramètres globaux de la structure. Les optimisations sur des formes prédéterminées et sur une forme aléatoire ont montré que la forme trapézoïdale au rotor et au stator était celle qui donne le meilleur couple.

Les optimisations du couple massique ont permis de montrer que pour chaque nombre de dents au rotor et au stator, il existe un nombre de plots par phase qui donne le plus grand couple massique. Le couple massique et le couple volumique croît avec le nombre de dents au rotor  $N_r$ .

L'étude de la convergence de l'AG sur une MRV 48/64 à 4 plots par phase a montré que certains paramètres étaient très sensibles (comme  $\alpha_{s1}$  et  $\alpha_{r1}$ ) alors que d'autres ne semblent pas avoir une grande influence sur le couple massique (comme  $\alpha_{s2}$  et  $\alpha_{r2}$ ). L'aspect le plus intéressant de cette étude est la séparation des MRV optimisées en deux familles de machines : les machines à plots « plats » et les machines à plots « creux ». La forme « creuse » permet de faire passer des courants plus importants (et de tenir les bobinages) mais elle donne des niveaux de saturation élevés. On notera que la forme « creuse » a déjà été utilisée pour les MRV à plots dentés [ZEIS 80] alors que la forme « plate » ressemble davantage aux structures à une dent statorique par plot. Les machines creuses couvrent un grand spectre de formes et de couple massique alors que la forme plate donne des machines très semblables aussi bien sur la forme que sur le couple massique obtenu. Parmi les 50 MRV optimisées, une machine de forme « plate » est choisie pour la suite des travaux en raison de sa facilité de construction.

Enfin, une étude comparative des MRV optimisées avec d'autres machines fort couple dédiées aux applications éoliennes a montré des performances similaires aussi bien au niveau du couple volumique que du coût au couple.

## Chapitre 3

# Commande de la Génératrice à Réductance Variable basse vitesse

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>87</b>
<b>3.2</b>	<b>Modélisation de l'ensemble convertisseur-GRV</b>	<b>88</b>
3.2.1	Méthode d'interpolation de Krieger	88
3.2.2	Modélisation externe de la Machine à Réductance Variable 64/48	89
3.2.3	Modélisation et analyse du fonctionnement du convertisseur	94
3.2.4	Détermination du nombre de spires	101
3.2.5	Dimensionnement du bus continu	103
<b>3.3</b>	<b>Stratégies d'optimisation de la commande</b>	<b>104</b>
<b>3.4</b>	<b>Commande avec des courants de référence de forme rectangulaire</b>	<b>105</b>
3.4.1	Introduction	105
3.4.2	Schéma de principe	105
3.4.3	Maximisation de la puissance du bus continu	107
3.4.4	Minimisation des ondulations de couple	111
3.4.5	Optimisation par Pareto-génétique de la puissance du bus continu et des ondulations de couple	114
3.4.6	Conclusion	120
<b>3.5</b>	<b>Commande indirecte du couple</b>	<b>120</b>
3.5.1	Introduction	120
3.5.2	Références de couple trapézoïdale ou asymétrique	120
3.5.3	Minimisation des ondulations de couple	121
3.5.4	Conclusion	124
<b>3.6</b>	<b>Régulation de la tension du bus continu</b>	<b>126</b>

3.6.1	Schéma de principe . . . . .	126
3.6.2	Calcul du régulateur PI pour la tension du bus continu . . . . .	127
3.6.3	Résultats de simulations . . . . .	130
<b>3.7</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>132</b>

## Notations utilisées dans le chapitre

$\phi$	: Flux de phase
$\theta$	: Position électrique du rotor par rapport au stator ( $\theta = 0$ correspond à la position de conjonction)
$\theta_m$	: Position mécanique du rotor par rapport au stator
$\theta_{on}$	: Angle d'allumage du courant de phase
$\theta_{off}$	: Angle d'extinction du courant de phase
$\Gamma$	: Couple de phase
$\Gamma_{ref}$	: Valeur du couple de référence
$\Gamma_{refj}$	: Couple de référence dans la phase « j »
$\Omega$	: Vitesse de rotation du rotor
$C_{DC}$	: Condensateur du bus continu
$E$	: Fem de phase
$E_{magn-max}$	: Énergie maximum nécessaire pour magnétiser une phase
$E_{cond}$	: Énergie du condensateur $C_{DC}$
$E_{DC}$	: Énergie consommée par la charge $R_{DC}$
$i_j$	: Courant dans la phase « j »
$i_{refj}$	: Courant de référence dans la phase « j »
$i_{DC}$	: Courant traversant la résistance $R_{DC}$
$i_{tot}$	: Courant de bus en sortie du demi pont en H
$i_c$	: Courant traversant le condensateur $C_{DC}$
$I_{ref}$	: Valeur du courant de référence (courant rectangulaire)
$N_{spires}$	: Nombre de spires
$NI_{max}$	: Courant maximum dans une phase
$L_{dyn}$	: Inductance dynamique de phase
$L_{stat}$	: Inductance statique de phase
$P_{DC}$	: Puissance du bus continu
$q$	: Nombre de phases de la machine
$R_{DC}$	: Résistance de charge du bus continu
$R$	: Résistance de phase de la machine
$S_j$	: Fonction de commutation de la phase « j »
$V_j$	: Tension aux bornes de la phase « j »
$V_d$	: Chute de tension d'un semi-conducteur
$V_{DC}$	: Tension aux bornes de la résistance $R_{DC}$

### 3.1 Introduction

L'optimisation de la structure électromagnétique de la MRV basse vitesse a été mise en œuvre dans le chapitre précédent. Ce dernier a permis de dégager une MRV 64/48 en vue de la commande avec 64 dents au rotor et 48 dents au stator réparties sur 12 plots. Nous proposons d'élaborer la commande de cette machine en régime de fonctionnement générateur. Le schéma de principe est présenté en figure 3.1. Il comprend la génératrice à réluctance variable, un convertisseur statique (trois demi-ponts en H) et une charge constituée d'un condensateur et d'une résistance destinée à absorber la puissance active.

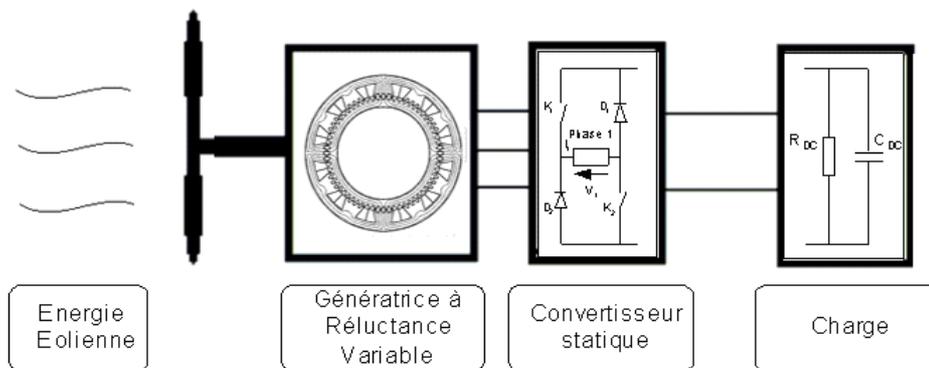


FIG. 3.1 – Schéma synoptique de la MRV basse vitesse connectée à une éolienne

La génératrice est d'abord modélisée par la méthode des éléments finis. Puis, le réseau de courbes du flux en fonction de la position et du courant est approximé par Krigeage en vue de la commande (sous Matlab/Simulink). Le principe de fonctionnement est ensuite abordé pour illustrer les phases de magnétisation et de génération (transfert de l'énergie de la machine vers la charge). Le dimensionnement du condensateur  $C_{DC}$  est alors traité afin de satisfaire les contraintes de magnétisation de la GRV et de commandabilité du convertisseur.

La commande est traitée selon deux approches. La première utilise des courants de référence de forme rectangulaire. Dans ce cas, les angles d'allumage et d'extinction du courant sont optimisés avec un Algorithme Génétique (AG) afin de maximiser séparément la puissance disponible sur le bus continu puis pour minimiser l'ondulation de couple. Ensuite on utilise un AG Pareto multi-objectifs pour à la fois maximiser la puissance du bus continu et minimiser l'ondulation de couple.

La deuxième approche consiste à imposer des courants de formes non-rectangulaires. Dans ce cas, l'ondulation de couple est minimisée en imposant sur chaque phase une consigne de couple de sorte que la somme des couples

soit constante. Un tableau de valeurs permet alors d'imposer pour chaque phase la consigne de courant correspondant à la consigne de couple. Deux formes sont optimisées par AG et comparées : trapézoïdale et asymétrique. Une consigne de couple de forme asymétrique permet de mieux tenir compte de la variation de l'inductance dynamique de la machine.

Enfin, la régulation de la tension du bus continu est analysée. Une approche par transfert de puissance est adoptée pour synthétiser un régulateur PI associé à une fonction miroir.

## 3.2 Modélisation de l'ensemble convertisseur-GRV

### 3.2.1 Méthode d'interpolation de Krigage

La méthode d'interpolation par Krigage a d'abord été utilisée dans les années 1950 pour le génie civil dans le cadre de la prospection minière.

Soit une fonction de deux variables  $f(x, y)$  à approximer. On peut l'approximer par :

$$f(x, y) = a_1 + a_2 x + a_3 y + \sum_{j=1}^N \alpha_j g\left(\sqrt{(x - x_j)^2 + (y - y_j)^2}\right) \quad (3.1)$$

Avec  $a_1, a_2, a_3$  et  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$  solutions du système 3.2. Ces coefficients sont appelés coefficients de Krigage. La fonction  $f(x, y)$  passe par les  $N$  points de coordonnées  $(f(x_i, y_i), x_i, y_i)$ .

$$\begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & \dots & k_{1i} & \dots & k_{1N} & 1 & x_1 & y_1 \\ k_{21} & k_{22} & \dots & k_{2i} & \dots & k_{2N} & 1 & x_2 & y_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ k_{i1} & k_{i2} & \dots & k_{ii} & \dots & k_{iN} & 1 & x_i & y_i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ k_{N1} & k_{N2} & \dots & k_{Ni} & \dots & k_{NN} & 1 & x_N & y_N \\ 1 & 1 & \dots & 1 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 \\ x_1 & x_2 & \dots & x_i & \dots & x_N & 0 & 0 & 0 \\ x_1 & x_2 & \dots & x_i & \dots & x_N & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_i \\ \vdots \\ \alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f(x_1, y_1) \\ f(x_2, y_2) \\ \vdots \\ f(x_i, y_i) \\ \vdots \\ f(x_N, y_N) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Avec  $f(x_i, y_i)$  les valeurs mesurées ou calculées de la fonction à interpoler aux points  $(x_i, y_i)$ .

Les coefficients  $k_{i,j}$  sont donnés par la relation suivante :

$$k_{ij} = g\left(\sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2}\right) = g(h) \quad (3.3)$$

La fonction  $g(h)$  doit être choisie en fonction du problème à résoudre. La fonction  $g(h)$  suivante a été utilisée pour une MRV à une dent par plot [DAH 02] :

$$g(h) = h^2 \ln(h) \quad (3.4)$$

Cette fonction est utilisée par la suite car elle présente la particularité d'avoir des dérivées premières et secondes définies et permet d'obtenir une interpolation spline cubique [TRO 93].

En résumé, pour réaliser l'interpolation par Krigeage d'une fonction de deux variables  $f(x, y)$ , il est nécessaire de mesurer ou de calculer pour  $N$  points la fonction  $f(x_i, y_i)$ . Ensuite le système (3.2) est résolu et permet de calculer les coefficients  $a_1, a_2, a_3$  et  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$  avec la fonction  $g(h)$ . A partir des coefficients calculés et des points de calcul ou de mesure de la fonction  $f(x_i, y_i)$ , il est alors possible avec la fonction de Krigeage de déterminer  $f(x_i, y_i)$  pour tout point  $(x_i, y_i)$  de l'intervalle d'interpolation.

### 3.2.2 Modélisation externe de la Machine à Réductance Variable 64/48

Le réseau de courbes  $\phi(I, \theta)$  suffit à caractériser la MRV. Plusieurs méthodes de modélisation de ce réseau existent parmi lesquelles le Krigeage est choisi [DAH 02]. Mr Dahmane, dans le cadre de l'étude d'une MRV à une dent par plots, a comparé la méthode d'interpolation par Krigeage aux fonctions suivantes :

- Fonction d'approximation linéaire par morceaux.
- Fonction d'approximation exponentielle.
- Fonction d'interpolation par éléments de surface.

Il a montré que la méthode de Krigeage est mieux adaptée à la modélisation de la MRV car elle permet d'aboutir à une fonction d'interpolation ayant des dérivées peu oscillantes dans le domaine d'interpolation.

La modélisation externe adoptée s'appuie sur les hypothèses suivantes :

- Les phases sont découplées magnétiquement,
- Les pertes fer sont faibles.

La MRV est caractérisée par le réseau de flux  $\phi(I, \theta)$  en fonction du courant et de la position du rotor. Ce réseau est défini par :

$$\begin{cases} \phi(I, \theta) = a_1 + a_2 I + a_3 \theta + \sum_{j=1}^N \alpha_j g\left(\sqrt{(I - I_j)^2 + (\theta - \theta_j)^2}\right) \\ g(h) = h^2 \ln(h) \end{cases} \quad (3.5)$$

Avec  $\theta$  la position électrique. On rappelle que la position mécanique  $\theta_m$  est liée à la position électrique  $\theta$  par la relation suivante :

$$\theta = N_r \theta_m \quad (3.6)$$

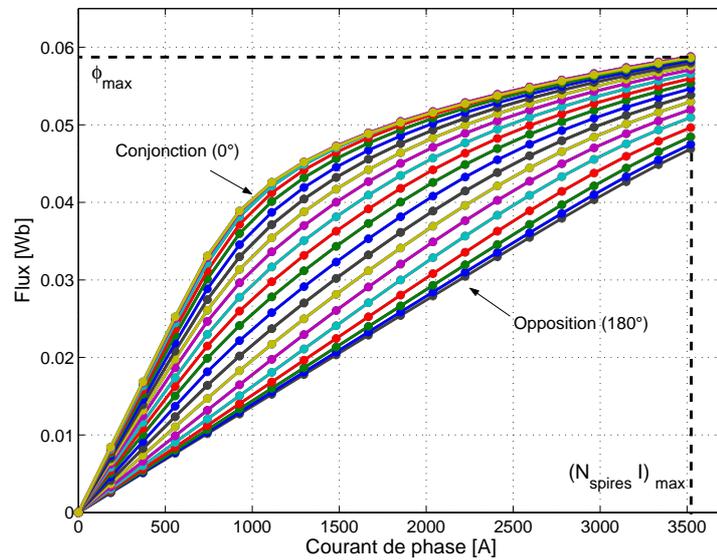


FIG. 3.2 – Caractéristiques de flux  $\phi(I, \theta)$  calculées par la méthode des éléments finis

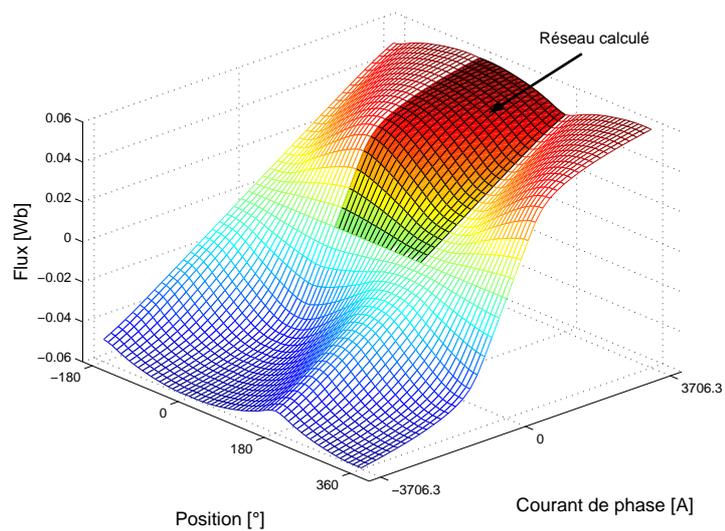


FIG. 3.3 – Caractéristiques de flux  $\phi(I, \theta)$  augmentées afin de limiter les effets de bord - MRV 48/64

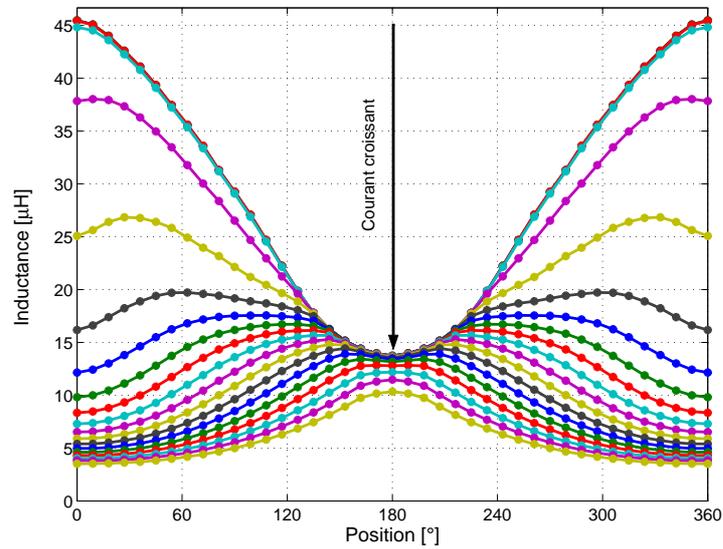


FIG. 3.4 – Inductance dynamique  $L_{dyn}$  en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase - MRV 48/64

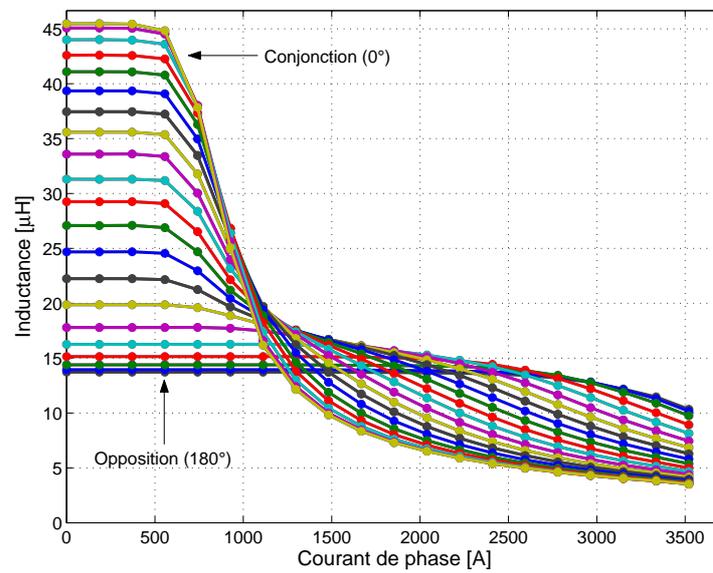


FIG. 3.5 – Inductance dynamique  $L_{dyn}$  en fonction du courant de phase pour différentes positions du rotor - MRV 48/64

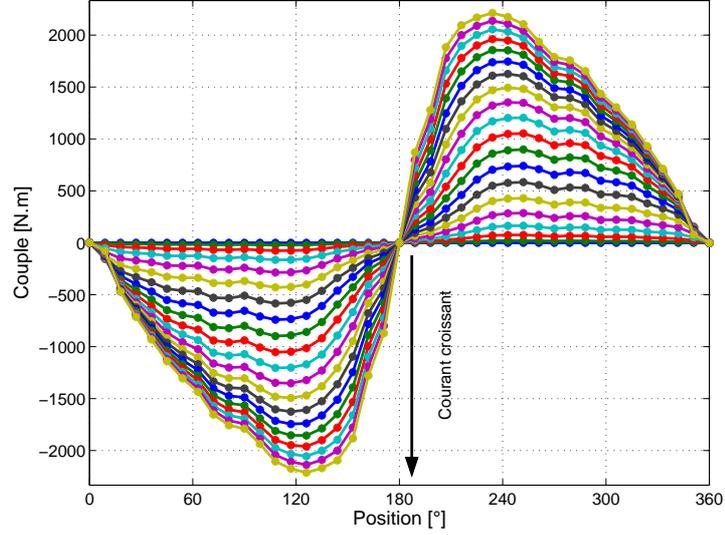


FIG. 3.6 – Couple en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase - MRV 48/64

L'inductance dynamique  $L_{dyn}$ , le coefficient de fem  $E/\Omega$  et le couple  $\Gamma$  se déduisent du flux  $\phi(I, \theta)$  avec les relations suivantes :

$$L_{dyn}(I, \theta) = \frac{\partial \phi(I, \theta)}{\partial I} \quad (3.7)$$

$$\frac{E(I, \theta)}{\Omega} = \frac{\partial \phi(I, \theta)}{\partial \theta} \quad (3.8)$$

$$\Gamma(I, \theta) = N_r \frac{\partial \int_0^I \phi(i, \theta) di}{\partial \theta} \quad (3.9)$$

On montre que  $L_{dyn}$ ,  $E/\Omega$  et  $\Gamma$  peuvent s'écrire en fonction des coefficients de Krigeage de la façon suivante :

$$L_{dyn}(I, \theta) = a_2 + \sum_{i=1}^N \alpha_i (I - I_i) (1 + \ln((I - I_i)^2 + (\theta - \theta_i)^2)) \quad (3.10)$$

$$\frac{E(I, \theta)}{\Omega} = a_3 + \sum_{i=1}^N \alpha_i (\theta - \theta_i) (1 + \ln((I - I_i)^2 + (\theta - \theta_i)^2)) \quad (3.11)$$

$$\Gamma(I, \theta) = N_r a_3 I + N_r \sum_{i=1}^N \alpha_i (\theta - \theta_i) \begin{pmatrix} -1 \\ + \ln((I - I_i)^2 + (\theta - \theta_i)^2) \\ + I_i \ln(I_i^2 + (\theta - \theta_i)^2) \\ + 2(\theta - \theta_i) \arctan\left(\frac{I - I_i}{\theta - \theta_i}\right) \\ + 2(\theta - \theta_i) \arctan\left(\frac{-I_i}{\theta - \theta_i}\right) \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Toutes les courbes sont données sur la machine à une spire. Les relations permettant de connaître les valeurs caractéristiques de la machine pour un nombre de spires  $N_{spires}$  sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{(N_{spires})} = N_{spires} \phi_{(1spire)} \\ I_{(N_{spires})} = \frac{I_{(1spire)}}{N_{spires}} \\ L_{(N_{spires})} = N_{spires}^2 L_{(1spire)} \\ \left(\frac{E}{\Omega}\right)_{(N_{spires})} = N_{spires} \left(\frac{E}{\Omega}\right)_{(1spires)} \end{cases} \quad (3.13)$$

Pour la suite, le courant total qui correspond au courant dans 1 spire ( $I_{(1spire)}$ ) sera noté  $(NI)_{max}$ .

Le réseau de flux  $\phi(I, \theta)$  est calculé par la méthode des éléments finis (cf. chapitre 2) pour 20 positions comprises entre  $0^\circ$  électrique (conjonction) et  $180^\circ$  électriques (opposition) et 20 valeurs de courants comprises entre 0 et le courant maximum (3520 A). La caractéristique  $\phi(I, \theta)$  est symétrique et périodique ; les valeurs de flux entre  $180^\circ$  et  $360^\circ$  électriques peuvent donc se déduire des valeurs calculées entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$  électriques par symétrie.

Le réseau de flux  $\phi(I, \theta)$  est présenté en figure 3.2 pour une spire par plot. Afin de limiter les « effets de bord », le flux  $\phi(I, \theta)$  calculé est dupliqué par symétrie sur chacune des extrémités du réseau d'origine (3.2) comme présenté sur la figure 3.3.

Les réseaux d'inductance dynamique  $L_{dyn}(I, \theta)$  sont présentés sur les figures 3.4 et 3.5. Le couple  $\Gamma(I, \theta)$  est montré figure 3.6.

A partir de ces courbes, on peut noter que le flux maximum pour une spire ( $\phi_{max-1spire}$ ) en position de conjonction est de 58.8 mWb et le courant total ( $I_{max-1spire}$ ) est de 3520 A. Le coefficient de fem  $\left(\frac{E}{\Omega}\right)_{(1spires)}$  maximum est de 0.85 V/(rd/s). Les inductances en positions de conjonction et d'opposition en régime linéaire pour une spire sont respectivement de  $L_{conj-1spire} = 45.5\mu H$  et  $L_{opp-1spire} = 13.7\mu H$ .

D'un point de vue qualitatif, la machine est fortement saturée puisqu'à partir d'un courant d'environ 500 A soit à un septième du courant maximum, l'inductance en conjonction n'est plus constante. De même, à partir d'un courant d'environ 3000 A, l'inductance en opposition n'est plus constante. A partir de 1250 A, l'inductance dynamique en conjonction devient inférieure à l'inductance en opposition (figure 3.5). En effet, la saturation de la machine conduit à une pente du flux plus faible en conjonction qu'en opposition (figure 3.2). La forte saturation de la machine mène aussi à un couple à courant constant très ondulé notamment pour les grandes valeurs de courant (figure 3.6).

### Remarque :

*Les calculs de flux, d'inductance, de fem et de couple sont effectués en faisant l'hypothèse que les phases sont découplées magnétiquement. Le calcul du couple est alors effectué en faisant la somme des couples produits par chaque phase. Cette méthode de calcul est simple mais néglige deux phénomènes :*

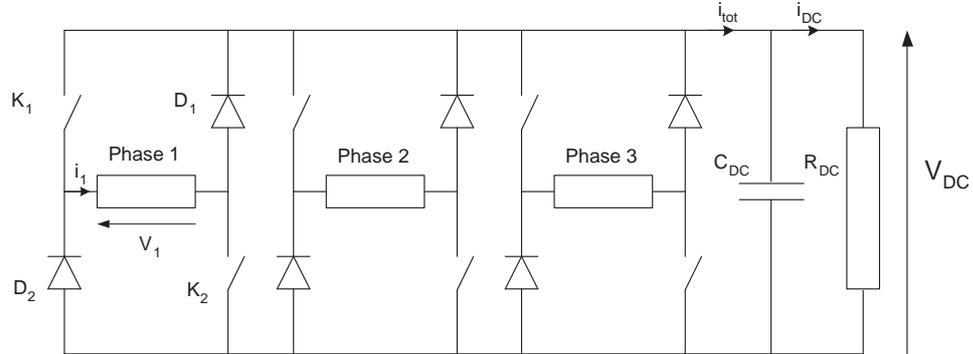


FIG. 3.7 – Demi pont asymétrique

- **Les effets de mutuelle** : lorsqu'une seule phase est alimentée, un flux circule dans les phases adjacentes.
- **La saturation croisée** : lorsque plusieurs phases conduisent, la présence d'un fort flux dans les culasses peut mener à la saturation de cette partie du circuit magnétique.

Il serait nécessaire pour une prise en compte de ces deux phénomènes de réaliser les calculs non plus avec une fonction de deux variables ( $\phi(I, \theta)$ ,  $L(I, \theta)$  ...) mais de quatre variables dans le cas d'une machine triphasée ( $\phi(I_1, I_2, I_3, \theta)$ ,  $L(I_1, I_2, I_3, \theta)$  ...). Le calcul par élément fini serait alors considérablement plus long et la modélisation externe de la machine plus complexe. Les travaux de DEA de Ramdane effectués en collaboration avec le L2EP de Lille ont montré qu'il existait un couplage sur la machine étudiée avec des mutuelles de l'ordre de 2.5 % de l'inductance de phase [RAM 05].

### 3.2.3 Modélisation et analyse du fonctionnement du convertisseur

On a vu que la production de couple ne dépend pas du signe du courant (cf. chapitre 1), la MRV peut fonctionner avec un courant unidirectionnel. La topologie la plus utilisée pour le convertisseur est le demi-pont en H qui permet d'imposer aux bornes de chaque phase une tension  $V_j$  égale à  $+V_{DC}$ , 0 ou  $-V_{DC}$  avec  $V_{DC}$  la tension du bus continu (figure 3.7 pour une machine triphasée).

L'équation pour la phase «  $j$  » est donnée par :

$$V_j = R \cdot i_j + E(i_j, \theta, \Omega) + L_{dyn}(i_j, \theta) \cdot \frac{di_j}{dt} \quad (3.14)$$

Les différents modes de fonctionnement de la machine sont résumés dans les tableaux 3.1 et 3.2.

En mode moteur avec la fem  $E$  positive, si les interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$  sont fermés, la tension du bus continu  $+V_{DC}$  est appliquée et le courant

	$V_{phase}$	Interrupteurs fermés
Courant croissant	$+V_{DC}$	$K_1, K_2$
Courant décroissant	$-V_{DC}$ 0	$D_1, D_2$ $K_1, D_1$ ou $K_2, D_2$

TAB. 3.1 – État des interrupteurs pour un fonctionnement moteur

	$V_{phase}$	Interrupteurs fermés
Courant croissant	$+V_{DC}$ 0	$K_1, K_2$ $K_1, D_1$ ou $K_2, D_2$
Courant décroissant	$-V_{DC}$	$D_1, D_2$

TAB. 3.2 – État des interrupteurs pour un fonctionnement générateur

augmente. Pour une tension nulle ( $(K_1, D_1)$  ou  $(K_2, D_2)$  passants) le courant décroît en phase de roue libre. Si  $D_1$  et  $D_2$  sont passantes, la tension est négative et le courant décroît.

En mode générateur avec la fem  $E$  négative, si la tension du bus continu  $V_{DC}$  est appliquée sur la phase «  $j$  » ( $V_j = V_{DC}$ ), alors le courant augmente. Pour une tension de phase  $V_j$  nulle, le courant croît en phase de roue libre. Si la tension  $V_j$  est négative, le courant décroît. Le mode générateur pose un problème qui n'existe pas en mode moteur à cause de la fem  $E$  négative. En effet, si la fem est supérieure à la tension du bus continu  $V_{DC}$  alors le courant est croissant lorsque  $D_1$  et  $D_2$  conduisent et il n'existe plus de configuration où le courant est décroissant. Dès lors le courant augmente sans qu'aucun contrôle ne soit possible (perte de commandabilité du convertisseur). Pendant la phase de roue libre, il est possible de travailler avec  $K_1$  et  $D_1$  ou bien  $K_2$  et  $D_2$ . On peut alterner les deux configurations afin de limiter les échauffements et les sollicitations des composants.

### Phases de Magnétisation et de génération de la machine

La GRV comprend deux phases de fonctionnement dans une période électrique :

- La phase d'excitation ou de magnétisation.
- La phase de génération d'électricité.

Le principe de fonctionnement simplifié en régime linéaire est illustré sur les figures 3.8 et 3.9.

La figure 3.8 montre la variation de l'inductance de phase, le courant de phase, le couple (en valeur absolue) et l'évolution du point de fonctionnement dans le plan flux-courant. Le courant croît du point A au point B

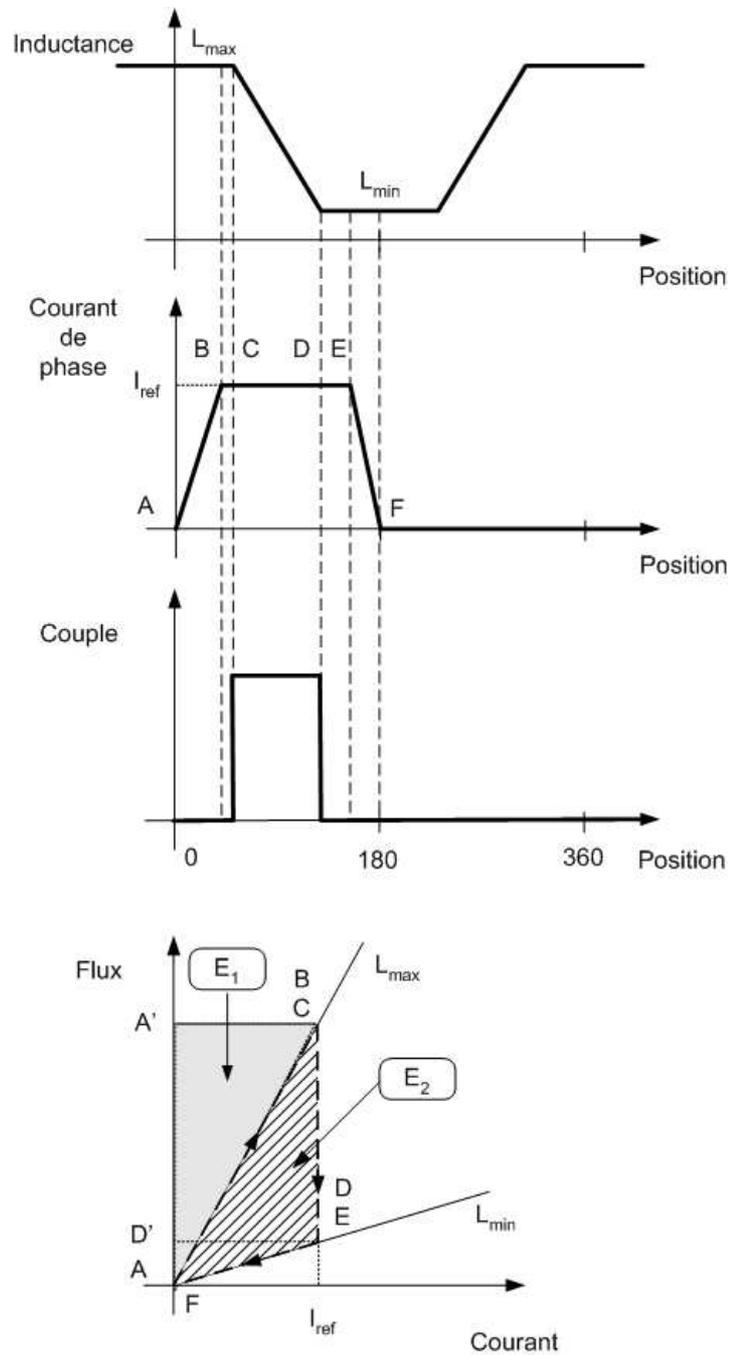


FIG. 3.8 – Principe de fonctionnement simplifié (1<sup>er</sup> cas)

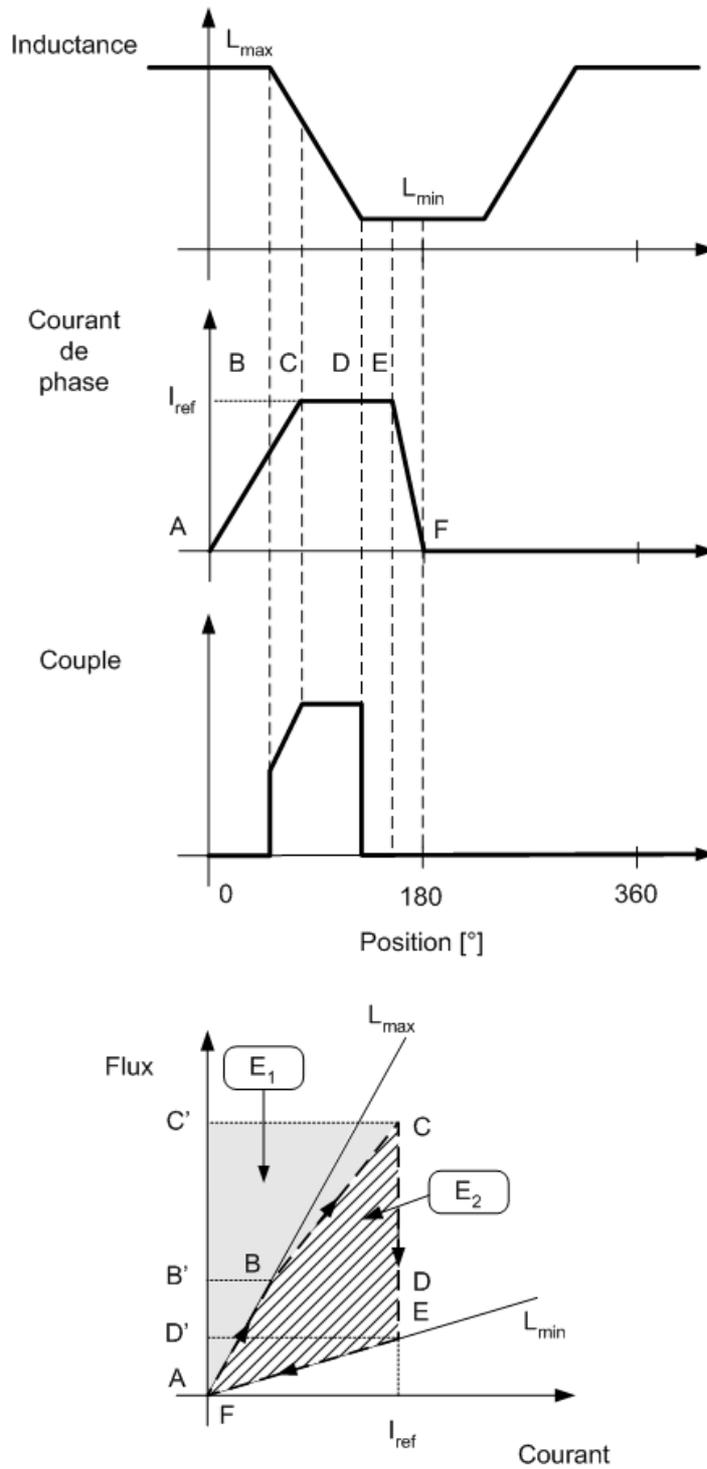


FIG. 3.9 – Principe de fonctionnement simplifié (2<sup>ème</sup> cas)

jusqu'à sa valeur de référence  $I_{ref}$ . Comme l'inductance est constante pendant cette phase, le couple produit est nul et toute l'énergie stockée dans la GRV provient du bus continu (le condensateur pour une charge  $RC$ , le courant  $i_{tot}$  est négatif cf. figures 3.7 et 3.10). Cette énergie de magnétisation  $E_1$  correspond dans le plan flux-courant à la surface du triangle  $ABA'$ . Le passage de A à B est appelé phase de magnétisation de la GRV.

Ensuite, le courant reste constant de B à C, toujours avec une inductance constante. Le couple produit est toujours nul et le flux reste constant : les points B et C sont confondus dans le plan flux-courant.

Le courant est constant de C à D lors de la phase décroissante de l'inductance avec production de couple générateur. L'énergie restituée, renvoyée de la machine vers la charge correspond à la surface  $CDD'A'$  dans la plan flux-courant.

Le courant est constant de D à E sous inductance constante et donc à flux constant. Il n'y a pas de production de couple et les points D et E sont confondus dans le plan flux-courant. Enfin, le courant décroît de E à F sous une inductance constante (pas de production de couple). La GRV restitue à la charge une énergie électrique correspondant à la surface  $EFD'$ .

Lors du cycle de fonctionnement, l'énergie magnétisante  $E_1$  apportée par le bus continu correspond à la surface  $ABA'$  et l'énergie mécanique  $E_2$  convertie à la surface  $ACDF$ .

La figure 3.9 montre le fonctionnement de la machine lorsque la phase de magnétisation se prolonge au delà de la zone où l'inductance maximale est constante.

Le courant croît de A à B sans production de couple, l'énergie stockée dans la machine est prélevée au bus continu (le condensateur pour une charge  $RC$ ) et correspond à l'aire  $ABB'$  dans le plan flux-courant.

Le courant augmente de B à C alors que la machine produit un couple générateur (inductance décroissante). L'énergie électrique apportée par la charge correspond à l'aire  $BCC'B'$  et le couple générateur à  $ABC$ .

Le passage de C à F s'effectue de la même façon que précédemment (figure 3.8).

Lors d'un cycle de fonctionnement, l'énergie magnétisante apportée par le bus continu est représentée par  $E_1$  ( $ABCC'A$ ) et l'énergie mécanique convertie correspond à  $E_2$  ( $ABCDF$ ).

En conclusion, pour le cas linéaire, l'énergie magnétisante prélevée au bus continu est toujours inférieure au produit  $\frac{1}{2} \phi_{max} I_{max}$ . Le flux maximum est le flux en conjonction sous le courant maximum de la machine. Un raisonnement similaire en régime saturé permet de conduire au même résultat.

Dans le cas général, on peut conclure que l'énergie magnétisante maximum prélevée à la charge est :

$$E_{magn-max} = \frac{1}{2} \phi_{max} I_{max} \quad (3.15)$$

On notera que le produit  $\phi_{max} I_{max}$  est le même quelque soit le nombre de spires puisque le flux est proportionnel au nombre de spires et le courant est inversement proportionnel au nombre de spires (cf. équation 3.13)

La GRV peut fonctionner en excitation séparée ou en auto-excitée.

- **En mode d'excitation séparée**, l'excitation est réalisée en permanence par un circuit externe composé d'une source continue et d'un interrupteur.
- **En mode auto-excité**, l'excitation initiale est fournie par une source de tension externe. Quand la tension générée ( $V_{DC}$ ) atteint sa valeur de régime permanent, la source externe est déconnectée. La magnétisation est alors assurée et maintenue par la suite par le condensateur ( $C_{DC}$ ).

Afin d'illustrer le fonctionnement de la GRV, une simulation de l'ensemble convertisseur machine est effectuée en régime linéaire en mode auto-excité.

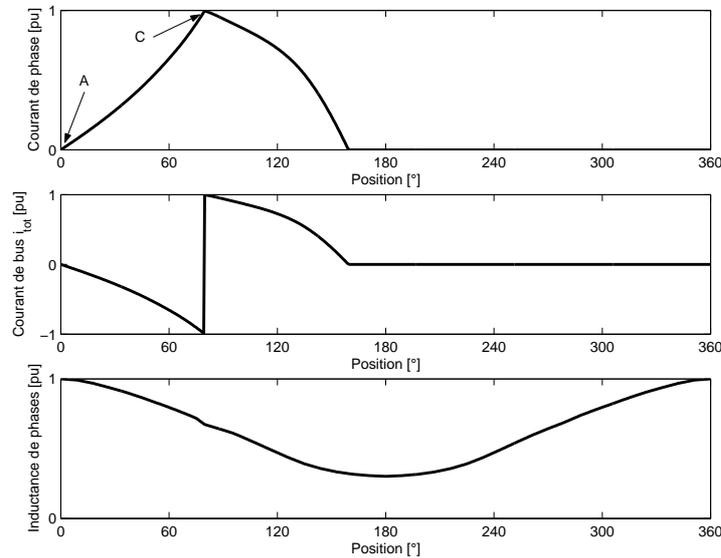


FIG. 3.10 – Formes d'onde typiques

La figure 3.10 montre une forme d'onde typique de courant en fonctionnement linéaire avec le courant de bus  $i_{tot}$  associé et l'inductance de phase. La figure 3.11 montre le parcours du point de fonctionnement de la machine

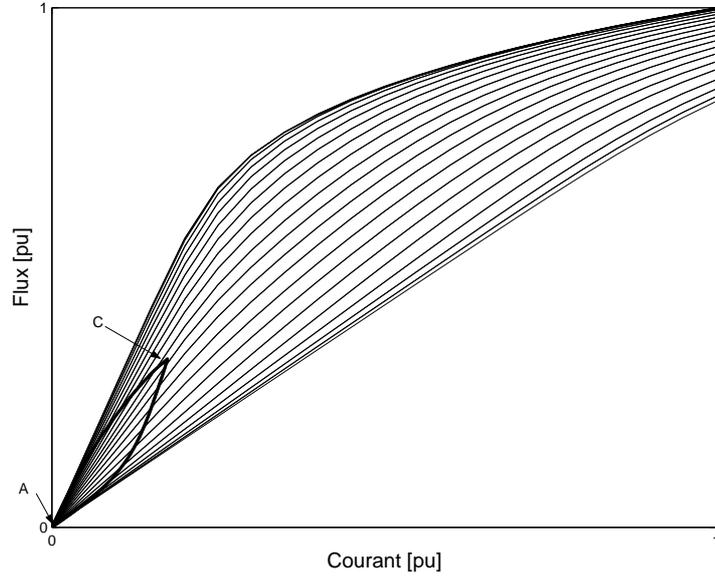


FIG. 3.11 – Parcours du point de fonctionnement dans le plan flux-courant

dans le réseau calculé par éléments finis. Les point A et C de la figure 3.9 sont reportés sur la forme d'onde du courant et le parcours du point de fonctionnement.

Quand  $K_1$  et  $K_2$  sont passants, le courant de phase est croissant (tension positive aux bornes de la machine), le condensateur  $C_{DC}$  fournit le courant pour magnétiser la phase de la machine et alimenter la résistance de charge  $R_{DC}$ . Lorsque  $D_1$  et  $D_2$  sont passantes, le courant de phase est décroissant (tension négative aux bornes de la machine), le courant dans une phase est toujours dans le même sens mais celui du bus  $i_{tot}$  a changé. Le courant de phase charge alors le condensateur  $C_{DC}$  et alimente la résistance de charge  $R_{DC}$ .

### Modélisation du bus continu

L'ensemble convertisseur-machine est chargé par un circuit  $R_{DC}/C_{DC}$ . Le courant total du convertisseur  $i_{tot}$  et les courants de phases de la GRV  $i_1, i_2$  et  $i_3$  (déterminés à partir de la relation 3.14) sont liés par la relation suivante :

$$i_{tot}(\theta) = S_1 i_1(\theta) + S_2 i_2(\theta) + S_3 i_3(\theta) \quad (3.16)$$

Où  $S_j$  ( $j = 1, 2, 3$ ) est une fonction de commutation définie comme suit :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si les diodes } D_1 \text{ et } D_2 \text{ sont passantes} \\ 0 & \text{si } D_1 \text{ et } K_1 \text{ ou } D_2 \text{ et } K_2 \text{ sont passants} \\ -1 & \text{si les interrupteurs } K_1 \text{ et } K_2 \text{ sont passants} \end{cases} \quad (3.17)$$

La tension du bus continu  $V_{DC}$  et le courant traversant la charge résistive  $i_{DC}$  sont liés par :

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{(i_{tot} - i_{DC})}{C_{DC}} \quad (3.18)$$

### 3.2.4 Détermination du nombre de spires

Le choix du nombre de spires  $N_{spires}$  de la machine doit répondre à un compromis entre les performances de la machine (production de couple) et les pertes par conduction du convertisseur :

- Un faible nombre de spires permet d'obtenir de grandes dynamiques de courant et de s'approcher d'une forme rectangulaire. La production de couple est alors maximisée mais les courants passant dans le convertisseur sont très importants ( $I_{convertisseurs} = (NI)_{max}/N_{spires}$ ).
- Un grand nombre de spires permet de travailler avec des courants plus faibles réduisant ainsi les pertes par conduction du convertisseur. Cependant, il n'est plus possible de suivre des consignes à fort gradient (notamment des courants rectangulaires), ce qui a pour effet de réduire les performances de la MRV en terme de production de couple.

On se propose de déterminer le nombre maximum de spires en tenant compte de la tension d'alimentation du bus  $V_{DC}$  et du temps de montée du courant, et le nombre minimum de spires en tenant compte des pertes dans le convertisseur.

Pour la suite des calculs, on donne les valeurs caractéristiques de la GRV 64/48 suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{\max-1spire} = 58.8 \text{ mW} \\ \frac{E_{\max-1spire}}{\Omega} = 0.85 \text{ V/(rd/s)} \\ (NI)_{max} = 3520 \text{ At} \end{cases} \quad (3.19)$$

Le nombre maximum de spires est imposé par la tension du bus continu. En effet, il est souhaitable de conserver la fem  $E$  inférieure à la tension d'alimentation  $V_{DC}$  afin d'assurer la contrôlabilité du convertisseur :

$$V_{DC} > N_{spires} (E_{1spire-max}) \quad (3.20)$$

En introduisant un coefficient de sécurité  $k_{sécurité}$ , le nombre maximum de spires est :

$$N_{spires-max} = k_{sécurité} \frac{V_{DC}}{E_{1spire-max}} \quad (3.21)$$

pour  $V_{DC} = 800 V$ ,  $\Omega = 50 tr/min$  et  $k_{sécurité} = 0.8$ , le nombre de spires maximum est :

$$N_{spires-max} = 142$$

Le nombre minimum de spires est fixé par les pertes convertisseur. On fixe un rendement de 80% (soit des pertes de 2 kW en régime nominal) pour l'ensemble convertisseur machine en tenant compte des pertes cuivre de la GRV et des pertes par conduction dans le convertisseur :

$$Pertes_{totale} = Pertes_{cuivre} + Pertes_{fer} + Pertes_{convertisseur} \quad (3.22)$$

Les pertes cuivre de la MRV 64/48 sont de 664 W (Annexe C). Les pertes fer sont complexes à calculer mais on peut les considérer du même ordre de grandeur que les pertes Joule. Les pertes du convertisseur maximum pour des pertes totales de 2 kW sont donc de 672 W.

Pour une alimentation en créneaux de courant de rapport cyclique 1/2, les pertes convertisseur peuvent être approximées par :

$$Pertes_{convertisseur} = V_d q \frac{(NI)_{max}}{N_{spires-min}} \quad (3.23)$$

Avec  $V_d$  la chute de tension d'un semi-conducteur (diode ou transistor). Une valeur typique de  $V_d$  est 2.5 V (pour les composants Semikron 50GB123D calibre 50 A à 200GB123D calibre 200 A).

On en déduit le nombre minimum de spires suivant :

$$N_{spires-min} = 39$$

Le nombre de spires doit répondre à un compromis entre les pertes convertisseur et le temps de magnétisation de la machine tout en respectant la contrainte de contrôlabilité.

Le temps de magnétisation  $t_{magn}$ , le flux et la tension d'alimentations sont liés par la relation suivante :

$$N_{spires-max} = V_{DC} \frac{t_{magn}}{\phi_{max-1spire}} \quad (3.24)$$

Ainsi, le temps de magnétisation pour  $N_{spires} = 142$  (contrainte de contrôlabilité) est de 10.4 ms. Or, à  $\Omega = (50 tr/min)$  la période pendant laquelle la MRV fonctionne en générateur est de 10 ms. Le courant n'aurait donc pas le temps d'atteindre sa valeur nominale avant le régime de fonctionnement moteur et le courant de phase serait très éloignée de la forme en créneau désirée.

Le temps de magnétisation pour  $N_{spires} = 39$  (contrainte sur les pertes convertisseur) est de 3 ms ce qui représente 3/10 de la période de génération au régime nominal (10 ms). Le courant de phase peut donc s'approcher d'une forme rectangulaire.

Pour la suite des travaux sur la MRV basse vitesse 48/64, le nombre de spires est fixé à la valeur intermédiaire suivante :

$$N_{spires} = 40$$

On notera que le nombre de spires retenu est très largement inférieur au nombre de spires maximum pour respecter la condition de contrôlabilité du courant.

### 3.2.5 Dimensionnement du bus continu

La charge  $R_{DC}$  est choisie afin d'obtenir une tension de bus continu de 800 V sous la puissance nominale de 10 kW. La tension du bus  $V_{DC}$  est liée à la puissance de charge et à la résistance  $R_{DC}$  par :

$$P_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R_{DC}} \quad (3.25)$$

On obtient une charge de 64  $\Omega$ . Cette valeur de résistance sera utilisée dans la suite du chapitre.

Lors de la phase de magnétisation, le condensateur  $C_{DC}$  doit pouvoir fournir l'énergie nécessaire à la magnétisation d'une phase de la GRV d'une part et alimenter la résistance de charge  $R_{DC}$  d'autre part.

La magnétisation est assurée pour :

$$E_{cond} = E_{magn-max} + E_{DC} \quad (3.26)$$

L'énergie maximum de magnétisation  $E_{magn-max}$  qui peut être prélevée au condensateur est donnée par l'équation 3.15 et donne pour la MRV 64/48 d'étude la valeur suivante :

$$E_{magn-max} = 206 J$$

L'énergie  $E_{DC}$  consommée par la charge  $R_{DC}$  est donnée par :

$$E_{DC} = P_{DC} t_{magn} \quad (3.27)$$

Avec  $P_{DC}$  la puissance du bus continu consommée par la charge et  $t_{magn}$  la durée de la phase de magnétisation.

L'énergie fournie par le condensateur  $C_{DC}$  lorsque la tension à ses bornes passe de  $V_{DC1}$  à  $V_{DC2}$  ( $V_{DC1} > V_{DC2}$ ) est :

$$E_{cond} = \frac{1}{2} \cdot C_{DC} \cdot (V_{DC1}^2 - V_{DC2}^2) \quad (3.28)$$

La détermination de  $C_{DC}$  revient alors à fixer la chute de tension aux bornes du condensateur à partir de la formule suivante :

$$C_{DC} = \frac{E_{magn-max} + E_{DC}}{\frac{1}{2}(V_{DC1}^2 - V_{DC2}^2)} \quad (3.29)$$

Au régime nominal, la puissance est de  $P_{DC} = 10 \text{ kW}$  et le temps de magnétisation est au maximum de  $3 \text{ ms}$  (signaux électriques à  $50 \text{ Hz}$  et  $N_{spires} = 40$ ), ce qui donne  $E_{DC} = 30 \text{ J}$ .

Une chute de tension de  $100 \text{ V}$  correspond alors à  $C_{DC} = 3 \text{ mF}$

On choisit pour la suite une capacité  $C_{DC}$  de  $6 \text{ mF}$ . Cette valeur est aussi celle utilisée pour des machines synchrones et asynchrones dédiées aux applications éoliennes de  $10 \text{ kW}$ . Elle tient compte des contraintes liées à l'onduleur chargé de faire le lien avec le réseau [MOR 03].

En résumé, les paramètres de la charge sont fixés aux valeurs suivantes :

$$\begin{cases} R_{DC} = 64 \Omega \\ C_{DC} = 6 \text{ mF} \end{cases} \quad (3.30)$$

### 3.3 Stratégies d'optimisation de la commande

On distingue deux types d'optimisation de la commande :

- **Le courant de référence est de forme rectangulaire** et l'optimisation consiste à déterminer les angles d'allumage ( $\theta_{on}$ ) et d'extinction ( $\theta_{off}$ ) appropriés. Dragu fait varier, en fonctionnement moteur et générateur avec une tension de bus continu constante, les angles d'allumage et d'extinction  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$  et choisit ceux qui maximisent le rendement et le couple moyen [DRA 03]. Aucun algorithme d'optimisation n'est utilisé, toutes les valeurs des deux angles sont essayées entre des bornes prédéterminées. Kjaer a optimisé avec un algorithme du gradient conjugué les deux angles pour réduire « l'énergie réactive » de la machine [KJA 95]. Fisch réalise l'optimisation multi objectif du couple et du rendement par la méthode de Pareto couplée à un algorithme génétique [FIS 97].
- **Le courant de référence prend n'importe quelle forme (courant de référence de forme non-rectangulaire)**. L'objectif peut être dans ce cas de réduire l'ondulation de couple. Une approche consiste à déterminer l'allure du couple de chaque phase de façon à ce que la somme des couples soit constante. Ensuite la forme du courant à chaque instant est calculée en fonction de ce couple à partir d'une modélisation de la MRV (caractéristique couple, courant, angle). Il y

a un grand degré de liberté dans le choix des formes de couple. Par exemple, en régime moteur, Illic-Spong définit des allures exponentielles [ILL 97] alors que Le Chenec présente une forme trapézoïdale [LEC 93]. Une comparaison en fonctionnement générateur entre une forme de couple trapézoïdale et une forme asymétrique est présentée dans la suite du chapitre [MOR 05].

## 3.4 Commande avec des courants de référence de forme rectangulaire

### 3.4.1 Introduction

Après avoir traité la modélisation de la GRV, cette partie est consacrée à la commande avec des courants de forme rectangulaire.

Le fonctionnement en régime saturé est montré en figure 3.12. Il représente les trois paramètres de la commande étudiée dans cette partie à savoir : le courant de référence d'une phase avec ses angles d'allumage  $\theta_{on}$  et d'extinction  $\theta_{off}$ . Les variations de la tension du bus continu, l'inductance de phase et le courant de phase simulé sont aussi montrés. On remarque que le temps de montée du courant est plus grand que le temps de descente et que la saturation de la GRV permet d'améliorer la dynamique de courant (diminution de l'inductance dynamique). La tension de phase peut prendre les valeurs 1, 0 ou -1 [pu]. Les inductances statiques ( $L_{stat} = \phi/i$ ) et dynamiques ( $L_{dyn} = \partial\phi/\partial i$ ) ne sont égales que lorsque la GRV fonctionne en régime linéaire pour de faibles valeurs des courants de phase.

Le fonctionnement de la génératrice est évalué selon deux critères :

- **La puissance débitée sur le bus continu** : ce critère énergétique conduit à maximiser la puissance extraite du vent et d'améliorer le rendement de l'ensemble de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne vers la charge de la GRV.
- **Les ondulations de couple** : ce critère mécanique contribue à limiter la fatigue de la structure. D'autre part, des ondulations de couple importantes amènent un bruit acoustique qui nuit à la discrétion environnementale de l'éolienne.

### 3.4.2 Schéma de principe

Le schéma de principe de la régulation est présenté en figure 3.13.

Le modèle de la GRV donne les trois courants de phase ( $i_j$ ) en fonction de la tension appliquée sur chaque phase  $V_j$ . Ce modèle comprend l'équation électrique (3.14) avec la fem  $E_j(\Omega, i_j, \theta)$  et l'inductance dynamique  $L_{dynj}(i_j, \theta)$  calculées par la méthode d'interpolation de Kriegeage (cf. 3.2.1 et 3.2.2)

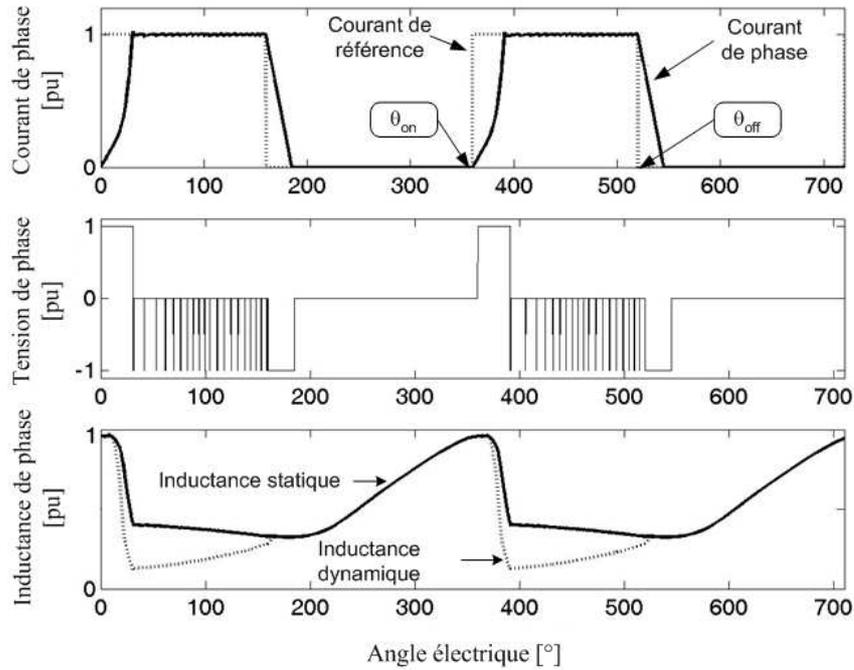


FIG. 3.12 – Fonctionnement de la GRV en régime saturé

Le régulateur de courant par hystérésis envoie des signaux de commande au convertisseur de puissance (figure 3.7).

En négligeant les pertes du convertisseur, la tension de phase de la machine est liée à la tension du bus continu par :

$$V_j = -S_j V_{DC} \quad (3.31)$$

Le bloc « Répartition des courants de références » a pour rôle d'imposer les courants de référence de chaque phase en fonction de la position  $\theta$  et des angles d'allumage  $\theta_{on}$  et d'extinction  $\theta_{off}$ .

Afin de simplifier l'étude, la tension du bus continu est considérée constante et égale à 800 V ( $V_{DC} = 800$  V). En effet, chaque courant de référence  $I_{ref}$ , chaque vitesse de rotation  $\Omega$ , chaque angle d'allumage et d'extinction  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$  le bus continu tendrait vers une valeur différente. Le cas étudié pour lequel la tension du bus continu est imposée à une valeur constante ( $V_{DC} = 800$  V) correspond au cas où le redresseur de la GRV est associé à un onduleur, ce dernier prenant en charge la régulation du bus continu.

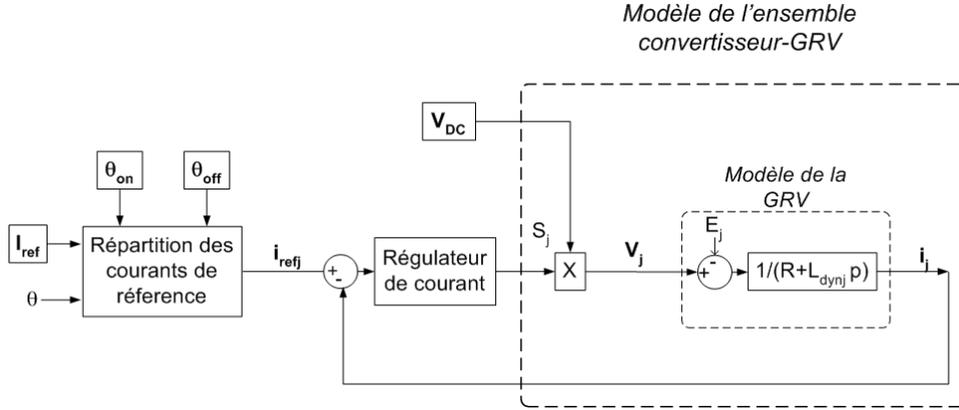


FIG. 3.13 – Synoptique de la régulation de courant

### 3.4.3 Maximisation de la puissance du bus continu

Il s'agit de déterminer les angles d'allumage et d'extinction  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$  en fonction de la vitesse de rotation  $\Omega$  et du courant de référence  $I_{ref}$  qui maximisent la puissance du bus continu  $P_{DC}$ . Ce réseau de courbes est dressé pour une valeur du bus continu de 800 V.

La fonction à minimiser par l'AG est alors :

$$F_3 = \frac{1}{P_{DC-moy}} \quad (3.32)$$

Avec  $P_{DC-moy}$  la puissance moyenne du bus continu déterminée par :

$$P_{DC-moy} = V_{DC} I_{DC-moy} \quad (3.33)$$

Les paramètres de l'AG sont fixés aux valeurs suivantes :

- Population : 20 individus.
- Nombre de génération : 20.
- Probabilité de croisement : 80%.
- Probabilité de mutation : 5%.

L'optimisation est lancée pour 11 vitesses de rotations entre  $\Omega_{nominal}/3$  et  $\Omega_{nominal}$  (soit de 16 *tr/min* à 50 *tr/min*) et 11 courants de référence entre  $I_{max}/10$  et  $I_{max}$  (soit de 8.8 A à 88 A).

Les angles d'allumage et d'extinction sont compris entre les bornes suivantes :

- $\theta_{on} \in [-120; 80]^\circ$
- $\theta_{off} \in [90; 180]^\circ$

Les résultats d'optimisation sont présentés sur les figures 3.14 ( $\theta_{on}$ ), 3.15 ( $\theta_{off}$ ) et 3.16 ( $P_{DC}$ ) et dans les tableaux 3.3 ( $\theta_{on}$ ), 3.4 ( $\theta_{off}$ ) et 3.5 ( $P_{DC}$ ).

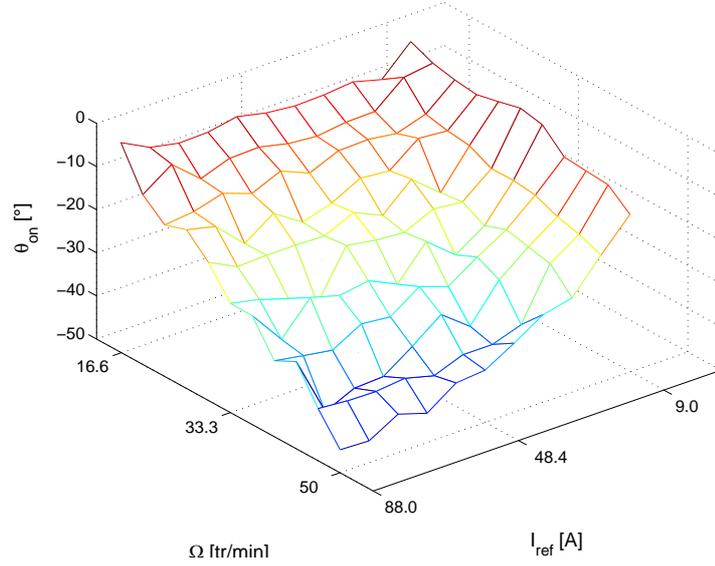


FIG. 3.14 – Maximisation de  $P_{DC}$  - Angles d'allumage  $\theta_{on}$  optimisés

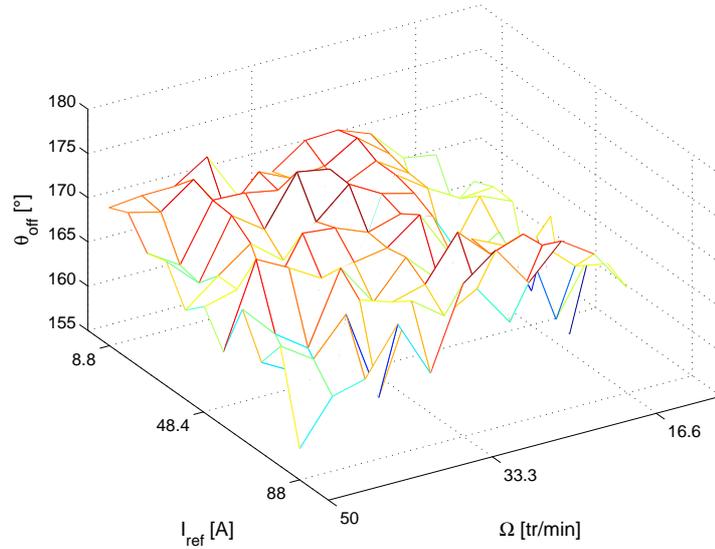


FIG. 3.15 – Maximisation de  $P_{DC}$  - Angles d'extinction  $\theta_{off}$  optimisés

L'angle d'allumage  $\theta_{on}$  décroît de  $-1^\circ$  à  $-45^\circ$  et l'angle d'extinction  $\theta_{off}$  décroît de  $167^\circ$  à  $159^\circ$  avec l'augmentation de la vitesse de rotation et du courant de référence. En effet, la zone de production de couple générateur se situe entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$  (figure 3.6). La production de couple serait maximisée pour un courant dans la GRV constant entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$ . Cependant, la MRV se comporte comme un circuit inductif et pour une tension de bus

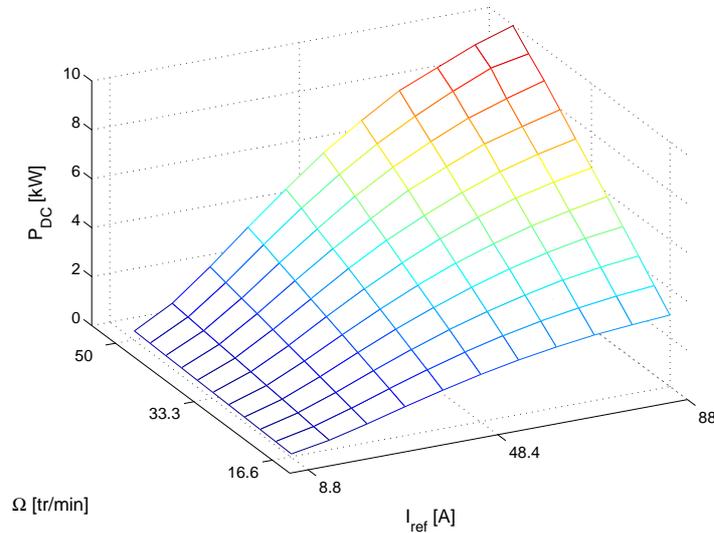


FIG. 3.16 – Maximisation de  $P_{DC}$  - Puissance du bus continu  $P_{DC}$  optimisés

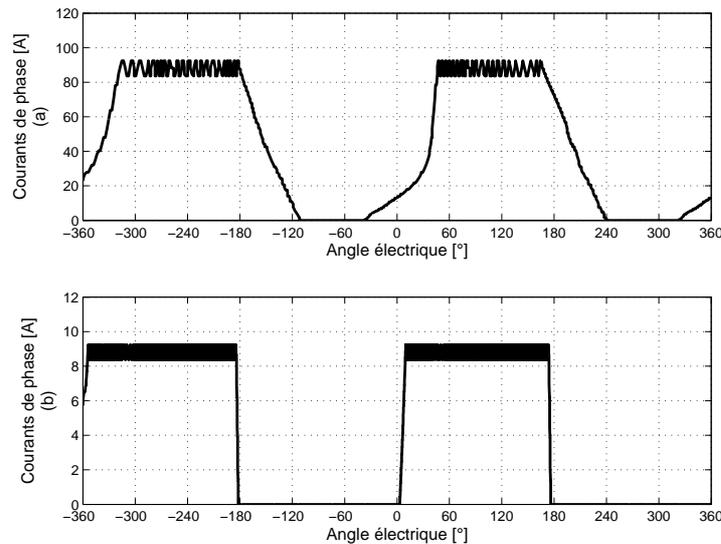


FIG. 3.17 – Allures des courants de phases pour deux points de fonctionnement ( $P_{DC}$  maximum et  $P_{DC}$  minimum)

$V_{DC}$  donnée, le temps de magnétisation rapporté à la période des courants électriques est d'autant plus grand que la vitesse de rotation est importante et que le courant de référence (c-à-d le flux de référence) est grand. Ainsi, lorsque de fortes dynamiques de courant sont possibles, par exemple pour la vitesse de rotation minimum et le courant de référence minimum, les valeurs optimisées,  $\theta_{on} = -1^\circ$  et  $\theta_{off} = 167^\circ$ , sont très proches des valeurs

$\Omega$ $tr/min$	$I_{ref}$ [A]										
	8.8	16.6	24.6	32.6	40.5	48.4	56.3	64.3	72.2	80.1	88.0
16.6	-1	-8	-6	-7	-7	-6	-5	-6	-6	-5	-1
20.0	-3	-4	-10	-10	-11	-10	-9	-9	-12	-6	-11
23.3	-5	-10	-12	-11	-12	-15	-12	-15	-12	-14	-15
26.6	-5	-11	-11	-16	-15	-19	-21	-16	-21	-15	-13
30.0	-4	-12	-20	-15	-21	-18	-21	-21	-21	-21	-18
33.3	-3	-14	-20	-19	-22	-22	-21	-32	-28	-26	-25
36.6	-4	-14	-23	-27	-22	-29	-26	-27	-25	-33	-25
40.0	-9	-15	-21	-25	-29	-27	-32	-31	-35	-34	-32
43.3	-9	-17	-22	-27	-36	-31	-36	-40	-41	-44	-30
46.6	-9	-18	-23	-35	-37	-37	-40	-38	-39	-38	-38
50.0	-13	-21	-28	-30	-34	-38	-39	-43	-41	-45	-45

TAB. 3.3 –  $\theta_{on}$  optimisés [°]

$\Omega$ $tr/min$	$I_{ref}$ [A]										
	8.8	16.6	24.6	32.6	40.5	48.4	56.3	64.3	72.2	80.1	88.0
16.6	167	167	171	172	172	170	168	173	171	171	171
20.0	162	162	170	173	171	170	172	168	173	171	172
23.3	167	163	170	172	170	171	172	172	172	166	168
26.6	168	167	169	172	165	175	170	172	172	166	169
30.0	168	169	163	171	172	174	171	168	171	168	165
33.3	159	167	164	170	172	170	172	172	166	168	167
36.6	169	164	163	167	173	170	170	169	171	173	163
40.0	157	169	169	171	167	171	167	171	163	166	170
43.3	167	161	172	171	174	169	168	169	160	163	165
46.6	168	169	172	164	169	167	170	160	170	166	169
50.0	167	172	174	170	175	172	163	170	164	163	159

TAB. 3.4 –  $\theta_{off}$  optimisés [°]

$\Omega$ $tr/min$	$I_{ref}$ [A]										
	8.8	16.6	24.6	32.6	40.5	48.4	56.3	64.3	72.2	80.1	88.0
16.6	0.11	0.38	0.76	1.18	1.57	1.93	2.23	2.48	2.68	2.81	2.92
20.0	0.14	0.46	0.93	1.44	1.93	2.37	2.74	3.06	3.31	3.50	3.64
23.3	0.16	0.55	1.09	1.70	2.28	2.81	3.25	3.64	3.97	4.21	4.38
26.6	0.19	0.63	1.26	1.96	2.63	3.23	3.77	4.24	4.61	4.91	5.11
30.0	0.21	0.71	1.42	2.21	2.97	3.66	4.28	4.79	5.23	5.56	5.85
33.3	0.23	0.80	1.58	2.47	3.32	4.10	4.79	5.39	5.88	6.26	6.55
36.6	0.26	0.88	1.76	2.72	3.68	4.54	5.27	5.92	6.48	6.91	7.25
40.0	0.28	0.96	1.92	2.98	4.01	4.94	5.83	6.50	7.14	7.57	7.97
43.3	0.31	1.04	2.07	3.23	4.34	5.39	6.29	7.05	7.73	8.23	8.68
46.6	0.33	1.12	2.24	3.50	4.71	5.81	6.77	7.60	8.34	9.00	9.30
50.0	0.36	1.20	2.41	3.73	5.01	6.21	7.24	8.18	8.83	9.48	9.97

TAB. 3.5 –  $P_{DC}$  optimisées [kW]

« idéales »  $\theta_{on} = 0^\circ$  et  $\theta_{off} = 180^\circ$  (figure 3.17). A l'opposé, lorsque de faibles dynamiques de courant sont possibles, par exemple pour la vitesse de rotation maximum et le courant de référence maximum, les valeurs optimisées,  $\theta_{on} = -45^\circ$  et  $\theta_{off} = 159^\circ$ , sont plus éloignées des valeurs « idéales ».

On remarque que l'écart de  $\theta_{on}$  par rapport à  $0^\circ$  est plus important que l'écart de  $\theta_{off}$  par rapport à  $180^\circ$ . En effet, les dynamiques de courant sont plus faibles autour de  $0^\circ$  (conjonction) où l'inductance est grande qu'autour de  $180^\circ$  (opposition) où l'inductance est plus faible.

La machine a été dimensionnée pour produire 2000 Nm par une alimentation avec des courants parfaitement rectangulaires entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$  sur chaque phase (chapitre 2). A la vitesse nominale de 50  $tr/min$ , la puis-

sance maximum devrait être de 10.47 kW. Comme les courants simulés de la machine ne sont pas parfaitement rectangulaires (figure 3.17), la puissance au régime nominal n'est que de 9.97 kW. L'hypothèse réalisée lors du dimensionnement de la machine au chapitre 2 (équation 2.24) induit donc une erreur acceptable inférieure à 5% sur la puissance obtenue en simulant l'ensemble convertisseur machine.

### 3.4.4 Minimisation des ondulations de couple

Les ondulations de couple importantes sont le principal inconvénient de la MRV. Le couple est naturellement pulsatoire à cause de la forte saturation électromagnétique de la MRV et de l'alimentation successive des phases. On se propose de réduire cette ondulation en gardant un algorithme de commande simple (courant de référence rectangulaire). Une commande plus complexe est mise en oeuvre dans la partie 3.5.

Comme pour la partie précédente, il s'agit pour l'AG de déterminer les angles d'allumage et d'extinction qui minimisent la fonction objective suivante :

$$F_4 = \left| \frac{\Gamma_{maximum} - \Gamma_{minimum}}{\Gamma_{moyen}} \right| \quad (3.34)$$

Les paramètres de l'AG et les plages de variation des angles d'allumage et d'extinction sont les mêmes que pour la partie précédente.

- $\theta_{on} \in [-120; 80]^\circ$
- $\theta_{off} \in [90; 180]^\circ$

$\Omega$ tr/min	$I_{ref}$ [A]											
		8.8	16.6	24.6	32.6	40.5	48.4	56.3	64.3	72.2	80.1	88.0
16.6		-6	14	13	11	16	20	22	25	26	23	31
20.0		0	13	11	12	14	17	19	19	23	23	25
23.3		15	12	10	6	13	15	18	16	18	20	20
26.6		15	11	8	8	11	12	13	12	15	19	18
30.0		15	12	8	8	6	9	8	9	11	13	13
33.3		14	11	7	6	5	5	5	8	7	7	17
36.6		14	9	5	2	5	4	3	3	4	6	7
40.0		13	8	5	3	2	-1	0	0	0	3	8
43.3		14	8	3	-1	-7	-5	-3	-4	-1	2	4
46.6		14	7	-1	-5	-6	-7	-8	-7	1	1	4
50.0		14	4	1	-9	-7	-11	-9	-9	-4	-7	-3

TAB. 3.6 –  $\theta_{on}$  optimisés [°]

Les résultats d'optimisation sont présentés en figures 3.18 ( $\theta_{on}$ ), 3.19 ( $\theta_{off}$ ) et 3.20 ( $P_{DC}$ ) et dans les tableaux 3.6 ( $\theta_{on}$ ), 3.7 ( $\theta_{off}$ ) et 3.8 (*Ondulation*).

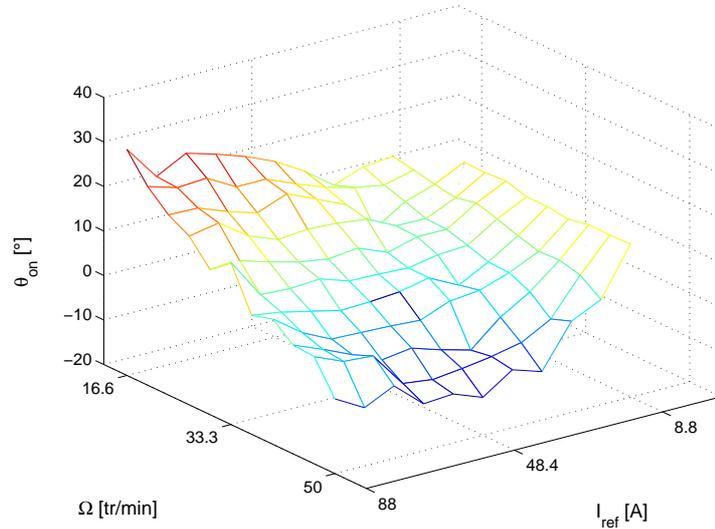
Les angles d'allumage  $\theta_{on}$  se répartissent entre  $-11^\circ$  et  $31^\circ$  et les angles d'extinction  $\theta_{off}$  entre  $155^\circ$  et  $177^\circ$ . L'ondulation de couple varie entre 35 % et 57 % et est de 52 % pour le point de fonctionnement nominal (88 A et 50 tr/min).

$\Omega$ $tr/min$	$I_{ref}$ [A]	8.8	16.6	24.6	32.6	40.5	48.4	56.3	64.3	72.2	80.1	88.0
16.6		168	171	173	175	177	176	176	172	174	173	169
20.0		169	176	167	177	176	175	167	171	171	170	168
23.3		176	164	173	175	174	174	173	170	172	170	168
26.6		169	173	174	174	172	173	172	174	167	168	166
30.0		171	175	173	170	172	170	170	168	166	168	165
33.3		172	177	171	173	171	170	168	168	164	164	163
36.6		172	169	169	170	162	167	169	168	166	163	160
40.0		166	169	173	172	167	171	168	166	163	162	163
43.3		172	174	166	170	170	167	168	166	157	159	155
46.6		171	171	170	170	168	166	163	165	162	156	154
50.0		177	170	172	175	171	166	165	162	155	157	155

TAB. 3.7 –  $\theta_{off}$  optimisés [°]

$\Omega$ $tr/min$	$I_{ref}$ [A]	8.8	16.6	24.6	32.6	40.5	48.4	56.3	64.3	72.2	80.1	88.0
16.6		57	53	48	43	43	39	41	44	46	51	49
20.0		57	52	46	38	39	39	43	43	46	47	49
23.3		54	51	44	41	37	38	41	43	45	48	49
26.6		52	49	43	38	37	38	41	44	46	48	49
30.0		51	48	41	38	36	38	40	43	46	47	49
33.3		49	45	40	36	35	37	40	43	46	47	49
36.6		48	45	40	35	38	49	41	43	46	48	49
40.0		47	44	40	38	36	38	40	43	46	48	49
43.3		46	43	40	36	36	37	40	43	46	48	49
46.6		45	44	40	35	35	37	40	43	46	48	49
50.0		45	43	40	35	35	37	40	44	47	50	52

TAB. 3.8 – Ondulation optimisées [%]

FIG. 3.18 – Minimisation  $\Delta\Gamma/\Gamma$  - Angles d'allumage  $\theta_{on}$  optimisés

Les formes d'ondes pour ce type de fonctionnement sont illustrées dans la partie suivante (figure 3.27).

Pour chaque courant de référence, l'ondulation de couple est sensiblement constante quelque soit la valeur de la vitesse de rotation. Par exemple un

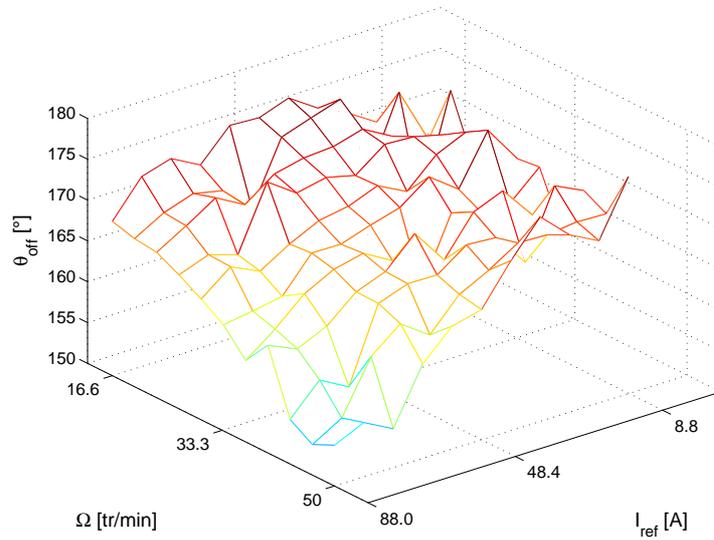


FIG. 3.19 – Minimisation  $\Delta\Gamma/\Gamma$  - Angles d'extinction  $\theta_{off}$  optimisés

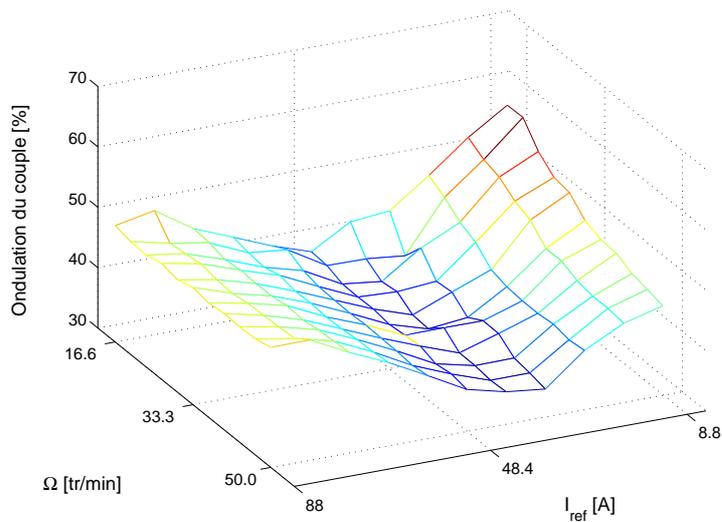


FIG. 3.20 – Minimisation  $\Delta\Gamma/\Gamma$  - Ondulations optimisées

courant de référence de 88 A conduit à des ondulations de couple variant de 49 à 52 %.

On constate que les angles optimaux qui réduisent l'ondulation de couple ne maximisent pas nécessairement la puissance du bus continu  $P_{DC}$ .

Un compromis doit être effectué, dès lors une façon de procéder consiste à réaliser une optimisation multi-critère qui est abordée dans la partie suivante.

### 3.4.5 Optimisation par Pareto-génétique de la puissance du bus continu et des ondulations de couple

Une méthode simple pour traiter une optimisation multi-critères est de revenir à une optimisation avec un critère en pondérant chaque fonction d'évaluation par un coefficient  $k_i$ . Par exemple, pour l'optimisation de deux fonctions  $F_1$  et  $F_2$ , la fonction pondérée  $F_{equ}$  serait :

$$F_{equ} = k_1 F_1 + k_2 F_2 \quad (3.35)$$

Le problème de la détermination des coefficients  $k_i$  présente cependant un inconvénient majeur de cette méthode. De plus, une seule machine optimale est proposée alors que plusieurs compromis sont possibles.

La méthode utilisée fait intervenir un AG dont l'opération de sélection s'effectue en déterminant un front optimal de Pareto [REG 03].

Une solution « x » domine une solution « y » si et seulement si :

$$\begin{cases} \forall i, F_i(x) \leq F_i(y) \text{ et} \\ \exists j / F_j(x) < F_j(y) \end{cases} \quad (3.36)$$

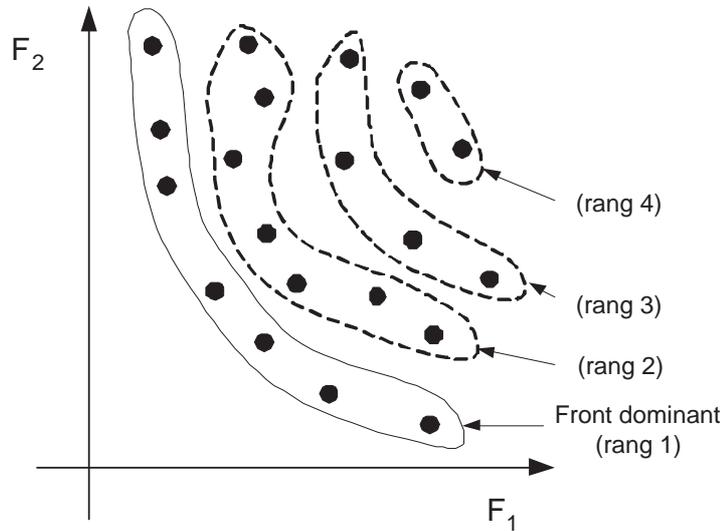


FIG. 3.21 – Exemple de fronts de Pareto

La figure 3.21 montre un ensemble de solutions avec leurs fonctions objectives à minimiser correspondantes. Le front dominant (rang 1) représente l'ensemble des solutions qui réalisent le meilleur compromis entre les fonctions objectives  $F_1$  et  $F_2$ . Le front de rang 2 est le front dominant de l'ensemble des solutions si le front de rang 1 est omis. Le front de rang 3 est le front dominant de l'ensemble des solutions si les fronts de rang 1 et 2 sont omis. Et ainsi de suite.

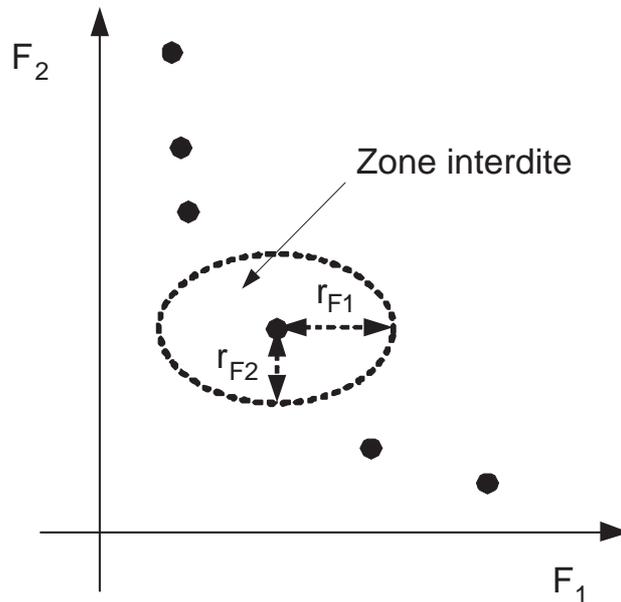


FIG. 3.22 – Zone interdite

L'AG-Pareto fonctionne comme l'AG mono-objectif présenté dans la partie 2.4, seule l'opération de sélection diffère. Lors de la sélection, afin d'assurer la diversité de la population, une « roue de la fortune est effectuée » sur les différents rangs de front de Pareto. Les individus qui se trouvent sur un rang « faible » (proche du front dominant) ont plus de chance d'être conservés que les individus sur un rang élevé (éloigné du front dominant). Une fois le rang du front déterminé, l'individu sélectionné est pris au hasard au sein de ce front.

On définit une ellipse de rayons  $r_{F1}$  et  $r_{F2}$  autour de chaque solution à l'intérieur de laquelle aucune autre solution ne sera choisie (figure 3.22).

Cette zone interdite permet d'éviter de concentrer l'exploration sur certaines zones du front de Pareto et ainsi d'obtenir une bonne exploration des solutions.

L'optimisation multi-objectifs consiste dans notre cas à trouver un ensemble de solutions qui maximise la puissance du bus continu  $F_5$  et minimise les ondulations de couple  $F_4$ .

Les deux fonctions objectives sont :

$$\begin{cases} F_4 = \left| \frac{\Gamma_{maximum} - \Gamma_{minimum}}{\Gamma_{moyen}} \right| \\ F_5 = P_{DC-moy} \end{cases} \quad (3.37)$$

Les rayons de l'ellipse délimitant la zone interdite sont fixés aux valeurs suivantes :

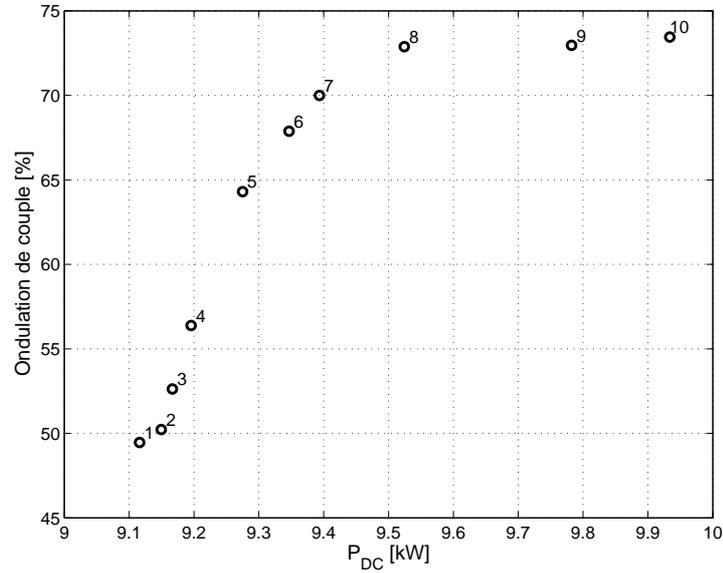


FIG. 3.23 – Front de Pareto

$$\begin{cases} r_{F4} = 2 \% \\ r_{F5} = 0.5 \text{ kW} \text{ (Soit } 2\% \text{ de la puissance nominale)} \end{cases} \quad (3.38)$$

Les paramètres de l'AG sont :

- Population : 30 individus.
- Nombre de génération : 20.
- Probabilité de croisement : 80%.
- Probabilité de mutation : 5%.

On réalise une optimisation à la vitesse de rotation de référence nominale ( $\Omega = 50 \text{ tr/min}$ ) sous le courant de référence nominal ( $I_{ref} = 88 \text{ A}$ ). La tension du bus continu est fixée à  $800 \text{ V}$  et le nombre de spires est de 40.

Les contraintes sur les angles d'amorçage et d'extinction sont les mêmes que pour les parties 3.4.3 et 3.4.4 :

- $\theta_{on} \in [-120; 80]^\circ$
- $\theta_{off} \in [90; 180]^\circ$

Le front de Pareto est présenté en figure 3.23. Les 15 solutions du front se répartissent entre la solution 1 avec 49.4% d'ondulation de couple et une puissance sur le bus de 9.11 kW et la solution 10 avec 74.5% d'ondulation de couple et une puissance sur le bus de 9.93 kW. Les solutions 1 à 7 permettent une légère amélioration de la puissance du bus  $P_{DC}$  mais dégradent nettement l'ondulation de couple. A l'autre extrémité du front, une nette

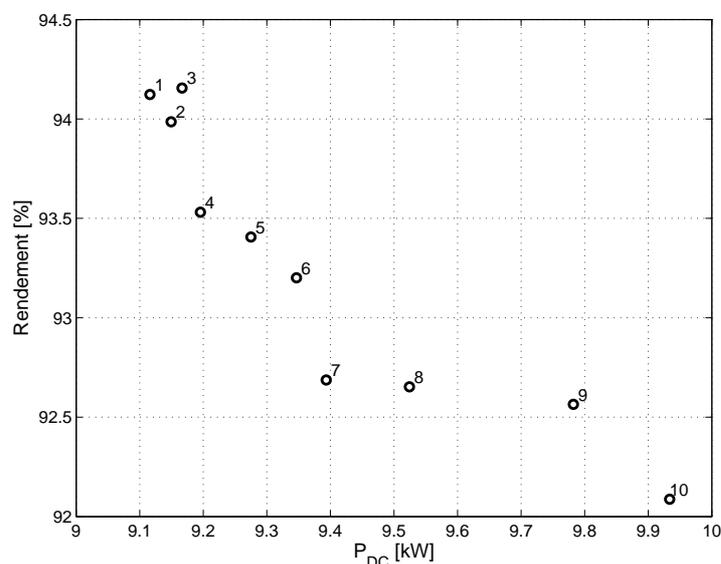


FIG. 3.24 – Rendement du front de Pareto

amélioration de  $P_{DC}$  est réalisée au prix d'une sensible détérioration de l'ondulation (solutions 8 à 10).

La figure 3.24 montre le rendement de chaque solution du front de Pareto calculé en tenant compte des pertes cuivre ( $rendement = P_{DC}/(\Gamma_{moyen}\Omega)$ ). La solution 1 (ondulation de couple minimum) a le rendement le plus grand avec 94.1% alors que la solution 10 (puissance du bus maximum) a le rendement le plus faible avec 92.1%. Le rendement décroît avec l'augmentation de la puissance demandée.

La figure 3.25 montre les angles d'allumage et d'extinction  $\theta_{on}$  et  $\theta_{off}$  pour chaque solution. La figure 3.26 présente l'angle de conduction en fonction de  $\theta_{on}$  pour chaque solution. On remarque que l'angle de conduction augmente avec l'augmentation de la puissance.

On remarque que la solution 10 qui maximise la puissance du bus  $P_{DC}$  aboutit sensiblement aux mêmes paramètres que l'optimisation mono-critère de la partie 3.4.3. Les angles d'allumage et d'extinction déterminés par Pareto sont ( $\theta_{on} = -37^\circ$ ,  $\theta_{off} = 162^\circ$ ) contre ( $\theta_{on} = -45^\circ$ ,  $\theta_{off} = 159^\circ$ ) en mono critère et la puissance du bus continu est égale à 9.9 kW par les deux optimisations.

De la même façon, la solution 1 qui minimise les ondulations de couple aboutit à des paramètres très proches de l'optimisation mono critère de la partie 3.4.4. Les angles d'allumage et d'extinction déterminés par Pareto sont ( $\theta_{on} = 0^\circ$ ,  $\theta_{off} = 151^\circ$ ) contre ( $\theta_{on} = -3^\circ$ ,  $\theta_{off} = 155^\circ$ ) en mono-critère et l'ondulation de couple est égale à 49.5% et 52% par les deux optimisations.

Les formes d'onde de courant et de couple de la solution 1 (solution qui minimise les ondulations de couple) sont représentées en figure 3.27.

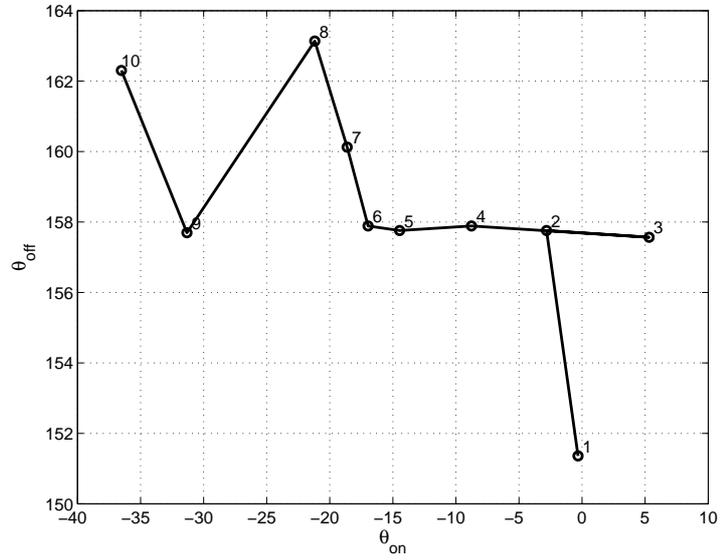
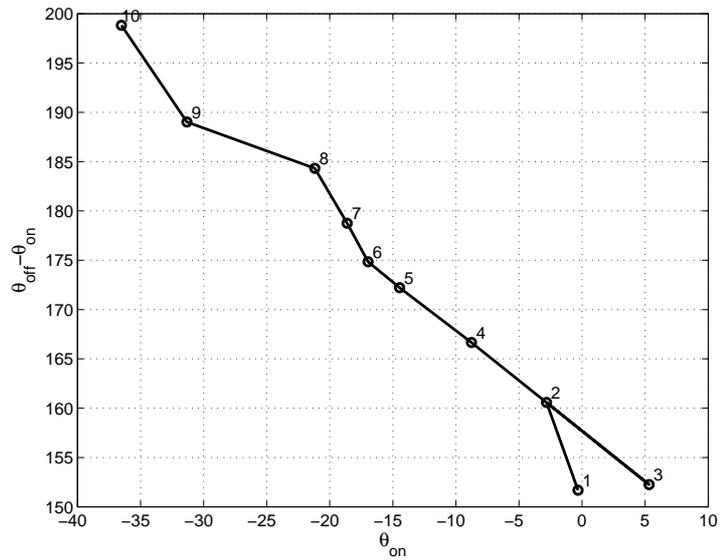


FIG. 3.25 – Paramères du front de Pareto

FIG. 3.26 – Angle de conduction en fonction de  $\theta_{on}$

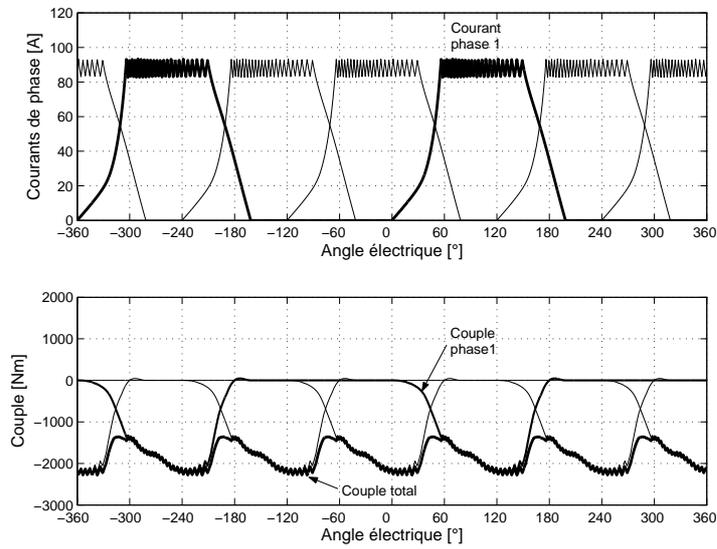


FIG. 3.27 – Courants et couples pour la solution 1 ( $\theta_{on} = 0^\circ$ ,  $\theta_{off} = 152^\circ$ )

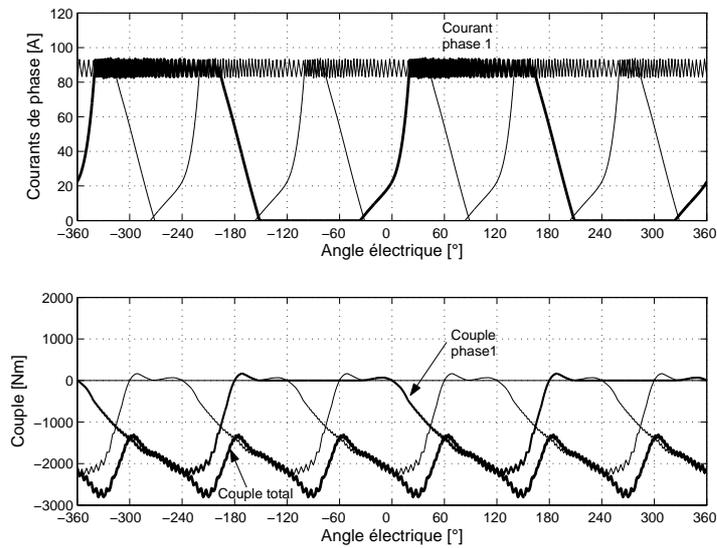


FIG. 3.28 – Courants et couples pour la solution 10 ( $\theta_{on} = -37^\circ$ ,  $\theta_{off} = 162^\circ$ )

Les formes d'ondes de la solution 10 (solution qui maximise la puissance du bus continu) sont montrées en figure 3.28. La plus grande partie du courant est localisée entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$ .

Il est important de noter que les solutions du front de Pareto aboutissent à la conduction simultanée de deux phases et que le modèle de la GRV utilisé ne tient pas compte de la saturation croisée qui pourrait intervenir.

### 3.4.6 Conclusion

Dans cette partie, la commande de la GRV avec des courants de référence de forme rectangulaire est étudiée. Deux critères d'évaluation des performances de la GRV sont optimisés en intervenant sur les angles d'amorçage et d'extinction. Deux optimisations mono-critère sont d'abord effectuées sur la puissance du bus continu puis les ondulations de couple. Ces deux optimisations ont montré que les paramètres de commande qui conduisent à la maximisation de la puissance du bus continu ne minimisent pas les ondulations de couple.

Un AG Pareto multi-critère a alors été conçu afin de dégager sur le front dominant un ensemble de solutions optimales parmi lesquelles il est possible d'effectuer un choix. Cette optimisation est lancée pour le point de fonctionnement nominal. Ainsi, les solutions du front de Pareto se répartissent de  $9.1 \text{ kW}$  à  $9.9 \text{ kW}$  en ce qui concerne la puissance du bus continu et couvrent des ondulations de couple de  $49.4\%$  à  $73.5\%$ .

## 3.5 Commande indirecte du couple

### 3.5.1 Introduction

La réduction des ondulations de couple a été étudiée avec différentes méthodes [HUS 00]. L'approche adoptée consiste à définir une forme appropriée de couple pour chaque phase de façon à obtenir un couple total constant. Les consignes de courant sont déduites des caractéristiques de couple en fonction du courant et de la position du rotor. Une forme de couple de référence asymétrique est présentée et comparée à une forme trapézoïdale [MOR 05].

Le schéma de principe est présenté en figure 3.29. Le bloc « Répartition des couples de référence » a pour rôle d'imposer les couples de référence de chaque phase en fonction de la position du rotor. La table  $I = f(\Gamma, \theta)$  donne la référence de courant de phase qui permet d'obtenir le couple demandé.

### 3.5.2 Références de couple trapézoïdale ou asymétrique

Habituellement, les TSF (Torque Sharing Function) ont des formes symétriques. Cependant, l'inductance dynamique varie pendant la production de

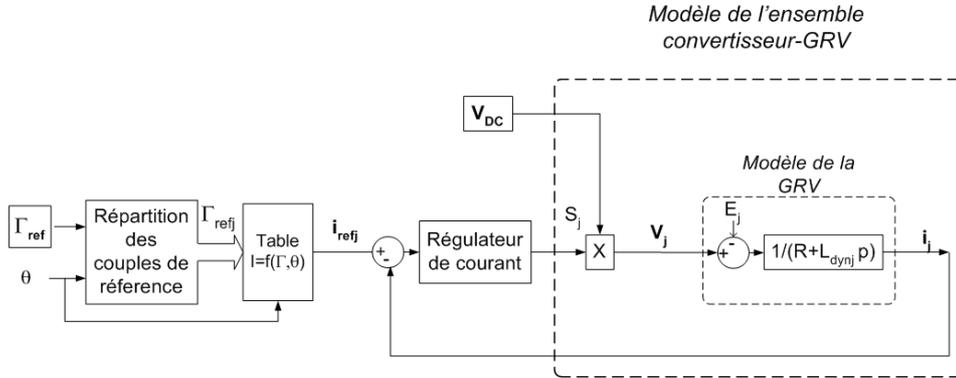


FIG. 3.29 – Synoptique de la régulation de couple

couple négatif : sa valeur est grande en position de conjonction et faible en opposition (figure 3.4). Pendant la croissance du courant, pour une tension de bus continu donnée, seule une faible dynamique de courant peut être obtenue car l'inductance est grande. En opposition, lors de la décroissance du courant la faible inductance permet de suivre de grandes dynamiques de courant. On peut aussi se permettre d'imposer des pentes de couple de référence importantes en opposition (décroissance du courant) alors que de faibles pentes sont autorisées en conjonction (croissance du courant).

Une forme de couple asymétrique est alors proposée afin d'améliorer les performances de la GRV et de satisfaire les contraintes de pentes de courant susmentionnées.

Pour la forme trapézoïdale (figure 3.30), les paramètres A, B et C doivent respecter les conditions suivantes :

$$\begin{cases} B + C = \frac{2\pi}{3} \\ A + B < \pi - \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (3.39)$$

Les conditions de symétries font que seulement deux valeurs d'angles sont nécessaires, par exemple A et B.

Afin de définir la forme asymétrique (figure 3.31), les coefficients  $k_1$  et  $k_2$  sont ajoutés aux angles A et B.

### 3.5.3 Minimisation des ondulations de couple

Les ondulations de couple calculées avec la formule 3.34 sont minimisées par l'AG en jouant sur les paramètres A et B pour la forme trapézoïdale et A, B,  $k_1$  et  $k_2$  pour la forme asymétrique. La tension du bus continu est toujours fixée à 800 V.

Les paramètres de l'AG sont fixés aux valeurs suivantes :

- Population : 30 individus.
- Nombre de génération : 30.

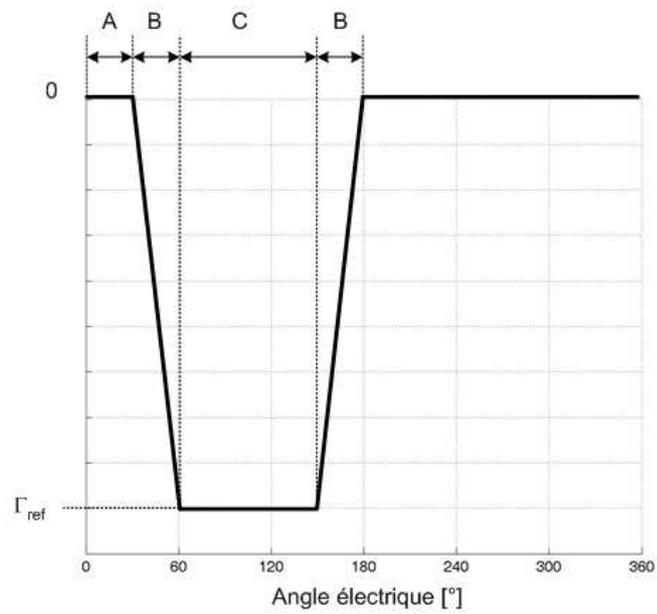


FIG. 3.30 – Couple de référence trapézoïdale

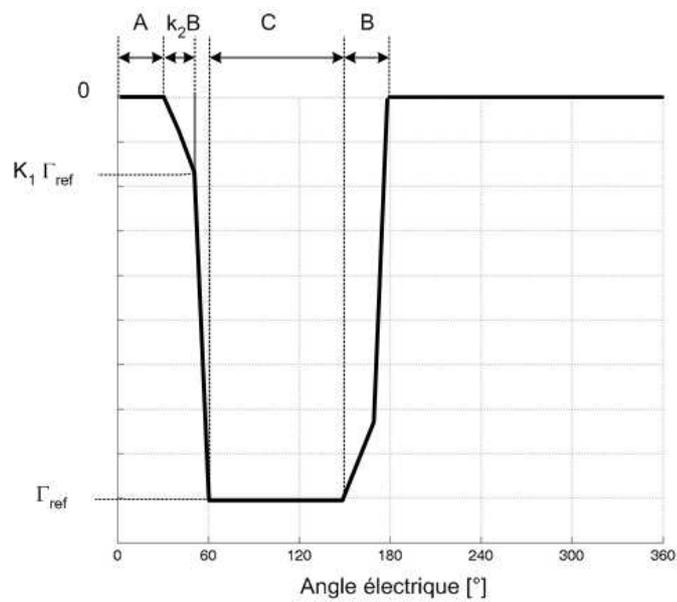


FIG. 3.31 – Couple de référence asymétrique

- Probabilité de croisement : 80%.
- Probabilité de mutation : 5%.

Les paramètres  $A$ ,  $B$ ,  $k_1$  et  $k_2$  des deux formes sont bornés :

- $0^\circ < A < 120^\circ$
- $0^\circ < B < 120^\circ$
- $A < B$
- $10\% < k_1 < 90\%$
- $10\% < k_2 < 90\%$

Les angles  $A$  et  $B$  sont supérieurs à  $0^\circ$  car il n'y a pas de production de couple générateur pour des courants imposés à des angles inférieurs à  $0^\circ$  : La stratégie consistant à imposer des TSF de couple ne peut être mise en œuvre.

L'optimisation est lancée pour un couple de référence variant de  $C_{ref} = 500 \text{ Nm}$  à  $2000 \text{ Nm}$

La vitesse de rotation est liée au couple de référence par la relation suivante :

$$C_{ref} = k \Omega^2 \quad (3.40)$$

On notera que le respect de cette relation entre le couple et la vitesse de rotation permet de maximiser l'énergie prélevée sur l'éolienne (Chapitre 1).

La figure 3.32 et le tableau 3.9 présentent les résultats d'optimisation pour les formes de couple de référence trapézoïdales et rectangulaires. La forme asymétrique permet une nette amélioration de l'ondulation de couple par rapport à la forme trapézoïdale. Le couple décroît de 56 % (trapézoïdale) à 37 % (asymétrique) sous le couple nominal de 2000 Nm, soit un gain de 19 %.

La figure 3.35 montre les allures de courant et de couple pour les deux formes sous un couple de référence de 1700 Nm. La forme asymétrique a un meilleur suivi de consigne de courant et de couple que la forme trapézoïdale et donc une plus faible ondulation. Grâce à une pente de couple de référence faible pendant que l'inductance dynamique est la plus grande, la forme asymétrique permet un meilleur suivi de consigne entre  $0^\circ$  et  $60^\circ$  électrique.

La figure 3.33 montre les angles  $A$  et  $B$  optimisés. Quelque soit la forme et le couple de référence, on constate que  $A$  et  $B$  tendent vers des valeurs très proches de  $0^\circ$  et  $60^\circ$ . Ce jeu de paramètres aboutit à un couple de référence croissant de 0 au couple de référence  $\Gamma_{ref}$  entre  $0^\circ$  et  $60^\circ$ , constant et égal à  $\Gamma_{ref}$  entre  $60^\circ$  et  $120^\circ$  et décroissant du couple de référence à 0 entre  $120^\circ$  et  $180^\circ$ . Ces paramètres sont logiques car entre  $60^\circ$  et  $120^\circ$  une seule phase peut produire du couple. On notera que les formes de couple et de courant de référence sont identiques pour les deux formes entre  $60^\circ$  et  $120^\circ$  (figure 3.35).

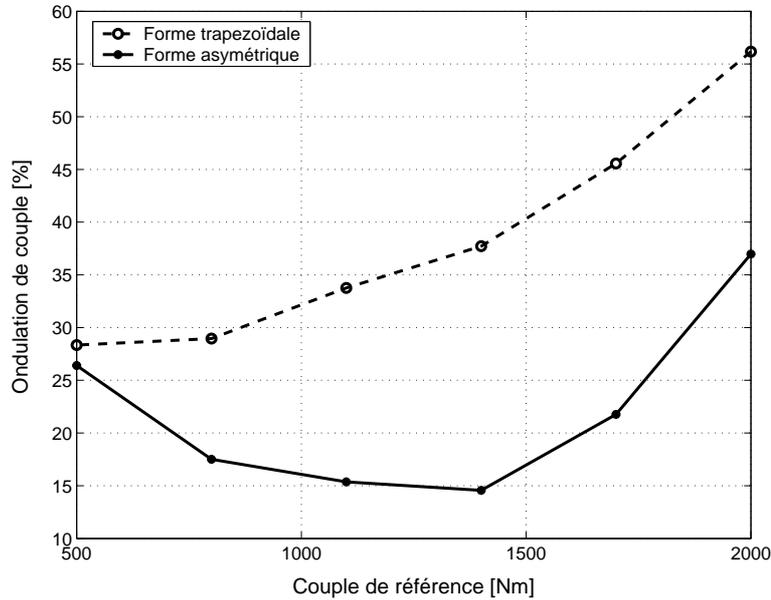


FIG. 3.32 – Ondulations de couple optimisées

$\Gamma_{ref}$ [Nm]	$\Omega$ [tr/min]	Ondulation [%] forme trapézoïdale	Ondulation [%] forme asymétrique
500	25.0	28.3%	26.4% [-1.9%]
800	31.6	30.0%	17.5% [-11.5%]
1100	37.1	33.8%	15.4% [-18.4%]
1400	41.8	37.7%	14.6% [-23.2%]
1700	46.1	45.6%	21.8% [-23.7%]
2000	50	56.2%	37.0% [-19.2%]

TAB. 3.9 – Ondulations de couple optimisées

La figure 3.34 montre les coefficients  $k_1$  et  $k_2$  optimisés de la forme asymétrique. On observe que  $k_1$  est toujours inférieur à 50 % alors que  $k_2$  est toujours supérieur à 50 %. La forme asymétrique a donc toujours une pente de couple de référence faible proche de la position de conjonction (inductance importante).

### 3.5.4 Conclusion

Afin de réduire les ondulations de couple de GRV, une « TSF » asymétrique est étudiée et comparée à une forme trapézoïdale. Les paramètres des deux formes sont optimisés par un AG. La forme asymétrique a besoin de seulement deux paramètres supplémentaires et montre une amélioration significative de l'ondulation du couple de l'ordre de 20 %. Au régime nominal, la

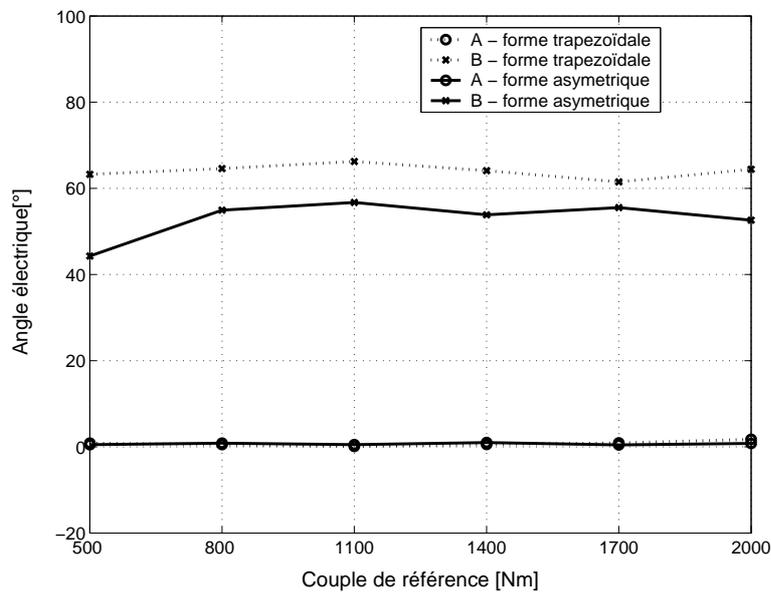


FIG. 3.33 – Variation des paramètres A et B pour les formes trapézoïdales et asymétriques

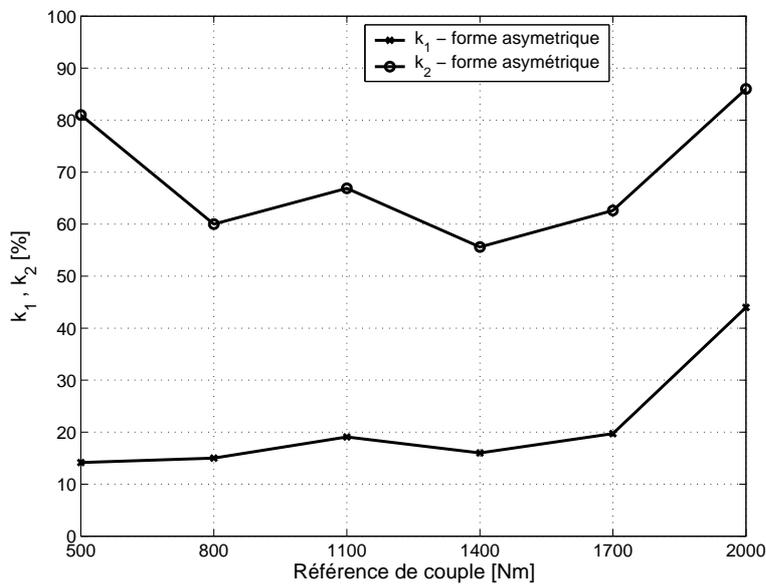


FIG. 3.34 – Variation des paramètres  $k_1$  et  $k_2$  pour la forme asymétrique

forme asymétrique permet d'obtenir une ondulation de 37 % alors que la minimisation de l'ondulation de couple avec une forme de courant rectangulaire est de 49 % soit un gain de 22 %.

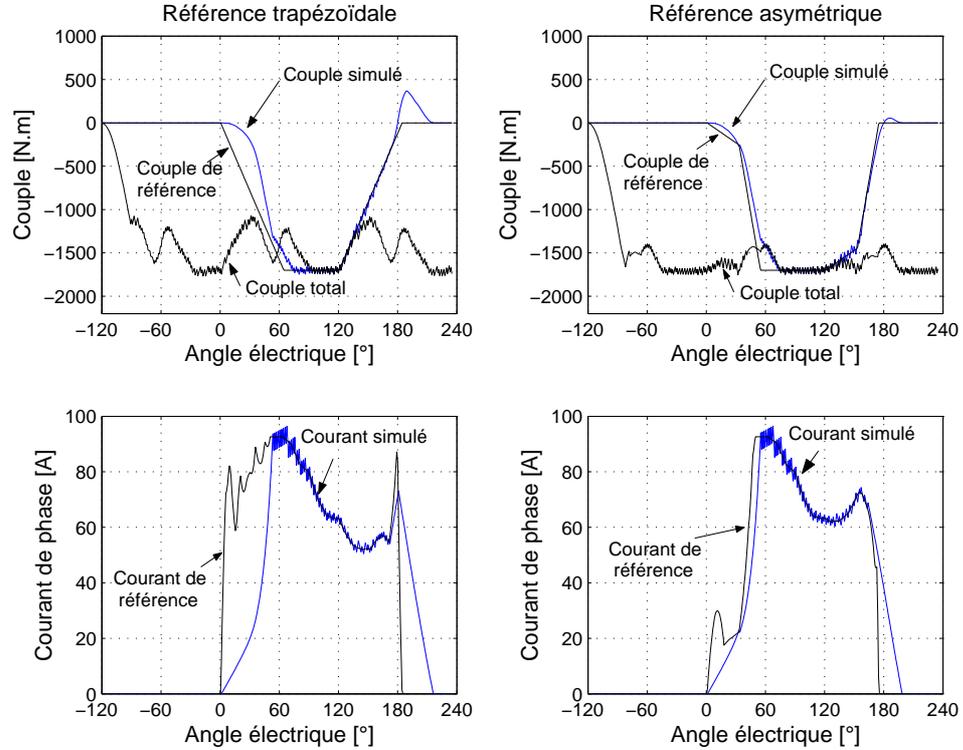


FIG. 3.35 – Allures de Couple et de courant pour les formes trapézoïdales et asymétriques ( $\Gamma_{ref} = 1700 Nm$ )

### 3.6 Régulation de la tension du bus continu

#### 3.6.1 Schéma de principe

Au cours des études précédentes, l'hypothèse d'une tension de bus continu constante a été adoptée afin de simplifier les calculs. Ce bus continu peut être maintenu constant par un onduleur associé au redresseur de la GRV. Dans le cas où une charge  $R_{DC}C_{DC}$  est associée au demi-pont en H, la tension du bus continu varie en fonction du point de fonctionnement de la GRV et de la valeur de la résistance de charge  $R_{DC}$ . On se propose ici de réguler la tension du bus continu. Pour une résistance de charge  $R_{DC}$  donnée, réguler la tension du bus revient à imposer la puissance absorbée par la charge.

La figure 3.36 montre le schéma de principe de la régulation du bus continu. Le modèle du bus continu donne la valeur du bus continu  $V_{DC}$  à partir des trois courants de phase ( $i_{123}$ ) avec l'équation 3.18. Le régulateur de tension impose une valeur  $I_{ref}$  à la boucle de courant (courants de formes rectangulaire, cf 3.4).

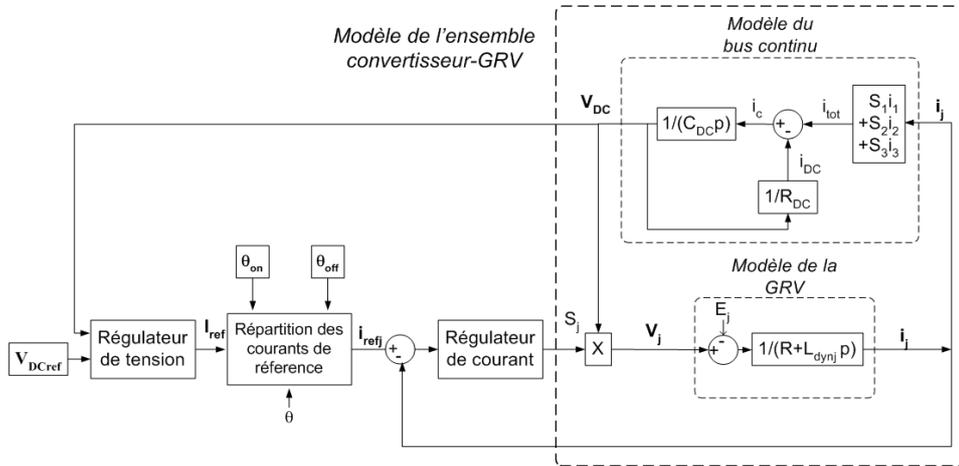


FIG. 3.36 – Synoptique de la régulation du bus continu

### 3.6.2 Calcul du régulateur PI pour la tension du bus continu

La conversion de la puissance mécanique  $P_1$  en puissance électrique  $P_{DC}$  au niveau du bus continu est représentée sur le schéma 3.37.

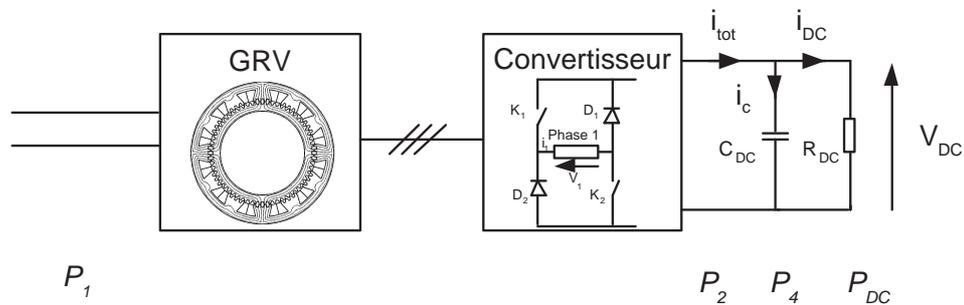


FIG. 3.37 – Chaîne de conversion de la puissance mécanique en puissance électrique

On note :

- $P_1$  la puissance mécanique :  $P_1 = \Gamma \Omega$ .
- $P_2$  la puissance électrique en sortie du redresseur :  $P_2 = V_{DC} i_{tot}$ .
- $P_{DC}$  la puissance du bus continu :  $P_{DC} = V_{DC} I_{DC}$ .
- $P_4$  la puissance du condensateur :  $P_4 = V_{DC} I_C$ .

On note  $\eta = P_2/P_1$  avec  $\eta$  rendement de l'ensemble convertisseur machine.

Le modèle du système peut alors être représenté comme montré en figure 3.38

Il est possible de modifier la représentation du système (figure 3.39).

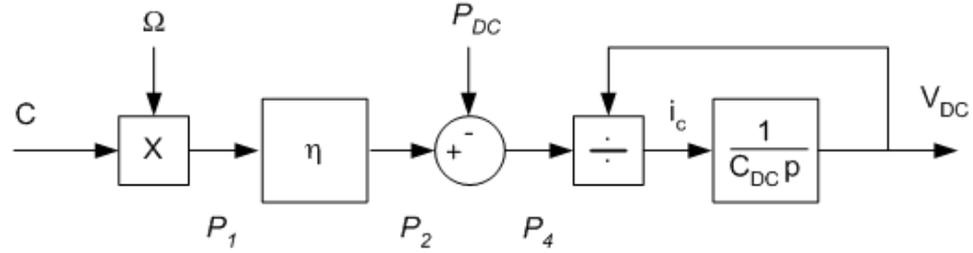


FIG. 3.38 – Modèle de la chaîne de conversion

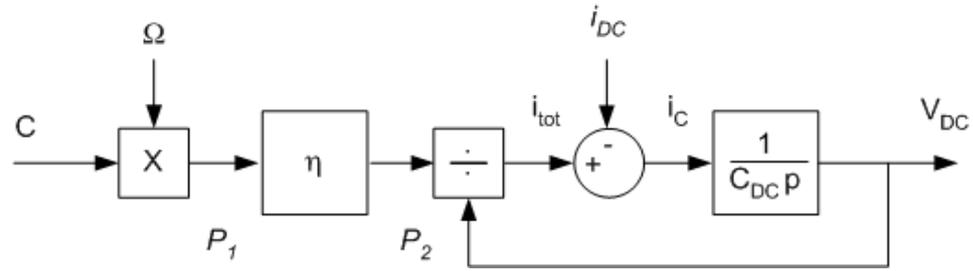


FIG. 3.39 – Modèle modifié de la chaîne de conversion

La structure de commande intègre des paramètres du système physique via une « fonction miroir » exposée en figure 3.40.

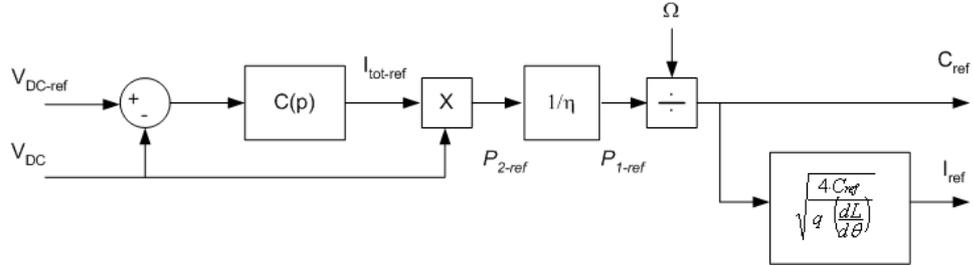


FIG. 3.40 – Schéma de la « fonction miroir »

Il est difficile de connaître la référence exacte de courant  $I_{ref}$  qui correspond à la référence de couple  $\Gamma_{ref}$ . Cependant, en première approximation le modèle linéaire de calcul du couple est utilisé ( $\Gamma_{ref} = \frac{q}{2} \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\theta}$ ). On approxime aussi  $\frac{dL}{d\theta}$  par  $\frac{\Delta L}{\Delta\theta}$ .  $\Delta L$  correspond à la différence des inductances en régime linéaire pour les positions de conjonction et d'opposition ( $\Delta L = L_{conj} - L_{opp}$ ). De plus, la différence de position est  $\Delta\theta = \pi/N_r$ . Le coefficient  $\frac{dL}{d\theta}$  s'approxime de la façon suivante :

$$\frac{\Delta L}{\Delta\theta} = \frac{N_r N_{spires}^2 (L_{conj-1spire} - L_{opp-1spire})}{\pi} \quad (3.41)$$

Dans le cas de la GRV 64/48, avec les inductances en conjonction et en opposition pour une spire de respectivement  $L_{conj-1spire} = 45.5 \mu H$  et  $L_{opp-1spire} = 13.7 \mu H$ ,  $N_{spires} = 40$  et  $N_r = 64$ , on obtient :  $\frac{\Delta L}{\Delta \theta} = 1.04 H/rd$ .

Il s'agit de régler la tension de référence avec un régulateur PI modélisé par la fonction de transfert  $C(p)$ . L'association de la structure de commande et du système physique permet, en considérant que le couple suit la consigne (commande en couple parfaite et très rapide), de se ramener au système équivalent de la figure 3.41.

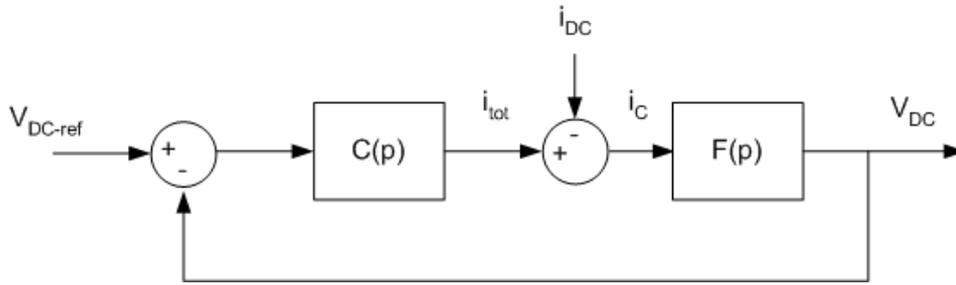


FIG. 3.41 – Schéma de régulation équivalent

Avec :

$$\begin{cases} C(p) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i p} \right) \\ F(p) = \frac{1}{C_{DC} p} \end{cases} \quad (3.42)$$

Il en résulte :

$$\begin{aligned} V_{DC}(p) &= \underbrace{\frac{\frac{K_p}{C_{DC} T_i}}{p^2 + \frac{K_p}{C_{DC}} p + \frac{K_p}{C_{DC} T_i}}}_{A(p)} V_{DC-ref}(p) \\ &+ \underbrace{\frac{\frac{p}{C_{DC}}}{p^2 + \frac{K_p}{C_{DC}} p + \frac{K_p}{C_{DC} T_i}}}_{B(p)} (K_p V_{DC-ref}(p) - i_{DC}(p)) \end{aligned} \quad (3.43)$$

Le terme  $B(p)$  tend vers zéro quand le temps tend vers l'infini. Le terme  $A(p)$  permet de calculer les paramètres du régulateur PI.

On pose :

$$A(p) = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2z\omega_n p + \omega_n^2} \quad (3.44)$$

Avec  $\omega_n$  la pulsation naturelle et  $z$  le coefficient d'amortissement. L'identification de  $A(p)$  donne :

$$\begin{cases} K_p = 2 z \omega_n C_{DC} \\ T_i = \frac{2z}{\omega_n} \end{cases} \quad (3.45)$$

La bande passante de la régulation est fixée à une valeur typique de  $2 \text{ Hz}$  et  $z$  est posé égal à  $0.707$  en vue d'obtenir une réponse rapide avec un faible dépassement. Avec un condensateur de bus continu  $C_{DC}$  de  $6 \text{ mF}$ , les paramètres du correcteur PI sont :

$$\begin{cases} K_p = 0.106 \\ T_i = 112 \text{ ms} \end{cases} \quad (3.46)$$

*Afin d'obtenir des consignes de courant de phase de forme rectangulaire la valeur efficace de la tension du bus continu est asservie.*

### 3.6.3 Résultats de simulations

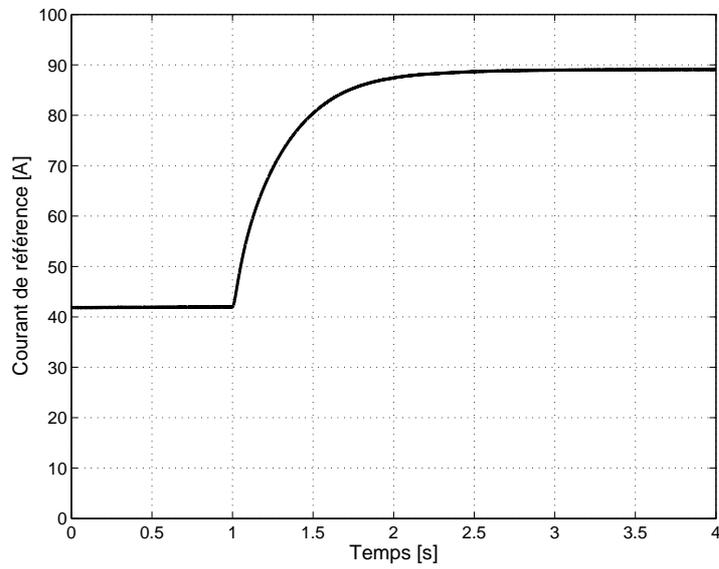
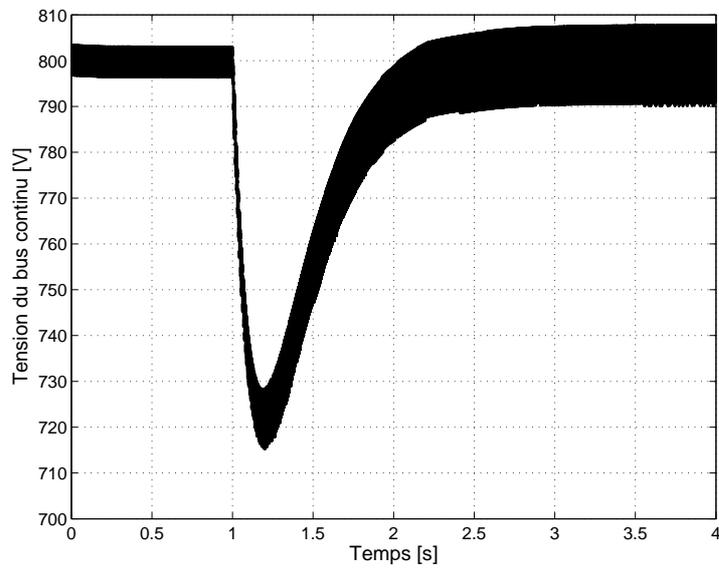
En vue de vérifier le bon fonctionnement de ce régulateur, l'essai suivant est réalisé :

- La valeur de référence de la tension du bus continu est fixée à  $800 \text{ V}$  et la vitesse de rotation à sa valeur nominale soit  $50 \text{ tr/min}$ .
- A  $t = 1 \text{ s}$ , la résistance de charge  $R_{DC}$  passe de  $128 \Omega$  à  $64 \Omega$ . La puissance demandée sur le bus passe de  $5 \text{ kW}$  à la valeur nominale de  $10 \text{ kW}$ .
- Les angles d'allumage et d'extinction du courant sont respectivement de  $\theta_{on} = -45^\circ$  et  $\theta_{off} = 159^\circ$ . Ces valeurs optimisent la puissance du bus continu à  $50 \text{ tr/min}$  et donnent une puissance  $P_{DC}$  de  $9.97 \text{ kW}$  sous un courant de référence de  $88 \text{ A}$  (cf. 3.4.3).

Les figures 3.42 et 3.43 montrent l'évolution du courant de référence  $I_{ref}$  et de la tension du bus continu  $V_{DC}$ .

Le courant de référence  $I_{ref}$  passe de  $42 \text{ A}$  sous  $5 \text{ kW}$  à  $89 \text{ A}$  sous  $10 \text{ kW}$ . On observe un bon rejet de perturbation. En effet, l'impact de charge à  $t = 1 \text{ s}$ , la tension du bus continu rejoint la tension de référence ( $V_{DC} = 800 \text{ V}$ ) en  $1.5 \text{ s}$  après avoir chuté à  $715 \text{ V}$  soit une chute de tension de  $10 \%$ . On notera que la régulation de la valeur efficace du bus continu permet d'obtenir un courant de référence  $I_{ref}$  sensiblement constant (figures 3.42 et 3.44). En effet, un courant de référence  $I_{ref}$  constant permet d'imposer des courants de phase de référence de forme rectangulaire qui maximisent le couple produit par la GRV.

La figure 3.44 présente un zoom entre  $3.50 \text{ s}$  et  $3.56 \text{ s}$  lorsque la puissance demandée sur le bus continu est de  $10 \text{ kW}$  ( $P_{DC} = 10 \text{ kW}$ ). Elle représente un courant de phase et le courant de référence associé ainsi que la tension du bus continu. On remarque que le courant de référence est constant. La valeur du courant de référence est très proche de celle attendue à partir de

FIG. 3.42 – Évolution du Courant de référence  $I_{ref}$ FIG. 3.43 – Évolution de la tension de bus continu  $V_{DC}$

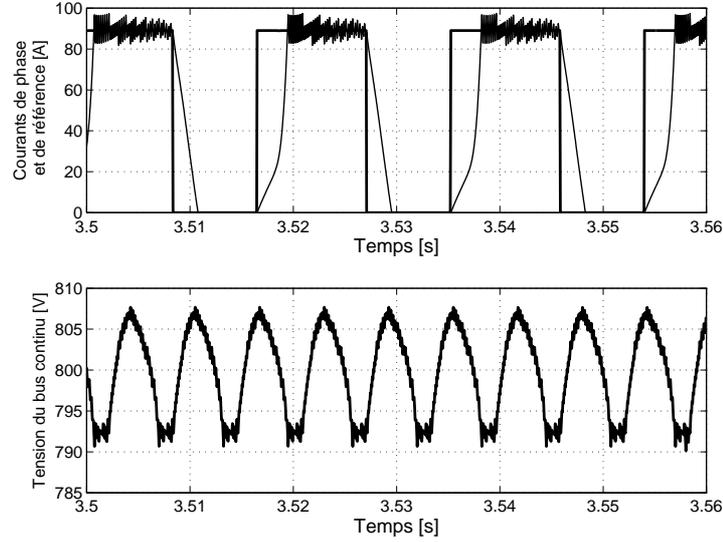


FIG. 3.44 – Zoom du courant de phase et tension du bus continu

l'optimisation du bus continu (cf. 3.4.3). En effet, l'optimisation donne une puissance de  $9.97 \text{ kW}$  sous  $I_{ref} = 88 \text{ A}$ . Or, la régulation du bus continu donne  $I_{ref} = 89 \text{ A}$  au point de fonctionnement nominal, ce qui est très proche du résultat prévu à partir de l'optimisation de la puissance du bus continu.

La tension du bus continu varie entre  $792 \text{ V}$  et  $805 \text{ V}$  à une fréquence de  $160 \text{ Hz}$  soit trois fois la fréquence des courants de phase. On rappelle que la fréquence des courants de la machine sont de  $\frac{N_r \Omega}{2\pi}$  soit  $53.33 \text{ Hz}$  à une vitesse de rotation de  $50 \text{ tr/min}$ . La fréquence du bus continu  $f_{buscontinu}$  peut s'exprimer d'une manière générale de la façon suivante :

$$f_{buscontinu} = q \frac{N_r \Omega}{2\pi} \quad (3.47)$$

### 3.7 Conclusion

Ce chapitre a permis de décrire la modélisation externe et le fonctionnement générateur d'une machine à réluctance variable basse vitesse de rotation puis d'en établir des lois de commande.

La modélisation externe, qui tient compte de la saturation, est effectuée par une méthode d'interpolation de Krieger à partir du flux de phase calculé pour plusieurs courants de phase et plusieurs positions par la méthode des éléments finis en 2D. On notera que l'hypothèse des phases indépendantes a été effectuée. Il a été établi que les effets de bord pouvaient être fortement limités en dupliquant par symétrie les caractéristiques de flux. Ensuite, le

nombre de spires est fixé en tenant compte des contraintes de commandabilité et des pertes dans le convertisseur statique associé.

La commande avec des courants de référence de forme rectangulaire est d'abord traitée. Des optimisations sont réalisées avec un AG. La maximisation de la puissance du bus continu d'une part et la minimisation des ondulations de couple d'autre part ont abouti à des jeux de paramètres différents (angles d'allumage et d'extinction). Un AG Pareto multi-critère est alors utilisé en vue de déterminer un ensemble de configurations optimales.

La minimisation des ondulations de couple est ensuite abordée en comparant deux TSF, l'une de forme trapézoïdale et l'autre de forme asymétrique. La forme asymétrique s'est montrée meilleure que la forme trapézoïdale avec une ondulation de couple pouvant être réduite de moitié. Des optimisations pour deux nombres de spires différents ont montré qu'une machine avec un faible nombre de spires permet de diminuer de façon significative les ondulations au prix d'une augmentation des pertes convertisseur.

Enfin, un schéma de régulation de la tension du bus continu est proposé. Le régulateur intègre une fonction « miroir » associée à un régulateur PI. Le suivi de consigne montre de bonnes performances avec un temps de réponse de l'ordre de la seconde. En effet, un régulateur lent permet d'imposer des courants de référence de forme rectangulaire qui maximisent la puissance extraite de la machine.

Le chapitre suivant sera consacré à la validation du principe de certaines lois de commande établies dans ce chapitre sur un banc d'essais expérimental comprenant une MRV 6/4.



## Chapitre 4

# Étude expérimentale

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>135</b>
<b>4.2</b>	<b>Dispositif expérimental</b>	<b>136</b>
4.2.1	Banc d'essais	136
4.2.2	Procédures de démarrage	138
4.2.3	Machine 6/4	139
<b>4.3</b>	<b>Étude de la régulation du courant de phase</b>	<b>144</b>
4.3.1	Présentation des essais	144
4.3.2	Analyse des formes d'ondes	146
4.3.3	Amorçage de la GRV	146
4.3.4	Comparaisons des résultats expérimentaux avec les simulations	151
<b>4.4</b>	<b>Étude de la régulation de la tension du bus continu</b>	<b>155</b>
4.4.1	Calcul du régulateur	155
4.4.2	Comparaison des résultats expérimentaux et des simulations	155
<b>4.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>159</b>

---

### 4.1 Introduction

Le banc d'essais met en œuvre une MRV couplée à une MCC. La MRV 48/64 étudiée aux chapitres 2 et 3 n'a pu être construite. L'étude expérimentale est alors effectuée sur MRV 6/4 dimensionnée au laboratoire IREENA [ZAI 99]. Les MRV 48/64 et 6/4 ont le même principe de fonctionnement, aussi ce chapitre a deux objectifs : vérifier la modélisation par éléments finis et les algorithmes de commande établis au chapitre 3.

La figure 4.2 montre une photo du banc d'essais. On se propose de réguler la MCC en vitesse et de tester les algorithmes de commande établis au chapitre 3 (figure 4.1). La commande avec des courants de référence rectan-

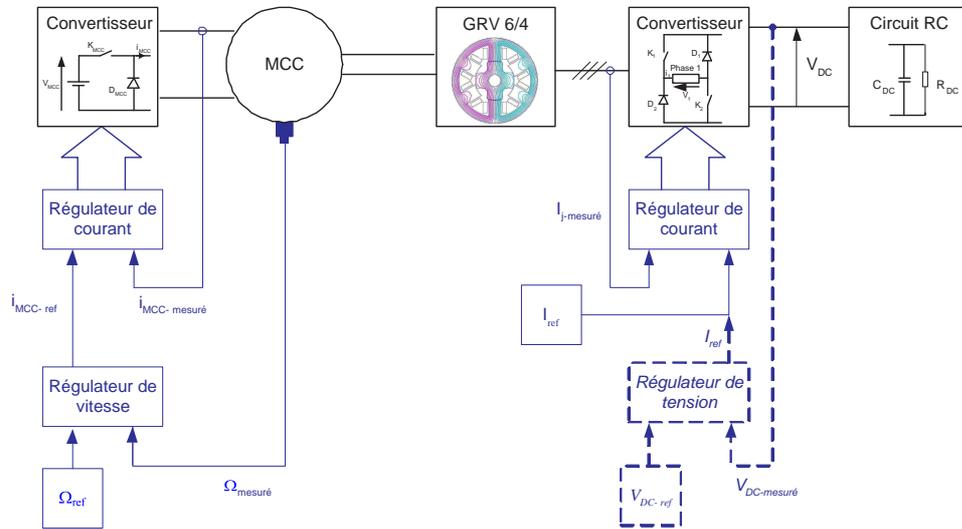


FIG. 4.1 – Schéma de commande simplifié du dispositif expérimental

gulaires ainsi que la régulation en tension du bus continu sont testées. Le courant de référence  $I_{ref}$  est imposé à la valeur désirée pour le test de la boucle de courant. Pour le test de la boucle de régulation de tension (en pointillés sur la figure 4.1), c'est le régulateur qui impose une valeur  $I_{ref}$  à la boucle de courant.

Le convertisseur de la GRV débite sur un circuit  $RC$ . La GRV est destinée à fonctionner en mode auto-excité, aussi la source de tension externe a pour rôle d'amorcer la GRV avant d'être déconnectée en régime permanent. Une procédure de démarrage et les formes d'ondes de courants sont aussi étudiées.

## 4.2 Dispositif expérimental

### 4.2.1 Banc d'essais

Le banc expérimental dimensionné, réalisé et mis en œuvre au laboratoire est composé des éléments suivants (figure 4.3) :

- La MRV 6/4 d'étude (3 kW).
- Une MCC de 3 kW.
- Un convertisseur triphasé (demi-pont asymétrique en H) associé à la MRV 6/4.
- Un condensateur sur le bus continu ( $C_{DC} = 1.85 \text{ mF}$ ).
- Une résistance de charge variable sur le bus continu ( $R_{DC} \in [50; 500] \Omega$ ).
- Un hacheur dévolteur associé à la MCC.
- Un codeur de position absolue fixé à la MCC (résolution 12 bits).
- Trois capteurs de courant de phase sur la MRV 6/4.
- Un capteur de courant d'induit sur la MCC ( $i_{MCC}$ ).

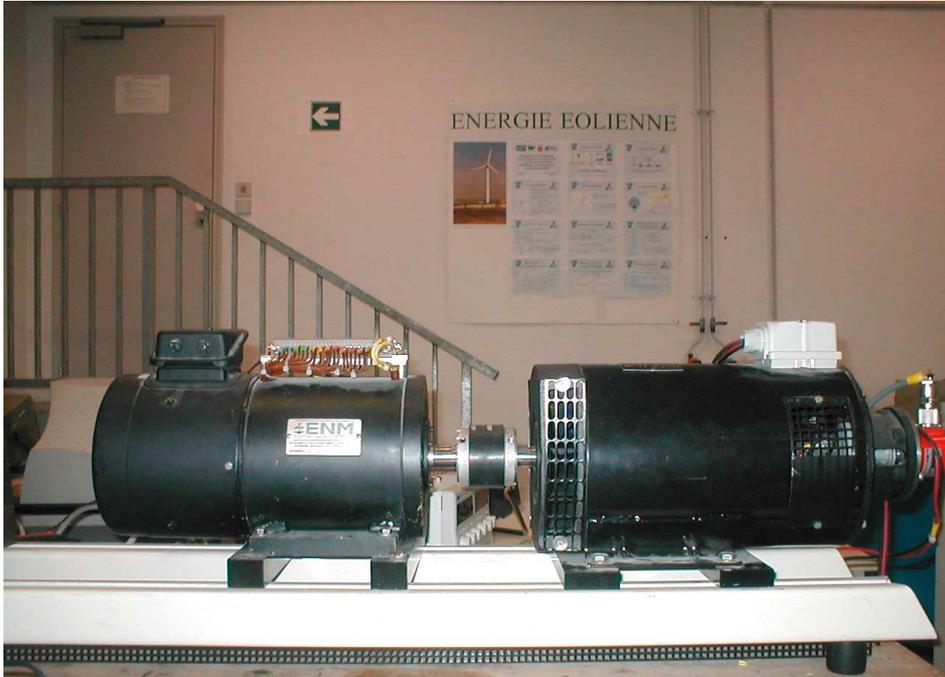


FIG. 4.2 – Banc expérimental avec la MRV d'étude (gauche) couplée à une MCC (droite)

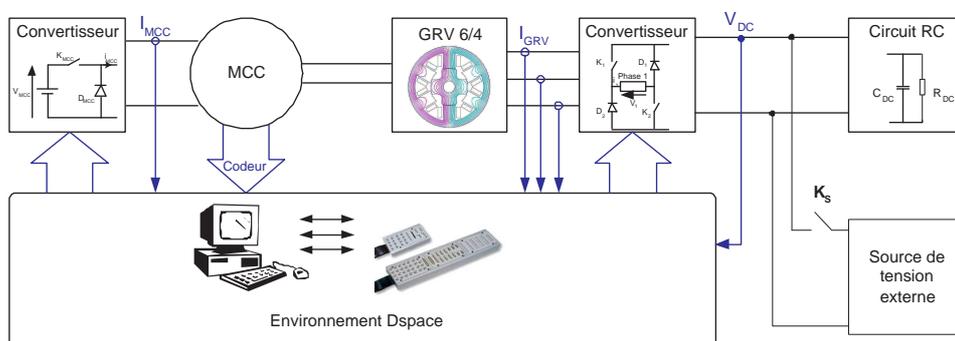


FIG. 4.3 – Synoptique du banc expérimental

- Un capteur de tension du bus continu  $V_{DC}$ .
- Une carte Dspace 1103.
- Un ordinateur équipé de Matlab Simulink et Control Desk.
- Une source de tension continue variable (0 V à 300 V) dédiée à l'amorçage de la GRV.
- Une source de tension continue variable (0 V à 300 V) en vue d'alimenter le hacheur dévolteur associé à la MCC.

L'interfaçage logiciel/matériel est réalisé avec la carte DS 1103. Cette carte est gérée par un processeur PowerPC 604e cadencé à 400 MHz. Elle dispose notamment de quatre voies d'entrées/sorties numériques sur 8 bits et de vingt entrées/sorties analogiques.

**Les entrées numériques** servent à exploiter la mesure de position sur 12 bits. Les sorties numériques sont utilisées afin d'envoyer les signaux de commande au hacheur dévolteur associé à la MCC (1 bit) et au demi-pont en H triphasé d'autre part (3\*2bits soit 1 bit par interrupteur commandable). La carte Dspace gère les entrées-sorties numériques avec un niveau de tension de 0 – 5 V. Or le capteur de position, ainsi que les cartes de commande rapprochée (dévolteur de la MCC et onduleur triphasé de la MRV) fonctionnent en 0 – 15 V. Une carte d'interfaçage a donc été conçue pour adapter les niveaux de tension.

**Les entrées analogiques** gèrent la mesure du courant de l'induit de la MCC, des trois courants de phase de la MRV et de la tension du bus continu  $V_{DC}$ .

La période d'échantillonnage est choisie égale à  $T_e = 100 \mu s$ .

La tension d'alimentation du hacheur dévolteur associé à la MCC est fixée à 200 V. La commande de la MCC est réalisée à l'aide de deux régulateurs PI imbriqués : le régulateur de la boucle interne a pour rôle de réguler le courant d'induit  $i_{MCC}$  tandis que le régulateur de la boucle externe régule la vitesse de rotation  $\Omega$  (figure 4.1).

## 4.2.2 Procédures de démarrage

### Magnétisation avec une source externe

La procédure de démarrage permettant de magnétiser la GRV, est réalisée selon les étapes suivantes :

1. La régulation en vitesse de la MCC est activée.
2. Une fois la vitesse de rotation de référence  $\Omega_{ref}$  atteinte, une tension est appliquée sur le bus continu par la source de tension externe ( $K_s$  fermé, cf. figure 4.3).
3. La régulation de courant de la GRV est mise en fonctionnement et lorsque la tension du bus continu est établie, la source de tension ex-

terne est éteinte (interrupteur  $K_S$  ouvert) et la GRV fonctionne en régime auto-excité. L'énergie de magnétisation initiale est prélevée à la source de tension externe.

### Magnétisation avec le condensateur $C_{DC}$ pré-chargé

Il est aussi possible de précharger le condensateur  $C_{DC}$  pour démarrer la GRV. Dans ce cas la procédure de démarrage est la suivante :

1. La régulation en vitesse de la MCC est activée.
2. Une fois la vitesse de rotation de référence atteinte, une tension est appliquée sur le bus continu par la source de tension externe afin de charger le condensateur  $C_{DC}$ .
3. Quand le condensateur est chargé, la source de tension extérieure est retirée (interrupteur  $K_S$  ouvert).
4. La régulation de la GRV est mise en fonctionnement. L'énergie de magnétisation est puisée dans le condensateur préchargé.

### 4.2.3 Machine 6/4

#### Dimensions

La GRV 6/4 a été dimensionnée au laboratoire IREENA par Mr Zaïm afin de pouvoir assurer la production simultanée de couple par 2 phases [ZAI 99] [ZAI 02]. Les dimensions sont données sur la figure 4.4.

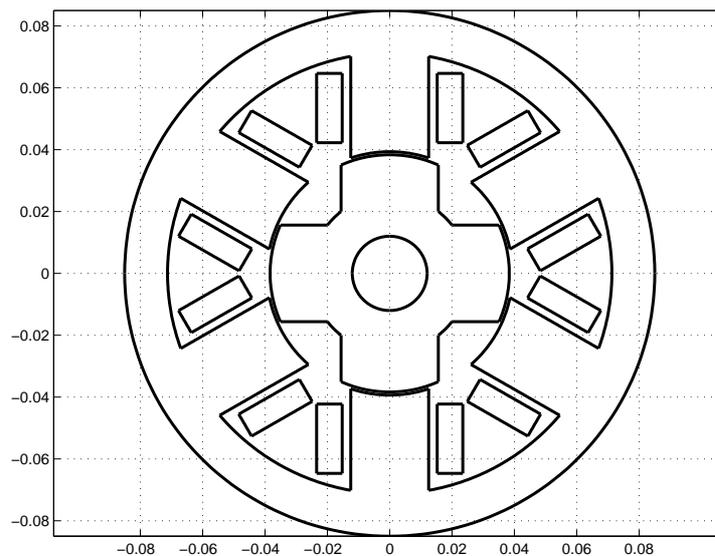


FIG. 4.4 – Coupe de la MRV 6/4 (dimensions en mètres)

Chaque plot est composé de 2 bobines de 50 spires qui peuvent être montées en série ou en parallèle. Il est ainsi possible d'obtenir 50 spires par plot soit 100 spires par phase ou bien 100 spires par plot soit 200 spires par phase. Les manipulations sont effectuées avec 200 spires par phase.

La longueur de la machine est de  $0.125\text{ m}$ . La résistance de la phase mesurée à chaud avec le câble d'alimentation est de  $R = 1.08\ \Omega$ .

### Modélisation externe par la MEF

Comme effectué au chapitre 3 pour la MRV 48/64, la machine 6/4 est modélisée par la MEF puis approximée par la méthode de Kriegeage en vue de la modélisation externe. La courbe de saturation de la tôle de la MRV 6/4 est donnée sur la figure 4.5.

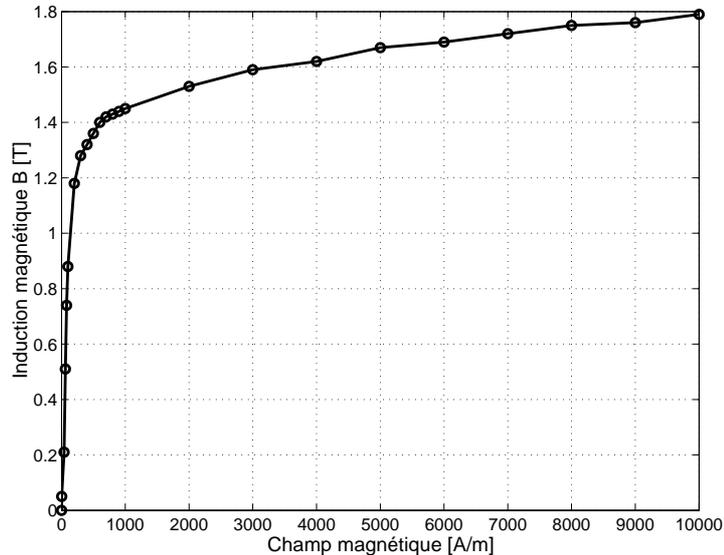


FIG. 4.5 – Courbe de saturation de la tôle FeV 400 - 50 HA

Le réseau de flux est calculé par la méthode des éléments finis (cf. 2.3). La méthode d'approximation par Kriegeage est appliquée à la machine 6/4 (cf. 3.2.1 et 3.2.2).

Le réseau de flux  $\phi(I, \theta)$  est présenté en figure 4.6 pour 100 spires par plot soit 200 spires par phase. Afin de limiter les « effets de bord », le réseau de flux  $\phi(I, \theta)$  calculé est dupliqué par symétrie sur chacune des extrémités du réseau d'origine (figure 4.6) comme présenté sur la figure 4.7.

Les réseaux d'inductance dynamique  $L_{dyn}(I, \theta)$  sont présentés sur les figures 4.8 et 4.9. Le couple  $\Gamma(I, \theta)$  est montré sur la figure 4.10.

D'un point de vue qualitatif, la machine est saturée puisqu'à partir d'un courant d'environ  $6\text{ A}$  soit le tiers du courant maximum, l'inductance en conjonction n'est plus constante. Cependant, contrairement à la MRV

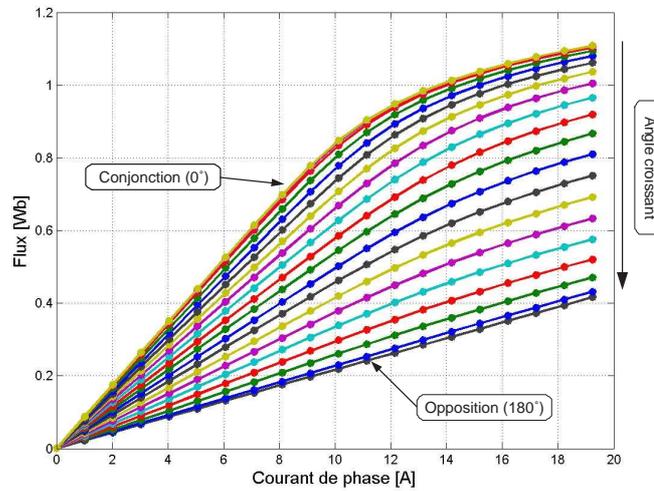


FIG. 4.6 – Caractéristiques de flux  $\phi(I, \theta)$  calculées par la méthode des éléments finis - MRV 6/4

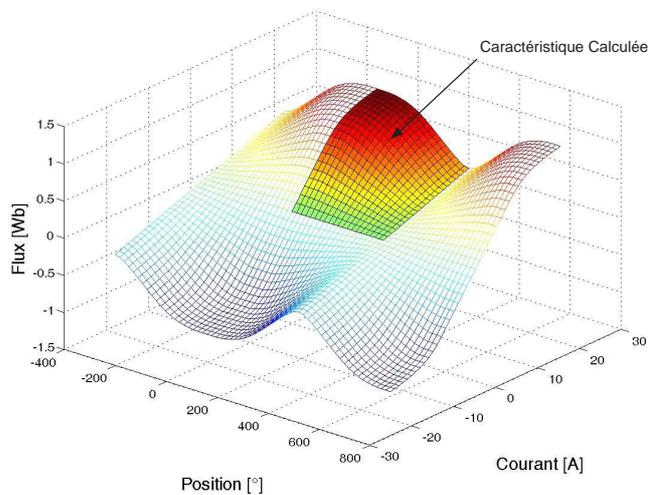


FIG. 4.7 – Caractéristiques de flux  $\phi(I, \theta)$  augmentées afin de limiter les effets de bord - MRV 6/4

étudiée au chapitre précédent, l'inductance en opposition reste constante même pour un fort courant. A partir de 17 A, l'inductance dynamique en conjonction devient inférieure à l'inductance en opposition (figure 4.9). En effet, la saturation de la machine conduit à une pente du flux plus faible en conjonction qu'en opposition (figure 4.6).

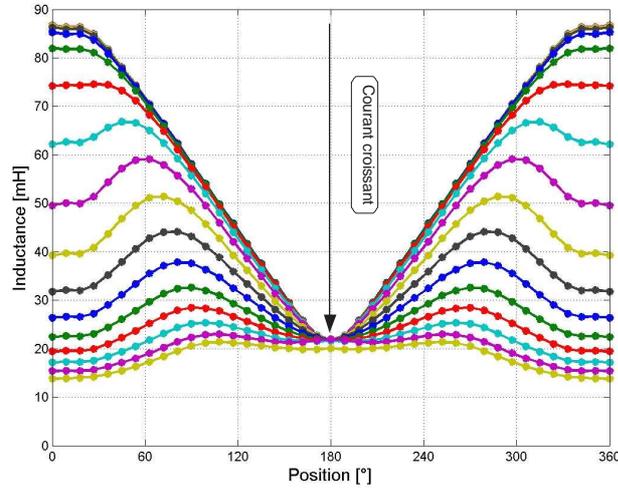


FIG. 4.8 – Inductance dynamique  $L_{dyn}$  en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase - MRV 6/4

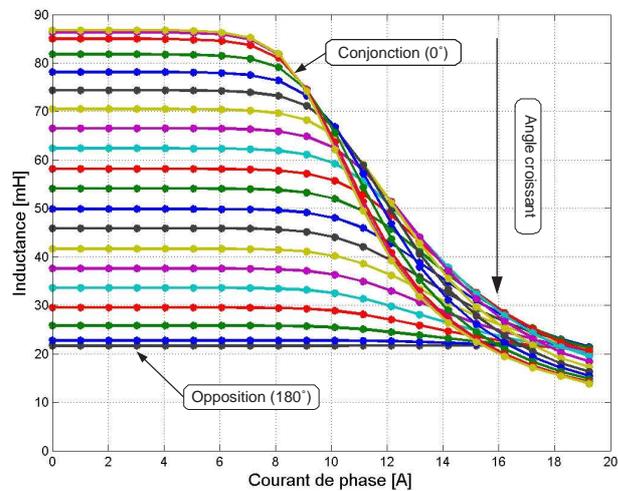


FIG. 4.9 – Inductance dynamique  $L_{dyn}$  en fonction du courant de phase pour différentes positions du rotor - MRV 6/4

Les inductances en positions de conjonction et d'opposition sont respectivement de 86 mH et 22 mH en régime linéaire. Les simulations réalisées avec le code de calcul EFL2EP et le mailleur IDEAS 11 par Mr Ramdane [RAM 05] donnent des valeurs d'inductances en positions de conjonction et d'opposition très proches (85 mH et 22 mH).

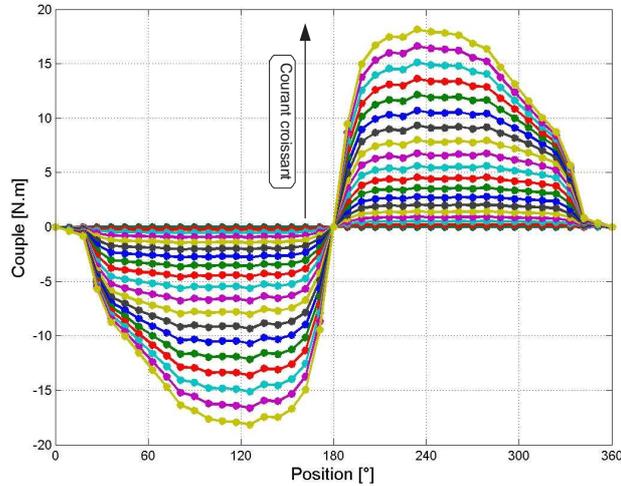


FIG. 4.10 – Couple en fonction de la position du rotor pour différents courants de phase - MRV 6/4

### Détermination expérimentale de l'inductance en régime linéaire

Des essais sont effectués afin d'identifier en régime linéaire l'évolution l'inductance en fonction de la position. Pour une positions donnée du rotor, une phase est alimentée par une tension sinusoïdale à  $50\text{ Hz}$ . L'inductance se calcule alors à partir de la tension  $U$  et du courant  $I$  de phase avec l'équation suivante :

$$L_{dyn} = \frac{\sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - R^2}}{2\pi f} \quad (4.1)$$

Avec  $R$  la résistance de phase et  $f$  la fréquence d'alimentation.

On notera que la tension est fixée à  $40\text{ V}$  afin de ne pas dépasser un courant de phase de  $5\text{ A}$  et donc de rester en régime de fonctionnement linéaire.

La figure 4.11 montre l'évolution des inductances mesurées et calculées par la MEF en fonction de la position du rotor. Les inductances mesurées en conjonction et en opposition sont de  $80.2\text{ mH}$  et  $24.4\text{ mH}$  soit une erreur relative de respectivement  $6.7\%$  et  $9.8\%$  par rapport au calcul par la MEF.

Ces écarts peuvent provenir de la non-prise en considération des effets 3D (les calculs sont effectués en 2D). L'étude d'une MRV 6/4 a montré en effet que l'inductance calculée en 2D était sous estimé de  $13\%$  en conjonction et de  $30\%$  en opposition par rapport à l'inductance calculée en 3D [SOF 01].

Des essais ont été effectués en alimentant une phase par un échelon de tension et ont conduits à des résultats similaires.

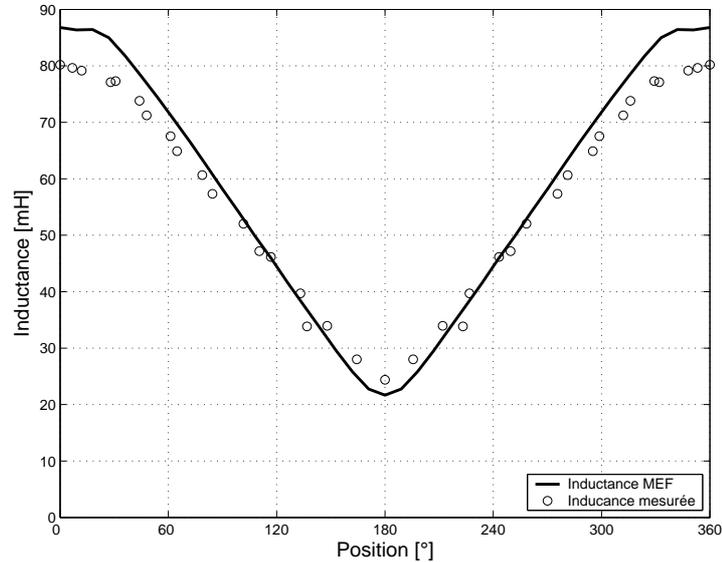


FIG. 4.11 – Inductances calculées et mesurées en fonction de la position en régime linéaire - MRV 6/4

### 4.3 Étude de la régulation du courant de phase

#### 4.3.1 Présentation des essais

Des essais expérimentaux sont réalisés avec différents courants de référence ( $I_{ref}$  variant de 2 A à 18 A) pour deux vitesses de rotation ( $\Omega = 100 \text{ rd/s}$  et  $\Omega = 150 \text{ rd/s}$ ) et pour deux résistances de charge  $R_{DC}$  (308  $\Omega$  et 240  $\Omega$ ). Deux jeux de paramètres de commande sont testés : ( $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ ) et ( $\theta_{on} = 20^\circ$ ,  $\theta_{off} = 160^\circ$ ). Les angles de commande ( $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ ) permettent de ne pas avoir de conduction simultanée de deux phases. Ainsi, la saturation croisée qui n'est pas prise en compte dans le modèle développé n'apparaît pas. Les essais avec ( $\theta_{on} = 20^\circ$ ,  $\theta_{off} = 160^\circ$ ) permettront d'évaluer l'influence de ce phénomène.

Les essais suivants sont réalisés avec  $I_{ref}$  variant de 2 A à 18 A :

- $R_{DC} = 308 \Omega$ ,  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$ , ( $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ )
- $R_{DC} = 308 \Omega$ ,  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$ , ( $\theta_{on} = 20^\circ$ ,  $\theta_{off} = 160^\circ$ )
- $R_{DC} = 240 \Omega$ ,  $\Omega = 200 \text{ rd/s}$ , ( $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ )
- $R_{DC} = 240 \Omega$ ,  $\Omega = 200 \text{ rd/s}$ , ( $\theta_{on} = 20^\circ$ ,  $\theta_{off} = 160^\circ$ )

La vitesse de rotation est imposée par l'intermédiaire de la commande de la MCC et les angles de commande sont donnés au régulateur de courant de la MRV. La tension du bus n'est pas régulée, pour chaque point de fonctionnement elle tend vers une valeur différente.

On notera que pour une résistance de bus  $R_{DC}$  constante, la tension du

$I_{ref}$ [A]	$V_{DC}$ [V]	
	$(\theta_{on} = 40^\circ \text{ et } \theta_{off} = 120^\circ)$	$(\theta_{on} = 20^\circ \text{ et } \theta_{off} = 160^\circ)$
2	44	50
4	86	110
6	128	173
8	180	235
10	209	294
12	253	357
14	306	415
16	348	464
18	383	504

TAB. 4.1 – Valeurs expérimentales de  $V_{DC}$  pour  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$  et  $R_{DC} = 308 \Omega$

$I_{ref}$ [A]	$V_{DC}$ [V]	
	$(\theta_{on} = 40^\circ \text{ et } \theta_{off} = 120^\circ)$	$(\theta_{on} = 20^\circ \text{ et } \theta_{off} = 160^\circ)$
2	0	77
4	122	161
6	185	236
8	249	329
10	304	417
12	356	497
14	404	568
16	449	635
18	516	/

TAB. 4.2 – Valeurs expérimentales de  $V_{DC}$  pour  $\Omega = 200 \text{ rd/s}$  et  $R_{DC} = 240 \Omega$

bus  $V_{DC}$  est à l'image de la puissance débitée dans la charge.

Les mesures de la tension du bus continu  $V_{DC}$  sont présentées dans les tableaux 4.1 et 4.2.

On remarque naturellement que plus le courant de référence est grand et plus la tension du bus continu est importante. La même tendance est observée avec la vitesse de rotation.

Le jeu de paramètres de commande ( $\theta_{on} = 20^\circ$  et  $\theta_{off} = 160^\circ$ ) donne des tensions de bus supérieures au jeu ( $\theta_{on} = 40^\circ$  et  $\theta_{off} = 120^\circ$ ). En effet, la durée de conduction est plus grande pour  $\theta_{on} = 20^\circ$  et  $\theta_{off} = 160^\circ$  que pour  $\theta_{on} = 40^\circ$  et  $\theta_{off} = 120^\circ$  ( $80^\circ$  contre  $140^\circ$ ), ce qui conduit à un couple plus grand et donc une puissance débitée plus importante.

### 4.3.2 Analyse des formes d'ondes

On se propose d'analyser les formes d'onde de courant, et de tension de phase pour deux vitesses de rotation ( $\Omega = 100 \text{ rd/s}$  et  $\Omega = 200 \text{ rd/s}$ ), deux résistances de charge ( $R_{DC} = 308 \text{ } \Omega$  et  $R_{DC} = 240 \text{ } \Omega$ ) et une référence de courant de phase de  $16 \text{ A}$ .

Les deux jeux d'angles de commande sont :

- ( $\theta_{on} = 40^\circ$  et  $\theta_{off} = 120^\circ$ ) : Il n'y a pas conduction simultanée de plusieurs phases. Les effets de mutuelles et de saturation croisée sont donc faibles.
- ( $\theta_{on} = 20^\circ$  et  $\theta_{off} = 160^\circ$ ) : Il a y conduction simultanée de plusieurs phases conduisant à des effets de mutuelles et de saturations croisées.

**Point de fonctionnement** : ( $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ ),  $R_{DC} = 240 \text{ } \Omega$ ,  $\Omega = 200 \text{ rd/s}$

La figure 4.12 montre les trois courants de phase, avec le courant de la phase 1 en gras ainsi que sa référence en pointillés. L'ordre de commande des interrupteurs et la tension de la phase 1 sont aussi présentés. On remarque que les formes de courant sont indépendantes les unes des autres. Cependant, avec l'hypothèse des phases indépendantes magnétiquement, la tension de phase devrait être nulle lorsque le courant de phase est nul.

Or, on observe une faible tension de phase non-nulle variant de plus ou moins  $40 \text{ V}$  alors que le courant de phase et l'ordre de commande sont nuls.

Les effets de mutuelles ne sont donc pas inexistantes comme supposé dans le modèle théorique.

**Point de fonctionnement** : ( $\theta_{on} = 20^\circ$ ,  $\theta_{off} = 160^\circ$ ),  $R_{DC} = 308 \text{ } \Omega$ ,  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$

La figure 4.13 montre les trois courants de phase, avec le courant de la phase 1 en gras ainsi que sa référence en pointillés. L'ordre de commande des interrupteurs et la tension de la phase 1 sont aussi présentés.

On observe aussi une faible tension de phase non-nulle variant de plus ou moins  $50 \text{ V}$  alors que le courant de phase et l'ordre de commande sont nuls. Les variations de la tension de la phase 1 suivent les commutations des deux autres phases.

On notera cependant que la variation de la tension de la phase 1 s'effectue sous un courant de phase nul, il n'y donc pas de puissance échangée avec le convertisseur.

### 4.3.3 Amorçage de la GRV

Le démarrage de la GRV en mode auto-excité par une source externe est abordé.

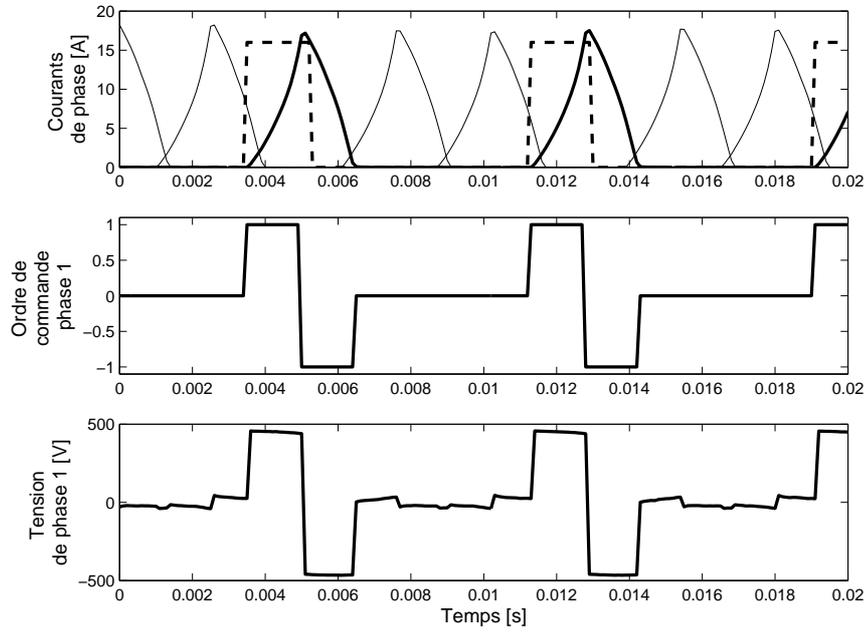


FIG. 4.12 – Courants de phase, ordres de commande et tension de phase expérimentaux pour  $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ ,  $\Omega = 200 \text{ rd/s}$ ,  $R_{DC} = 240 \Omega$

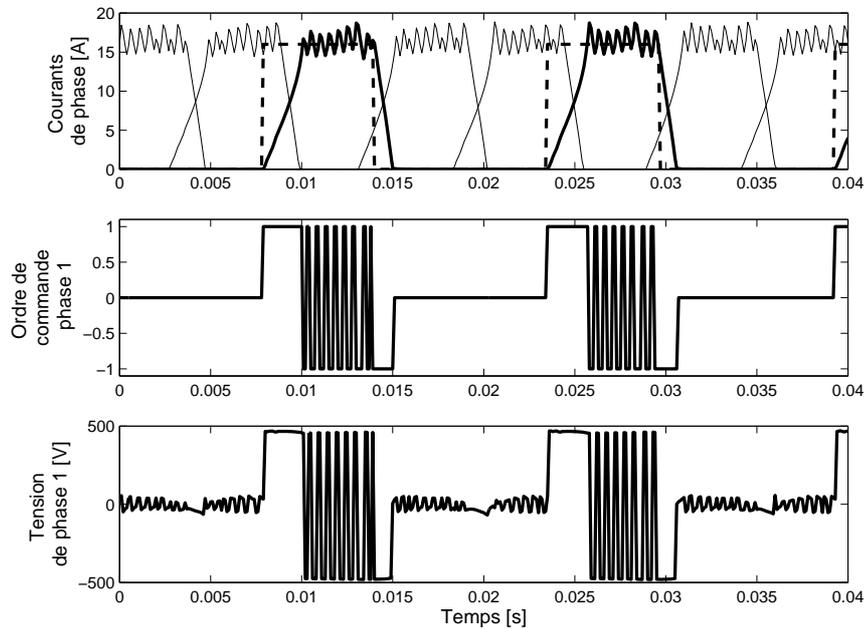


FIG. 4.13 – Courants de phase, ordres de commande et tension de phase expérimentaux pour  $\theta_{on} = 20^\circ$ ,  $\theta_{off} = 160^\circ$ ,  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$ ,  $R_{DC} = 308 \Omega$

On se propose de déterminer la tension de la source externe minimale pour amorcer la GRV. Deux tensions d'alimentation de la source externe sont étudiées  $V_{DCo}$ , à savoir  $V_{DCo} = 20 V$  et  $V_{DCo} = 26 V$ . L'une de ces valeurs permet d'amorcer la machine, l'autre non.

La résistance  $R_{DC}$  est de  $308 \Omega$ .

On rappelle que la procédure de démarrage qui doit permettre de magnétiser la GRV, suit les étapes suivantes :

1. La régulation en vitesse de la MCC est activée avec une référence de  $\Omega_{ref} = 100 \text{ rd/s}$ .
2. Une fois la vitesse de rotation de référence atteinte, une tension  $V_{DCo}$  est appliquée sur le bus continu par la source de tension externe (interrupteur  $K_s$  ouvert).
3. La régulation en courant de la GRV est mise en fonctionnement avec une référence  $I_{ref}$  de  $10 A$  et les angles de commande ( $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ ). Lorsque le régime permanent est atteint, la source de tension externe est éteinte (interrupteur  $K_s$  ouvert) et la GRV fonctionne en régime auto-excité.

#### Tension d'alimentation de la source externe $V_{DCo} = 26 V$

La vitesse de rotation est préalablement réglée à  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$  et la tension du bus continue est fixée à  $V_{DCo} = 26 V$ . A l'instant noté « Amorçage », la régulation en courant est activée.

La figure 4.14 montre la tension du bus continu  $V_{DC}$  et le courant dans une phase de la machine.

On remarque que la tension du bus continu croît jusqu'à  $209 V$  et que les courants passent de  $2 A$  au  $10 A$  de référence au régime permanent. On notera que l'on retrouve les valeurs données dans le tableau 4.1 puisque pour  $I_{ref} = 10 A$ ,  $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ , et  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$ , la valeur de  $V_{DC}$  est de  $209 V$ .

La source de tension externe est éteinte (« Ouverture  $K_s$  ») lorsque le régime permanent est atteint. La machine fonctionne alors en régime auto-excité. On constate que l'ouverture de  $K_s$  influe très peu sur le bus continu.

#### Tension d'alimentation de la source externe $V_{DCo} = 20 V$

La vitesse de rotation est préalablement réglée à  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$  et la tension du bus continu est fixée à  $V_{DCo} = 20 V$ .

La figure 4.15 montre la tension du bus continu  $V_{DC}$  et le courant dans une phase de la machine.

A l'instant noté « Amorçage », la régulation en courant est activée. Contrairement à l'essai avec  $V_{DCo} = 26 V$  la tension du bus ne monte pas et le courant de phase reste inférieur à  $2 A$ , ce qui est loin des  $10 A$

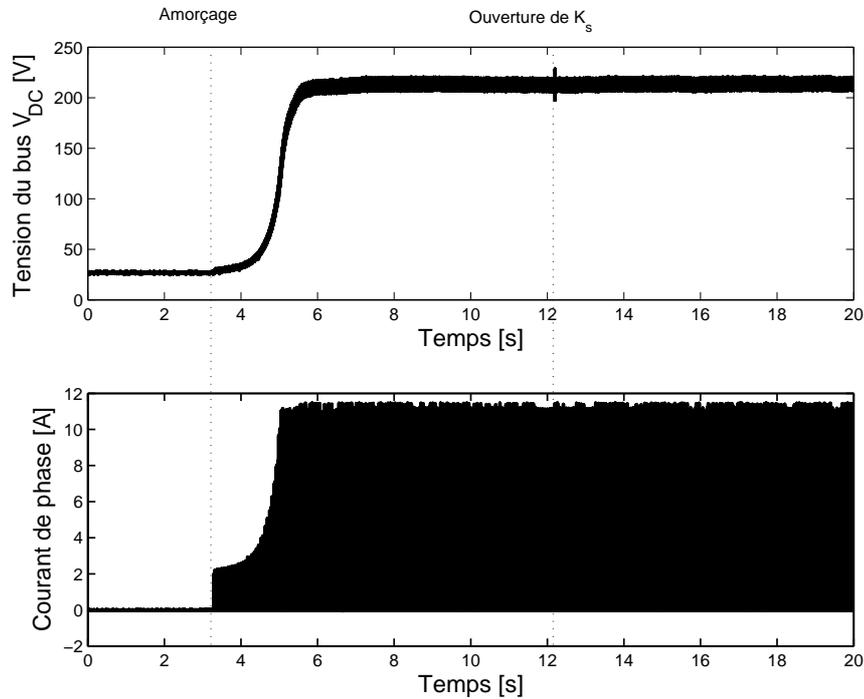


FIG. 4.14 – Démarrage de la GRV avec une tension initiale de 26 V

de référence. La machine n'est pas suffisamment magnétisée pour fonctionner en excitation séparée. En effet, lorsque la source de tension externe est coupée (ouverture de  $K_s$ ), le courant de phase et la tension de bus  $V_{DC}$  baissent jusqu'à zéro.

#### Tension d'alimentation de la source externe $V_{DCo} = 252 V$

On se propose de montrer un essai de démarrage de la GRV pour une tension initiale  $V_{DCo} = 252 V$ . La vitesse de rotation est préalablement réglée à  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$ , la régulation en courant est activée (instant noté « Amorçage »).

On a vu que les paramètres de commande de la boucle de courant choisis conduisent à une tension du bus continu en régime permanent  $V_{DC-perm}$  de 209 V pour un fonctionnement en auto-excité. Dans les deux cas envisagés précédemment, la tension d'alimentation de la source extérieure était inférieure à cette tension  $V_{DC-perm}$ .

La figure 4.16 montre l'évolution de la tension du bus continu. A l'instant noté « Ouverture de  $K_s$  », la source extérieure est coupée via l'interrupteur  $K_s$  (cf. figure 4.3). On remarque que la tension du bus continu décroît jusqu'à la tension  $V_{DC-perm}$  à environ  $t = 12 \text{ s}$ . La GRV fonctionne alors en auto-excité.

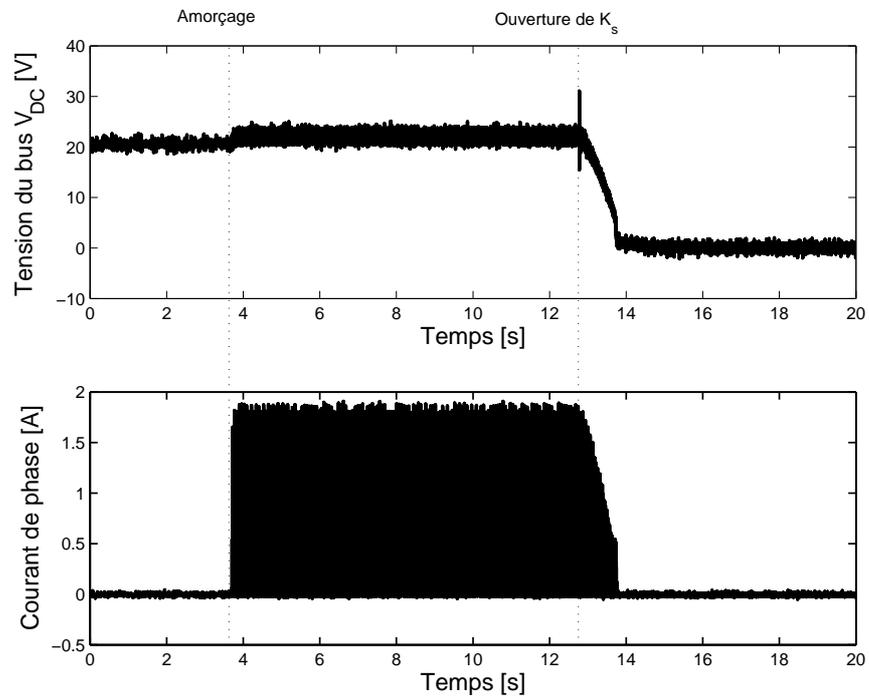


FIG. 4.15 – Démarrage de la GRV avec une tension initiale de 20 V

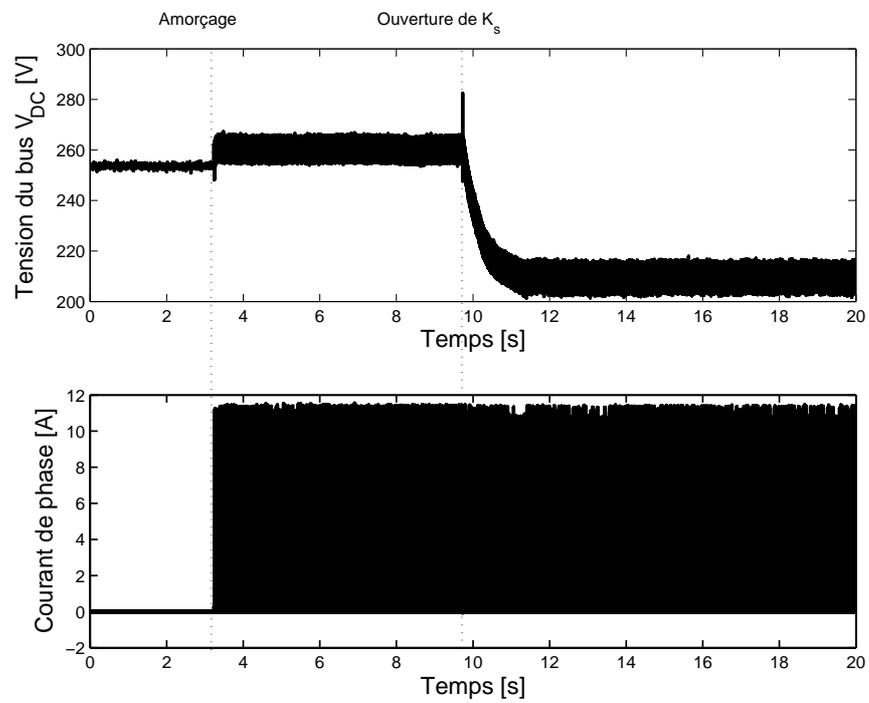


FIG. 4.16 – Démarrage de la GRV avec une tension initiale de 252 V

Afin d'amorcer la GRV en fonctionnement auto-excité, une source de tension extérieure doit être connectée au bus continu. La tension de cette source extérieure  $V_{DCo}$  peut être supérieure ou inférieure à la tension en régime permanent  $V_{DC-perm}$  de la GRV auto-excité. Dans le cas où  $V_{DCo} > V_{DC-perm}$ , la GRV s'amorce toujours (si la GRV est amorçable au point de fonctionnement considéré). Cependant, dans le cas  $V_{DCo} < V_{DC-perm}$ , une tension  $V_{DCo}$  minimale est nécessaire à l'amorçage. Les essais ont montrés que pour le point de fonctionnement considéré ( $\Omega = 100 \text{ rd/s}$ ,  $I_{ref} = 10 \text{ A}$ ,  $R_{DC} = 308 \text{ } \Omega$ ,  $C_{DC} = 1.85 \text{ mF}$ ), une tension initiale  $V_{DCo} = 26 \text{ V}$  est suffisante alors que  $V_{DCo} = 20 \text{ V}$  ne l'est pas. On notera que la tension minimale de la source externe est faible, une batterie pourrait être utilisée pour l'amorçage

L'amorçage dépend des paramètres suivants :

- La résistance de charge  $R_{DC}$ .
- Le condensateur du bus continu  $C_{DC}$ .
- Les paramètres de commande de la boucle de courant ( $I_{ref}$ ,  $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ ).
- La vitesse de rotation  $\Omega$ .

#### 4.3.4 Comparaisons des résultats expérimentaux avec les simulations

##### Étude quantitative

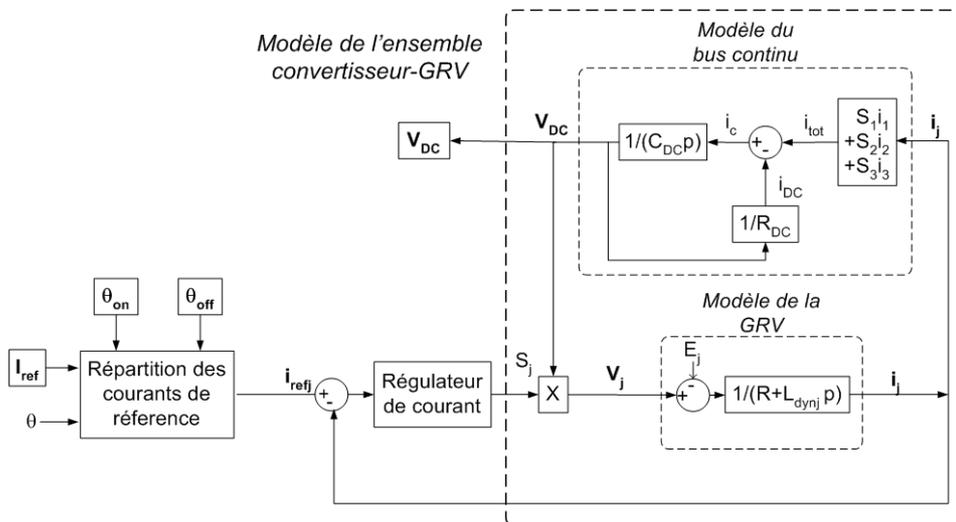


FIG. 4.17 – Synoptique de la régulation en courant avec prise en compte de l'équation du bus continu

La tension du bus continu est déterminée en tenant compte du condensateur de bus  $C_{DC}$  et de la résistance  $R_{DC}$  de charge à partir de l'équation

3.18. Le schéma de simulation est présenté en figure 4.17.

La figure 4.18 et les tableaux 4.3 et 4.4 montrent les valeurs de tension du bus  $V_{DC}$  mesurées et simulées. On remarque que la simulation et l'expérimentation donnent des tensions  $V_{DC}$  proches quelque soit le point de fonctionnement considéré. Des écarts acceptables ressortent entre les courbes expérimentales et simulées. Ces écarts peuvent provenir des hypothèses de calcul de la simulation par élément finis (effets 3D non pris en compte, hypothèse d'indépendance magnétique des phases).

On remarque que les résultats de simulation et expérimentaux sont proches pour les deux jeux d'angle de commande. L'hypothèse d'indépendance des phases est donc justifiée.

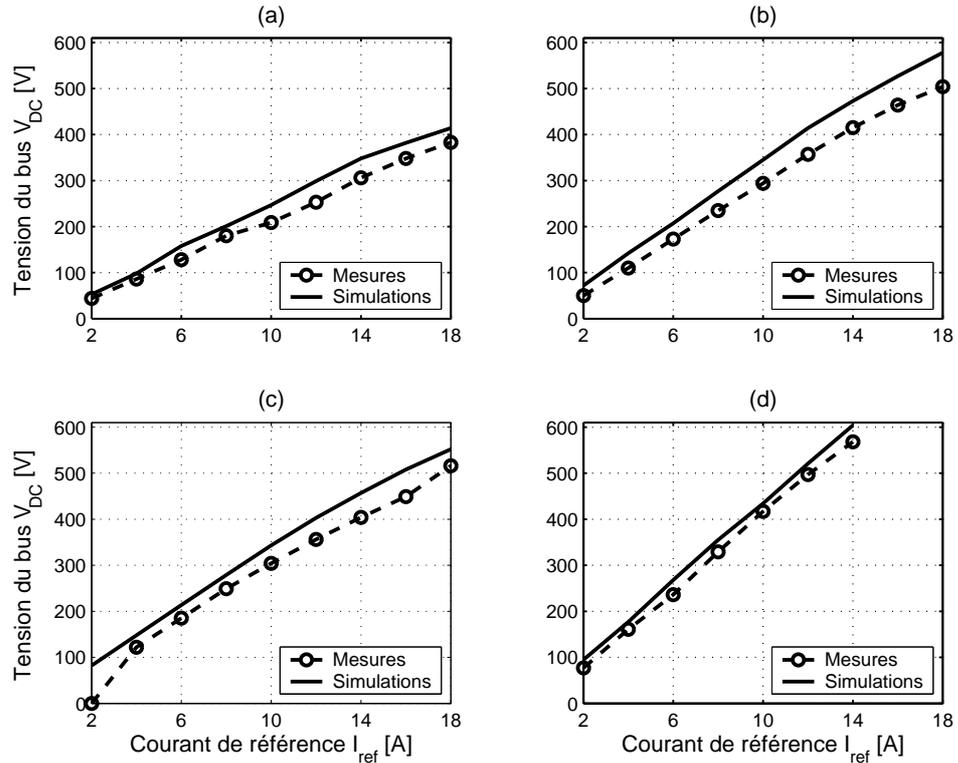


FIG. 4.18 – Comparaison des valeurs expérimentales et simulées de  $V_{DC}$  en fonction du courant de référence  $I_{ref}$ .  
 (a) :  $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ ,  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$ ,  $R_{DC} = 308 \ \Omega$ ,  
 (b) :  $\theta_{on} = 20^\circ$ ,  $\theta_{off} = 160^\circ$ ,  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$ ,  $R_{DC} = 308 \ \Omega$ ,  
 (c) :  $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ ,  $\Omega = 200 \text{ rd/s}$ ,  $R_{DC} = 240 \ \Omega$ ,  
 (d) :  $\theta_{on} = 20^\circ$ ,  $\theta_{off} = 160^\circ$ ,  $\Omega = 200 \text{ rd/s}$ ,  $R_{DC} = 240 \ \Omega$

$I_{ref}$ [A]	$V_{DC}$ [V] $\theta_{on} = 40^\circ$ $\theta_{off} = 120^\circ$ Mesuré	$V_{DC}$ [V] $\theta_{on} = 40^\circ$ $\theta_{off} = 120^\circ$ Simulé	$V_{DC}$ [V] $\theta_{on} = 420^\circ$ $\theta_{off} = 160^\circ$ Mesuré	$V_{DC}$ [V] $\theta_{on} = 20^\circ$ $\theta_{off} = 160^\circ$ Simulé
2	44	53 [16%]	50	72 [30%]
4	86	98 [12%]	110	142 [22%]
6	128	158 [18%]	173	207 [16%]
8	180	201 [10%]	235	277 [15%]
10	209	247 [15%]	294	345 [14%]
12	253	299 [15%]	357	414 [13%]
14	306	348 [12%]	415	473 [12%]
16	348	382 [9%]	464	527 [11%]
18	383	414 [7%]	504	578 [12%]

TAB. 4.3 – Valeurs expérimentales et simulées de  $V_{DC}$  pour  $\Omega = 100$   $rd/s$  et  $R_{DC} = 308$   $\Omega$

$I_{ref}$ [A]	$V_{DC}$ [V] $\theta_{on} = 40^\circ$ $\theta_{off} = 120^\circ$ Mesuré	$V_{DC}$ [V] $\theta_{on} = 40^\circ$ $\theta_{off} = 120^\circ$ Simulé	$V_{DC}$ [V] $\theta_{on} = 20^\circ$ $\theta_{off} = 160^\circ$ Mesuré	$V_{DC}$ [V] $\theta_{on} = 20^\circ$ $\theta_{off} = 160^\circ$ Simulé
2	0	82 [/ %]	77	95 [18%]
4	122	148 [17%]	161	177 [9%]
6	185	213 [13%]	236	268 [12%]
8	249	279 [11%]	329	355 [7%]
10	304	343 [11%]	417	434 [4%]
12	356	403 [11%]	497	521 [5%]
14	404	457 [11%]	568	604 [6%]
16	449	508 [11%]	/	/
18	516	552 [7%]	/	/

TAB. 4.4 – Valeurs expérimentales et simulées de  $V_{DC}$  pour  $\Omega = 200$   $rd/s$  et  $R_{DC} = 240$   $\Omega$

### Étude qualitative

Les simulations et les relevés expérimentaux de courants de phase sont comparés pour les deux régimes de fonctionnement suivants :

- $\theta_{on} = 40^\circ$ ,  $\theta_{off} = 120^\circ$ ,  $\Omega = 200$   $rd/s$ ,  $R_{DC} = 240$   $\Omega$
- $\theta_{on} = 20^\circ$ ,  $\theta_{off} = 160^\circ$ ,  $\Omega = 100$   $rd/s$ ,  $R_{DC} = 308$   $\Omega$

La tension  $V_{DC}$  est de 220 V pour ( $\theta_{on} = 40^\circ$  et  $\theta_{off} = 120^\circ$ ) et 223 V pour ( $\theta_{on} = 20^\circ$  et  $\theta_{off} = 160^\circ$ ) (tableau 4.3 et 4.4).

Les résultats de simulation et expérimentaux sont présentés sur les figures 4.19 et 4.20. Les allures des courants sont très proches pour les deux points de

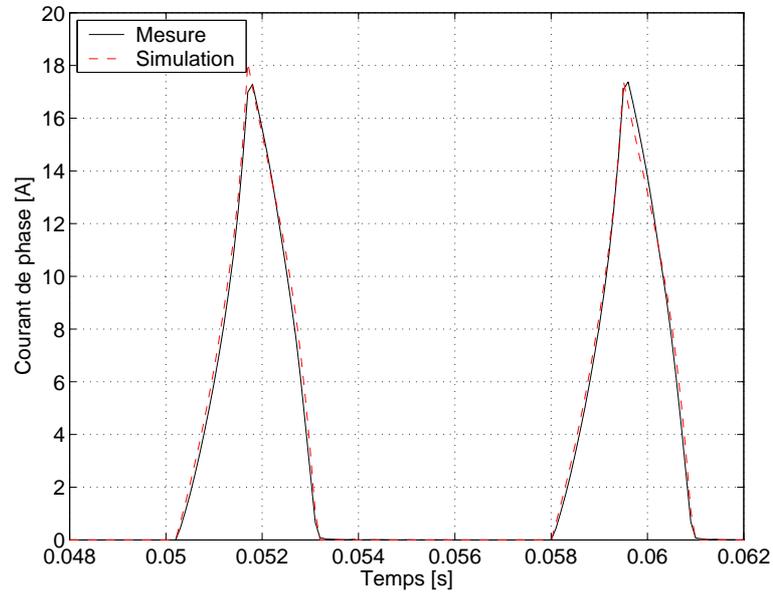


FIG. 4.19 – Comparaison des courants mesurés et simulés pour  $I_{ref} = 16 A$  et  $\Omega = 200 \text{ rd/s}$  ( $\theta_{on} = 40^\circ$  et  $\theta_{off} = 120^\circ$ ),  $R_{DC} = 240 \Omega$

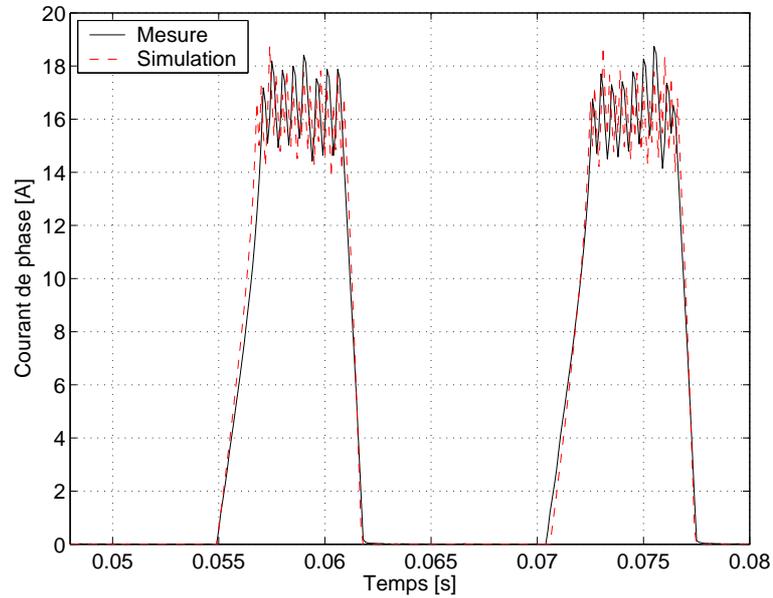


FIG. 4.20 – Comparaison des courants mesurés et simulés pour  $I_{ref} = 16 A$  et  $\Omega = 100 \text{ rd/s}$  ( $\theta_{on} = 20^\circ$  et  $\theta_{off} = 160^\circ$ ),  $R_{DC} = 308 \Omega$

fonctionnement. La figure 4.20 montre des commutations de courant autour de la valeur de référence (16 A) à des instants différents mais avec la même

amplitude.

Ces résultats confirment aussi que les inductances simulées sont peu éloignées des inductances réelles de la machine.

## 4.4 Étude de la régulation de la tension du bus continu

Le schéma de régulation du bus continu étudié dans la partie 3.6 est appliqué et testé sur la MRV 6/4.

### 4.4.1 Calcul du régulateur

Le calcul des coefficients  $K_p$  et  $T_i$  du régulateur PI s'effectue à partir des équations suivantes :

$$\begin{cases} K_p = 2 z \omega_n C_{DC} \\ T_i = \frac{2z}{\omega_n} \end{cases} \quad (4.2)$$

La bande passante de la régulation est fixée à une valeur de 2 Hz et le coefficient d'amortissement  $z$  est posé égal à 0.707 en vue d'obtenir une réponse rapide avec un faible dépassement. Avec un condensateur de bus continu  $C_{DC}$  de 1.85 mF, les paramètres du correcteur PI sont :

$$\begin{cases} K_p = 46.5 \cdot 10^{-3} \\ T_i = 112 \text{ ms} \end{cases} \quad (4.3)$$

Le coefficient  $\frac{dL}{d\theta}$  peut s'approximer de la façon suivante :

$$\frac{\Delta L}{\Delta \theta} = \frac{N_r (L_{conj} - L_{opp})}{\pi} \quad (4.4)$$

Dans le cas de la GRV 6/4, avec les inductances en conjonction et en opposition de respectivement  $L_{conj} = 86 \text{ mH}$  et  $L_{opp} = 22 \text{ mH}$  et  $N_r = 4$ , on obtient :  $\frac{\Delta L}{\Delta \theta} = 81.5 \text{ mH/rd}$ .

### 4.4.2 Comparaison des résultats expérimentaux et des simulations

Afin de vérifier le fonctionnement du régulateur, l'essai suivant est réalisé :

- La valeur de référence de la tension du bus continu est fixée à 300 V et la vitesse de rotation à 200 rd/s.
- A  $t = t_1$ , la résistance de charge  $R_{DC}$  passe de 80  $\Omega$  à 240  $\Omega$ . La puissance demandée sur le bus passe alors de 1125 W à 375 W.
- A  $t = t_2$ , la résistance de charge  $R_{DC}$  passe de 240  $\Omega$  à 80  $\Omega$ . La puissance demandée sur le bus passe alors de 375 W à 1125 W.

- Les angles d'allumage et d'extinction du courant sont respectivement de  $\theta_{on} = 20^\circ$  et  $\theta_{off} = 160^\circ$ .

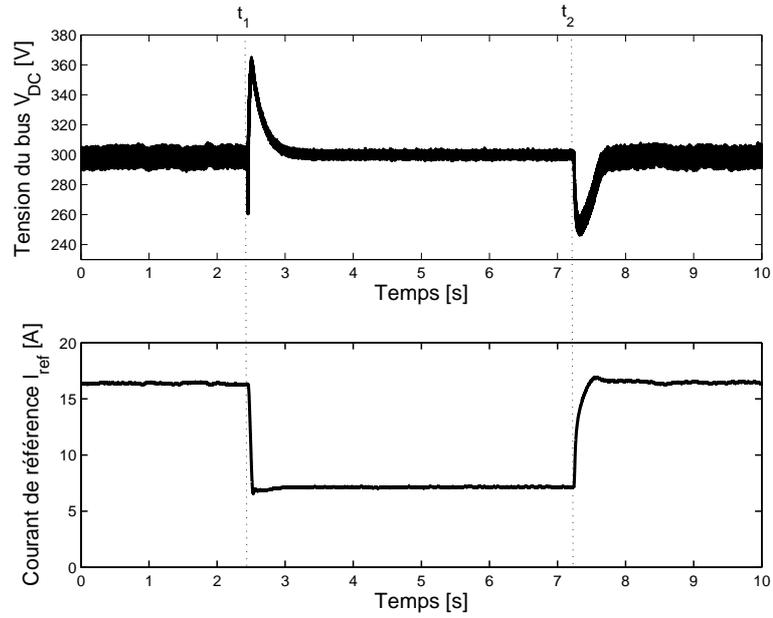


FIG. 4.21 – Tension du bus et courant de référence expérimentaux

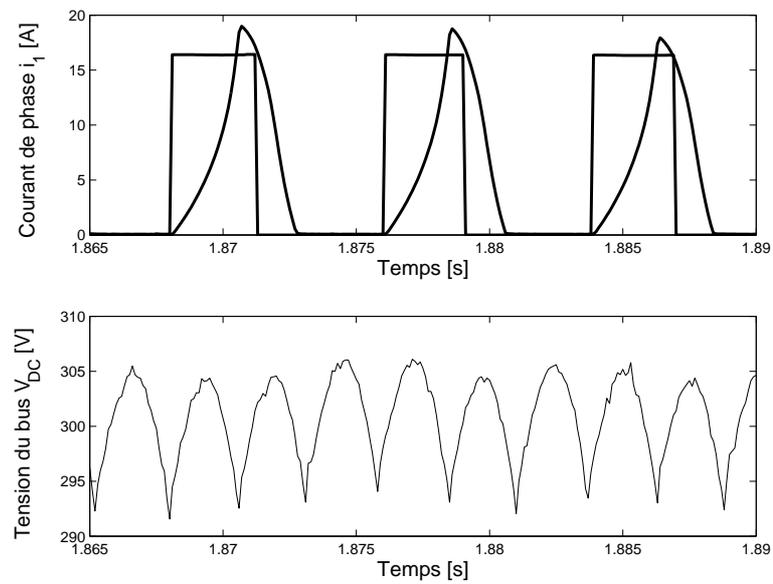


FIG. 4.22 – Zoom de la tension du bus et courant de référence expérimentaux

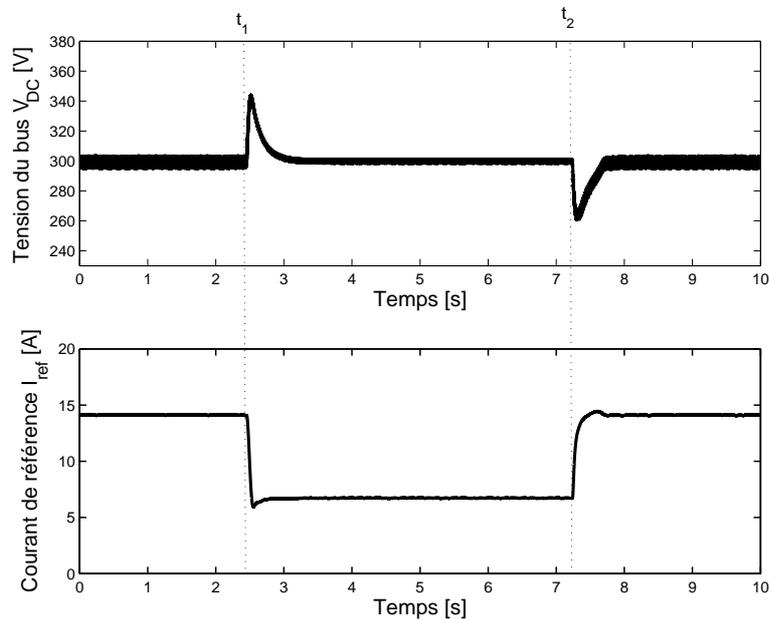


FIG. 4.23 – Tension du bus et courant de référence simulés

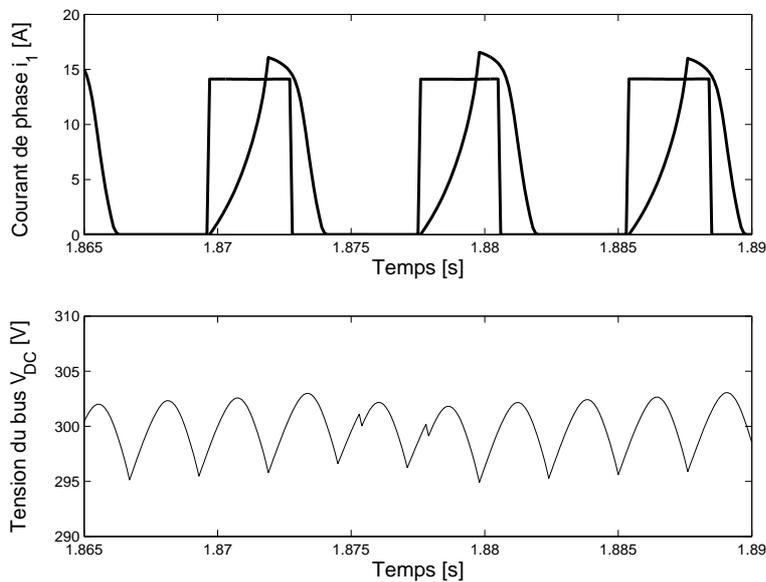


FIG. 4.24 – Zoom de la tension du bus et courant de référence simulés

On notera que lorsque la GRV débite sur la résistance de  $240\ \Omega$  et que le régime permanent est atteint, les conditions expérimentales de la partie 4.3.1 sont réunies. D'après ces essais, au point de fonctionnement ( $\theta_{on} = 20^\circ$  et  $\theta_{off} = 160^\circ$ ),  $\Omega = 200\ rd/s$  et  $R_{DC} = 240\ \Omega$ , à  $I_{ref} = 16\ A$  correspond une

tension de bus continu de 236 V et à  $I_{ref} = 8 A$  une tension de 329 V. En réalisant une interpolation linéaire sur ces valeurs, Une tension de référence de 300 V devrait donc aboutir à un courant de référence  $I_{ref}$  imposé par la boucle de tension proche de 7.3 A.

Les figures 4.21 et 4.22 montrent les évolutions expérimentales de la tension du bus continu  $V_{DC}$  et du courant de référence  $I_{ref}$ . La tension de bus est bien régulée à la tension de référence de 300 V.

Les perturbations à  $t_1$  et  $t_2$  sont bien rejetées avec un dépassement de 60 V après  $t_1$  et 45 V après  $t_2$ . Le régime permanent est recouvré en 0.75 s après la première perturbation et 0.45 s pour la seconde. On observe un léger dépassement du courant de référence typique du régulateur PI.

En régime permanent, lorsque la charge est de 80  $\Omega$ , la tension de bus ondule entre 295 V et 305 V alors que pour la charge de 240  $\Omega$  la tension de bus ondule entre 298 V et 302 V.

Comme la régulation s'effectue sur la valeur efficace du bus continu, les ondulations de tension ne se répercutent pas sur le courant de référence comme présenté sur les figures 4.21 et 4.22. Les références de courant ont donc bien des formes rectangulaires. Le courant de référence est de 16.4 A sous la charge de 80  $\Omega$  et de 7.1 A sous 240  $\Omega$ . Cette dernière valeur correspond bien à la valeur attendue (7.3 A d'après l'interpolation linéaire ci-dessus).

Une simulation est effectuée sous les mêmes conditions à partir du modèle présenté sur la figure 3.36.

Les figures 4.23 et 4.24 montrent les évolutions de la tension du bus continu  $V_{DC}$  et du courant de référence  $I_{ref}$  simulés. Les allures simulées sont semblables aux allures expérimentales. La tension est bien régulée à 300 V.

Les temps de réponse sont sensiblement identiques aux valeurs expérimentales. On observe cependant des écarts sensibles sur le dépassement, l'ondulation de tension du bus en régime permanent et les courants de référence.

Le dépassement après les deux perturbations sont de 44 V et 38 V en simulation contre 60 V et 45 V expérimentalement.

Les ondulations de tension en régime permanent sous 80  $\Omega$  et 240  $\Omega$  sont de 8 V et 2 V en simulation contre 10 V et 4 V expérimentalement.

Les courant de référence sous 80  $\Omega$  et 240  $\Omega$  sont de 14.1 A et 6.7 A en simulation contre 16.4 A et 7.1 A expérimentalement.

*La mise en œuvre expérimentale du régulateur de tension du bus continu a montré un comportement très proche des simulations. Le régulateur ainsi que le modèle développé sont donc validés.*

## 4.5 Conclusion

La mise en œuvre d'un banc expérimental a permis de réaliser une étude du fonctionnement d'une Génératrice à Réductance Variable.

Une procédure de démarrage est testée avec différents niveaux de tension de la source externe  $V_{DCo}$ . Il a été établi que, si la GRV est amorçable au point de fonctionnement considéré, alors une tension de la source externe  $V_{DCo}$  supérieure à la tension en régime permanent du mode auto-excité  $V_{DC-perm}$  permet toujours d'amorcer la GRV. Dans le cas où  $V_{DCo} < V_{DC-perm}$ , alors une tension minimale  $V_{DCo}$  est nécessaires à l'amorçage.

La caractéristique expérimentale de tension du bus en fonction du courant de référence  $V_{DC}(I_{ref})$  est réalisée pour deux vitesses de rotation et deux jeux d'angles de commande. La tension de bus  $V_{DC}$  croît linéairement avec le courant de référence. La tension augmente aussi avec la vitesse de référence.

Les allures des courants simulés sont très proches de celles obtenue par les essais, ce qui permet de valider le modèle d'inductance adopté (MEF).

La boucle de courant est d'abord étudiée. La prise en compte de l'équation du bus continu (figure 4.17) a permis de confronter les valeurs de tension du bus continu mesurées et simulées en tenant compte uniquement des pertes Joule de la GRV. Des écarts acceptables de l'ordre 10 % sont relevés. Ensuite la boucle de régulation de tension du bus continu est abordée. Le comportement du régulateur face aux perturbations est très proche de la simulation aussi bien au niveau de l'allure de la tension  $V_{DC}$  que du courant de référence  $I_{ref}$ . Ces essais ont montré une bonne concordance entre les résultats expérimentaux et les simulations. La modélisation externe de la GRV par la MEF, la modélisation du convertisseur et du circuit  $R_{DC}/C_{DC}$  ainsi que les algorithmes de commande développés se sont révélés satisfaisants. Le modèle de l'ensemble GRV-convertisseur débitant sur un circuit  $RC$  est donc validé.

Les résultats de simulation pourraient être améliorés en réduisant les hypothèses simplificatrices sur :

- **Le modèle par éléments finis** : le modèle utilisé est en 2D et fait l'hypothèse de l'indépendance électromagnétique des phases. Il serait intéressant d'intégrer l'effet 3D [SOF 01], ainsi que les effets de mutuelles et de saturations croisées.
- **Le modèle des pertes** : seules les pertes cuivre sont intégrées dans le modèle développé. Les pertes fer et convertisseur pourraient avoir une influence non-négligeable et leurs prises en compte conduiraient à un modèle plus précis.



# Conclusion générale

Les travaux présentés constituent une contribution à l'optimisation de la structure électromagnétique et au fonctionnement générateur en mode auto excité de la machine à réluctance variable basse vitesse dédiée à l'éolien. Une machine basse vitesse de  $10\text{ kW}$ ,  $2000\text{ Nm}$  est modélisée par éléments finis. Son optimisation puis sa commande sont traitées. La modélisation externe par la MEF et les algorithmes de commande sont ensuite appliqués à une MRV 6/4 puis validés sur un banc expérimental.

Le premier chapitre présente les principes fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique et examine différentes associations machines-convertisseur de puissance. L'intérêt d'une machine basse vitesse de rotation est souligné. Parmi les génératrices basse vitesse, la machine à réluctance variable présente des caractéristiques intéressantes. En effet, la vitesse de rotation est réduite par l'augmentation du nombre de dents sans bobinages supplémentaires.

Le deuxième chapitre concerne l'optimisation de la structure électromagnétique d'une MRV à plots dentés  $10\text{ kW}$  et  $2000\text{ Nm}$ . Un algorithme génétique associé à la méthode des éléments finis a été conçu. Dans un premier temps, les petites dents sont optimisées. La forme trapézoïdale des petites dents s'est révélée la plus performante au regard du couple développé. Puis, la structure globale est optimisée afin de maximiser le couple massique. Différents nombres de dents et de plots sont testés. La MRV 48/64 avec 4 plots par phase présente le meilleur compromis entre le couple massique, le couple volumique et les pertes Joule. Enfin, la convergence de l'algorithme génétique est étudiée. Les machines obtenues tendent vers deux groupes aux performances similaires : les machines à plots droits et les machines à plots creux. Pour la suite des travaux une MRV 48/64 à plots droits est choisie en raison de sa facilité de construction.

La troisième partie de ce mémoire est consacrée à la commande en mode générateur de la MRV 48/64 sélectionnée dans le chapitre 2. La boucle de régulation de courant est d'abord traitée. Deux formes de courant de référence sont étudiées : l'une rectangulaire et l'autre non-rectangulaire. Pour la forme rectangulaire, les angles d'allumage et d'extinction sont optimisés par un AG permettant de maximiser la puissance du bus continu d'une part et de minimiser les ondulations de couple d'autre part. Un AG

multi-critères a permis de dégager un front de Pareto optimal qui optimise ces deux critères. La commande en couple avec des courants de forme non-rectangulaire teste une TSF (torque sharing function) asymétrique afin de réduire les ondulations de couple. Enfin, un régulateur pour la tension du bus continu est calculé.

L'étude expérimentale est effectuée dans le quatrième chapitre. Un banc d'essais comprenant une machine à courant continu couplée à une GRV 6/4 d'étude et une carte Dspace est mis en œuvre. Les résultats expérimentaux et de simulation sont proches aussi bien au niveau de la boucle de courant que de la régulation du bus continu. Le modèle par MEF et les algorithmes de commande établis au chapitre 3 et implémenté expérimentalement sur la GRV 6/4 sont donc validés.

Le fonctionnement de la GRV en mode auto-excité pourrait être amélioré par l'étude des points suivants :

- La prise en compte des contraintes liées au convertisseur à intégrer lors de la maximisation du couple massique.
- L'étude fine des conditions d'amorçage de la GRV.
- La synthèse de régulateurs plus performants pour les boucles de courant et de tension. La régulation de la boucle de courant est difficile en raison du comportement fortement non linéaire de la machine.
- La construction de la machine 48/64 permettrait de valider expérimentalement la pertinence de la GRV pour les applications basse vitesse.

# Bibliographie

[ABO 95] M. Abouzeid, « The Use of an Axial Field-Switched Reluctance Generator Driven by Wind Energy », *Renewable Energy*, Vol. 6, No 5, pp. 619-622, 1995.

[ADE] Site de l'Agence gouvernementale De l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie, « [www.ademe.fr](http://www.ademe.fr) ».

[BAS 84] J.P. Bastos, « Calcul de champs magnétiques par une méthode d'éléments finis à 2 et 3 dimensions - contribution à la détermination des caractéristiques de machines à réluctance variable polydiscoïdes », Thèse de Doctorat d'état, Université de Paris VI, mars 1984.

[BEA 93] D. Beasley, D. R. Bull, and R. R. Martin, « An Overview of Genetic Algorithms : Part 2, Research topics », *University Computing*, vol. 15, 1993.

[BER 94] G. Berthiau, « La méthode du recuit simulé pour la conception des circuit électroniques : adaptation et comparaison avec d'autres méthodes d'optimisation », thèse de doctorat, École centrale de Paris, 19 décembre 1994.

[BIA 98] N. Bianchi, S. Bolognani, « Optimisation of Electric Motors by Genetic Algorithms », *IEE Proc B*, September 1998, n°145, pp. 475-483.

[BIN 05] A. Binder, T. Schneider, « Permanent Magnet Synchronous Generators for Regenerative Energy Conversion - a Survey », 2005, Dresden, september 2005, ISBN 90-75815-08-5.

[BUE 81] Buerhing, « Control Policies for Wind Energy Conversion Systems », *IEE-Proc*, c 128, 5 (1981).

[BON 95] L. Bontemps, « Principes Mathématiques et Utilisations des Algorithmes Génétiques », 19 novembre 1995, <http://www.toulouse.inra.fr/centre/esr/CV/bontemps/WP/AlgoGene.html>.

[CAH 02] K.S. Cahi, C. Pollock, « Using Genetic Algorithm in Design Optimisation of the Flux Switching Motor », *IEEE Power Electronics, Machines and Drives*, Conference publication No.487, pp. 540-545, April 2002.

[CAR 95] R. Cardenas, W.F. Ray, G.M. Asher, « Switched Reluctance Generators for Wind Energy Application », *Proc. IEEE, PESC'95*, 1995, pp. 559-564.

[CAR 94] O. Carlson, A. Grauers, J. Svensson, A. Larsson, « A Comparison of Electrical Systems for Variable Speed Operation of Wind Turbines »,

European Wind Energy Conf., 1994, p. 500-505.

[CHE 98] J. Chen, C. Nayar, L. XU, « Design and FE Analysis of an Outer-Rotor PM Generator for Directly-Coupled Wind Turbine Applications », Proceeding of the IEEE Industry Applications Conference, New York, USA, 1998, Vol 1, pp. 387-394.

[DAH 02] M. Dahmane, « Machines à Réductance Variable en Fonctionnement Moteur/Générateur. Contribution à L'optimisation de la structure et de l'Alimentation », Thèse de Doctorat de Institut National Polytechnique de Lorraine, 5 Décembre 2002.

[DRA 03] C.B. Dragu, R. Belmans, « Optimal Firing Control for Four-Quadrant Operation of a 8/6 SRM », EPE 2003, Toulouse, September 2003, ISBN 90-75815-07-7.

[DUB 00a] M.R. Dubois, « Review of Electromechanical Conversion in Wind Turbine », Report EPP00.R03, April 2000, Faculty ITS Group Electrical Power Processing.

[DUB 00b] M.R. Dubois, H. Polinder, J.A. Ferreira, « Comparison of generator topologies for wind turbine », Proceeding of the Nordic Countries Power & Industrial Electronics Conference (NORPIE), 2000.

[DUF 00] S. Dufour, G. Vinsard, B. Laporte, « Generating Rotor Geometries by using a Genetic Method », IEEE Transaction on magnetics, vol. 36, no. 4, pp. 1039-1042, July 2000.

[ELW 02] Amged El-Wakeel and A.C. Smith, « Optimal Design of Switched Reluctance Motors Using Genetic Algorithms », International Conference of Electric Machines, ICEM02, ISBN :90-76019-18-5. Brugge, Belgium, 25-28 August 2002.

[FAU 81] J. Faucher, « Contribution à l'étude des machines à réductance variable à commutation électronique », Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 26 juin 1981.

[FIS 97] J.H. Fisch, Y. Li, P.C. Kjaer, J.J. Gribble, T.J.E. Miller, « Pareto Optimal Firing Angle for Switched Reluctance Motor », GALESIA '97 (Genetic Algorithms in Engineering Systems : Innovations and Applications), pages 90-96. University of Strathclyde, Glasgow, 1997.

[GRA 96] A. Graebers, « Design of Direct-Driven Permanent-Magnet Generators for Wind Turbines », Chalmers University of Technology, School of Electrical and Computing Engineering, Technical Report, No 292, Göteborg, Sweden, 1996, Doctoral thesis.

[HAN 01] L. H. Hansen, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, S. Munk-Nielsen, H. Bindner, P. Sørensen and B. Bak-Jensen, « Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines », Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark, December 2001.

[HAR 98] M.R. Harris, G.H. Pajooman, M. Abu Sharkh, B.C. Mecrow, « Comparison of Flux-Concentrated and Surface-Magnet Configurations of the VRPM (Transverse-Flux) Machine », International Conference on Electrical Machines, 1998, pp. 1119-1122

[HUS 00] I. Husain, « Minimization of Torque Ripple in SRM Drives », IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No 1, February 2000, pp. 28-39.

[ILL 87] M. Illic-Spong, T.J.E. Miller, S.R. MacMinn, J.S. Thorp, « Instantaneous Torque Control of Electric Motor Drives », IEEE Trans. Power Electron., vol 2, pp. 55-61, Jan. 1987.

[IWA 94] Iwabushi, N. Kawahara, A. Kume, T. Kabashima, T. Nagasaka, N. Yaskawa, « A novel high-torque reluctance motor with rare-earth magnet », IEEE Transactions on Industry Application, , Vol. 30, Issue 3, p.609-614, May- June 1994.

[KAN 89] M. Kant, « Les actionneurs pas à pas », Hermes, Paris, 1989 ISBN 2-86601-198-8.

[KJA 95] P. C. Kjaer, C. Cossar, J. J. Gribble, T. J. E. Miller, and Y. Li, « Minimization of reactive power flow in switched reluctance generators », Proc. IPEC, Yokohama, Japan, 1995, pp. 1022-1027.

[KLA 98] A.G. Kladas, M.P. Papadopoulos, J.A. Tegopoulos, « Multipole Permanent Magnet Generator Design for Gearless Wind Turbine Applications », proceeding of the IEEE Industry Applications Conference, New York, USA, 1998, Vol 1, pp. 387-394.

[KRI 01] R. Krishnan, « Switched Reluctance Motor Drives Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications », CRC Press, 2001, ISBN 0-8493-0838-0.

[LAM 00] P. Lampola, « Direct Driven, low speed Permanent Magnet Generator for Wind Power Applications », Acta Polytechnica Scandinavica, Electrica Engineering Series, No 101, Espoo, 2000, Published by the Finnish Academies of Technology.

[LEC 93] J.Y Le Chenec, B. Multon, S. Hassine, « Current Feeding of Switched Reluctance Motor. Optimisation of the Current Wave form to Minimize the Torque Ripple », IMACS-TCI'93, Montreal, July 1993.

[LEV 99] E. Levi, Y.W.Liao, « Rotor flux oriented induction machine as a DC power machine », EPE '99, 7-8 septembre 1999, Lausanne.

[LOB 05] P. Lobato, A. Cruz, J. Silva, A.J. Pires, « The Switched Reluctance Generator for Wind Power Conversion », 9th Spanish-Portuguese Congress on Electrical Engineering, Spain, July 2005.

[LOV 92] H.C. Lovatt, J.M. Stephenson, « Influence of number of poles per phase in switched reluctance motors », IEE Proceeding-B, Vol. 39, No 4, July 1992.

[MAC 05] M. Machmoum, L. Moreau, M. Zaim, G. Barakat, N. Takorabet, C. Chillet, D. Matt, S. Taibi, A. Tounzi, C. Espanet, A. Miraoui, H. S. Zire, « Comparaison de structures électromagnétiques pour des applications à faible vitesse et fort couple », RS serie RIGE - 08/2005, maîtrise de l'énergie électrique, pp 259 à 286.

[MAI 87] A. Mailfert, « Machine à réductance variable », Technique de l'ingénieur D550.

- [MAR 75] A. Marocco, « Analyse Numérique Tridimensionnels en magnéto-statique », Lecture notes in physics, Springer-Verlag, 1975.
- [MAT 95] D. Matt, J.F. Llibre, « Performances Comparées des Machines à Aimants et à Réductance Variable », Journal de Physique III, octobre 1995, pp. 1621-1641.
- [MIC 97] R. Michaux, P. Letellier, « Les Machines Discoïdes à Champs Axial dans les Systèmes de Production Électrique », Revue de l'Electricité et de l'Electronique, No 3, Mars 1997, pp. 37-42.
- [MIL 89] T.J.E. Miller, « Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives », Oxford Science Publications, ISBN 0-19-859369-4 ,1989.
- [MIR 99] S. Mir, M. Elbuluk, and I. Husain, « Torque ripple minimization in switched reluctance motors using adaptive fuzzy control », IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 35, pp. 461-468, Mar./Apr. 1999.
- [MOR 03a] L. Moreau, « Machine à Réductance Variable Basse Vitesse : Optimisation de la Forme des Dents Rotoriques et Statoriques », JCGE'03 conférence, Juin 2003, pp. 141-145.
- [MOR 03b] L. Moreau, A. Queric, M. Machmoum, A. Almeida, A. Larcenoy, « AC/DC Stage Control for Synchronous and Asynchronous Three-phase Generator in Dispersed Generation », EPE 2003, Toulouse, september 2003, ISBN 90-75815-07-7.
- [MOR 04a] L. Moreau, M. I. Lamghari, M. Machmoum, M.E. Zaim, « Design of a Low Speed Switched Reluctance Variable Machine for Wind Turbine Application ». ICEM 04, Cracow, september 2004.
- [MOR 04b] L. Moreau, M. Machmoum, M.E. Zaïm, « Optimisation de la Machine à Réductance Variable pour les Applications Eoliennes », MOSIM 04, Nantes, septembre 2004.
- [MOR 05] L. Moreau, M. Machmoum, M.E. Zaïm, « Control and Minimization of Torque Ripple in Switched Reluctance Generator », EPE 2005, Dresden, september 2005, ISBN 90-75815-08-5.
- [MOR 06] L. Moreau, M. Machmoum, M.E. Zaïm, « Design of low speed slotted switched reluctance machine for wind energy applications », Electric Power Components and Systems, Taylor and Francis Journal, accepté, à paraître en 2006.
- [MUE 99] 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.
- [MUL 94] B. Multon, « Conception et Alimentation Electronique des Machines à Reluctance Variable à Double Saillance », Habilitation à Diriger des Recherches, 17 mai 1994.
- [MUL 98] E. Muljadi, C.P. Butterfield, Yih-Huei Wan, « Axial Flux, Modular, Permanent-Magnet Generator with a Toroidal Winding for Wind Turbine Applications », IEEE Industry Applications Conference, St Louis, November 5-8, 1998.

- [MUL 99] B. Multon, J. Bonal, « Electromechanical direct drives : variety, constraints and solutions », CEMD'99, ENS Cachan, 04/02/99.
- [MUT 00] Mutschler, P., « The Influence of Control Strategies on the Energy Capture of Wind Turbines », IAS 2000, Rom, 08.10.-12.10.2000.
- [PEA 99] R. Pena, R. Cardennas, D. Sbarbaro, R. Blasco-Gimenez, « Variable speed grid connected induction generator for wind energy systems », EPE'99, Lausanne.
- [POI 03] F. Poitiers, « Etude et Commande de Génératrice Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne », thèse de doctorat, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, 19 décembre 2003.
- [RAM 05] B. Ramdane, « Etude de deux structures à réluctance variable à basse vitesse », Rapport de Master recherche soutenu en juin 2005, USTL Ecole centrale de Lille - ENSAM CER Lille.
- [REE 05] Dossier REE No 5, Mai 2005, « L'Energie Eolienne ».
- [REG 03] J. Regnier, « Conceptions de systèmes hétérogènes en Génie Électrique par optimisation évolutionnaire multi-critère », Thèse de Doctorat de l'Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 18 decembre 2003.
- [ROV 01] T. Rovio, H. Vihriälä, L. Söderlund, J. Kriikka, and M. Hyppönen, « A Permanent-Manet Generator for Wind Power Applications », EWEC 2001, Copenhagen, 1-7 July 2001.
- [SOF 01] Y. Sofiane, « Contribution à l'étude et à la modélisation d'un moteur à réluctance variable à double saillance de type pas-à-pas », Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille , 19 décembre 2001.
- [SKA 04] S.E. Skaar, R. Nilssen, « Genetic Optimization of Electric Machines, a State of the Art Study », NORPIE 2004, 14 - 16 June 2004, NTNU, Trondheim, Norway.
- [SÖD 96] L. Söderlund, JT. Erikson, J. Salonen, H. Vihriälä ans R. Perälä, « A Permanent-Magnet Generator for Wind Power Applications », IEEE Transaction on magnetics, Vol 32, No 4, July 1996.
- [SPO 96] E. Spooner, A.C. Williamson, G. Catto, « Modular Design of a Permanent-Magnet Genarators for Wind Turbine », IEE Proceedings, Electric Power Application, 1996, Voll. 143, No 5, pp. 388-395
- [TAI 02] 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 , 12 juillet 2002.
- [TOR 02] D.A. Torrey, « Switched Reluctance Generators and their Control », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No 1, February 2002.
- [UNN 74] L.E. Unnewehr and W.H. Koch, « An axial air-gap reluctance motor for variable speed applications », IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, PAS-93, 1974, pp. 367-376.

[VAD 57] L. Vadot. « Étude synoptique des différents types d'éoliennes ». La houille blanche, mars-avril 1957.

[VIH 98] H. Vihriälä, « Control of variable speed wind turbine », PhD thesis, 1998, Tampere University.

[YAN 00] B. Yang ; X. Dianguo ; W. Zongpei ; Z. Jinsong , « Modeling nonlinear characteristics of dual stator variable reluctance motors via teeth layer permeability method », Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. p 892-896 vol.2.

[ZAI 99] M.E. Zaïm, K. Dakhouché, « Modelling and Design of a Three Phases Doubly Excited Switched Reluctance Machine », Electrimacs' 99, 1999, ISBN 972-98257-0-X.

[ZAI 02] M.E. Zaïm, K. Dakhouché, M. Bounekhla « Design for Torque Ripple Reduction of Three Phase Switched Reluctance Machine », IEEE Transaction on magnetics, Vol 38, No 2, mars 2002.

[ZEI 80] J. Zeisser, « Contribution à l'étude de machines à réluctance variables à plots dentés », Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 5 Décembre 2002.

[ZHO 87] J. Zhou, « Étude de l'optimisation de machines à réluctances variables », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 11 juin 1987.

## Annexe A

# Topologies de machines réalisables

On se propose de déterminer les topologies de MRV réalisables pour  $N_r$  proche de 60. Le nombre de dents au rotor  $N_r$  doit être proche de 60 afin d'avoir des courants statoriques proches de  $50\text{ Hz}$  pour une vitesse de rotation de  $50\text{ tr/min}$ . Les  $N_r$  examinés sont compris entre 50 et 70. Comme notre choix s'est arrêté sur une structure triphasée, on a  $q = 3$ .

Le nombre de plots statoriques  $N_{ps}$  doit respecter la condition  $N_{ps}/(2q)$  entier. Pour  $q = 3$ , le nombre de plots statoriques minimum est alors de 6. On examine aussi les possibilités avec  $N_{ps} = 12, 24, 48$ .

Les tableaux A.1, A.2, A.3 et A.4 présentent les topologies pour un nombre de plots statoriques  $N_{ps}$  de respectivement 6, 12, 24, 48. Pour chaque combinaison de  $N_r$  et  $N_{ps}$ , les coefficients  $K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$  et  $K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$  sont calculés (cf. 2.2). Si un de ces deux coefficients est entier alors la topologie est réalisable.

$N_r$	$K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable
<b>50</b>	8.67	<b>8</b>	<b>oui</b>
51	8.83	8.17	non
<b>52</b>	<b>9</b>	8,33	<b>oui</b>
53	9.17	8.50	non
54	9.33	8.67	non
55	9.5	8.83	non
<b>56</b>	9.60	<b>9</b>	<b>oui</b>
57	9.83	9.17	non
<b>58</b>	<b>10</b>	9.33	<b>oui</b>
59	10.17	9.5	non
60	10.33	9.67	non
61	10.50	9.83	non
<b>62</b>	10.67	<b>10</b>	<b>oui</b>
63	10.83	10.17	non
<b>64</b>	<b>11</b>	10;33	<b>oui</b>
65	11.17	10.50	non
66	11.33	10.67	non
67	11.5	10.83	non
<b>68</b>	11.67	<b>11</b>	<b>oui</b>
69	11.83	11.17	non
<b>70</b>	<b>12</b>	11.33	<b>oui</b>

TAB. A.1 – Topologies réalisables pour  $N_{ps} = 6$  et  $q = 3$ 

$N_r$	$K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable
50	4.50	3.83	non
51	4.58	3.91	non
<b>52</b>	4.66	<b>4</b>	<b>oui</b>
53	4.75	4.08	non
54	4.83	4.17	non
55	4.91	4.25	non
<b>56</b>	<b>5</b>	4.33	<b>oui</b>
57	5.08	4.42	non
58	5.17	4.50	non
59	5.25	4.58	non
60	5,33	4.66	non
61	5.42	4.75	non
62	5.50	4.83	non
63	5.58	4.91	non
<b>64</b>	5.67	<b>5</b>	<b>oui</b>
65	5.75	5.08	non
66	5.83	5.17	non
67	5.92	5.25	non
<b>68</b>	<b>6</b>	5.33	<b>oui</b>
69	6.08	5.41	non
70	6.17	5.5	non

TAB. A.2 – Topologies réalisables pour  $N_{ps} = 12$  et  $q = 3$

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

TAB. A.3 – Topologies réalisables pour  $N_{ps} = 24$  et  $q = 3$ 

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

TAB. A.4 – Topologies réalisables pour  $N_{ps} = 48$  et  $q = 3$



## Annexe B

# Topologies de machines réalisables avec $N_r = 64$

Les topologies réalisables avec  $N_r = 64$  et  $q = 3$  sont examinées pour trois nombre de dents au stator :  $N_s = 48, 54, 60$  (respectivement dans les tableaux B.1, B.2 et B.3). Pour chaque configuration, le nombre de plots par phase doit être un entier supérieur ou égal à deux, et l'un des deux coefficients  $K_1 = N_r/N_{ps} + 1/q$  et  $K_2 = N_r/N_{ps} - 1/q$  doit être entier (cf. 2.2).

Le nombre de dents par plots  $N_{dp}$  varie de un (machine à grosse dents) jusqu'à une valeur qui amène à un nombre de plots par phase  $N_{ps}/q$  de deux. En effet, la condition  $N_{ps}/(2q)$  entier doit être respectée.

D'après les tableaux ci-dessous, il existe quatre topologies possibles pour  $N_s = 48$ , une seule pour  $N_s = 54$  et deux pour  $N_s = 60$ . Afin de pouvoir réaliser des comparaison significatives,  $N_s = 48$  est choisi pour augmenter le nombre de topologies à comparer.

$N_{dp}$	$N_{ps}/q$ $= N_s/(q N_{dp})$	$K_1$ $= N_r/N_{ps} + 1/q$	$K_2$ $= N_r/N_{ps} - 1/q$	Topologie réalisable
<b>1</b>	<b>16</b>	1.67	<b>1</b>	<b>oui</b>
<b>2</b>	<b>8</b>	<b>3</b>	2.33	<b>oui</b>
3	5.33	4.33	3.67	non
<b>4</b>	<b>4</b>	5.67	<b>5</b>	<b>oui</b>
5	3.20	7.00	6.33	non
6	2.67	8.33	7.67	non
7	2.29	9.67	9.00	non
<b>8</b>	<b>2</b>	<b>11</b>	10,33	<b>oui</b>

TAB. B.1 – Topologies réalisables pour  $N_r = 64$ ,  $N_s = 48$  et  $q = 3$

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

TAB. B.2 – Topologies réalisables pour  $N_r = 64$ ,  $N_s = 54$  et  $q = 3$ 

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

TAB. B.3 – Topologies réalisables pour  $N_r = 64$ ,  $N_s = 60$  et  $q = 3$

## Annexe C

# Calcul de la résistance et des pertes Joule de la MRV 48/64

### C.1 Calcul de la résistance de phase

La résistance d'une phase pour une spire se calcule avec la formule suivante :

$$R_{1-spire} = \rho \frac{L_{Conducteur}}{S} \quad (C.1)$$

Avec  $L_{Conducteur}$  la longueur de conducteur d'une phase,  $S$  la surface d'une bobine et  $\rho = 2.4 \cdot 10^{-8} \Omega m$ .

La longueur de conducteur est donnée par :

$$L_{Conducteur} = \frac{2 N_{ps}}{q} (L + L_t) \quad (C.2)$$

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 :

$$L_t = \frac{\pi}{N_{ps}} (2 (R_c - E_s) - h_b) \quad (C.3)$$

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

Les paramètres de la MRV 48/64 (tableau 2.22) permettent de calculer la valeur de la résistance de phase pour une spire :

$$R_{1-spire} = 35.6 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (C.4)$$

La résistance  $R$  pour  $N_{spires}$  se déduit de  $R_{1-spire}$  :

$$R = N_{spires}^2 R_{1-spire} \quad (C.5)$$

## C.2 Calcul des pertes Joule

Les pertes dans Joule dans les conducteurs sont donnée par la formule suivante :

$$P_j = q R I_{eff}^2 \quad (C.6)$$

Si on considère que chaque phase est alimenté par un créneau de courant de rapport cyclique 1/2 (courant  $I_m$  pendant la production de couple générateur entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$  et courant nul pendant la production de couple moteur entre  $180^\circ$  et  $360^\circ$ ), l'expression devient :

$$P_j = \frac{1}{2} q R I_m^2 \quad (C.7)$$

Pour la machine 48/64 avec une résistance de  $R_{1-spire} = 35.6 \cdot 10^{-6} \Omega$  et un courant maximum de 3520 A, les pertes Joule sont de :

$$P_j = 664 W \quad (C.8)$$

Annexe D

Agrandissement des petites  
dents

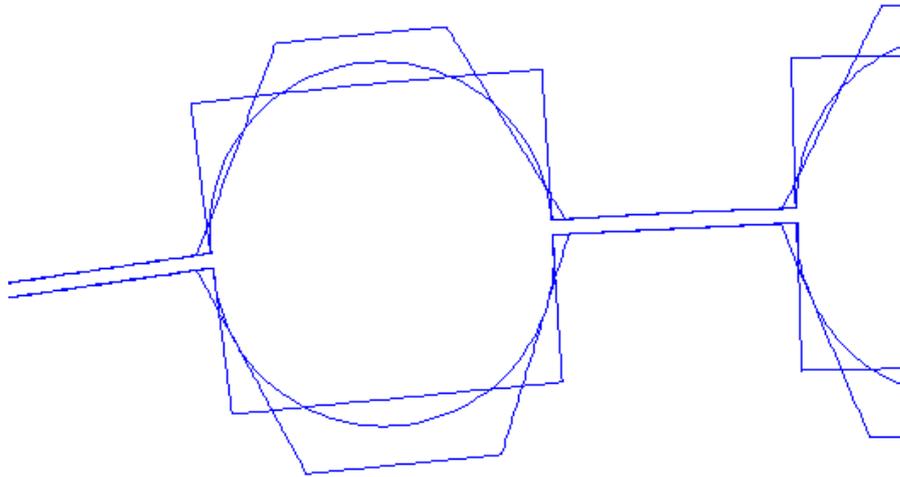


FIG. D.1 – Optimisation du couple - *Dents rectangulaires, circulaire et trapézoïdales*

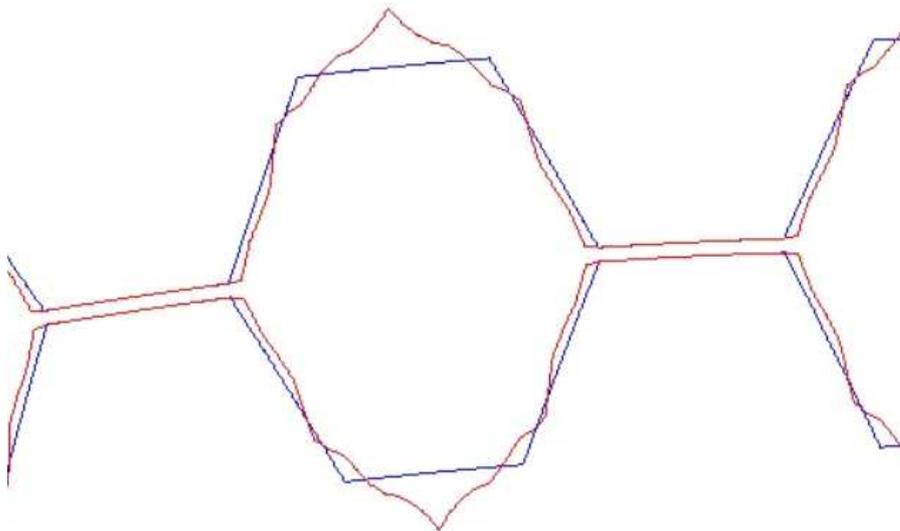


FIG. D.2 – Optimisation du couple - *Dents trapézoïdales et aléatoires*

## Annexe E

Agrandissement des figures  
du tableau 2.11 (Évolution  
des machines - optimisation  
du couple et du couple  
massique)

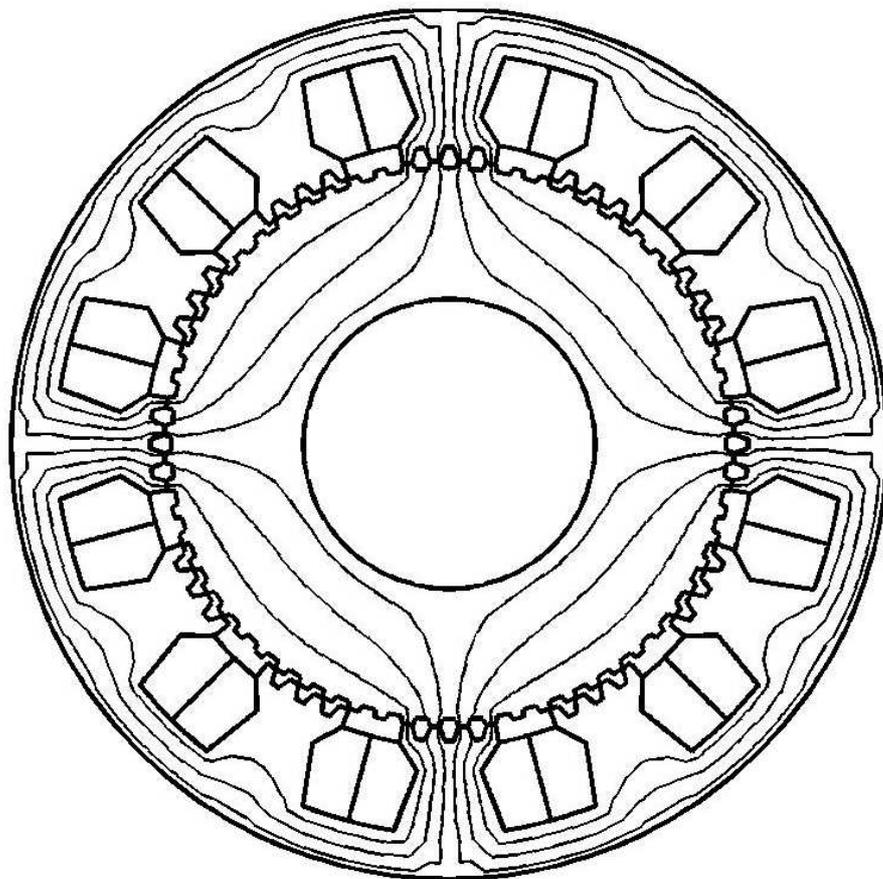


FIG. E.1 – Optimisation du couple - *Initialisation*

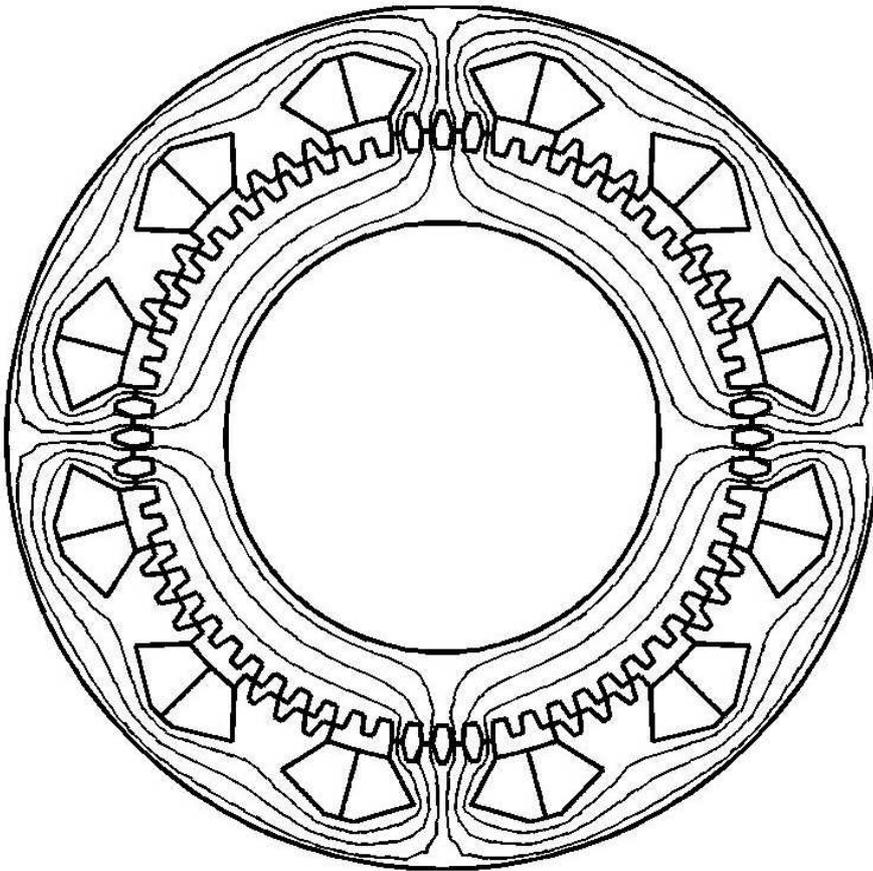


FIG. E.2 – Optimisation du couple massique - *Initialisation*

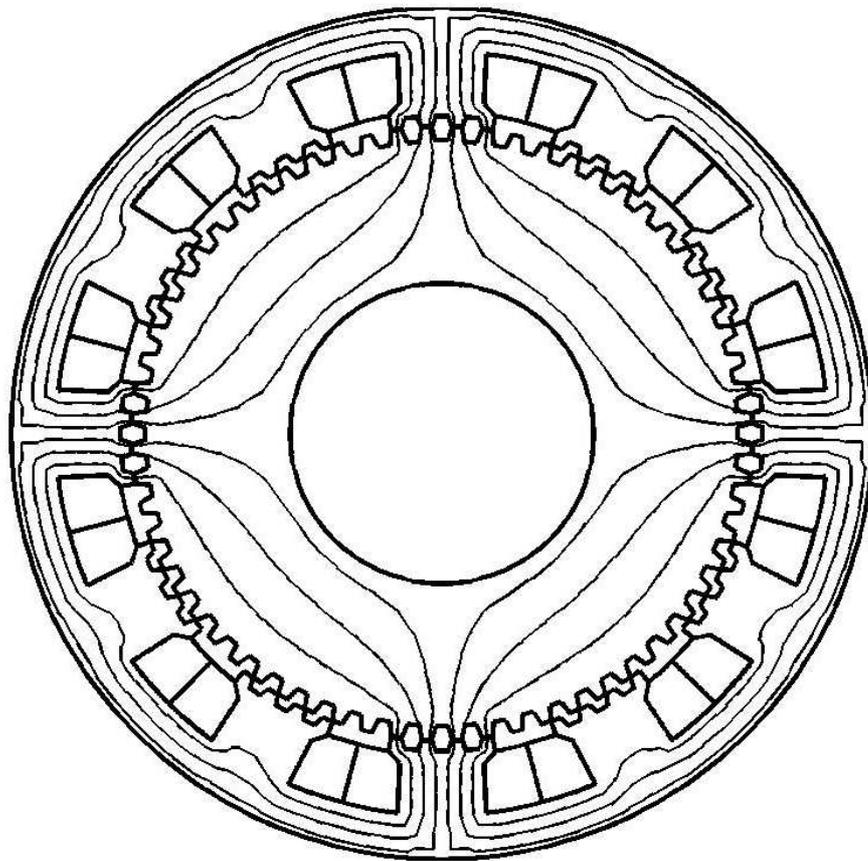


FIG. E.3 – Optimisation du couple - Génération 33

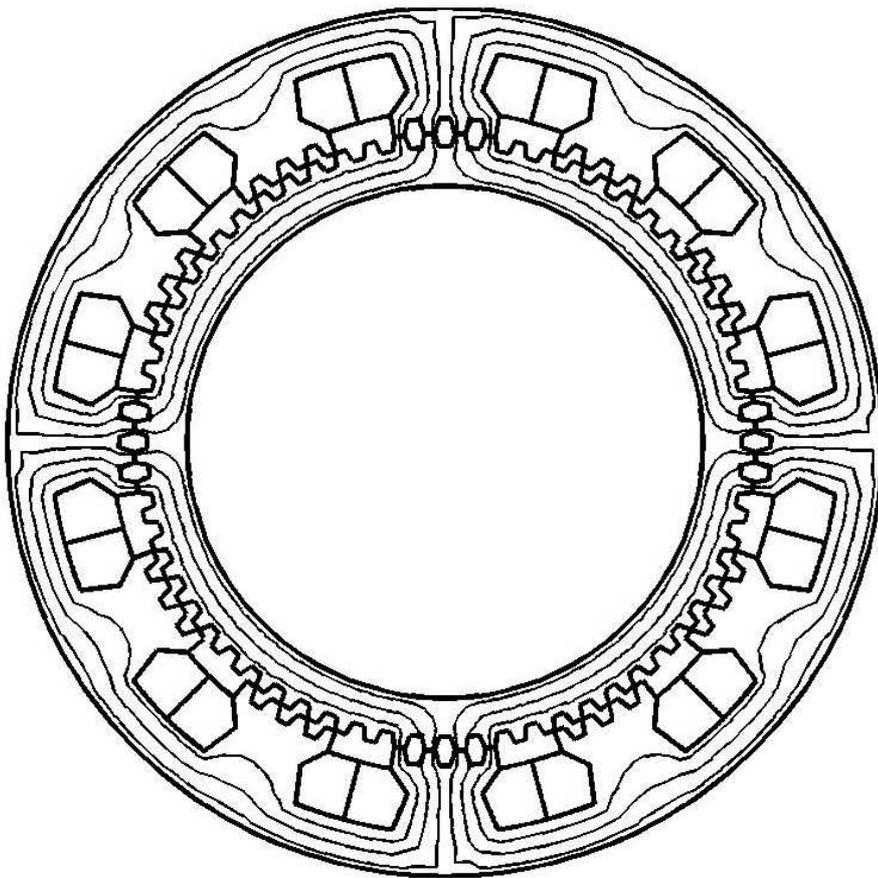


FIG. E.4 – Optimisation du couple massique - *Génération 33*

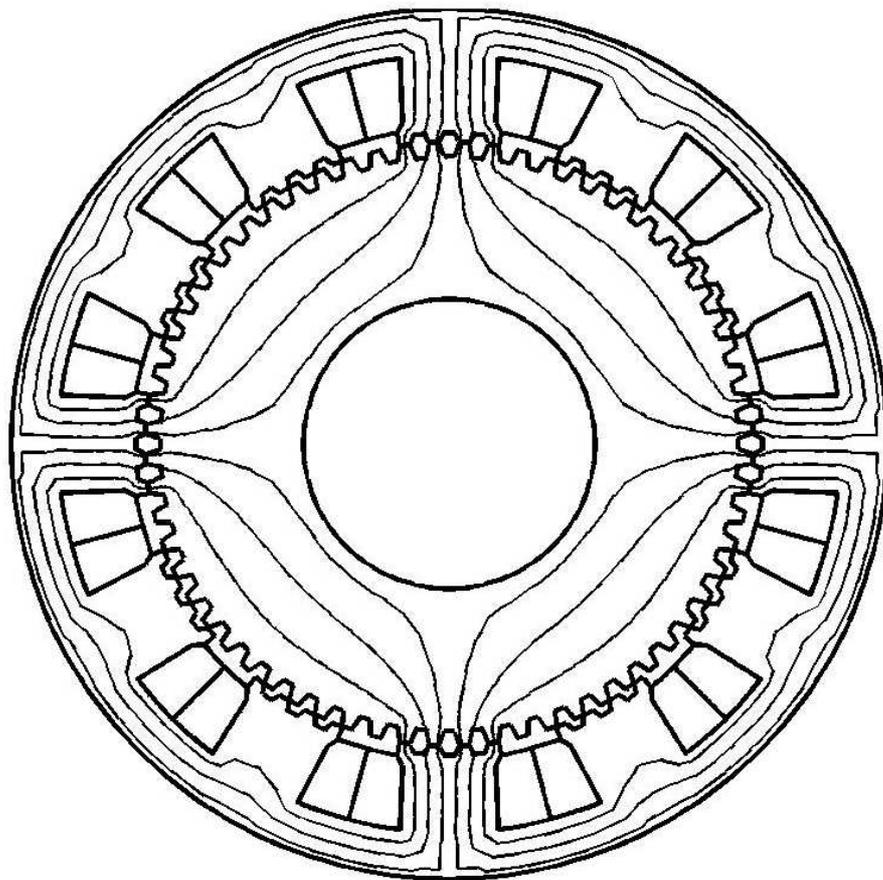


FIG. E.5 – Optimisation du couple - Génération 66



FIG. E.6 – Optimisation du couple massique - *Génération 66*

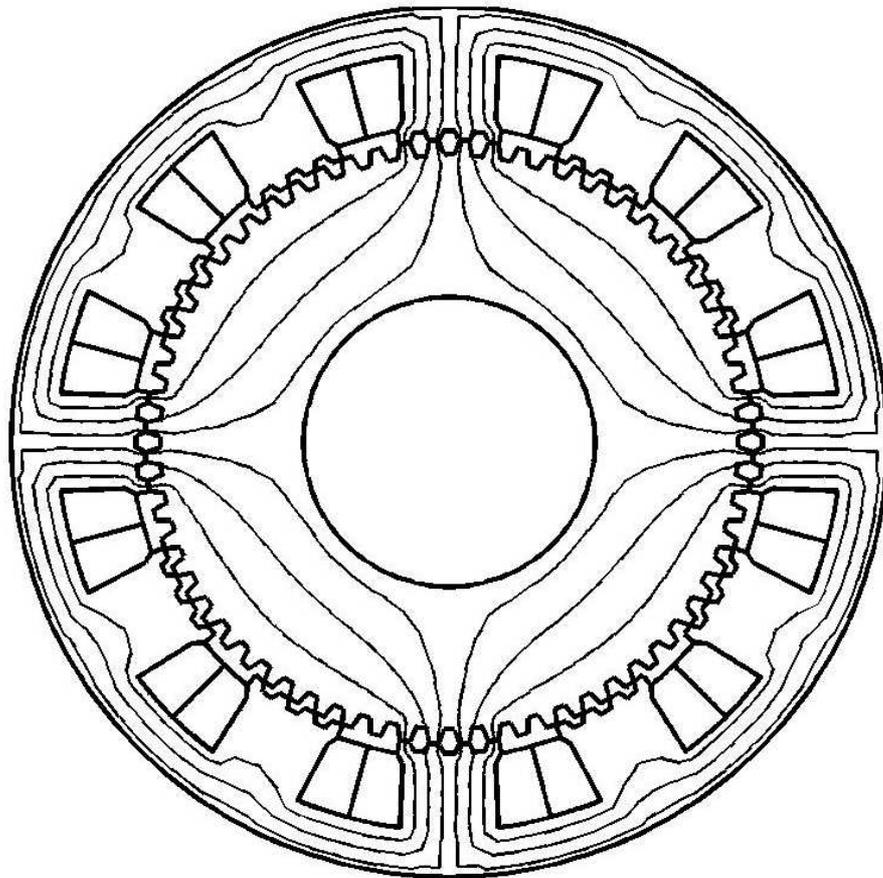


FIG. E.7 – Optimisation du couple - Génération 100

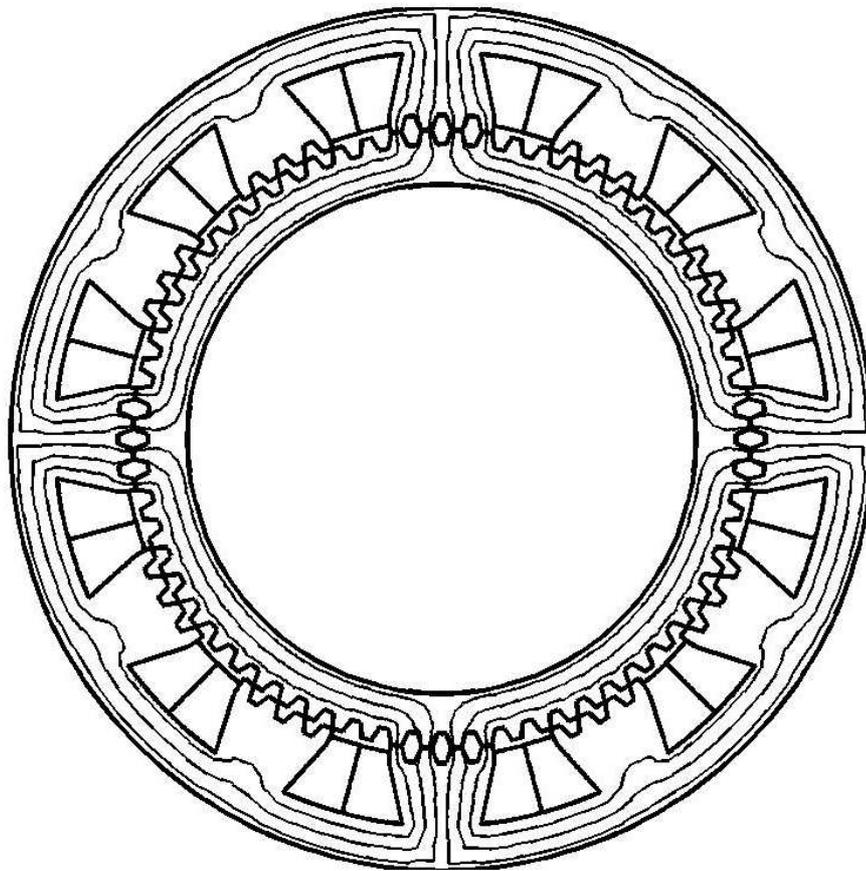


FIG. E.8 – Optimisation du couple massique - *Génération 100*

188 Agrandissement des figures du tableau 2.11 (Évolution des machines - optimisation du couple et du couple massique)

## Annexe F

Agrandissement des figures  
du tableau 2.15 (MRV 48/64  
optimisées)

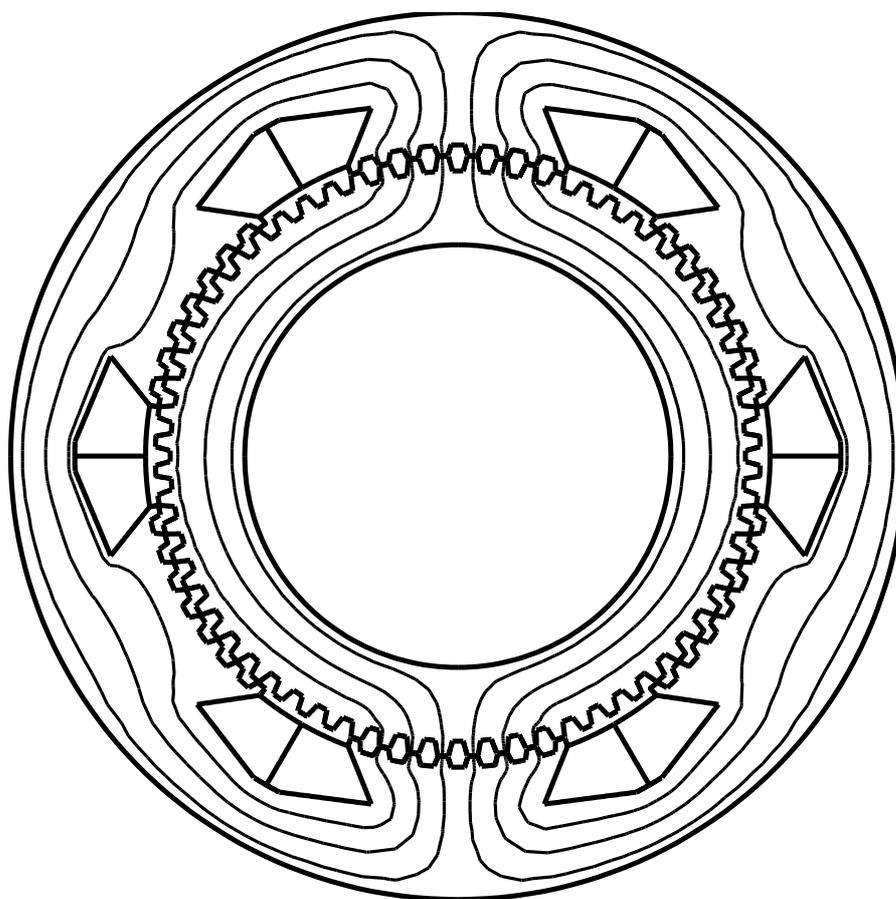


FIG. F.1 – Optimisation du couple massique - 2 plots par phases

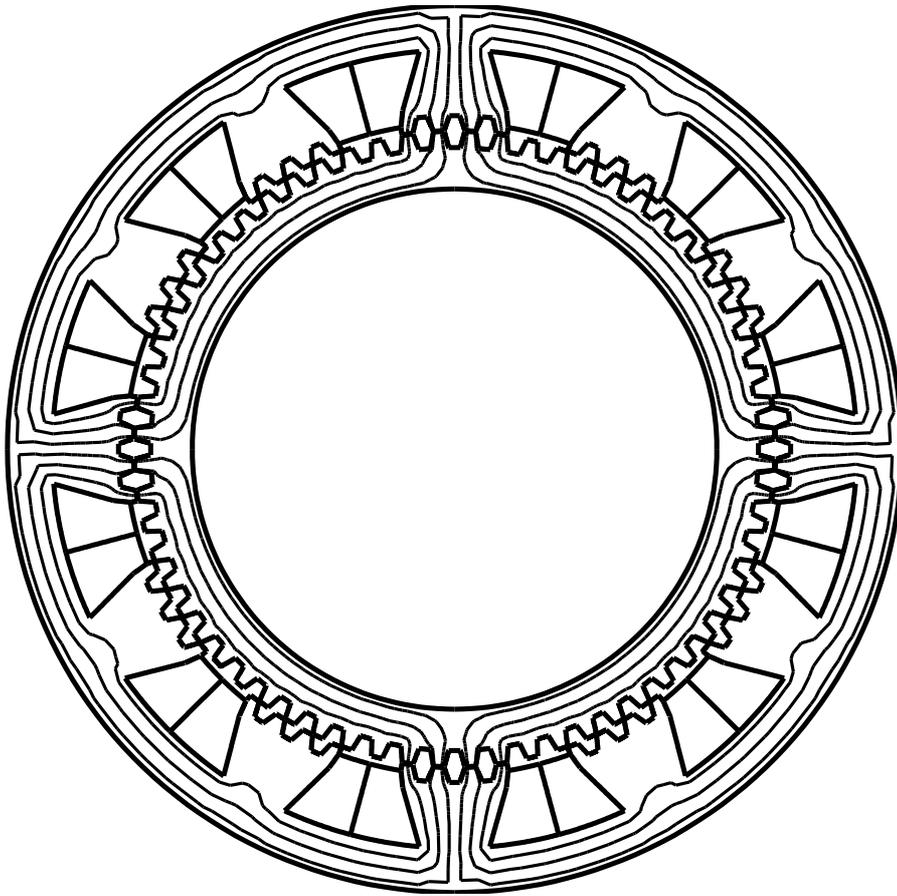


FIG. F.2 – Optimisation du couple massique - 4 plots par phases

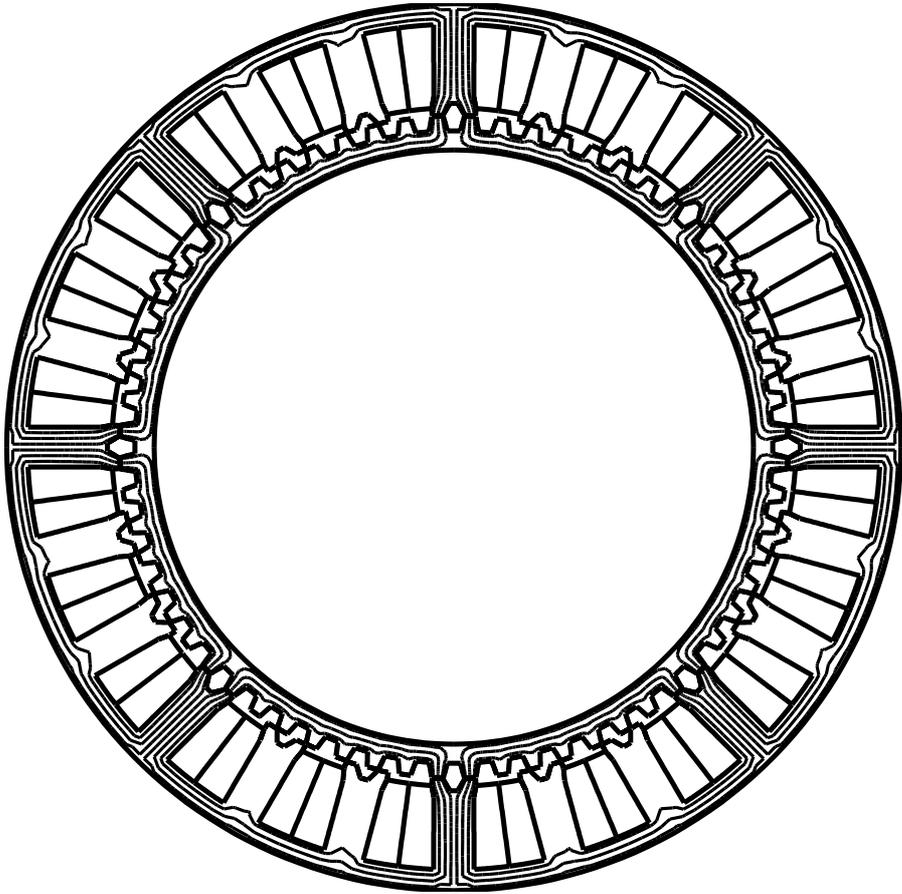


FIG. F.3 – Optimisation du couple massique - 8 plots par phases

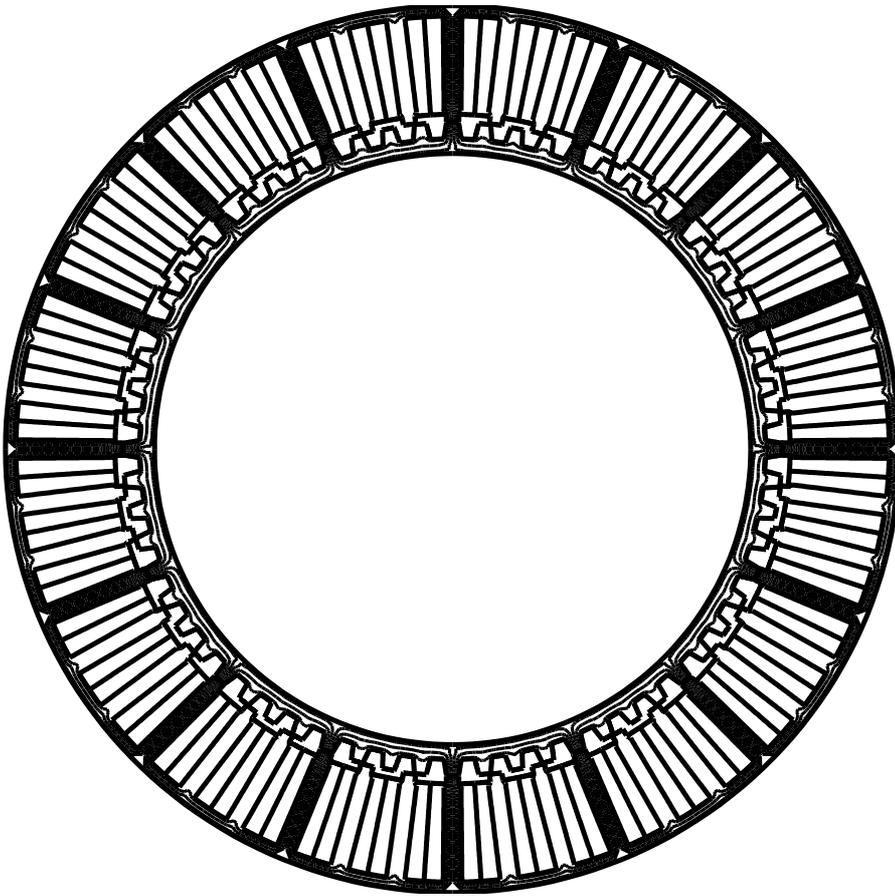


FIG. F.4 – Optimisation du couple massique - 16 plots par phases



## Annexe G

Agrandissement des figures  
du tableau 2.15 (MRV 48/64  
optimisées)

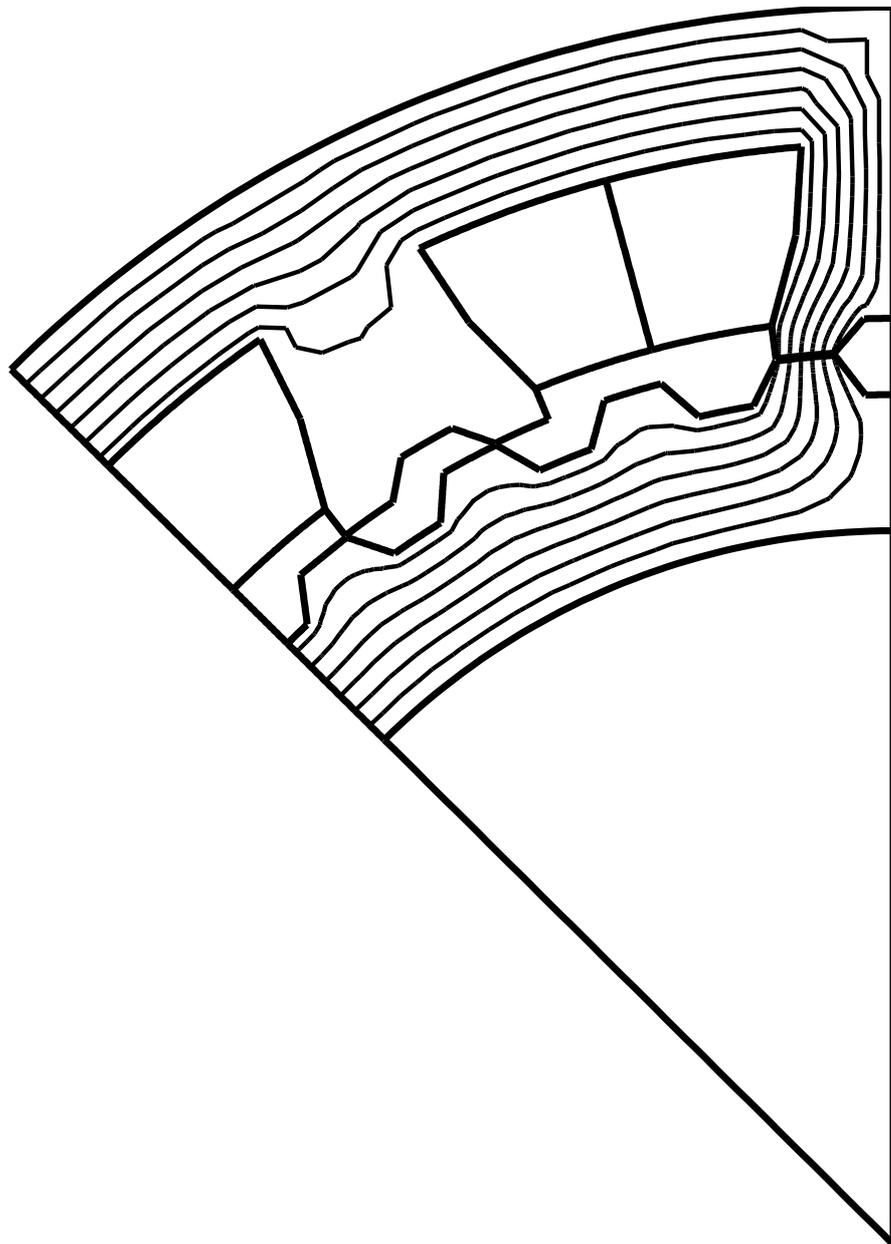


FIG. G.1 – Optimisation du couple massique -  $N_r = 32$ , 4 plots par phases

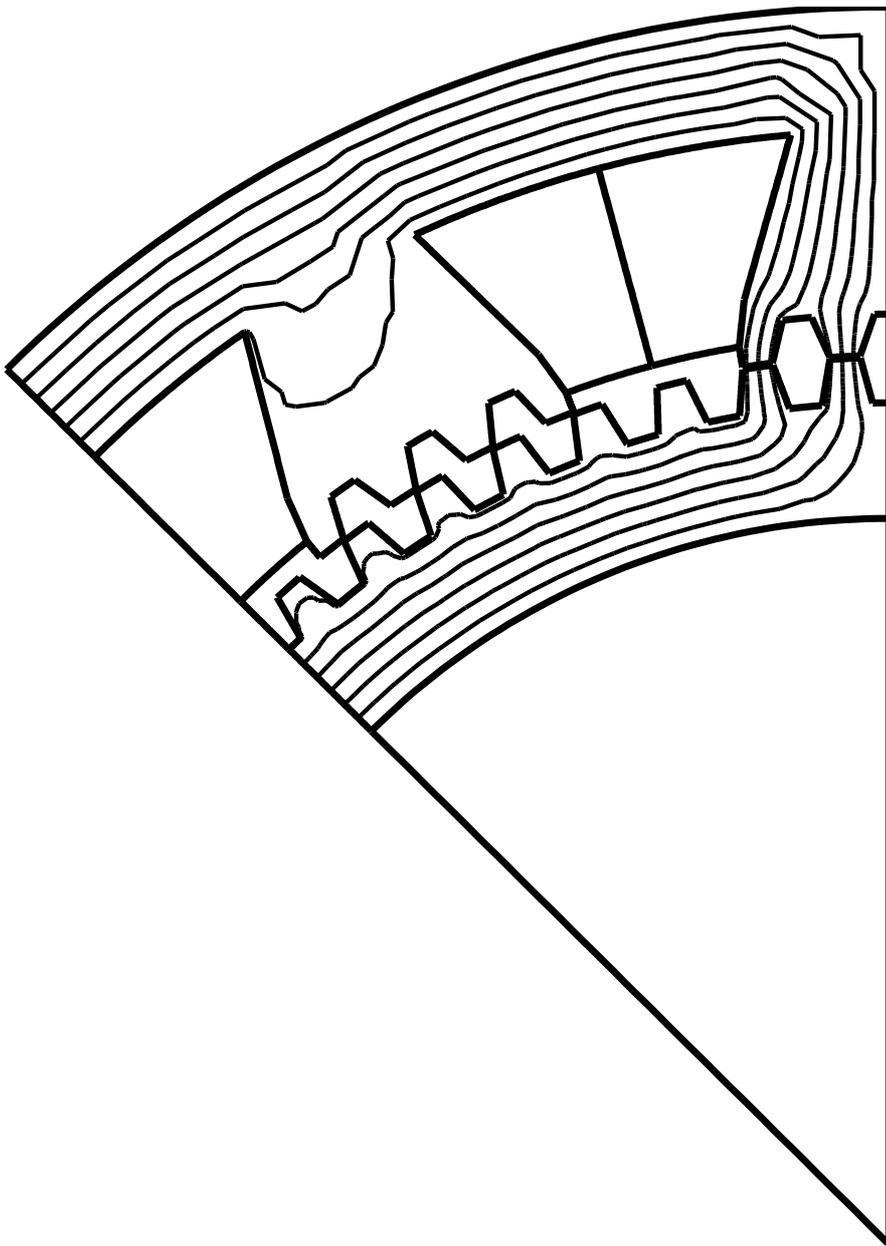


FIG. G.2 – Optimisation du couple massique -  $N_r = 64$ , 4 plots par phases

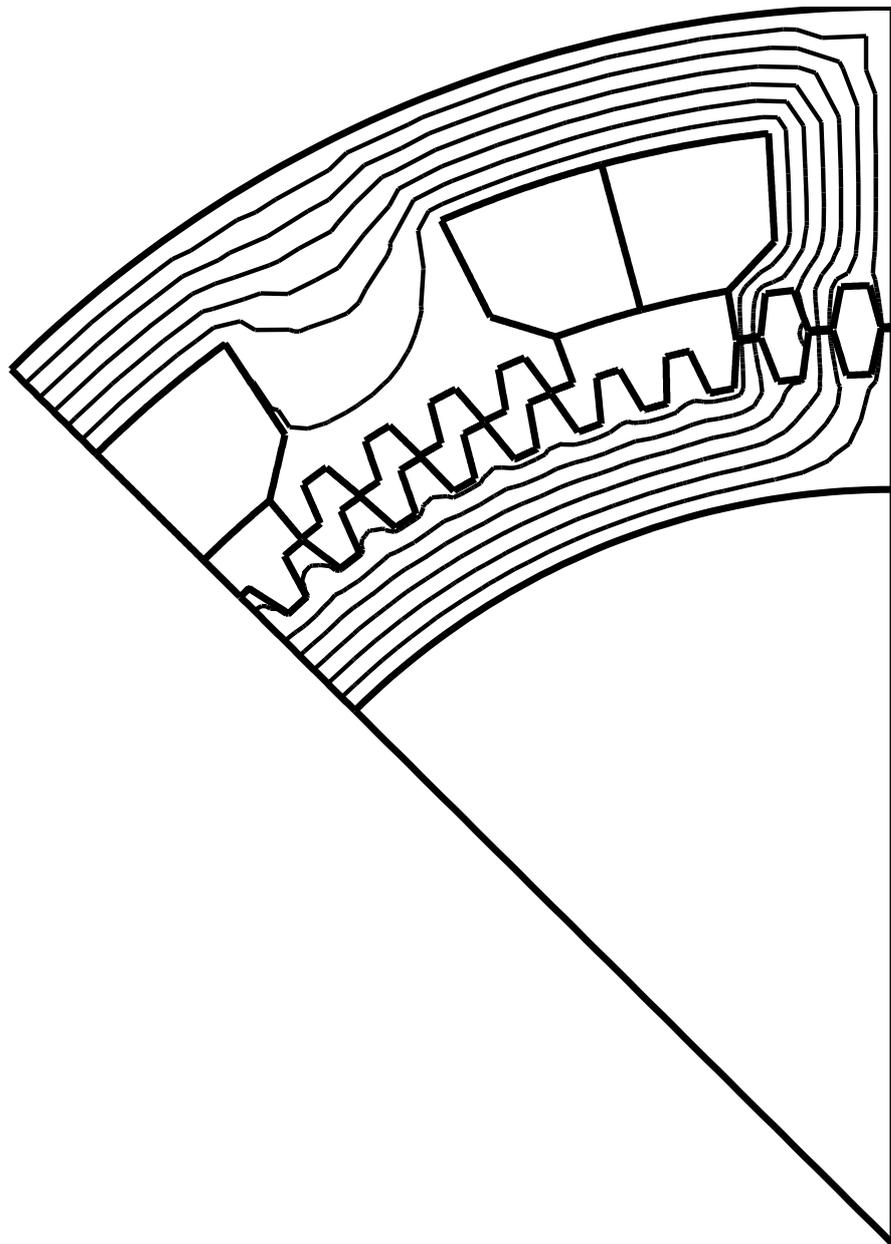


FIG. G.3 – Optimisation du couple massique -  $N_r = 80$ , 4 plots par phases

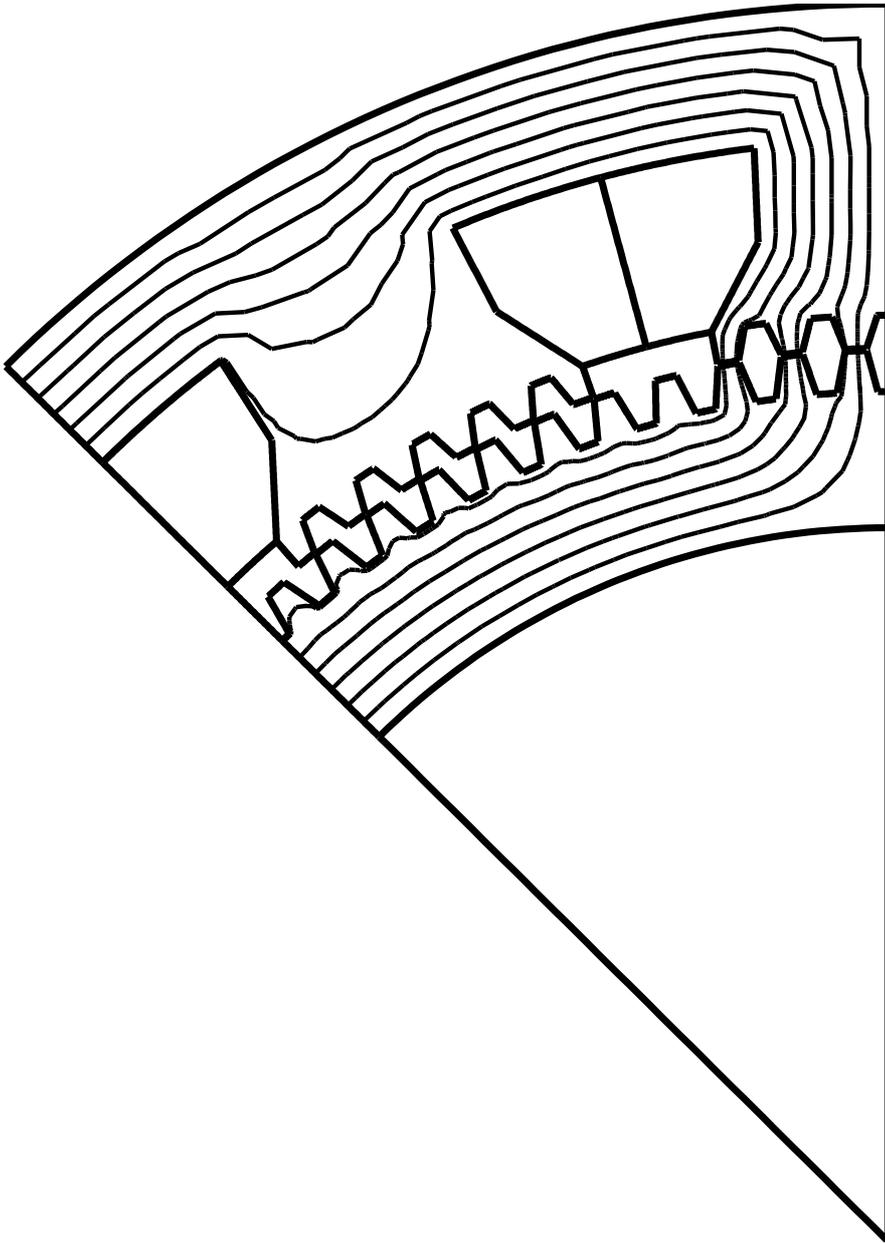


FIG. G.4 – Optimisation du couple massique -  $N_r = 88$ , 4 plots par phases

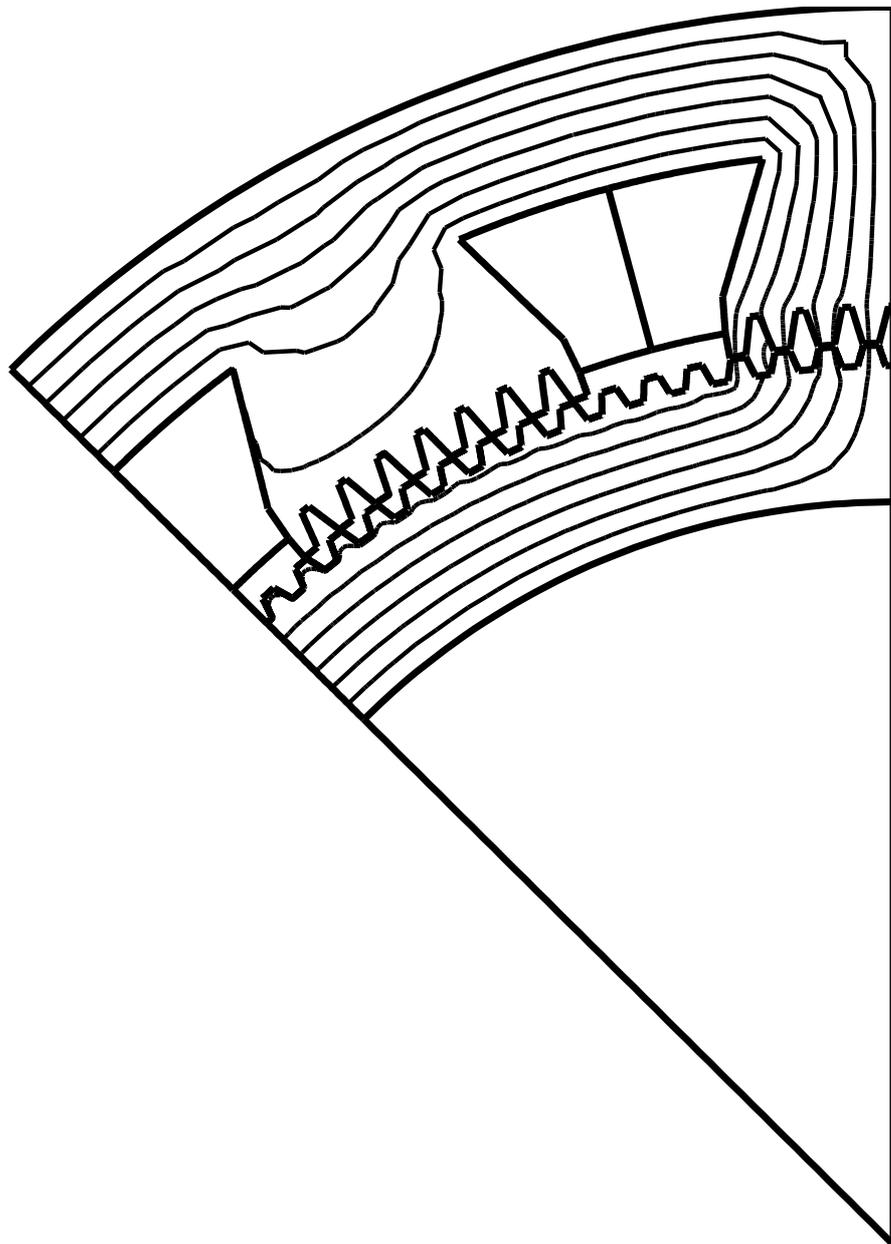


FIG. G.5 – Optimisation du couple massique -  $N_r = 128$ , 4 plots par phases

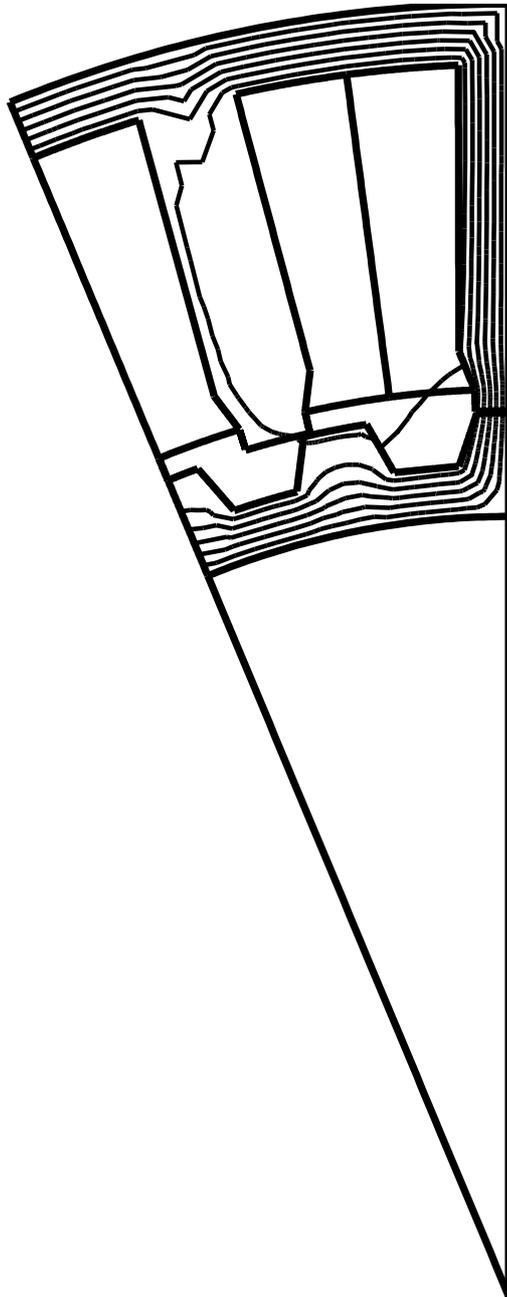
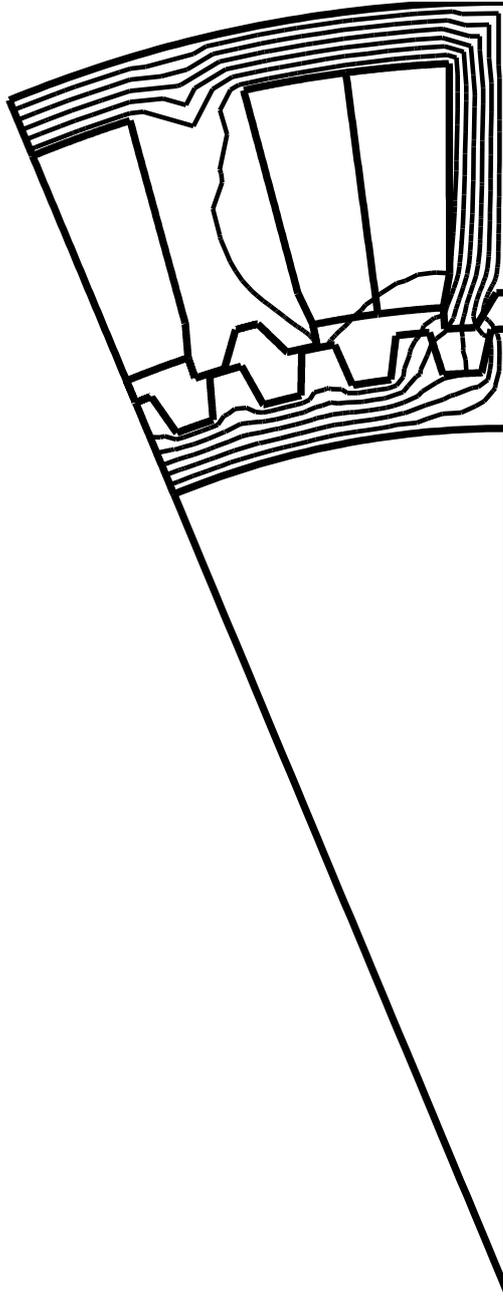


FIG. G.6 – Optimisation du couple massique -  $N_r = 32$ , 8 plots par phases

FIG. G.7 – Optimisation du couple massique -  $N_r = 64$ , 8 plots par phases

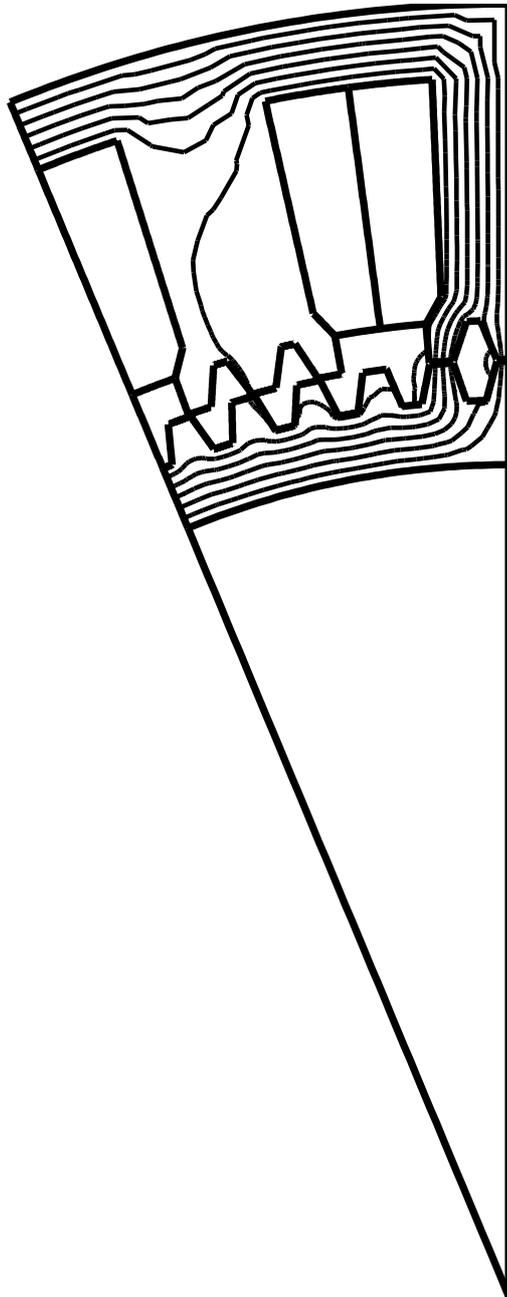


FIG. G.8 – Optimisation du couple massique -  $N_r = 88$ , 8 plots par phases

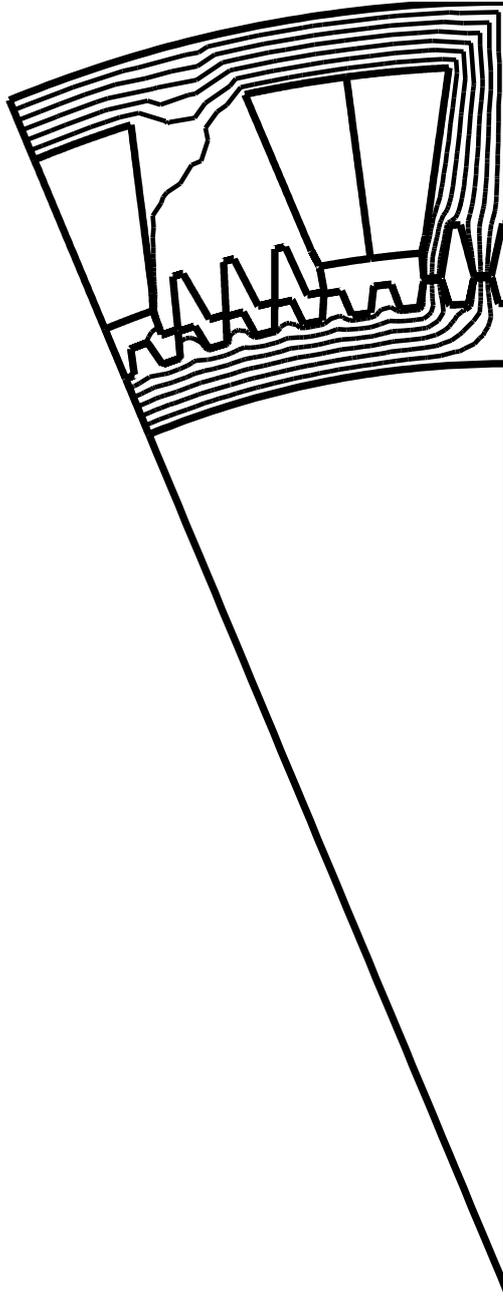


FIG. G.9 – Optimisation du couple massique -  $N_r = 128$ , 8 plots par phases

Les travaux présentés portent sur la conception et la commande d'un ensemble convertisseur-génératrice basse vitesse pour les applications éoliennes. Une génératrice 10kW, 50 tr/min (contrainte typique d'une éolienne autonome) est étudiée. La machine à réluctance variable (MRV) à plots dentés et à grand nombre de dents est retenue car elle est bien adaptée à un fonctionnement à basse vitesse de rotation permettant la simplification ou la suppression du multiplicateur de vitesse utilisé avec les génératrices classiques.

La structure électromagnétique est d'abord optimisée par un algorithme génétique couplé à la méthode des éléments finis.

La commande de la génératrice est ensuite traitée. La machine est modélisée par la méthode des éléments finis puis le réseau de courbes du flux en fonction de la position et du courant est approximé par Krigeage en vue de la commande. La machine est commandée par un demi pont en H et l'optimisation des paramètres de commande est effectuée.

Enfin, un banc d'essais comprenant une MRV 6/4 (3kW) fonctionnant en générateur et couplée à un moteur à courant continu a été mis en œuvre. La commande des deux machines est implantée sur une carte DSPACE 1103. Ce banc d'essais permet de vérifier d'une part la validité de la modélisation par éléments finis, et d'autre part les lois de commandes élaborées.

Mots-clés :

Génératrice à Réluctance Variable, Basse Vitesse, Modélisation, Méthode des Eléments Finis, Optimisation, Algorithme Génétique, Commande, Eolien.

### **”Modelling, Design and Command of Self-excited Low Speed Switched Reluctance Generator”**

The work presented concerns the design and the control of a low speed generator for wind turbine applications. A 10 kW, 50 rpm generator (typical of an autonomous wind turbine) is studied. The slotted switched reluctance machine (SRM) with great number of teeth is retained. This structure is well adapted to low speed operation allowing the simplification or the removal of the gearbox used with traditional generators.

The electromagnetic structure is optimized by a genetic algorithm coupled with the finite element method. The control of the generator is then treated. The machine is modelled by the finite element method, then the flux characteristics depending on the position and the current are approximated by Krigeage. The machine is controlled thanks to a H half bridge and the optimization of control parameters is carried out.

The system, including a 6/4 SRM (3 kW) in generator mode coupled to a D.C. motor, is implemented and experiments are performed. The two machines control is established on a Dspace 1103 environment. Experiments enable to check on the one hand the validity of modelling by finite elements method, and on the other hand the elaborated control laws.

Keywords:

Switched Reluctance Generator, Low Speed, Modelling, Finite Element Method, Optimization, Genetic Algorithm, Command, Wind turbine.

Discipline : Génie Electrique

N° :

*(ne rien inscrire, attribué par la bibliothèque)*