HAL
open science

Modélisation et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation de Forte Puissance

Aymen Ammar

To cite this version:

Aymen Ammar. Modélisation et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation de Forte Puissance. Autre. Ecole Centrale de Lille, 2013. Français. NNT : 2013ECLI0010 . tel-00907699

HAL Id: tel-00907699

https://theses.hal.science/tel-00907699v1

Submitted on 21 Nov 2013

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.

N° d'ordre : 223

THESE

Présentée en vue
d'obtenir le grade de

DOCTEUR

En

Spécialité : Génie Electrique

Par

Aymen AMMAR

DOCTORAT DELIVRE PAR L'ECOLE CENTRALE DE LILLE

Titre de la thèse :

Modélisation et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation de Forte Puissance

Soutenue le 28 Juin 2013 devant le jury d'examen :

Président	*Abdelmounaïm TOUNZI, Professeur, Université Lille 1, L2EP*
Rapporteur	*Noureddine TAKORABET, Professeur, Université de Lorraine, GREEN*
Rapporteur	*Hamid BEN AHMED, Maître de conférences HDR, ENS Cachan Bretagne, SATIE*
Examinateur	*Lionel VIDO, Maître de conférences, Université de Cergy Pontoise, SATIE*
Examinateur	*Daniel LALOY, Responsable R&D, JEUMONT Electric*
Co-Directeur	*Pascal BROCHET, Professeur, UTBM-Belfort-Montbéliard, L2EP*
Co-Directeur	*Frédéric GILLON, Maître de conférences HDR, Ecole Centrale de Lille, L2EP*

Thèse préparée dans le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP)
Ecole Doctorale SPI 072 (Lille I, Lille III, Artois, ULCO, UVHC, EC Lille)
PRES Université Lille Nord-de-France

A mes parents
A ma femme et ma fille
A mes frères et sœurs
Et à tous ceux qui m'ont soutenu…

Remerciements Institutionnels

Ce travail a été réalisé à l'Ecole Centrale de Lille au sein du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance, en collaboration avec l'entreprise JEUMONT Electric et ce dans le cadre d'une Conventions Industrielles de Formation par la Recherche (CIFRE).

Au cours de ce travail un prototype de générateur synchrone à double excitation de forte puissance, 1MVA, a été réalisé. Nous remercions sincèrement la région Nord Pas de Calais, l'Etat Français ainsi que le Fonds Européen de Développement Régional (FEDER) qui à travers le pôle de recherche, Maîtrise Energétique des Entrainements Electriques (MEDEE), ont contribué au financement de ce prototype.

Nous remercions également l'entreprise JEUMONT Electric, constructeur de machines électriques tournantes, pour leur engagement sur ce type de problématique, essentielle pour répondre aux exigences énergétiques et environnementales.

Enfin, nous exprimons notre gratitude envers L'Association Nationale de la Recherche et de la Technologie (ANRT) qui a participé au financement de cette thèse.

Remerciements

Je souhaiterais avant tout remercier toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont permis à l'aboutissement de ce travail. Je pense donc en particulier à mes co-directeurs de thèse, M. Pascal Brochet et M. Frédéric Gillon, qui par leurs expériences et esprits de synthèse ont été indispensables à l'accomplissement de mes travaux.

Mes sincères remerciements vont également à M. Daniel Laloy, responsable du département étude et développement à l'entreprise JEUMONT Electric, pour ses directives enrichissantes et son suivi attentif des travaux.

Je remercie vivement M. Noureddine Takorabet, Professeur des universités de l'Université de Lorraine, et M. Hamid Ben Ahmed, Maître de Conférence HDR de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan Bretagne, d'avoir accepté de rapporter cette thèse.

Je tiens à remercier tout particulièrement, M. Abdelmounaïm Tounzi, Professeur des Universités de l'Université Lille 1 qui nous a fait l'honneur de présider la soutenance et, M. Lionel Vido Maître de Conférences de l'Université de Cergy Pontoise d'avoir participé à ce jury.

Ces années de thèse ont été enrichissantes sur le plan scientifique mais aussi sur un plan humain où j'ai pu faire la connaissance de gens merveilleux. Je tiens donc à remercier toutes ces personnes que j'ai côtoyées durant ces années :

- Mes amis et anciens camarades de bureau, Mathias et Antoine, qui par leur sympathie et bonne humeur ont contribué à rendre ce séjour agréable ;
- Mes amis ; Ramzi, Sophie, Jinlin, Alex, Martin, Dmitry, Laurent, Vera, Ali, François, Xavier Cimetière, Xavier Margueron, Christophe, Pierre, Nicolas, Mathieu, Wenhua, Dan, Hristiyan, Amir et Ye ;
- Les enseignants-chercheurs de l'ECL ; M. Michel Hecquet, M. Xavier Guillaud, M. Stéphane Brisset, M. Bruno François, M. Mohamed Ben Rajeb, M. Philippe Le Moigne pour leurs disponibilités à chaque fois que j'ai sollicité leurs aides.

Mes remerciements vont aussi aux personnes de JEUMONT Electric, dirigeants, ingénieurs, techniciens, dessinateurs,…pour leur contribution à ce travail et à la réalisation du prototype.

Il me sera impossible, enfin, de ne pas saluer ma famille à savoir mes parents, ma femme, mes frères et sœurs, pour le soutien et les encouragements qu'ils n'ont cessé de me prodiguer, tout au long de ces années.

Table des matières

Introduction générale *15*

CHAPITRE 1 : Problématique de l'étude et solutions envisagées *21*

I. Introduction **23**

II. Problématique de l'étude **24**
II.1. Développement énergétique et contraintes environnementales 24
II.2. Place de l'électricité et des machines électriques tournantes 26

III. Les différentes solutions énergétiques proposées **27**
III.1. Les entrainements à vitesses variables 27
III.2. L'énergie éolienne 30
III.3. L'énergie hydraulique - Hydroélectricité 31
III.4. L'énergie solaire 33
III.4.a. Solaire thermodynamique 34
III.4.b. Solaire photovoltaïque 36
III.5. La géothermie 37
III.6. La biomasse 39
III.7. Energies marines 40
III.7.a. La houle 40
III.7.b. Energie marémotrice 41
III.8. Conclusion 42

IV. Les machines tournantes à haute efficacité énergétique **44**
IV.1. Les machines synchrones à aimants permanents 44
IV.1.a. Intérêts et topologies des MSAP 44
IV.1.b. Insuffisances et contraintes des MSAP 46
IV.2. Les machines synchrones à double excitation 48
IV.2.a. Définition et intérêt des MSDE 48
IV.2.b. Les différents types de MSDE 52
IV.2.c. Conclusion sur les MSDE et présentation de la structure retenue 61

V. Conclusion **63**

CHAPITRE 2 : Modélisation multi-physique d'un générateur synchrone à double excitation *65*

I. Introduction **67**

II. Choix du modèle multi-physique **68**
II.1. Modèle de dimensionnement ou de comportement pour l'optimisation ? 68
II.1.a. Définition d'un modèle de dimensionnement : 68
II.1.b. Définition d'un modèle de comportement pour l'optimisation 69
II.2. Structure générale du modèle multi-physique 70

III. Etude et modélisation en fonctionnement Générateur à vide **71**
III.1. Caractérisation du fonctionnement à vide par réseau de réluctances 71
III.1.a. Définition de la méthode du réseau de réluctances 72
III.1.b. Identification des différents tubes de flux de la MSDE 73
III.1.c. Réseau de réluctances pour la détermination du flux à vide 75
III.2. Validation du modèle magnétique 79

IV. Etude et Modélisation en fonctionnement géneratrice en charge **82**

IV.1. Calcul du courant d'excitation en charge 82
IV.2. Validation du calcul du courant d'excitation en charge 84

V. Modèle des pertes dans la machine 85
V.1. Les pertes mécaniques 86
V.2. Les pertes fer 86
V.2.a. Les pertes fer « normales » 87
V.2.b. Les pertes fer supplémentaires à vide 87
V.2.c. Les pertes fer supplémentaires en charge 88
V.3. Pertes dans le cuivre 88
V.3.a. Pertes normales dans le cuivre 89
V.3.b. Pertes cuivre supplémentaires 89
V.4. Pertes dans les aimants permanents 90
V.4.a. Pertes dues aux dents statoriques 90
V.4.b. Pertes dues aux harmoniques du champ statorique 91

VI. Modèle thermique 92
VI.1. Définition de la méthode nodale 92
VI.1.a. Conductances thermiques 93
VI.1.b. Mise en équation 94
VI.2. Application à la machine étudiée 95
VI.3. Calcul des coefficients de convection 96
VI.4. Couplage du modèle thermique 98

VII. Conclusion 101

CHAPITRE 3 : Etude et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation 103

I. Introduction 105

II. Simulation du fonctionnement à vide de la MSDE par modèle éléments finis 106
II.1. Distribution du champ magnétique dans la MSDE 107
II.2. Optimisation de la forme des pôles rotor 109

III. Generateur synchrone à double excitation fonctionnant a vitesse constante 113
III.1. Fonctionnement en générateur isolé 113
III.1.a. Courbe à vide 113
III.1.b. Caractéristique en court-circuit triphasé équilibré 115
III.1.c. Caractéristiques de réglage 115
III.2. Fonctionnement en générateur couplé à un réseau puissant 117
III.2.a. Courbes en « V » ou courbes de Mordey 117
III.2.b. Diagramme PQ d'une GSDE 119
III.3. Conclusion 122

IV. Générateur synchrone à double excitation fonctionnant à vitesse variable : cas d'une éolienne 127
IV.1. Présentation de l'étude 127
IV.1.a. Chaîne de conversion éolienne 127
IV.1.b. Définition du problème d'optimisation 130
IV.2. Front de Pareto Energie produite/Masse des parties actives de la GSDE 132
IV.2.a. Evolution du front de Pareto en fonction du nombre d'encoches par pôle et par phase 132
IV.2.b. Evolution du front de Pareto en fonction de la fréquence d'alimentation 135
IV.2.c. Evolution du front de Pareto en fonction de la plage de vitesse de vent 137
IV.2.d. Comparaison des fronts de Pareto d'une GSDE et d'une GSPS 138
IV.2.e. Conclusion 140
IV.3. Etude d'un cas particulier d'un générateur éolien 140

IV.3.a. Evolution des performances pour plusieurs cas de fréquences nominales 140
IV.3.b. Evolution des performances pour plusieurs cas de distribution annuelle du vent 142

V. Conclusion 145

CHAPITRE 4 : Dimensionnement par optimisation et résultats d'essais d'un prototype de Générateur Synchrone à Double Excitation 147

I. Introduction 149

II. Dimensionnement par optimisation d'un prototype de Générateur Synchrone à Double excitation 150
II.1. Dimensionnement par optimisation du prototype 151
II.2. Dimensionnement par optimisation de la géométrie de l'épanouissement polaire 153
II.3. Présentation du prototype et instrumentation 155
II.3.a. Aperçu général du prototype 155
II.3.b. Instrumentation du prototype 157

III. Résultats des essais 160
III.1. Essais avant le collage des aimants permanents 161
III.1.a. Essais à vide 161
III.1.b. Essais en court circuit 164
III.1.c. Calcul du rendement 164
III.1.d. Essais en charge 166
III.1.e. Conclusion sur les résultats de la première phase d'essais 167
III.2. Essais après le collage des aimants permanents 167
III.2.a. Essais à vide 168
III.2.b. Calcul du rendement 171
III.2.c. Essais en charge 172
III.2.d. Incident de décollage des aimants permanents – causes, conséquences et solutions 173

IV. Conclusion 175

Conclusion générale 177

ANNEXE I : Détermination des réluctances du modèle magnétique 183

ANNEXE II : Méthode des courants des mailles 193

ANNEXE III : Modèles éléments finis des machines utilisées pour la validation 195

ANNEXE IV : Niveaux de bruit maximaux imposés par la norme CEI 60034-9 198

ANNEXE V : Dimensions et caractéristiques du prototype 200

ANNEXE VI : Quelques plans de fabrication du prototype 204

ANNEXE VII : Schéma panoramique du bobinage du prototype 210

ANNEXE VIII : Calcul du point initial pour le dimensionnement par optimisation 212

Références Bibliographiques 219

Liste des figures

Figure 1-1 : Evolution de la demande énergétique mondiale [Web_IEA] 24
Figure 1-2 : Moyenne mensuelle de la concentration de CO2 à l'observatoire de Mauna Loa, Hawaii [Web_LSCE] 25
Figure 1-3 : Anomalie annuelle, par rapport à la moyenne, des températures continentales et océaniques [Web_NOAA] 25
Figure 1-4 : Distribution des énergies primaires pour la production d'électricité [Web_IEA] 26
Figure 1-5 : Différents éléments d'un entrainement électrique à vitesse variable 28
Figure 1-6 : Caractéristiques hydrauliques d'un réseau et d'une pompe – deux cas de fonctionnement 29
Figure 1-7 : Principaux éléments d'une éolienne 30
Figure 1-8 : Evolution de la puissance mondiale installée de l'éolien entre 1997-2009 31
Figure 1-9 : Principe de fonctionnement d'une centrale hydraulique 33
Figure 1-10 : Conversion du rayonnement solaire en énergie électrique 34
Figure 1-11 : Capteurs cylindro-paraboliques (a) et principe de fonctionnement d'une centrale solaire thermodynamique (b) 35
Figure 1-12 : Principe de fonctionnement (a) et photo de la centrale Solar Two en Californie (b) 35
Figure 1-13 : Principe de fonctionnement d'une photopile 36
Figure 1-14 : Puissance installée de cellules photovoltaïques 37
Figure 1-15 : Chaîne de production d'électricité géothermique 38
Figure 1-16 : Systèmes utilisant la houle pour produire de l'électricité [Web_E2D] 41
Figure 1-17 : Répartition de la production d'électricité d'origine renouvelable (a) et leurs taux de croissance annuel moyen 2000-2010 [TI_D3900] 43
Figure 1-18 : Rotors de machines synchrones à aimants permanents 45
Figure 1-19 : Diagramme de Fresnel d'une MSAP ; en mode générateur (a) et en mode moteur (b) 47
Figure 1-20 : courbe d'iso-rendement de la MSAP (a), évolution de sa commande (angle de charge) (b), courbe d'iso-rendement de la MSDE (*ToHy*=50%) (c) et évolution de sa commande (courant d'excitation) (d) dans un plan couple /vitesse 51
Figure 1-21 : Courbes d'iso-rendement de MSDE avec des taux d'hybridation différents ; 25%(a), 50%(b), 75%(c) et 100%(d) 51
Figure 1-22 : Principe de la double excitation série 52
Figure 1-23 : Rotors de Machines Synchrones à Double Excitation série 53
Figure 1-24 : Principe de la double excitation parallèle 53
Figure 1-25 : Prototypes de MSDE à griffes [RAD_90] 54
Figure 1-26 : Rotor et principe d'une MSDE à circuits juxtaposés [SYV_95] 55
Figure 1-27 : Rotors de MSDE à nombre de paires de pôles variables ; [TAK_08] (a), [AKE_00] (b), [LUO_00] (c) et [AKE1_00] 56
Figure 1-28 : Principe de fonctionnement de la MSDE à nombre de paires de pôles variables 57
Figure 1-29 : Structure d'une MSDE à pôles conséquents [TAP_03] 58
Figure 1-30 : Défluxage d'une MSDE à pôles conséquents 59
Figure 1-31 : Surfluxage d'une MSDE à pôles conséquents 59
Figure 1-32 : Idée de base de la MSDE à concentration de flux [HLI_08] 60
Figure 1-33 : Stator (a) et rotor (b) d'une MSDE à concentration de flux (c) [HLI_08] 60
Figure 1-34 : Concept général et aperçu du rotor de la MSDE série à étudier 62
Figure 2-1 : Structure d'un modèle de dimensionnement 68
Figure 2-2 : Structure d'un modèle de comportement pour l'optimisation 69
Figure 2-3 : Classification des méthodes de modélisation 70
Figure 2-4 : Description du modèle multi-physique 71
Figure 2-5 : Tube d'induction magnétique 72
Figure 2-6 : Tube de flux entouré par une bobine 73
Figure 2-7 : Flux intervenants dans la machine 74
Figure 2-8 : Décomposition en tubes de flux de la MSDE 75

Figure 2-9 : Circuit équivalent à vide superposé à un schéma plan de la machine 76
Figure 2-10 : Simplification du réseau de réluctances au niveau du stator 77
Figure 2-11 : Réseau de réluctances simplifié..... 78
Figure 2-12 : Décomposition de la FMM de réaction d'induit d'une machine synchrone à pôles saillants..... 83
Figure 2-13 : Diagramme des tensions et des F.M.M d'une MSDE avec charge inductive..... 84
Figure 2-14 : Evolution du coefficient k'_{ss} en fonction du rapport e_t/δ [BEL_76]..... 88
Figure 2-15 : Volume élémentaire V_i (nœud i) d'un modèle nodal..... 92
Figure 2-16 : Conductance de conduction axiale 93
Figure 2-17 : Volume élémentaire V_i (nœud i) d'un modèle nodal..... 94
Figure 2-18 : Détermination des nœuds et des symétries du modèle thermique 95
Figure 2-19 : Evolution du coefficient d'échange thermique convectif dans un canal rectangulaire en fonction de la vitesse d'air 96
Figure 2-20 : Représentation simplifiée des canaux de ventilation..... 97
Figure 2-21 : Procédure de calcul du modèle multi-physique..... 100
Figure 3-1 : Maillage de la MSDE étudiée 106
Figure 3-2 : Cartographie de l'induction et des linges de champ dans la MSDE..... 107
Figure 3-3 : Répartition spatiale de l'induction dans l'entrefer pour différentes valeurs du courant d'excitation 108
Figure 3-4 : Répartition spatiale de l'induction dans l'entrefer variable..... 108
Figure 3-5 : Analyse en série de Fourrier de l'induction - entrefer constant vs. entrefer variable 109
Figure 3-6 : Représentation des variables à optimiser 110
Figure 3-7 : Résultats de l'optimisation de la forme du pôle 111
Figure 3-8 : Evolution des variables d'optimisation 112
Figure 3-9 : Schéma de principe des entrefers des deux machines comparées 113
Figure 3-10 : Courbe à vide GSDE vs courbe à vide GSPS..... 114
Figure 3-11 : Diagramme vectoriel de la GSDE et de la GSPS 114
Figure 3-12 : Caractéristiques en court-circuit de la GSDE et de la GSPS..... 115
Figure 3-13 : Caractéristiques de réglage de la GSDE (a) et de la GSPS (b) à tension constante..... 116
Figure 3-14 : Diagramme vectoriel simplifié représentant l'évolution du point de fonctionnement lors du raccordement au réseau 117
Figure 3-15 : Courbe en « V » de la GSDE (a) et de la GSPS (b) à V = 1 pu et f = 50 Hz..... 118
Figure 3-16 : Courbe du rendement en fonction de la puissance GSDE vs. GSPS 119
Figure 3-17 : Définition des limites d'un diagramme PQ 120
Figure 3-18 : Courbes Iso-rendement dans le plan PQ de GSDE ayant différents Taux d'hybridation..... 123
Figure 3-19 : Courbes Iso-courant d'excitation dans le plan PQ de GSDE ayant différents Taux d'hybridation 124
Figure 3-20 : Courbes Iso-pertes Joules rotor dans le plan PQ de GSDE ayant différents Taux d'hybridation.. 125
Figure 3-21 : Courbes Iso-pertes Joules stator dans le plan PQ de GSDE ayant différents Taux d'hybridation 126
Figure 3-22 : Chaîne de conversion éolienne..... 128
Figure 3-23 : Courbe typique de puissance en fonction de la vitesse du vent..... 128
Figure 3-24 : Puissance disponible (à gauche) et vitesse (à droite) de l'arbre sur la plage des vitesses de vent 3-25 m/s..... 129
Figure 3-25 : Probabilités des vitesses de vent..... 129
Figure 3-26 : Front de Pareto Energie/Masse pour différentes valeurs du nombre d'encoches par pôle et par phase 133
Figure 3-27 : Masse du circuit magnétique stator en fonction de l'énergie produite 134
Figure 3-28 : Pertes Joules rotor en fonction de la masse de la partie active 134
Figure 3-29 : Fronts de Pareto Energie / Masse pour différentes fréquence d'alimentation 135
Figure 3-30 : Masse du fer stator (a) et masse du fer rotor (b) en fonction de l'énergie annuelle produite 136
Figure 3-31 : Fronts de Pareto pour deux cas de plages de vitesses de vent utiles..... 137
Figure 3-32 : Fronts de Pareto Energie produite/Masse des parties actives pour deux types de générateurs éoliens 138
Figure 3-33 : Pertes Joules d'excitation en fonction de la masse des parties actives des deux types de générateurs éoliens 139

Figure 3-34 : Diamètre d'alésage et masse du rotor en fonction de l'énergie annuelle produite des deux types de générateurs éoliens 139
Figure 3-35 : Variation du courant d'excitation (a) et du rendement (b) en fonction de la vitesse du vent pour trois cas de fréquence nominale 141
Figure 3-36 : Trois cas de distribution de Weibull 142
Figure 3-37 : Variation du courant d'excitation (a) et du rendement (b) en fonction de la vitesse du vent pour trois cas de distribution de Weibull 144
Figure 4-1 : Forme générale du problème d'optimisation pour le dimensionnement du prototype 151
Figure 4-2 : Forme générale du problème d'optimisation de l'épanouissement polaire 154
Figure 4-3 : Rotor du prototype avant (a) et après (b) le collage des aimants permanents 156
Figure 4-4 : Stator seul du prototype(a) et stator installé dans la carcasse (b) 156
Figure 4-5 : Emplacement (a) et photos (b) des sondes de température et des templates fixés sur le rotor 157
Figure 4-6 : Sonde à effet Hall installée sous une dent statorique 158
Figure 4-7 : Positions des sondes à effet Hall installées sur le pôle rotor 159
Figure 4-8 : Aperçu du collecteur de mesures tournant 159
Figure 4-9 : Sondes de courant installées dans la boite à bornes du prototype 160
Figure 4-10 : Aperçu du banc d'essais 161
Figure 4-11 : Courbe à vide déduite des essais superposée à celle calculée (vitesse = 750 tr/min) 162
Figure 4-12 : Forme d'onde de la tension composée mesurée lors des essais à vide 162
Figure 4-13 : Contenu harmonique de la tension composée mesurée lors des essais à vide 163
Figure 4-14 : Induction mesurée par la sonde à effet Hall installée sous une dent statorique 163
Figure 4-15 : Courbe de court circuit triphasé essais vs. calculs 164
Figure 4-16 : Schéma de principe de la méthode des pertes séparées 165
Figure 4-17 : Courbes en « V » du prototype sans aimants permanents – essais vs. calculs 167
Figure 4-18 : Courbe à vide prototype GSDE vs. prototype GSPS 168
Figure 4-19 : Induction mesurée dans l'entrefer - prototype GSDE vs. prototype GSPS 169
Figure 4-20 : Forme d'onde de la tension composée mesurée à vide du prototype GSDE 169
Figure 4-21 : Mesures des sondes à effet Hall installées à la surface du pôle (a) et entre cornes polaires (b) 170
Figure 4-22 : Mesures de la fréquence de la tension induite aux bornes de la bobine d'excitation en fonction de la vitesse de rotation 171
Figure 4-23 : Dégâts occasionnés par le décollage des aimants permanents sur le rotor(a) et sur le stator(b) 173
Figure 4-24 : Rotor après l'installation de la frette 174

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : Consommation en tep par habitant et par jour en 2009 [Web_Wiki_Ress] 24
Tableau 1-2 : Récapitulatif des avantages et des inconvénients des MSAP 46
Tableau 1-3 : Récapitulatif des avantages et des inconvénients de structures de MSDE 61
Tableau 2-1 : Quelques analogies électrique magnétique 73
Tableau 2-2 : Variation de l'induction en fonction de la longueur du tube de flux 74
Tableau 2-3 : Tableau comparatif des résultats d'essai à vide avec les calculs par RdR 80
Tableau 2-4 : Dimensions générales des machines utilisées pour la validation du RdR 80
Tableau 2-5 : Validation du calcul de la courbe à vide 81
Tableau 2-6 : Validation du calcul des inductions à tension nominale 82
Tableau 2-7 : Validation de la méthode de calcul du courant d'excitation sur charge inductive 85
Tableau 2-8 : Validation de la méthode de calcul du courant d'excitation sur charge résistive 85
Tableau 3-1 : Caractéristiques générales de la machine 127
Tableau 3-2 : Les 13 variables d'optimisation 130
Tableau 3-3 : Les contraintes du problème d'optimisation 131
Tableau 3-4 : dimensions générales des machines optimales (différentes fréquences) 141
Tableau 3-5 : dimensions générales des machines optimales pour différentes distributions de Weibull 143
Tableau 4-1 : Récapitulatif du cahier des charges du prototype 150
Tableau 4-2 : Valeurs initiales et bornes des variables d'optimisation 152
Tableau 4-3 : Dimensions principales du prototype de GSDE 153
Tableau 4-4 : Résultats de l'optimisation de la géométrie du pôle 155
Tableau 4-5 : Pertes et rendement du prototype sans aimant permanent 165
Tableau 4-6 : Points de fonctionnement pour l'établissement des courbes en « V » 166
Tableau 4-7 : Calcul des pertes à partir des essais et comparaison avec le prototype GSPS 172
Tableau 4-8 : Point de fonctionnement lors des essais d'échauffements en charge 172

Introduction générale

L'exploitation des sources d'énergies renouvelables et l'amélioration de l'efficacité énergétique des consommateurs et des producteurs de l'électricité sont parmi les principaux plans de recherche et d'action pour limiter les dégâts de la pollution et l'épuisement des ressources fossiles et fissiles. En effet, 30% de l'énergie primaire est transformée en énergie électrique. 63% de cette énergie électrique est d'origine fossile, contribuant aux émissions de CO2 à hauteur de 26%.

Le réchauffement climatique et les contraintes environnementales ont ainsi amené les industriels et les scientifiques à développer de nouvelles technologies pour répondre à ces exigences. L'essentiel des travaux est dirigé vers la production d'électricité « verte » et vers la réduction de la consommation. La machine asynchrone et la machine synchrone à rotor bobiné, ont atteint leurs limites de rendement et de puissance volumique. La machine synchrone à aimants permanents, grâce à son bon rendement et son importante puissance volumique, se situe comme étant une solution alternative intéressante aux machines conventionnelles. Cependant, les structures à aimants permanents nécessitent l'utilisation d'un redresseur commandé entraînants quelques difficultés de contrôle du flux, surtout pour les applications de fortes puissances.

Plusieurs équipes de recherche, l'équipe SETE du laboratoire SATIE [LUC_99] [HOA_06] et d'autres équipes aux États Unis [LIP_95], en Chine [ZHA_08] [BAO_05], au Japon [MA_99] [MAS_98], prospectent des topologies de machines qui permettraient de combiner la souplesse de fonctionnement de la machine à excitation bobinée aux avantages de la machine à aimants permanents (puissance volumique et rendements importants). Parmi les solutions présentées, il y a celles qui disposent de bobines d'excitation auxiliaires, dites Machines Synchrones à Double Excitation (MSDE), et qui permettent un contrôle nettement plus simple du flux. C'est dans l'optique de répondre aux contraintes environnementales et aux exigences d'un marché de plus en plus concurrentiel, que la société JEUMONT ELECTRIC [WEB_JE] a choisi l'étude et le développement des MSDE pour des applications de fortes puissances.

L'étude d'un « nouveau » type de machine nécessite une modélisation intégrant des aspects multi-physique : électrique, magnétique, thermique, etc. Ce modèle multi-physique peut être un modèle de dimensionnement ou de comportement. Cependant, avec l'intégration des méthodes d'optimisation, on peut faire du dimensionnement avec un modèle de comportement et vice versa. Néanmoins, l'utilisation des algorithmes d'optimisation peut entraîner un temps de calcul trop long. Ainsi, le choix judicieux de l'outil de modélisation s'impose. Les méthodes analytiques sont rapides mais peu précises. Tandis que les méthodes numériques, tel que les éléments finis, sont précises mais assez lentes. Entre deux, il y a les méthodes à constantes localisées, ou la

méthode du circuit équivalent, qui peuvent constituer un bon compromis précision-rapidité de calcul.

L'objectif de cette thèse est l'étude et la modélisation d'une MSDE pour une application en générateur de forte puissance. Tout d'abord, dans le Chapitre I, on commencera la mise en évidence de la corrélation entre la consommation énergétique et le réchauffement climatique. Ensuite, nous verrons le poids de l'électricité et des machines électriques tournantes dans la consommation énergétique. Par la suite, nous passerons en revue quelques moyens de production d'électricité propre en utilisant des ressources renouvelables. Après, on présentera les machines à haut rendement, à savoir les MSAP et les MSDE. Ainsi, on pourra mettre en évidence les limites des MSAP et montrer, dans un premier temps, les avantages de l'utilisation des MSDE. Finalement, nous exposerons quelques topologies intéressantes de MSDE tout en argumentant le choix de la structure qui sera étudiée.

Le Chapitre II sera consacré à la modélisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation (GSDE). Ainsi, un modèle multi-physique sera établi. Une discussion sur le choix du type du modèle, de dimensionnement ou de comportement, sera abordée. Ensuite, nous verrons que l'orientation du modèle pour l'optimisation nous poussera à choisir des méthodes analytiques combinées avec des méthodes à constantes localisées (méthode du circuit équivalent). Les méthodes numériques, à savoir les éléments finis, serviront à une première validation du modèle.

Une fois le modèle multi-physique établi, nous étudierons dans le Chapitre III, dans un premier temps, le GSDE en fonctionnement à vitesse constante. Cette première étude permettra de faire une comparaison avec un Générateur Synchrone à Pôles Saillants (GSPS). De plus, nous verrons l'influence du taux d'hybridation, qui sera défini dans le chapitre I, sur les courbes caractéristiques d'un GSDE. Dans un deuxième temps, nous exploiterons le modèle pour l'étude du GSDE en fonctionnement à vitesse variable. Le cas d'un générateur éolien sera étudié. Cette partie permettra d'investiguer l'influence de certains paramètres de dimensionnement, tel que le nombre d'encoches par pôle et par phase et la fréquence d'alimentation sur les performances de la machine. Les résultats seront donnés sous forme d'un front de Pareto « Energie produite / Masse des parties actives ». Nous verrons également l'importance du bon choix de la plage d'exploitation de la vitesse du vent ainsi que l'influence de la distribution de Weibull sur le dimensionnement optimal d'un GSDE.

Enfin, le Chapitre IV sera consacré à l'exploitation du modèle pour le dimensionnement par optimisation d'un prototype de GSDE de puissance apparente de 1 MVA. Le dimensionnement sera effectué en deux étapes. La première étape concernera le dimensionnement global de la machine. La deuxième étape montrera les démarches entreprises

pour le dimensionnement optimal de la forme de l'épanouissement polaire. Après la présentation du prototype et de son instrumentation, nous verrons les résultats des essais. En fait, les essais seront effectués en deux parties. Une première série d'essais est réalisé sur le prototype avant le collage des aimants permanents (cas d'un GSPS). Tandis que la deuxième série d'essais est effectuée sur le prototype après le collage des aimants permanents (cas d'un GSDE). Le but de cette procédure est de montrer l'apport de la double excitation par rapport à une structure classique. Il faut noter que ce prototype servira en premier lieu à déceler toutes les difficultés de fabrication d'une telle machine et en deuxième lieu à la validation du modèle multi-physique du Chapitre II.

CHAPITRE 1 :

Problématique de l'étude et solutions envisagées

I. INTRODUCTION

Durant les dernières décennies, le monde a subi une évolution spectaculaire avec l'avancement technologique et industriel amenant ainsi plus de confort à l'humanité. Cependant, le prix à payer à ce confort risque d'être fatal à l'équilibre environnemental. Ceci a conduit l'humanité à faire des efforts, qu'il faudra sans doute doubler, pour préserver cet équilibre.

Dans ce chapitre, nous commençons d'abord par mettre l'accent sur les indicateurs environnementaux dus au réchauffement climatique et à l'épuisement des ressources naturelles. Ensuite nous présenterons quelques solutions entreprises pour lutter contre ces contraintes environnementales. En effet, les solutions peuvent être classées en deux catégories : la première est celle des énergies vertes et renouvelables. La seconde solution réside dans l'amélioration de l'efficacité énergétique des gros consommateurs et des producteurs de l'énergie. La machine électrique tournante est l'élément le plus consommateur d'énergie électrique dans l'industrie, en plus c'est le cœur de la plupart des chaînes de production d'électricité. L'amélioration de son efficacité énergétique constitue un challenge important. Ainsi, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), grâce à son bon rendement et sa meilleure puissance massique, a vu un essor de son utilisation. Cependant, le contrôle de ces machines reste encore compliqué surtout pour des puissances importantes. La machine synchrone à double excitation (MSDE) peut être un candidat potentiel car elle combine efficacité et facilité de contrôle. A la fin du chapitre, nous verrons les limites de la MSAP et sa comparaison à la MSDE. Nous donnerons enfin un aperçu des structures de MSDE les plus intéressantes.

II. PROBLEMATIQUE DE L'ETUDE

II.1. Développement énergétique et contraintes environnementales

Le monde est « Energivore » ! La croissance démographique, l'accès croissant de la population à l'énergie et la croissance économique entrainent une augmentation des besoins énergétiques. Selon les statistiques de l'agence internationale de l'énergie, la production mondiale d'énergie a presque doublé entre les années 70 et nos jours. La Figure 1-1 illustre cette évolution.

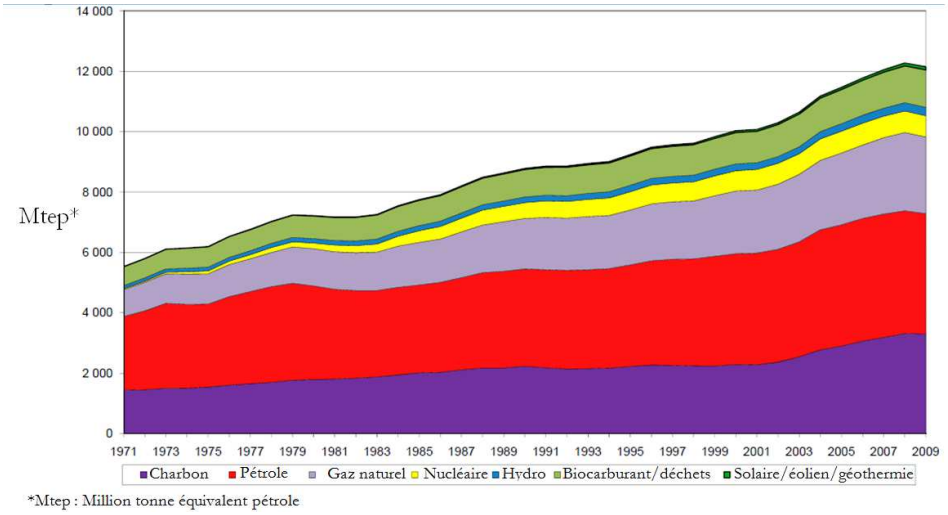


Figure 1-1 : Evolution de la demande énergétique mondiale [Web_IEA]

Selon le scénario « The new policies », du World Energy Outlook de 2010 [Web_IEA], la consommation d'énergie mondiale augmenterait de 1,2 % en moyenne jusqu'à 2035. De plus, 20% de la population mondiale, celle des pays industrialisés, dissipe à elle seule 75% de l'énergie convertie par les activités humaines. Que se passerait-il si toute l'humanité ce mettait à consommer à ce niveau ? Le Tableau 1-1 donne quelques chiffres de l'énergie consommée par habitant et par jour dans quelques pays [Web_Wiki_Ress].

Pays	Canada	USA	Norvège	France	Japon	Chine	Inde	Bénin	Monde
tep par hab. par j.	8,17	7,75	5,71	4,15	4,02	1,48	0,49	0,32	1,82

Tableau 1-1 : Consommation en tep par habitant et par jour en 2009 [Web_Wiki_Ress]

La forte augmentation de la consommation énergétique commence à influer et à perturber l'écosystème en le conduisant vers un avenir inconnu… L'augmentation de la teneur en CO2 constatée dans l'atmosphère est liée à l'activité humaine et en premier lieu à la production

d'énergie. La Figure 1-2 montre l'évolution de la concentration de dioxyde de carbone (CO2) atmosphérique depuis les années 60. En 2012, la teneur moyenne en CO2 de l'atmosphère terrestre a atteint les plus hauts niveaux jamais enregistrés [Web_LSCE].

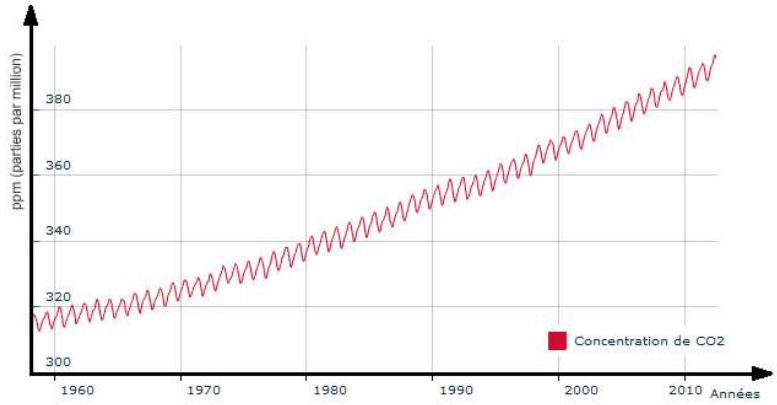


Figure 1-2 : Moyenne mensuelle de la concentration de CO2 à l'observatoire de Mauna Loa, Hawaii [Web_LSCE]

Plusieurs études [Web_ENSL] ont montrés que l'augmentation des températures moyennes terrestres est liée à l'augmentation de la concentration en CO2. L'accroissement de « l'effet de serre » qui en résulte provoque une élévation de la température moyenne du globe qui va en s'accélérant. Les données de la Figure 1-3 enregistrées par la NOAA (National Oceanic Atmospheric Administration) [Web_NOAA] et l'évolution de la concentration en CO2 montrent une corrélation.

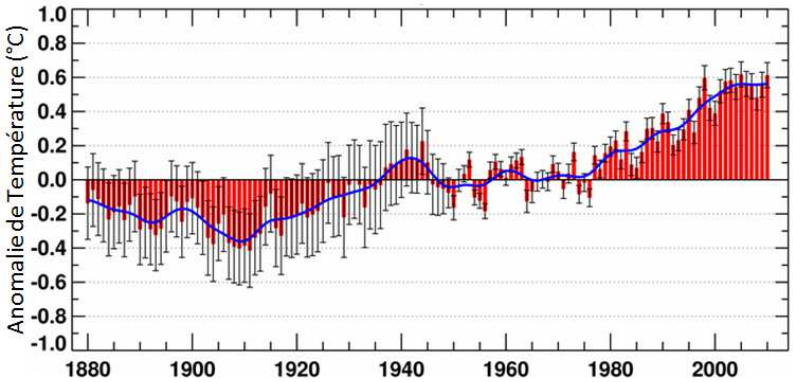


Figure 1-3 : Anomalie annuelle, par rapport à la moyenne, des températures continentales et océaniques [Web_NOAA]

Ce réchauffement induit des changements climatiques dont les effets à long terme pourraient être dramatiques pour la planète : augmentation de la température moyenne de

plusieurs degrés Celsius (1,8 à 4°C d'ici la fin du 21ème siècle) [GIEC_07], fonte des glaces polaires, élévation notable du niveau moyen des mers, modification des courants marins, augmentation des précipitations et des tornades de plus en plus violentes…

Actuellement plus de 30 % de l'énergie primaire mondiale est transformée en énergie électrique [TI_D3900]. Ainsi, l'électricité représente un élément prépondérant de l'épuisement des ressources et du réchauffement climatique. Dans le paragraphe suivant nous allons voir la place de l'énergie électrique et les plus gros consommateurs et producteurs d'électricité.

II.2. Place de l'électricité et des machines électriques tournantes

L'électricité est un excellent vecteur d'énergie. En effet, les processus de traitement et de conversion de l'énergie électrique peuvent se faire avec un très bon rendement et avec une très grande facilité de contrôle et de régulation. C'est d'ailleurs ces qualités qui ont contribué à son développement. Cependant, pour produire de l'électricité, la combustion du charbon, du pétrole et du gaz naturel génère respectivement 1, 0,81 et 0,6 kg/kWh de CO2. Ainsi, la production d'énergie électrique est responsable d'environ 26 % des émissions de CO2 dans l'atmosphère.

Sur la Figure 1-4 on peut remarquer que la part des énergies fossiles pour la production d'électricité est en augmentation au fil des années (58 % en 1990 contre 63 % en 2009), contribuant à l'épuisement des ressources d'énergies non renouvelables.

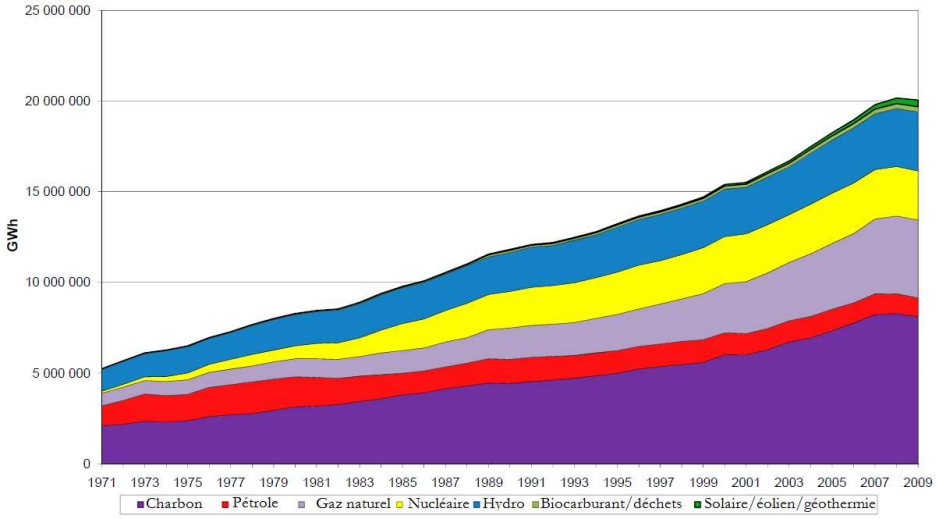


Figure 1-4 : Distribution des énergies primaires pour la production d'électricité [Web_IEA]

L'électricité est l'énergie du futur et savoir la produire proprement et avec un bon rendement sont donc des enjeux primordiaux pour le 21ème siècle. Pour y répondre, deux solutions existent : la première c'est le développement de la production d'électricité moyennant

les énergies renouvelables (éolien, hydraulique, géothermie, solaire, énergies marines,…). La deuxième solution est l'amélioration de l'efficacité énergétique de la chaine de production et de transport de l'électricité ; utilisation de la cogénération électricité-chaleur-froid, développement des moyens de stockage de l'énergie (stockage par air comprimé adiabatique, stockage électrochimique, hydraulique,…), développement des « Smart Grids » (réseaux intelligents) pour une gestion plus efficace du réseau électrique et enfin l'amélioration de l'efficacité des génératrices électriques en utilisant des machines à haut rendement (Machines Synchrone à Aimants Permanents MSAP et Machine Synchrone à Double Excitation MSDE).

La lutte contre la surconsommation énergétique doit aussi toucher les dispositifs en aval de la chaine, c'est-à-dire les dissipateurs d'énergie. 40 % de la consommation mondiale d'électricité est le fait des entrainements électriques et majoritairement des moteurs électriques. L'utilisation de la vitesse variable a énormément contribué à l'amélioration des rendements des entrainements électriques. C'est aussi dans la même optique que se développe l'utilisation des machines synchrones à aimants permanents qui offrent des rendements élevés et des puissances massiques inégalés. Cependant, pour les fortes puissances (quelques MW), les MSAP deviennent difficiles à contrôler et couteuses en électronique de puissance. Dans ces conditions, la MSDE pourrait être une bonne alternative.

III. LES DIFFERENTES SOLUTIONS ENERGETIQUES PROPOSEES

Dans cette partie du chapitre nous allons nous intéresser aux solutions énergétiques aux problèmes du réchauffement climatique et de l'épuisement des ressources. Ainsi, nous allons donner quelques exemples d'énergies renouvelables en expliquant leurs principes et leurs évolutions durant ces dernières années. De plus, nous exposeront quelques solutions d'amélioration des chaines de productions et de consommation d'électricité.

III.1. Les entrainements à vitesses variables

Les machines électriques tournantes (ME) sont un moyen de convertir l'énergie électrique (EE) en une énergie mécanique (EM). Cette énergie mécanique est par la suite transmise à la charge (pompe, ventilateur, ascenseur, broyeur,…). L'entrainement à vitesse variable permet une meilleure gestion de cette conversion électromécanique. En effet, en introduisant les convertisseurs statiques (CVS) dans la chaîne de conversion, on arrive à répondre aux exigences imposées par la charge, efficacement et rapidement. Les éléments d'une telle chaine de conversion sont présentés sur la Figure 1-5.

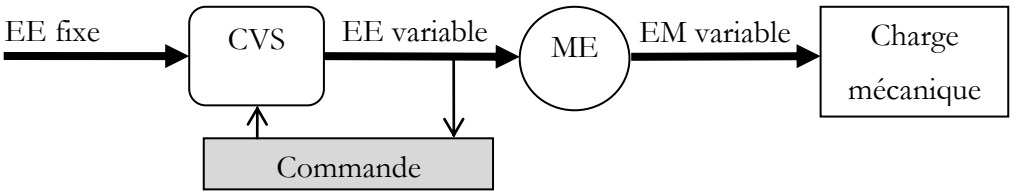


Figure 1-5 : Différents éléments d'un entrainement électrique à vitesse variable

En France, les moteurs électriques représentent plus de 70 % de la consommation d'électricité dans le secteur industriel. Ils sont utilisés dans plusieurs applications ; Industrie chimique, agro-alimentaire, industrie du papier (de la pâte jusqu'à l'imprimerie), refroidissement des centrales électriques, industrie minière, métallurgie, ateliers d'usinage, plastique, textile, génie climatique, traitement des eaux… Les processus de compression, pompage et ventilation consomment près des deux tiers de la consommation énergétique de l'ensemble des moteurs du secteur industriel [MUL_98] et seulement 11 % sont équipés de convertisseurs statiques. Il reste ainsi un « gisement » d'économie d'énergie dans ce secteur.

Pour assimiler l'importance des entrainements à vitesse variable on propose l'exemple d'une pompe ou d'un ventilateur de type centrifuge. En effet, dans ce type d'application le débit est proportionnel à la vitesse Ω de la pompe, la pression à Ω^2 et donc la puissance à Ω^3. La courbe de la Figure 1-6 caractérise les pertes de charge en fonction du débit du fluide (pour la pompe) ou du gaz (pour le ventilateur) transité dans un réseau de distribution, elle est appelée « caractéristique du réseau ou de fluide ».

Initialement le point de fonctionnement se trouve en A, mais les besoins en débit sont variables et il est souvent nécessaire de le réduire pour satisfaire certaines demandes. Pour passer du débit Q_A au débit Q_B deux manœuvres sont possibles ; par action sur une soupape d'étranglement pour passer du point A au point B_{Va}, ou alors, dans le cas d'un dispositif équipé d'un convertisseur statique, par action sur la vitesse de la machine électrique d'entrainement pour passer du point A au point B_{VV}. L'économie d'énergie pour la deuxième solution est délimitée par la zone colorée ($H_{Bva}B_{va}B_{VV}H_{BVV}$).

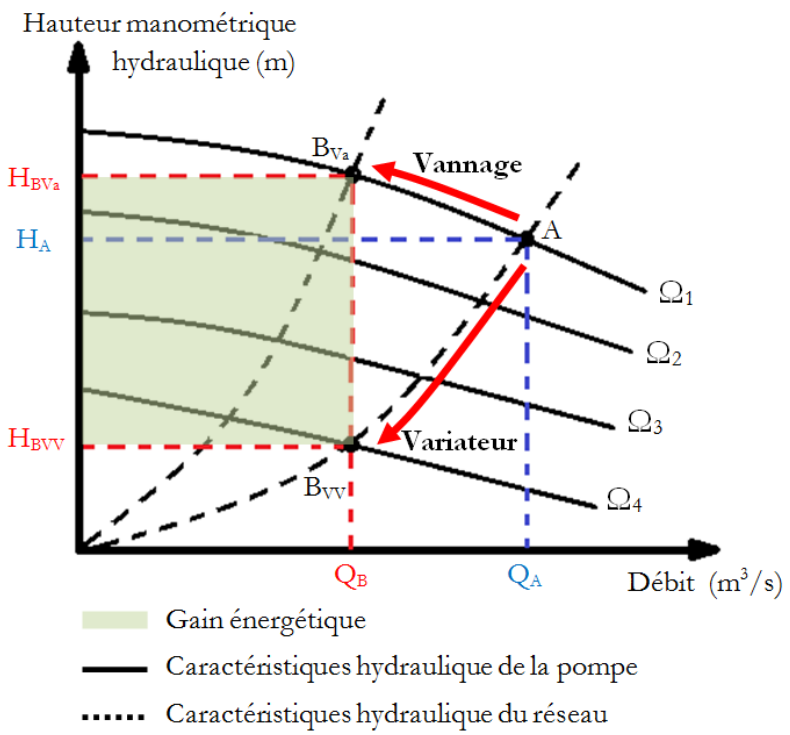


Figure 1-6 : Caractéristiques hydrauliques d'un réseau et d'une pompe – deux cas de fonctionnement

Grâce à la réduction de la consommation d'énergie, la solution avec entrainement électrique à vitesse variable permet des économies sur la consommation qui engendre un amortissement rapide de l'investissement dans un convertisseur statique.

Parmi les autres avantages à utiliser un convertisseur statique dans les stations de pompage on peut citer :

- Une économie dans le réseau de distribution d'électricité : il n'y a plus d'appel important de courant au démarrage, les démarrages directs n'étant plus utilisés, les appareillages électriques du réseau d'alimentation peuvent être plus petits et moins coûteux.
- La réduction, en nombre ou en taille, des réservoirs utilisés pour égaliser la pression de service lors de la marche intermittente de la pompe, par exemple, en adduction d'eau.
- La réduction du nombre des pompes : souvent la régulation du débit est réalisée par deux ou plusieurs pompes parallèles de tailles différentes. On obtient ainsi une régulation par paliers, les pompes étant utilisées successivement.
- Réglage précis et linéaire du débit.
- Coûts d'entretien réduits : les sollicitations de la pompe, de la tuyauterie et des vannes diminuent et la durée de vie de l'installation augmente.

III.2. L'énergie éolienne

L'exploitation de la force du vent pour suppléer l'énergie humaine ou animale n'est pas nouvelle. En effet, les ancêtres de l'éolienne, les moulins à vent, existent depuis le Moyen Âge. Au fil des temps, leur technologie a évolué. Il y a eu l'apparition du toit orientable. Ensuite, il y a eu des moulins complets montés sur pivot puis l'adoption de systèmes de pales plus performantes. Les progrès technologiques et scientifiques réalisés dans différents domaines de l'ingénieur, dont l'aérodynamique, les matériaux, les structures, l'électrotechnique, la météorologie et le contrôle, ont permis d'améliorer l'efficacité et la fiabilité de ces machines. D'importantes évolutions ont eu lieu sur les éoliennes à axe horizontal dont l'exploitation est passée de la petite machine isolée pour le pompage de l'eau aux grands parcs d'aérogénérateurs de plusieurs mégawatts connectés sur le réseau.

Le principe de fonctionnement d'une éolienne est simple. Quand les conditions de vent sont favorables (une vitesse de vent entre 4 et 25 m/s), une conversion aérodynamique de la puissance du vent est réalisée via les pales de l'éolienne. Cette puissance est transformée en puissance mécanique transférée via un multiplicateur (ou directement) à l'arbre du générateur électrique (machine asynchrone, machine synchrone à aimants permanents, machine synchrone à rotor bobiné, machine synchrone à flux axial) qui transforme cette puissance mécanique en une puissance électrique qui est transmise au réseau électrique après sa régulation (adaptation de la tension et de la fréquence) grâce aux convertisseurs statiques (généralement une cascade redresseur/onduleur). Il faut noter que la MSDE peut être un excellent générateur éolien car elle combine efficacité et facilité de contrôle.

Sur la Figure 1-7, on peut voir les différents éléments qui constituent une éolienne.

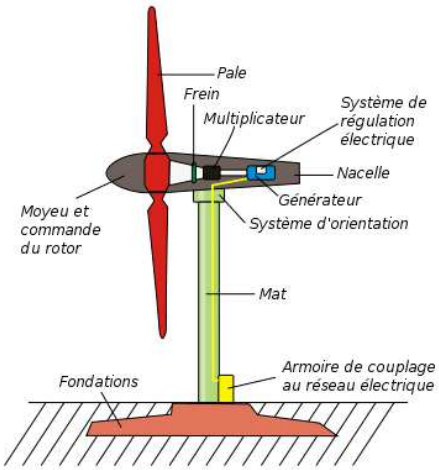


Figure 1-7 : Principaux éléments d'une éolienne

La Conférence de Kyoto en décembre 1997 a été l'évènement déclencheur de l'essor de l'éolien. L'installation mondiale d'éolienne est passée de 7600 MW en 1997 à 158505 MW en 2009, soit une multiplication par 20 de la capacité éolienne installée dans le monde. La Figure 1-8 montre la progression spectaculaire de la puissance installée au niveau mondial.

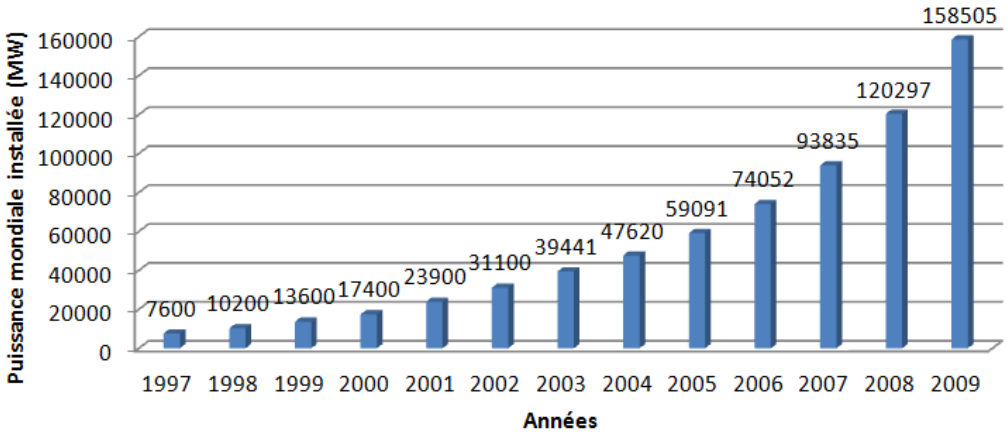


Figure 1-8 : Evolution de la puissance mondiale installée de l'éolien entre 1997-2009

Parallèlement, grâce aux progrès réalisés dans la technologie éolienne, la puissance d'une éolienne a été multipliée par 10 entre 1997 et 2007. La puissance moyenne d'une éolienne était de 0,5 MW en 2000, de 1,7 MW en 2007, de 2 MW en 2009, de 2,5 MW en 2010 et de 7,5 MW en 2011 avec l'éolienne la plus puissante au monde, la E126 d' ENERCON [Web_ENERCON].

L'inconvénient majeur de l'énergie éolienne c'est sa dépendance aux conditions météorologiques. S'il y a peu de vent, il n'est pas rentable d'exploiter l'éolienne et s'il y a trop de vent, il y a un risque de détérioration de l'installation. Cependant, l'exploitation offshore, où les conditions de vent sont très favorables, et les avancées technologiques tel que l'exploitation du « lidar », un radar optique permettant de mesurer à distance la vitesse du vent et de détecter à l'avance l'intensité des rafales, permettant ainsi l'anticipation des vents alentours et donc d'orienter les pales en conséquence maintenant ainsi une vitesse quasi constante du rotor. Ces avancées technologiques, contribuent à l'amélioration de l'efficacité énergétique de l'éolienne.

III.3. L'énergie hydraulique - Hydroélectricité

L'énergie hydraulique est utilisée depuis bien longtemps ; au Moyen Âge, les moulins à eau constituaient la principale source d'énergie pour l'industrie. L'énergie hydraulique a été ensuite la première source d'énergie convertie pour la production de l'électricité. L'hydroélectricité est aujourd'hui, et de loin, la première source d'électricité d'origine renouvelable. La Figure 1-4

montre cette prédominance, en effet, elle fournit environ 20 % des besoins mondiaux en énergie électrique. L'énergie hydraulique est exploitée au voisinage du maximum de son potentiel dans de nombreux pays industrialisées (en France environ 90 % des ressources sont utilisées), mais encore peu exploitée dans d'autre zones (seulement 4 % en Afrique, 11 % en Asie et 7 % dans les pays de la CEI).

Les centrales hydrauliques peuvent être classées par leurs types de fonctionnement. On peut distinguer :

- Les centrales dites « au fil de l'eau » qui fonctionnent au gré des conditions hydrauliques naturelles du site et n'ont pratiquement pas de capacité de stockage. Ces centrales fonctionnent 24h/24. Elles sont adaptées aux fleuves à faible pente et fort débit.
- Les centrales des lacs qui permettent une gestion annuelle des réserves hydrauliques. L'eau est captée en altitude et acheminée par une série d'ouvrages dans une réserve, où elle est stockée derrière un barrage. Un aménagement avec gestion annuelle possède un réservoir d'une capacité de stockage supérieure à 400 heures (constante de vidange).
- Les Centrales « éclusées » sont installées dans des régions de moyenne montagne où la hauteur de chute est intermédiaire entre la centrale au fil de l'eau et la centrale de lac, mais où le débit d'eau est important. La réserve d'eau s'effectue au moyen d'une barrière sur des périodes courtes (capacité de stockage entre 200 et 400 heures). L'eau est stockée aux heures creuses (par exemple la nuit) et turbinée aux heures pleines, contribuant ainsi à la régulation de la production d'électricité.

Le principe de fonctionnement d'une centrale hydraulique est représenté par la Figure 1-9. Le barrage retient l'écoulement naturel de l'eau. Ainsi, de grandes quantités d'eau s'accumulent et forment un lac de retenue. Une fois l'eau stockée, des vannes sont ouvertes pour que l'eau s'engouffre dans de longs tuyaux métalliques appelés conduites forcées. Ces tuyaux conduisent l'eau vers la centrale hydraulique, située en contrebas. À la sortie de la conduite, dans la centrale, la force de l'eau fait tourner une turbine qui fait fonctionner à son tour un alternateur. Grâce à l'énergie fournie par la turbine, l'alternateur (machines asynchrones pour des puissances inférieures à 1 MW et machines synchrones à pôles saillants au-delà) produit de l'énergie électrique. Ensuite, un transformateur élève la tension du courant électrique produit par l'alternateur pour qu'il puisse être plus facilement transporté dans les lignes à haute tension. Enfin, l'eau turbinée qui a perdu de sa puissance rejoint la rivière par un canal spécial appelé canal de fuite.

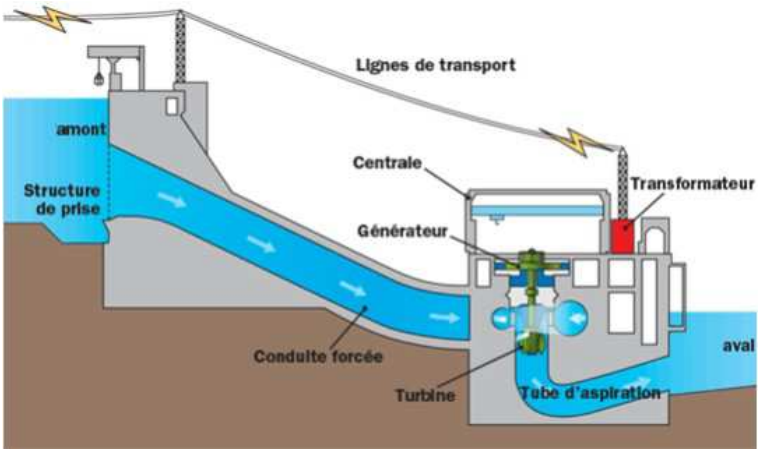


Figure 1-9 : Principe de fonctionnement d'une centrale hydraulique

Malgré la multitude d'avantages qu'offre les centrales hydrauliques à savoir ; une possibilité de stockage de l'énergie, la facilité d'entretien , la faible usure du matériel qui travaille à vitesse et à température modéré, le haut niveau de rendement de conversion de l'énergie hydraulique en énergie électrique, le faible coût et la souplesse d'exploitation avec une faible émission de CO2, il faut considérer l'effet dévastateur qu'induit l'installation d'une centrale hydraulique sur l'écosystème, sur la population voisine et sur le paysage naturel. A titre d'exemple, l'installation du plus grand barrage hydraulique du monde, celui des Trois-Gorges en Chine, a causé l'inondation de 600 km² de terres agricoles et de forêts, et le déplacement de 1,8 millions d'habitants.

III.4. L'énergie solaire

La surface de la Terre reçoit annuellement 1,6 10^{18} kWh d'énergie solaire ; 30 % sont directement réfléchis dans l'espace, 50 % sont absorbé, convertis en chaleur et rayonné dans l'espace en rayonnement infrarouge. Une part importante de ce rayonnement infrarouge est absorbée dans l'atmosphère maintenant ainsi à la surface de la Terre une température compatible avec la vie (c'est l'effet de serre de l'atmosphère, sans lui la température moyenne à la surface de la Terre ne serait que de -18 °C au lieu des +15 °C). L'énergie solaire restante assure principalement les mouvements de l'eau (17 % en évaporation et pluie), les mouvements de l'air (2 % en énergie cinétique des vents), la photosynthèse (0,06 %),…

La part du rayonnement solaire reçu au sol, et qui semble exploitable, est d'environ 26 10^{15} kWh, soit presque 200 fois la consommation énergétique mondiale, mais le plus difficile reste de convertir cette énergie en une énergie utilisable par l'homme. Dans le cas, d'une transformation en énergie électrique, deux moyens sont possibles ; soit directement par effet photovoltaïque (solaire photovoltaïque), soit indirectement après conversion en chaleur puis en énergie

mécanique dans des centrales thermiques solaires (solaire thermodynamique). La Figure 1-10 illustre les deux chemins pour la conversion du rayonnement solaire en énergie électrique.

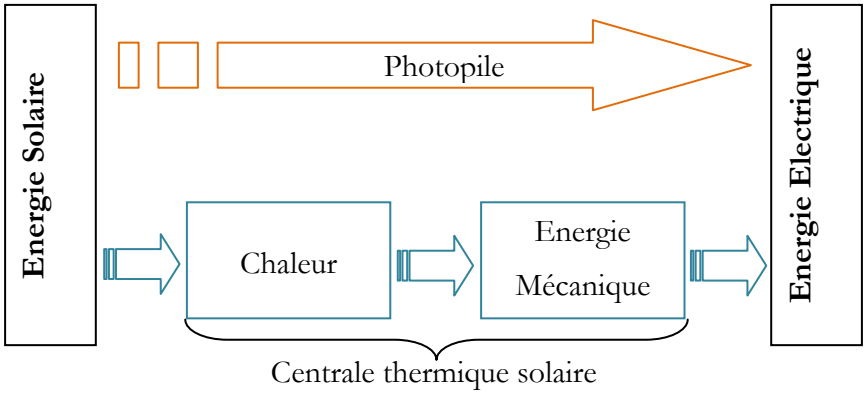


Figure 1-10 : Conversion du rayonnement solaire en énergie électrique

III.4.a. Solaire thermodynamique

Une fois l'énergie solaire convertie en chaleur, le principe de fonctionnement est le même que celui d'une centrale thermique classique : la chaleur emmagasinée est transmise à un circuit dont l'eau est vaporisée. Ensuite, la vapeur fournit de l'énergie mécanique en se détendant dans une turbine et un alternateur associé convertit cette énergie mécanique en énergie électrique. Pour la production à grande échelle, on trouve principalement deux grandes familles de systèmes solaires thermodynamiques [CEA_01].

La première utilise des collecteurs cylindro-paraboliques à focalisation linéaire ; ce sont des miroirs cylindriques de plusieurs dizaines de mètres de longueur qui suivent la trajectoire apparente du soleil en tournant autour d'un axe horizontal. Les rayons se concentrent le long d'un tube situé sur la ligne focale du cylindre. Ce tube contient un fluide caloporteur (généralement de l'huile) et dont la température peut atteindre 390°C. Ensuite, un échangeur de chaleur permet de produire de la vapeur à 370°C sous 10 bar. La Figure 1-11 montre un aperçu d'un capteur cylindro-parabolique (Figure 1-11a), appelé aussi « auge », et un schéma du principe de fonctionnement d'une telle centrale (Figure 1-11b). La plus grande centrale électrique utilisant ce principe est celle de Kramer Junction en Californie avec une puissance de 354 MW. Le rendement complet de ce système a atteint 22 %, sachant que celui de la turbine est de 37 %.

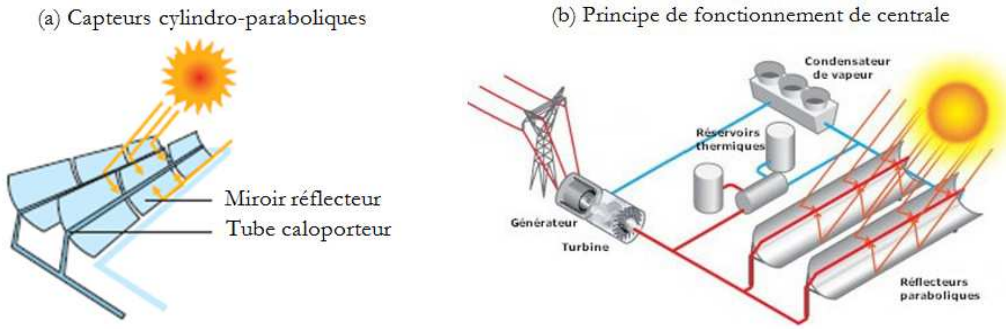


Figure 1-11 : Capteurs cylindro-paraboliques (a) et principe de fonctionnement d'une centrale solaire thermodynamique (b)

La seconde famille, appelée centrales à tour, est constituée d'un absorbeur (ou chaudière) unique installé au sommet d'une tour. Ce dernier reçoit le rayonnement solaire réfléchi par de nombreux héliostats dotés d'un miroir plan ou légèrement focalisant à orientation automatique en fonction de la course du soleil. L'absorbeur contient un liquide caloporteur qui est réchauffé puis converti en vapeur afin d'actionner le turbo-alternateur qui produira l'électricité. Les installations de ce type n'ont pas dépassé le stade expérimental dans plusieurs pays, en France l'expérimentation de la centrale Thémis dans les Pyrénées a donné des rendements faibles (15 %) avec un coût non compétitif du kWh produit. Par contre, aux USA des expérimentations plus encourageantes ont donné naissance à la centrale Solar Two (Figure 1-12) d'une puissance de 10MW en Californie (2000 héliostats orientés vers une tour de 100 m de hauteur).

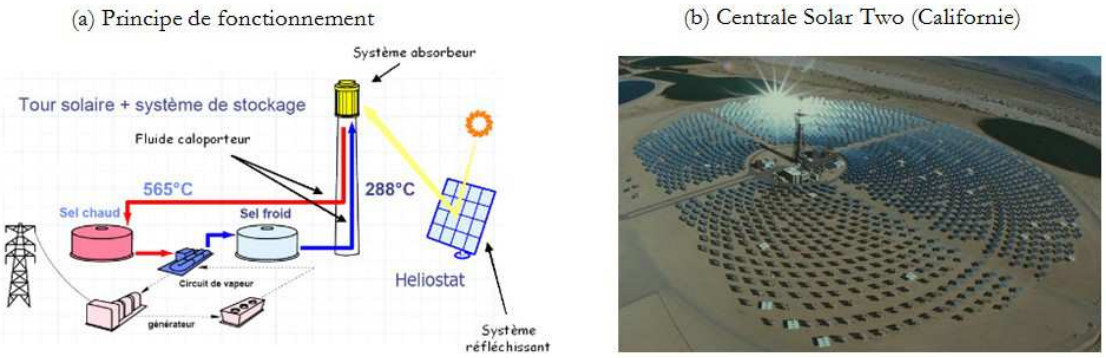


Figure 1-12 : Principe de fonctionnement (a) et photo de la centrale Solar Two en Californie (b)

Un des inconvénients majeur des centrales solaires thermodynamiques est qu'elles ne fonctionnent que le jour. Pour assurer un fonctionnement continu, il faut stocker le fluide caloporteur chaud pour s'en servir la nuit. Ou encore recourir à des carburants fossiles (gaz, charbon…) une fois le soleil couché. Cette dernière solution réduit en partie les effets bénéfiques

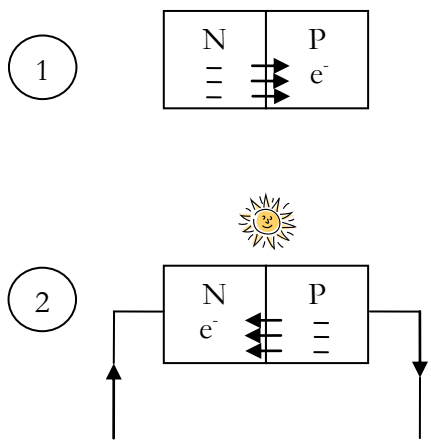
de la centrale en termes environnementaux, mais améliore sa compétitivité sur le plan économique. En effet, une étude montre que le coût de production du kWh d'une centrale à auges couplée avec un chauffage au gaz atteint 0,1 €.

III.4.b. Solaire photovoltaïque

La découverte de l'effet photovoltaïque date d'il y a bien longtemps, c'était en 1839 par Antoine Becquerel. En fait, la dualité ondulatoire et corpusculaire de la lumière considère celle-ci comme une onde électromagnétique transportant de l'énergie sous forme d'un flux de photons. Si ce flux est suffisamment important, il peut arracher et déplacer les électrons d'un matériau qui lui est exposé. La lumière est donc capable de mettre en mouvement des électrons, c'est-à-dire de créer un courant électrique.

Le matériau le plus utilisé pour la conception d'une photopile est le silicium monocristallin. Initialement le silicium est un matériau isolant, on a alors recourt à un dopage pour créer un semi-conducteur ; soit par des atomes de phosphore (création d'un semi-conducteur de type N) soit par des atomes de bore (création d'un semi-conducteur de type P).

En créant une jonction entre les deux types de silicium P et N on obtient : du côté P des charges négatives avec des atomes de bore ayant un électron en plus et du côté N des charges positives avec des atomes de phosphore ayant un électron en moins. Lorsqu'un photon du rayonnement lumineux vient frapper la zone de transition entre les siliciums de type P et N, il arrache à l'atome de silicium P un électron. Le trou ainsi créé va se déplacer du côté P et l'électron du côté N, créant ainsi un courant électrique (Figure 1-13).



Au contact des deux couches de silicium (N et P), les électrons en excès dans N diffusent dans P. Celle-ci devient alors chargée négativement et la couche N positivement. Ainsi, il y a création d'un champ électrique au niveau de la jonction.

Sous l'effet d'un rayonnement solaire, chaque photon libère un électron de la couche P. Ensuite, ces électrons rejoignent la couche N en créant un courant électrique.

Figure 1-13 : Principe de fonctionnement d'une photopile

Pour la production d'électricité domestique ou industrielle, les panneaux photovoltaïques sont associés en série et en parallèle et débitent dans un convertisseur d'électronique de puissance DC/AC (onduleur). Généralement, l'énergie électrique à la sortie du convertisseur est stockée dans une batterie. Le jour, les panneaux chargent les batteries et la nuit les batteries peuvent fournir l'électricité. Par contre l'utilisation de batteries de stockage augmente considérablement le coût du kWh produit.

Dans plusieurs pays (Allemagne, France, Japon, Espagne, Etats Unis, Australie,…) l'Etat encourage à l'investissement dans la filière photovoltaïque avec des programmes nationaux offrant des incitations financières telles que des tarifs de rachats bonifiés de l'électricité. Ces encouragements ont contribué à une forte expansion de ce secteur avec une production mondiale qui passe de 287 MW en 2000 à 37185 MW en 2011. La Figure 1-14 montre l'évolution de la puissance installée mondiale des panneaux photovoltaïques sur la période 2000/2011.

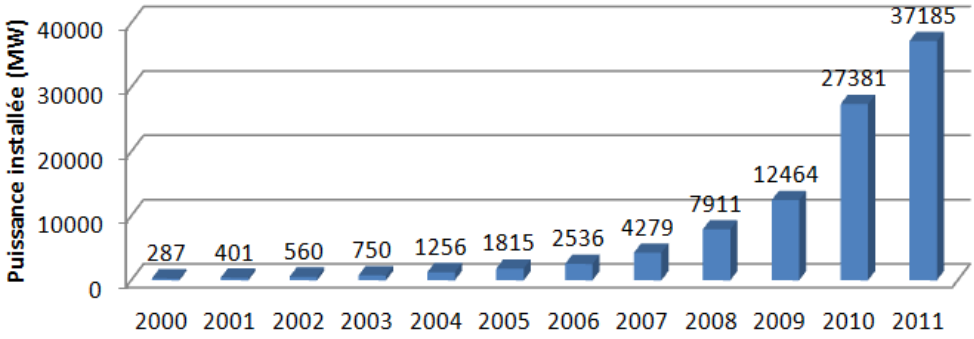


Figure 1-14 : Puissance installée de cellules photovoltaïques

L'inconvénient de la production d'électricité par cellules photovoltaïques c'est la dépendance aux conditions climatiques. Plus il y a d'heures d'ensoleillement pendant une année plus une installation photovoltaïque est rentable. On a alors intérêt à profiter des climats favorables des pays du sud. Mais il faut aussi noter que le rendement d'un panneau photovoltaïque est largement tributaire de sa température (15% de rendement à 25°C et 10% à 40°C). Une alternative futuriste est celle de la production photovoltaïque dans l'espace (pas de nuage, ni d'alternance jour-nuit) avec transmission au sol par faisceaux micro-ondes.

III.5. La géothermie

La chaleur émise par la terre, même si elle est très faible et n'est pas perceptible par l'homme, peut devenir exploitable une fois accumulée et stockée dans certaines parties du sous-sol. Cette chaleur est en général stockée dans des nappes d'eau souterraines contenues dans des

sédiments ou des roches poreuses, constituant ainsi des réservoirs naturels d'énergie thermique. Le flux de chaleur est plus important dans certaines régions où règne une activité géothermique intense, généralement dans les régions sur le pourtour des plaques tectoniques.

La géothermie est classée en deux catégories : la géothermie basse température (50 à 90°C) qui représente un potentiel important pour le chauffage domestique et la géothermie haute énergie (150 à 350°C) qui permet de produire de l'électricité en transformant l'eau en vapeur. Pour la production d'électricité, l'eau à haute température est pompée vers la surface et passe dans des échangeurs ; la vapeur produite est ensuite turbinée comme dans les centrales thermiques classiques. La Figure 1-15 présente un descriptif plus détaillé d'une chaîne de production de l'électricité géothermique.

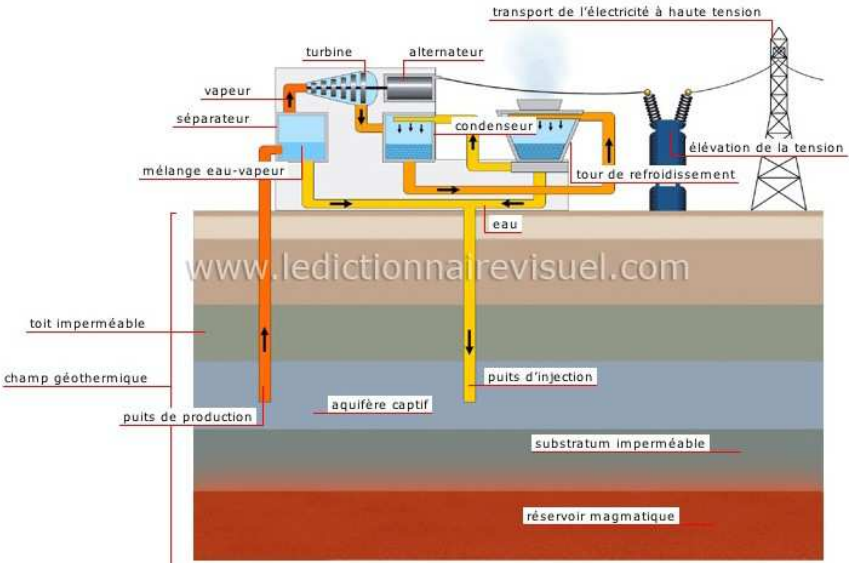


Figure 1-15 : Chaîne de production d'électricité géothermique

La puissance mondiale installée d'électricité géothermique est encore faible comparé aux autres énergies renouvelables, on compte 8,5 GW de puissance installée ce qui représente 12 % des réserves qui semblent économiquement exploitables. Les trois premiers producteurs sont les Etats-Unis, l'Indonésie et les Philippines où 28 % de l'électricité générée y est produite par la géothermie. Quant à la rentabilité des centrales géothermiques, elle est généralement bonne avec un coût du kWh de l'ordre 0,04 €.

Cependant, l'exploitation de la géothermie pour produire de l'électricité présente quelques inconvénients, on peut citer ; d'abord, la localisation géographique. Ensuite, la nécessité d'un forage pour accéder à la source d'eau chaude, une opération coûteuse et dont la durée de vie est

parfois assez courte. Et enfin, un risque de pollution quand l'eau extraite contient des métaux lourds.

III.6. La biomasse

Pour la production d'électricité, on peut brûler des carburants issus de la biomasse à la place des combustibles fossiles. Deux sources principales peuvent être utilisées :

- Les végétaux cultivés ou non,
- les déchets organiques provenant de la consommation domestique, de l'industrie ou de l'agriculture, résidus d'huile d'olive, sciures de bois, pailles, bagasses, bouses, fiente et lisiers d'élevage...

On peut distinguer deux types de chaînes de conversion de la biomasse en énergie électrique. Le premier processus se fait par conversion en chaleur (bioénergie). En effet la combustion du bois, de la paille, de la bagasse et l'incinération des déchets organiques qu'ils soient ménagers, industriels ou agricoles permet de récupérer de l'énergie sous forme d'électricité grâce à une turbine à vapeur. Le rendement d'un tel processus peut atteindre 25 % et un système de cogénération dans lequel la chaleur, habituellement perdue, est valorisée pour des applications divers (chauffage des locaux, besoin industriels et agricoles…) permet d'accroitre de le rendement jusqu'à 50 %. Toutefois, en utilisant ce processus les émissions de polluants sont les mêmes que ceux des centrales à charbon ou au fuel et l'on doit recourir aux mêmes systèmes de dépollution.

Le deuxième processus nécessite une conversion biologique soit en biogaz soit en biocarburant. Le biogaz, généralement du méthane, est obtenu par fermentation des déchets organiques (les déchets d'élevages, les effluents agroalimentaires et les ordures ménagères). Quant aux biocarburants, ils sont industriellement produits à partir de culture énergétique (colza, betterave, tournesol, blé, maïs, orge…). Pour la production d'électricité, des turbines à gaz et des groupes électrogènes à moteur thermique sont ensuite utilisés.

Avec une production de 263,2 TWh en 2010, la biomasse est la troisième énergie renouvelable permettant la production d'électricité dans le monde. C'est un secteur en rapide progression avec un taux de croissance moyen de 6,3 % entre 2000 et 2010. Cependant, les processus de conditionnement imposent des coûts de production élevés et comme tout système à flamme, les centrales alimentées par la biomasse rejettent des gaz polluants ce qui nécessite l'utilisation des procédés de filtration des fumées pour obtenir une ressource renouvelable et peu polluante.

III.7. Energies marines

Les mers et océans représentent 71 % de la surface du globe. Ils pourraient en théorie fournir 348,8 10^{15} kWh à partir du seul rayonnement solaire sur leur surface, 465 10^{12} kWh par la force du vent en mer dont une partie se transforme en houle et vagues, 23 10^{12} kWh par la force des courants de marées dus à l'attraction lunaire et une énergie due à la différence de température selon la profondeur. A titre indicatif, la consommation mondiale d'énergie primaire en 2011 est de 140 10^{12} kWh.

Dans ce paragraphe, on considère les énergies marines celles due à la houle des vagues et aux phénomènes des marées. En 2010 l'énergie électrique produite grâce aux énergies marines est de 0,55 10^{9} kWh, ce qui représente 0,01 % de la totalité d'énergie électrique produite. La croissance de ce secteur était négative entre 2000 et 2010. Ces dernières années, on remarque une légère croissance positive. Dans ce qui suit, sont présentés les principaux modes de conversion des énergies marines en énergie électrique.

III.7.a. La houle

Lorsque le vent souffle sur l'océan, il crée des vagues et des courants marins. Si le phénomène se répète pendant une durée de temps il se forme une succession de vagues ; c'est la houle. Beaucoup de procédés ont été proposés pour transformer cette énergie naturelle en énergie électrique (plus de 1000 brevets d'invention). Cependant, on peut citer les principaux dispositifs exploitants cette énergie :

- Barrages à houle : ils sont généralement situés sur les côtes et leur principe est simple. En effet, le déferlement des vagues permet à l'eau de mer de remplir un réservoir. Ensuite, la production d'électricité se fait de la même façon que dans les centrales hydroélectriques.
- Systèmes à flotteur en surface ou semi-immergé : le système le plus récent utilisant ce principe est le convertisseur « Pelamis » [YEM_00], dont le principe est présenté sur la Figure 1-16a. Il est constitué d'un ensemble de boudins cylindriques semi-immergés reliés entre eux par des articulations. Le mouvement des vagues actionne des pompes hydrauliques, situées dans les accumulateurs, qui accumulent l'énergie dans un réservoir. Enfin, un moteur hydraulique entraîne une génératrice électrique pour produire l'électricité. Pour une puissance de 450 kW, il faut prévoir des boudins de 3,5 m de diamètre sur une longueur totale de 130 m.
- Systèmes à colonne oscillante : ils agissent à la manière d'un piston et d'un cylindre. Lorsqu'une vague entre dans la colonne d'eau oscillante, elle réplique l'action d'un piston, en poussant la colonne d'air vers l'avant et en dernier lieu vers la turbine. Lorsque la

vague se retire l'effet opposé s'exerce sur le mécanisme. Une dépression d'air est créée dans la colonne d'eau oscillante qui actionne à nouveau la turbine. La Figure 1-16b montre un aperçu du principe de fonctionnement.

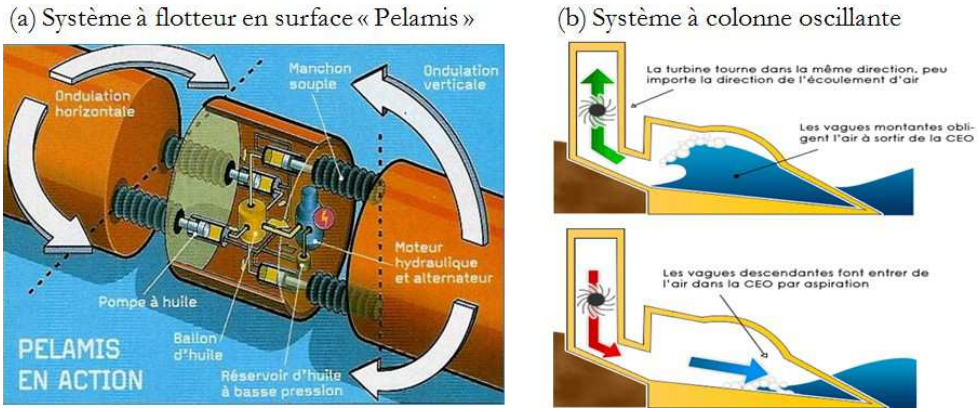


Figure 1-16 : Systèmes utilisant la houle pour produire de l'électricité [Web_E2D]

La maturité de ces systèmes de génération d'électricité est encore très faible, en effet, l'hostilité du milieu marin (tempêtes, corrosion…) représente un frein pour ces technologies. Le développement de l'éolien offshore s'accompagne d'un développement d'infrastructures lourdes et d'installations de transport de l'électricité. L'association éolienne offshore et générateurs à houle pourrait représenter une combinaison intéressante.

III.7.b. Energie marémotrice

L'énergie marémotrice est issue des mouvements de l'eau créés par les marées et causées par l'effet conjugué des forces de gravitation lunaire et solaire. Cette énergie peut être exploitée sous deux formes :

- Energie potentielle : A la manière d'un barrage hydroélectrique qui canalise le courant d'une rivière ou d'un fleuve, un barrage sur un estuaire va profiter de la marée pour entraîner une turbine. Pour ce faire, le barrage va se remplir d'eau de mer à marée montante et s'en vider à marée descendante. C'est ce mouvement qui va entraîner la turbine, laquelle produira de l'électricité à l'aide d'un générateur. C'est sous cette forme que l'énergie marémotrice est la plus exploitée, avec la centrale la plus célèbre de ce genre celle de la Rance qui produit environ 544 10^6 kWh par an pour une puissance installée de 240 MW.
- Energie cinétique : Les phénomènes de marées sont à l'origine de courants marins. Ces courants, quand leur vitesse dépasse 3 nœuds, peuvent être captés par des éoliennes sous-

marines appelés hydroliennes. Les sites adaptés au captage de l'énergie marémotrice sont peu nombreux ; ils se concentrent dans les régions où, du fait notamment des conditions hydrodynamiques, l'amplitude de l'onde de marée est amplifiée. Les sites les plus connus sont la baie du Mont-Saint-Michel en France et la baie de Fundy au Canada.

Malgré que ce soit une énergie sans émission de CO2 et dont la production est prévisible, l'exploitation de l'énergie marémotrice n'a pas encore connu un véritable essor.

III.8. Conclusion

L'industrie est le secteur le plus consommateur d'électricité où les moteurs électriques consomment plus des deux tiers de cette énergie. Les entraînements électriques à vitesse variable permettent la réduction de la consommation énergétique d'un moteur jusqu'à 50 %. Ceci constitue un gisement d'économie d'énergie quand on sait que moins de 10 % des moteurs à l'échelle mondiale sont équipés d'entraînements à vitesse variable.

Mais la réduction de la consommation énergétique ne suffit pas pour préserver l'environnement dans lequel nous vivons, il est nécessaire de réduire les émissions de gaz à effet de serre pour la production d'électricité. Plusieurs énergies propres existent pour satisfaire cette exigence. La Figure 1-17 montre la production mondiale d'énergie électrique d'origine renouvelable, ainsi que le taux de croissance de l'ensemble des moyens de production sur la période 2000-2010 [EDF_11]. L'hydroélectricité est la principale source renouvelable avec une contribution de 82,9%. Mais les ressources hydrauliques sont presque exploitées au maximum dans les pays industrialisés ce qui explique le taux de croissance faible de 2,5 %. Ensuite, vient l'énergie éolienne avec une part de 8,3 %. La production éolienne a dépassé la biomasse en 2009, qui représente 6,3 % du total renouvelable, avec un taux de croissance de 27,1 %. Puis, on trouve la géothermie avec une production de 1,6% et une croissance de 2,8 %. Le solaire malgré qu'il ait le taux de croissance le plus élevé avec 38,1 %, se classe avant dernier devançant les énergies marines (une part de 0,8 % pour le solaire contre 0,01 % pour les énergies marines).

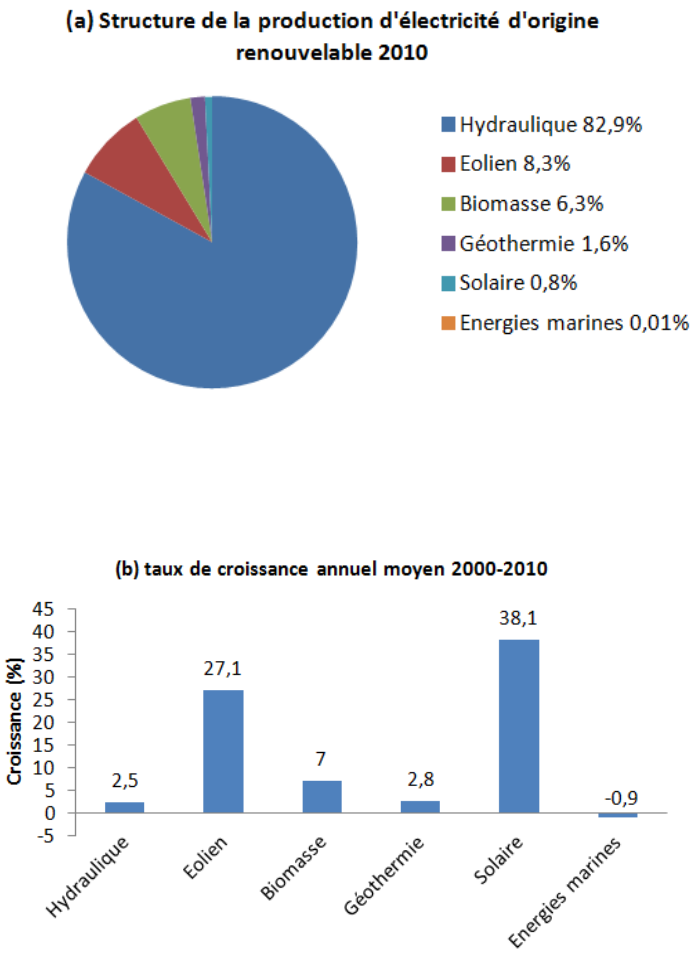


Figure 1-17 : Répartition de la production d'électricité d'origine renouvelable (a) et leurs taux de croissance annuel moyen 2000-2010 [TI_D3900]

L'inconvénient majeur de certaines énergies renouvelables, est leur dépendance aux conditions climatiques (éolien, solaire). Une combinaison avec les énergies qui permettent un stockage (hydraulique, marémotrice potentielle) permet un lissage de la production d'électricité. Le développement des réseaux intelligents « Smart Grid » est alors un atout important pour l'expansion de la production d'énergie électrique via les énergies renouvelables.

30 % de l'énergie primaire est convertie en électricité, il est donc primordial d'améliorer les chaînes de production de l'énergie électrique. Depuis des décennies de nombreux progrès ont été faits dans ce sens. En effet, les centrales à cycles combinés et la cogénération permettent d'atteindre des rendements importants. Des efforts peuvent encore être faits avec l'utilisation de générateurs électriques à haut rendement tel que les machines synchrones à aimants permanents. Cependant, pour des puissances importantes, le contrôle de ces machines devient compliqué et coûteux. La machine synchrone à double excitation pourrait constituer une bonne solution pour

la production d'électricité puisqu'elle combine flexibilité du contrôle et bonne efficacité énergétique. Il faut noter que la plupart des chaînes de production d'électricité, à partir d'énergies renouvelables, utilisent des générateurs électriques. L'utilisation de machines électriques tournantes efficaces et facilement contrôlables ne peut qu'accroître l'attractivité de ces processus de production de l'énergie électrique.

Dans la suite du chapitre, nous reviendrons sur les topologies de ces machines à haut rendement, sur leurs avantages et sur leurs inconvénients. Nous verrons enfin un descriptif de la machine synchrone à double excitation étudiée.

IV. LES MACHINES TOURNANTES A HAUTE EFFICACITE ENERGETIQUE

IV.1. Les machines synchrones à aimants permanents

IV.1.a. Intérêts et topologies des MSAP

Les progrès réalisés dans le domaine des matériaux à aimants permanents à haute énergie, à savoir les Néodyme Fer Bore (NdFeB) et les Samarium Cobalt (SmCo), et les avancées technologiques réalisées dans le domaine de l'électronique de puissance ont permis aux machines synchrones à aimants permanents (MSAP) de connaitre durant ces dernières décennies un essor important. Tout d'abord, les machines synchrones à aimants permanents ont commencé à se répandre comme actionneurs dans les industries automatisées en remplacement des moteurs à courant continu. Ensuite, les MSAP ont commencé à être utilisées dans les applications de plus forte puissance comme la traction électrique, la propulsion marine et la génération d'électricité.

L'utilisation d'aimants permanents (source de flux sans pertes joules) pour créer le flux inducteur, confère aux MSAP des puissances et couples massiques élevés. De plus, ces machines ont bien souvent un très bon rendement. La création du flux rotor par les aimants permanents évite l'utilisation de contacts glissants qui engendre donc une meilleure fiabilité et par conséquent moins d'entretien. Toutefois, l'utilisation d'aimants engendre un coût supplémentaire, un risque de désaimantation et enfin la nécessité de faire un compromis entre la vitesse maximale de fonctionnement et le facteur de puissance [AMA_01].

La structure du stator des MSAP est classique. La machine se différencie par son rotor. La Figure 1-18 montre différentes structures classiques de rotors de MSAP.

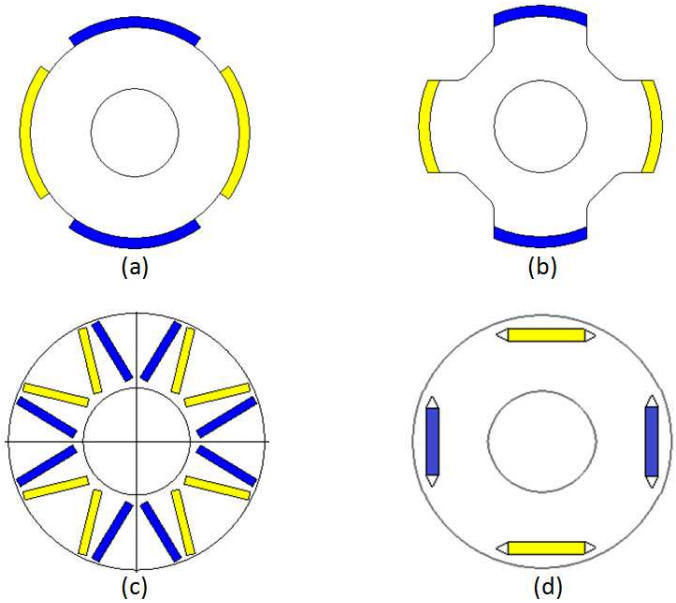


Figure 1-18 : Rotors de machines synchrones à aimants permanents

On peut distinguer quatre familles de rotor :

- MSAP montés en surface :

Les aimants sont montés en surface (Figure 1-18(a)). La partie ferromagnétique du rotor est cylindrique. Cette machine est considérée comme une machine à pôle lisse et donc seul un couple synchrone existe. Les inconvénients de ce type de structure sont principalement, la nécessité de recourir à une frette pour maintenir les aimants (surtout dans les machines à haute vitesse) et l'existence d'un risque permanent de désaimantation accentué par l'effet de la température. Cependant, cette structure est simple et économique. En plus, elle présente un bon couple volumique.

- MSAP avec saillance et aimants en surface :

Dans ce type de MSAP, les aimants sont montés sur des pièces polaires (Figure 1-18(b)) ou insérés dans des logements à la surface du rotor et séparés par des plots magnétiques. La machine est dite à pôles saillants. Dans ces structures, en plus du couple synchrone, il y a possibilité de bénéficier d'un couple réluctant. De ce fait, ces machines peuvent avoir un meilleur couple volumique que les MSAP à aimants en surface [SEB_86].

- MSAP avec saillance et aimants à concentration de flux :

Dans cette structure (Figure 1-18(c)), un dimensionnement judicieux des aimants permet d'avoir une induction dans l'entrefer plus élevée que l'induction rémanente des aimants permanents. Ceci est dû à l'effet de concentration de flux. Dans une MSAP à concentration de flux l'aimantation est plutôt ortho-radiale. Comme l'induction d'entrefer est supérieure à celle de

l'aimant, il y a possibilité d'utiliser des aimants permanents ferrites tout en ayant de bonnes performances. De plus, dans cette structure, les risques de désaimantation sont réduits. Cependant, afin d'éviter le court-circuit des aimants à travers l'arbre du rotor il est souvent nécessaire d'utiliser un matériau amagnétique, ce qui augmente le coût de la machine.

- MSAP enterrés :

Dans ce type de MSAP les aimants sont intégrés dans le rotor (Figure 1-18(d)). Il y a donc une bonne tenue mécanique des aimants ce qui est important pour des applications à grande vitesse. Par contre, dans cette configuration, il y a beaucoup de flux de fuite ce qui affaiblit l'induction dans l'entrefer.

Le Tableau 1-2 résume les avantages et inconvénients des différentes structures de MSAP.

Caractéristiques	**Type MSAP**			
	Aimants en surface (a)	A pôles saillants (b)	Concentration de flux (c)	Aimants enterrés (d)
Couple volumique	Moyen	Elevé	Moyen	Moyen
Risque de démagnétisation	Elevé	Elevé	Faible	Moyen
Simplicité de conception	Elevée	Moyenne	Faible	Faible
Tenue mécanique des aimants	Faible*	Faible*	Elevée	Elevée

*Dans le cas d'absence de frette

Tableau 1-2 : Récapitulatif des avantages et des inconvénients des MSAP

IV.1.b. Insuffisances et contraintes des MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent les meilleures performances massiques et des rendements importants. Cependant, l'utilisation des aimants permanents présente un inconvénient pour les applications à vitesse variable, particulièrement quand la plage de variation de vitesse et importante. Dans le cas d'un générateur électrique à aimants permanents, la variation de la charge ou de la vitesse entraîne une variation de la tension de sortie, ce qui nécessite le recourt à un convertisseur statique commandable pour réguler cette tension. Dans le cas d'un moteur électrique à aimants permanents, le fonctionnement à des vitesses élevées n'est possible que par le pilotage de l'angle de charge de la machine, ce qui engendre la dégradation du facteur de puissance [SOO_94].

Il est possible, à partir du modèle à réactance synchrone de la MSAP à pôles lisses, de mettre en évidence les contraintes dues à l'utilisation des aimants permanents. La Figure 1-19

présente les diagrammes de Fresnel en fonctionnement générateur et moteur. Dans le but de simplifier la schématisation et les calculs on négligera la résistance de l'induit.

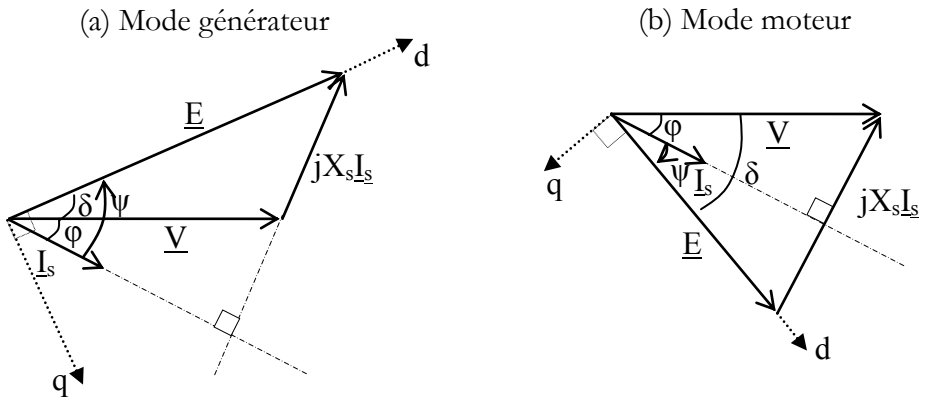


Figure 1-19 : Diagramme de Fresnel d'une MSAP ; en mode générateur (a) et en mode moteur (b)

En se plaçant en mode moteur et en faisant une projection sur les axes « d » et « q » on obtient :

$$\begin{cases} V\cos(\delta) = E - X_s I_s \sin(\psi) \\ V\sin(\delta) = X_s I_s \sin(\psi) \end{cases} \quad \textbf{(1.1)}$$

Où : - V est la tension simple efficace dans le bobinage statorique (V),

- I_s est le courant efficace dans une phase du stator (A),
- $X_s=\omega_s L_s$ est la réactance synchrone (Ω),
- L_s est l'inductance cyclique du bobinage statorique (H),
- $\omega_s=p\Omega$ est la pulsation électrique (Hz),
- p est le nombre de paires de pôles,
- Ω est la vitesse mécanique du rotor (rd/s),
- $E=\omega_s\Phi_{exc}$ est la FEM à vide (V),
- Φ_{exc} est le flux créé par les aimants permanents dans le bobinage statorique (wb),
- ψ est l'angle entre la FEM et le courant, appelé angle de charge (rd),
- φ est le déphasage entre la tension est le courant (rd),
- δ est l'angle entre la tension et la FEM, appelé angle interne (rd).

Ainsi, la tension efficace peut être obtenue par la relation suivante.

$$V^2 = (p\Omega L_s)^2 I_s^2 - 2p\Omega\Phi_{exc} p\Omega L_s I_s \sin\psi + (p\Omega\Phi_{exc})^2 \quad \textbf{(1.2)}$$

On peut finalement exprimer la vitesse mécanique avec la relation (1.3).

$$\Omega = \frac{1}{p}\frac{V_m}{\sqrt{L_s^2 I_s^2 + \Phi_{exc}^2 - 2\Phi_{exc} L_s I_s \sin\psi}} \quad \textbf{(1.3)}$$

Au point de fonctionnement correspondant au couple maximal (courant max et ψ égal à zéro) et à la vitesse de base (tension max), on atteint les limites du convertisseur (tension efficace max V_m et courant efficace max I_m). La vitesse de base est donc exprimée par la relation (1.4).

$$\Omega_b = \frac{1}{p}\frac{V}{\sqrt{L_s^2 I_m^2 + \Phi_{exc}^2}} \quad \textbf{(1.4)}$$

Pour pouvoir fonctionner à une vitesse supérieure à la vitesse de base il est nécessaire de varier l'angle ψ [TI_D3524]. Pour $\psi=90°$ on obtient la vitesse maximale Ω_m du moteur.

Dans le cas d'un fonctionnement en mode générateur la tension efficace est exprimée par la relation suivante :

$$V = p\Omega\sqrt{L_s^2 I_s^2 + \Phi_{exc}^2 - 2\Phi_{exc} L_s I_s \sin\psi} \quad \textbf{(1.5)}$$

D'après (1.5) on remarque que la tension est proportionnelle à la vitesse de rotation. Dans le cas où l'on doit maintenir une tension constante, la variation de vitesse ou de la charge doit être compensée par le contrôle de l'angle ψ.

Le contrôle de la vitesse ou de la tension pourrait se faire à travers le flux d'excitation (Φ_{exc}), mais comme ce flux est créé par des aimants permanents, il est constant et donc fixe. C'est pour cela qu'on utilise des solutions électroniques pour réaliser le défluxage. Beaucoup de recherches ont été menées pour remédier à ce problème ; il y a le développement de solutions de défluxage mécanique [BOA_06] [MA_99] [MAS_98] [SHA_93] [MA_02] [AYD_02] qui malgré leur efficacité moyenne sont complexes à réaliser. Également, il y a eu le développement de solutions de défluxage électrique, c'est cette solution qui nous intéresse et qui est le cœur des machines synchrones à double excitation.

IV.2. Les machines synchrones à double excitation

IV.2.a. Définition et intérêt des MSDE

Le principe de la machine synchrone à double excitation combine deux sources de flux, une à aimants permanents et l'autre bobinée. La structure profite ainsi des avantages des deux technologies, à savoir un bon rendement et un bon couple massique en plus d'une simplicité du contrôle de flux.

La MSDE est alors une excellente alternative aux MSAP conventionnelles que ce soit pour des applications en mode moteur ou en mode générateur. En fait, si on prend le cas d'une machine de traction électrique, le degré de liberté supplémentaire apporté par la double excitation peut permettre de caler la zone de rendement maximal dans un plan couple vitesse sur la zone de

fonctionnement la plus sollicitée améliorant ainsi l'efficacité énergétique du système de traction [AMA_01]. La MSDE semble également bien adaptée pour une application en générateur électrique. En effet, le défluxage par la bobine d'excitation permet d'éviter l'utilisation d'une électronique de puissance complexe pour réguler la tension. La double excitation est une solution fiable, elle permet d'avoir une source de flux même en toute circonstance. Ainsi, supposant que la bobine d'excitation fonctionne correctement, en cas de défaut tel un court-circuit du bobinage statorique, il suffit de défluxer grâce à la bobine d'excitation pour annuler le flux et par conséquent limiter les courants de court-circuit sans avoir recourt aux systèmes de protection.

Pour mieux valoriser l'intérêt de la MSDE prenons le cas d'un moteur électrique. Le diagramme de Fresnel reste le même que pour une MSAP (Figure 1-19(b)). La différence s'illustre dans l'expression du flux d'excitation où une partie sera constante (Φ_a), créée par l'aimant permanent, et l'autre partie ajustable (Φ_b) est créée par le bobinage d'excitation. Le flux d'excitation aura pour expression (1.6):

$$\Phi_{exc} = \Phi_a + \Phi_b = \Phi_a + M_f I_f \tag{1.6}$$

Avec: - M_f est l'inductance mutuelle entre la bobine d'excitation et le bobinage du stator,

- I_f est le courant d'excitation avec $I_{fmin} < I_f < I_{fmax}$,
- I_{fmin} est le courant d'excitation minimal limité par le risque de démagnétisation des aimants permanents et par l'échauffement du bobinage d'excitation,
- I_{fmax} est le courant d'excitation maximal limité par l'échauffement de la bobine d'excitation.

La vitesse exprimée par la relation (1.3) devient :

$$\Omega = \frac{1}{p} \frac{V}{\sqrt{L_s^2 I_s^2 + \left(\Phi_a + M_f I_f\right)^2 - 2\left(\Phi_a + M_f I_f\right) L_s I_s \sin\psi}} \tag{1.7}$$

On voit apparaitre le courant d'excitation dans l'expression (1.7) de la vitesse. Pour faire de la survitesse il faudra alors soit faire comme pour les MSAP, c'est à dire contrôler l'angle de charge ψ (solution coûteuse énergétiquement et matériellement), soit contrôler le courant d'excitation I_f. Même si la solution de contrôle par le courant d'excitation entraîne des pertes joules supplémentaires, elle assure un fonctionnement sur des plages de vitesse plus étendues et avec des rendements plus intéressants que la solution où l'angle de charge est contrôlé.

En utilisant un modèle reposant sur un diagramme à réactance synchrone [SEG_06] on peut comparer les rendements dans un plan couple-vitesse d'une MSAP et d'une MSDE. Les deux machines sont identiques à part la méthode de contrôle du flux. Pour la MSAP le contrôle se fera à travers l'angle de charge ψ et pour la MSDE le contrôle se fera à travers le courant d'excitation I_f. Pour les deux machines on adoptera une stratégie de commande qui minimisera

les pertes. Pour cette comparaison seules les pertes joules sont prises en compte. [AMA_01] et [VID_05] présentent des modèles permettant la prise en compte des pertes fer. Pour la MSDE, on introduit un paramètre supplémentaire qu'on appelle « taux d'hybridation » (*ToHy*) et qui représente la part du flux crée par les aimants permanents par rapport aux flux maximal (Φ_{max}) que peut créer l'inducteur (l'ensemble aimants plus bobine d'excitation). L'expression (1.6) du flux d'excitation devient :

$$\Phi_{exc} = \Phi_a + \Phi_b = ToHy \times \Phi_{\max} + M_f I_f \qquad \textbf{(1.8)}$$

Avec: - $\Phi_{max} = \Phi_a + M_f I_{fmax}$ est le flux d'excitation maximal

Pour notre comparaison, on prendra une MSDE avec un taux d'hybridation de 50%. La comparaison des performances des MSDE et MSAP est illustrée par la Figure 1-20. Sur la Figure 1-20(a) et la Figure 1-20(c) ont peut voir les courbes d'iso rendements respectivement de la MSAP et de la MSDE dans un plan couple/vitesse. On remarque qu'au-delà de la vitesse de base le rendement de la MSAP se dégrade rapidement. Cette chute du rendement est due à la dégradation du facteur de puissance lors du défluxage par action sur l'angle ψ comme le montre la Figure 1-20(b). Par contre, pour la MSDE, le défluxage se fait par le courant d'excitation (Figure 1-20(d)) permettant ainsi un fonctionnement à des plages de vitesse plus étendue (Figure 1-20(c)) que celle de la MSAP et avec des rendements meilleurs. Il faut noter que lors d'un fonctionnement à vitesse inférieure à celle de base le rendement de la MSAP est supérieur à celui de la MSDE (pertes joules du bobinage d'excitation). Mais si les deux moteurs sont utilisés suivant un cycle de fonctionnement qui sollicite souvent la survitesse on remarquera que le rendement moyen sur le cycle de la MSDE est supérieur à celui de la MSAP.

Selon l'application souhaitée de la machine, le taux d'hybridation constitue un degré de liberté supplémentaire pour son dimensionnement. En fait, le bon choix du taux d'hybridation permet de caler la zone de fonctionnement à rendement maximal sur la zone de fonctionnement la plus sollicitée du plan couple/vitesse. On peut voir sur la Figure 1-21 le déplacement de la zone de rendement maximal d'un moteur MSDE suivant l'évolution de son taux d'hybridation. Si, par exemple, le point de fonctionnement le plus sollicité est à une vitesse de 2500 tr/min avec un couple de 500 Nm, on aura intérêt à choisir les MSDE ayant des taux d'hybridation de 20% et de 50%. Par contre, si le point le plus sollicité se situe à une vitesse de 1500 tr/min avec un couple de 500 Nm, on aura intérêt à choisir les MSDE ayant des taux d'hybridation de 75% ou 100%.

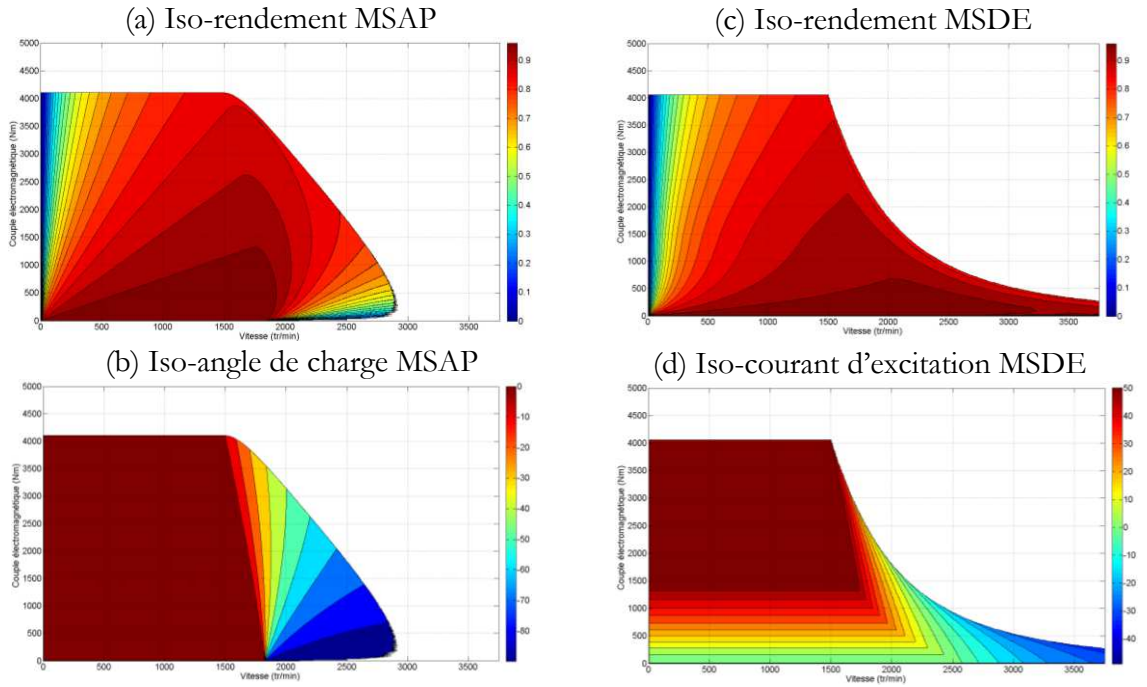


Figure 1-20 : courbe d'iso-rendement de la MSAP (a), évolution de sa commande (angle de charge) (b), courbe d'iso-rendement de la MSDE (*ToHy*=50%) (c) et évolution de sa commande (courant d'excitation) (d) dans un plan couple /vitesse

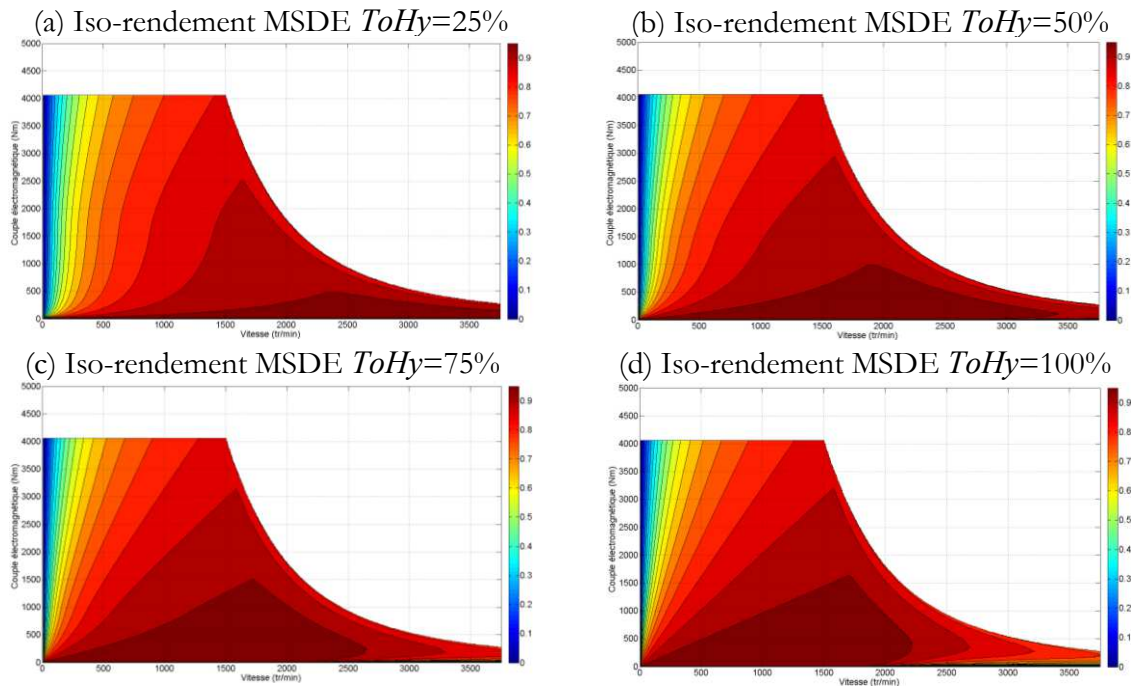


Figure 1-21 : Courbes d'iso-rendement de MSDE avec des taux d'hybridation différents ; 25%(a), 50%(b), 75%(c) et 100%(d)

IV.2.b. Les différents types de MSDE

L'état de l'art des MSDE a été bien traité dans plusieurs articles [AMA_04] [SHA_10] [TI_D3525] et dans plusieurs thèses [AMA_01] [HLI_08] [NED_11]. Il y a plusieurs façons de classifier les structures de MSDE :

- Suivant la localisation des sources d'excitation dans la machine [VID_11]. On peut définir trois types dans cette catégorie ; sources d'excitation au rotor, sources d'excitation au stator et sources d'excitation mixtes.
- Suivant le trajet du flux. En effet, il y a des machines où le champ magnétique évolue dans un plan 2D et d'autres où le champ est tridimensionnels (3D). Généralement les structures 2D sont plus faciles à modéliser et à construire que les structures 3D.
- Suivant l'arrangement des sources d'excitation [AMA_04]. En fait, la double excitation peut être série c'est-à-dire que les sources d'excitation sont magnétiquement en série (le flux créé par la bobine d'excitation traverse l'aimant permanent et inversement). Elle peut aussi être parallèle où les sources d'excitation sont magnétiquement en parallèle (les flux créés par les sources d'excitation empruntent des chemins différents).

Dans la suite de ce paragraphe, quelques structures de MSDE seront présentées. Vue la multitude de configurations possibles, on se contentera de présenter les structures les plus intéressantes, en faisant une classification suivant l'arrangement des sources d'excitation.

IV.2.b.i. MSDE série

Sur la Figure 1-22 on peut voir le schéma de principe de ce type de MSDE. Le flux généré par les bobines d'excitation traverse les aimants permanents ce qui définit la double excitation série.

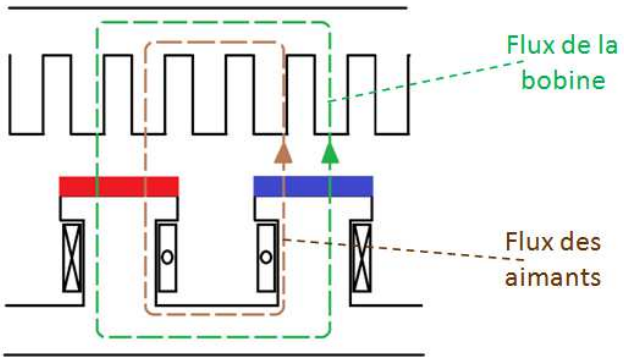


Figure 1-22 : Principe de la double excitation série

Avec cet agencement des sources, les bobines d'excitation sont magnétiquement en série avec les aimants permanents. Donc, si on cherche à augmenter la FMM créée par les aimants permanents, il faudra augmenter l'épaisseur des aimants ce qui réduit l'efficacité de la bobine de double excitation. Il faut aussi noter l'existence d'un risque de démagnétisation des aimants surtout lorsque la machine est dimensionnée pour un fonctionnement en défluxage. Par contre, cette structure a l'avantage d'être simple à modéliser et à concevoir. En plus, lors du défluxage la réduction de l'induction dans l'entrefer réduit les pertes fer [AMA_01].

Ce type de structure a été bien étudié et développé nationalement et internationalement [HEN_94] [FOD_05] [KAM_08] [LEO_96]. La Figure 1-23 montre quelques concepts de rotors de MSDE série.

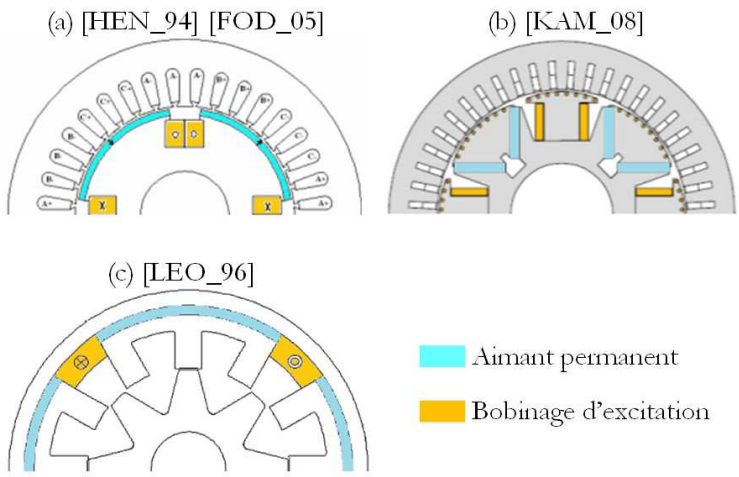


Figure 1-23 : Rotors de Machines Synchrones à Double Excitation série

IV.2.b.ii. MSDE à griffe

Cette machine est à double excitation parallèle, son principe est illustré par la Figure 1-24.

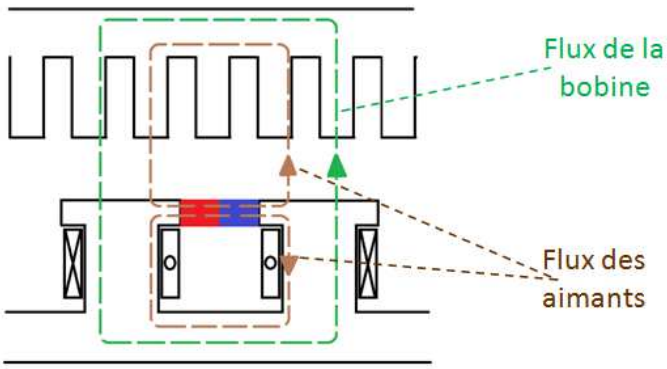


Figure 1-24 : Principe de la double excitation parallèle

En fait, l'idée de base consiste en l'amélioration du rendement des machines à griffes classiques par insertion d'aimants permanents entre les griffes du rotor. A courant d'excitation nul, les aimants permanents se trouvent en court-circuit magnétique au rotor. Il faut donc dimensionner la machine de sorte à saturer le circuit magnétique rotorique à travers l'alimentation de la bobine d'excitation ce qui permet au flux des aimants de choisir le trajet le moins saturé et donc de traverser l'entrefer de la machine.

Malgré que le rendement d'une telle structure reste très en dessous de ceux des MSAP et des MSDE séries, cette structure a un avantage en terme de sureté de fonctionnement, car en cas d'un court-circuit au niveau du bobinage de l'induit la simple annulation du courant d'excitation élimine tout risque de surtension.

Ce type de MSDE a fait l'objet de quelques dépôts de brevets [RAD_90] [CUR_97]. Sur la Figure 1-25 on peut voir des photos de rotors de MSDE à griffes. Cette MSDE est utilisée principalement en tant que alterno-démarreur de véhicules.

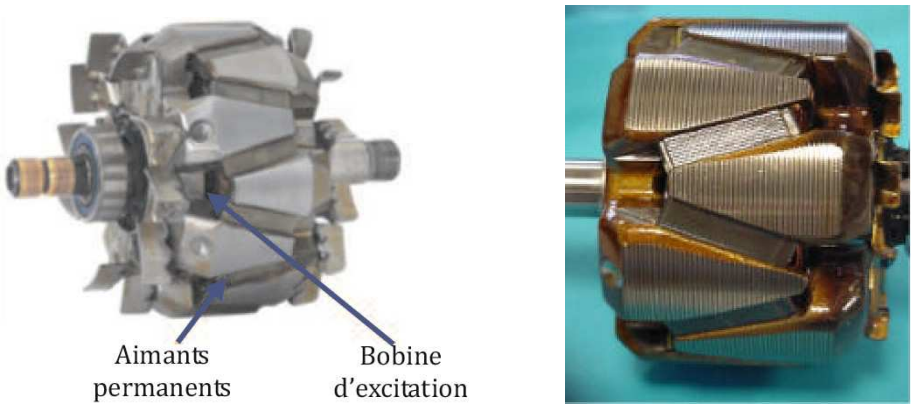


Figure 1-25 : Prototypes de MSDE à griffes [RAD_90]

IV.2.b.iii. MSDE à circuits juxtaposés

Ce type de MSDE est appelé à circuits juxtaposés ou à double rotor. Cette machine peut être classée comme à double excitation parallèle. L'idée est de mettre sous le même bobinage de l'induit deux rotors, séparés magnétiquement, où le premier est à aimants permanents et le deuxième est à excitation bobinée. Cette configuration permet d'avoir une multitude de combinaisons ; ainsi, on peut avoir un rotor à aimants en surface combiné avec un rotor bobiné à pôles saillants [SOO_97] ou à griffes [KRE_04]. On peut aussi avoir des rotors à aimants à concentration de flux combinés avec des rotors bobinés [MUN_08].

Sur la Figure 1-26 à gauche, on peut voir une photo d'un prototype de MSDE à circuits juxtaposés [SYV_95]. Le principe de fonctionnement est illustré par la Figure 1-26 à droite. En fait, à courant d'excitation nul, le flux capté par le bobinage de l'induit est créé seulement par les aimants permanents. Pour renforcer ce flux, il faut alimenter la bobine d'excitation de sorte à faire coïncider la polarité des deux rotors. Pour défluxer, il faut alimenter la bobine d'excitation de sorte à avoir des polarités inversées sur les deux rotors.

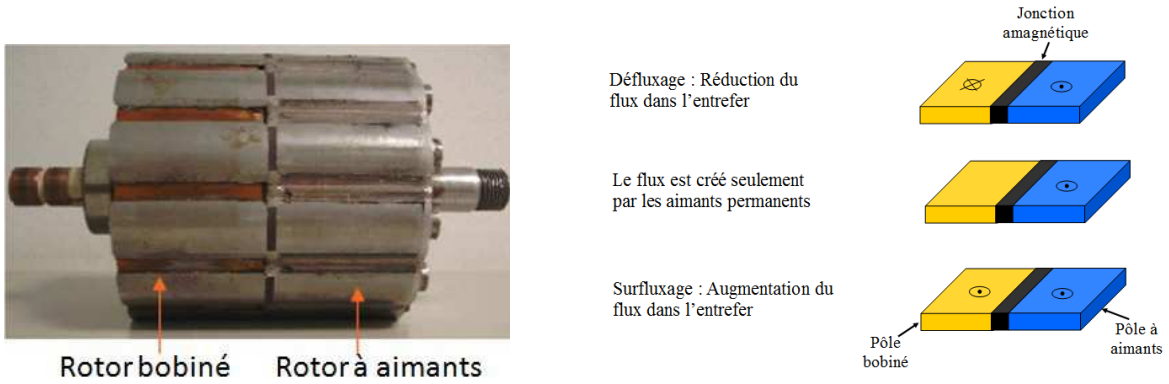


Figure 1-26 : Rotor et principe d'une MSDE à circuits juxtaposés [SYV_95]

Cette MSDE est efficace en termes de contrôle du flux. En plus, avec cet agencement des deux sources d'excitations, il n'y a aucun risque de démagnétisation des aimants étant donné que les deux rotors fonctionnent en parallèle et sans interaction. Par contre, cette structure souffre de la dégradation du rendement lors du défluxage. En effet, lorsqu'on réduit le flux dans l'entrefer, on réduit aussi l'induction moyenne sur toute la longueur de la machine, mais au niveau de chaque rotor on aura des flux en opposition et donc des inductions locales élevées et en opposition. Cela induit des pertes fer qui augmentent quand on réduit le flux (quand la vitesse augmente). Il faut aussi noter qu'en termes de couple et puissance massique cette machine est peu convaincante.

IV.2.b.iv. MSDE à nombre de paires de pôles variable

L'idée principale de cette famille de MSDE repose sur la variation du nombre de paires de pôles de la machine. Cette structure a fait l'objet de plusieurs recherches [TAK_08] [LUO_00] et dépôts de brevets [AKE_00] [AKE1_00] [EVA_97]. La Figure 1-27 montre quelques rotors de MSDE utilisant ce principe. Pour cette structure, le flux créé par le bobinage d'excitation ne traverse pas les aimants, c'est donc une double excitation parallèle. Grace à ce type de double excitation, on peut défluxer complètement sans se soucier du risque de désaimantation, c'est un

avantage par rapport aux MSDE séries. Par contre son inconvénient majeur est que son défluxage est global et pas local ce qui engendre une augmentation des pertes fer, donc une dégradation du rendement lors de cette phase de fonctionnement.

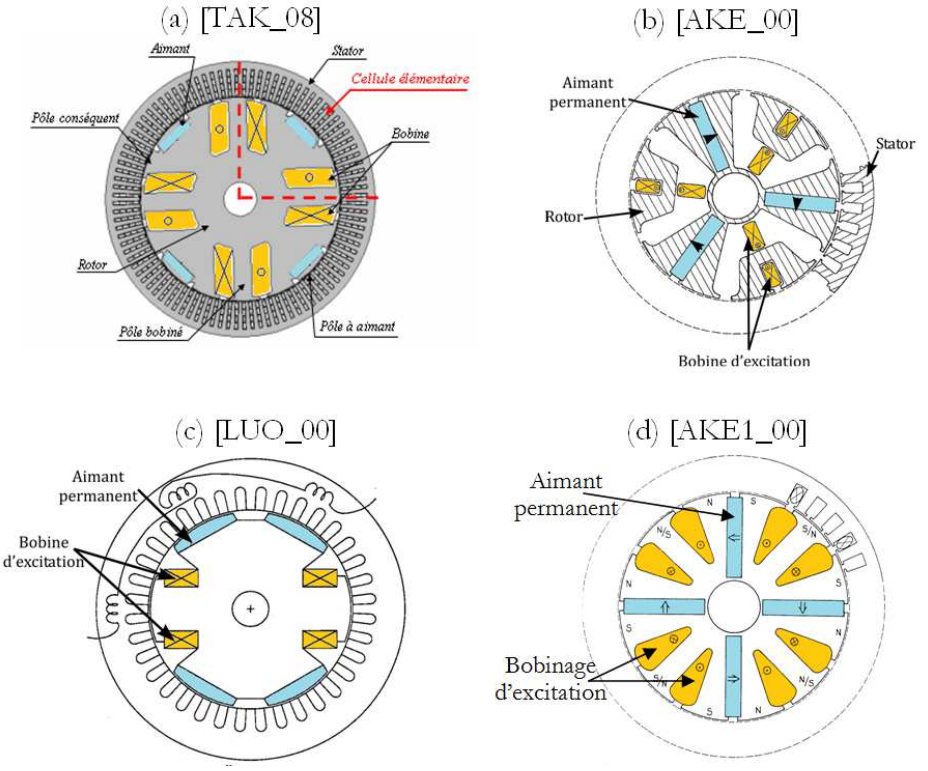


Figure 1-27 : Rotors de MSDE à nombre de paires de pôles variables ; [TAK_08] (a), [AKE_00] (b), [LUO_00] (c) et [AKE1_00]

Pour comprendre le principe de fonctionnement d'une MSDE à nombre de pôles variable prenons l'exemple de la Figure 1-27(a) [TAK_08] :

- A Courant d'excitation nul, le flux est créé uniquement par les aimants permanents. Ainsi, les lignes de champs se referment à travers les masses polaires qui lui sont adjacentes et par les pôles bobinés. Ce cas de figure est illustré par la vue étalé de la Figure 1-28(a) de la machine où l'on voit apparaitre au rotor une succession d'un pôle nord et de trois pôles sud ; dans ce cas là un flux non nul est canalisé dans le bobinage statorique.
- En alimentant le bobinage d'excitation par un courant positif ou « magnétisant », on voit apparaitre un pôle nord dans la succession des trois pôles sud décrits et le flux créé par les aimants se referme uniquement par les pôles conséquents. Egalement, les lignes de flux du pôle bobiné se referment par ces mêmes pôles sud. Nous obtenons ainsi une succession régulière de pôles nord et de pôles sud comme le montre la Figure 1-28(b).

Ainsi le flux total embrassé par le stator peut être augmenté et contrôlé par la bobine d'excitation.

- Ensuite, dans le cas d'une alimentation bidirectionnelle de la bobine d'excitation, en injectant un courant négatif dans celle-ci les lignes de champs de l'aimant permanent vont être attirées par le pôle sud du pôle bobiné. Il y a moins de ligne de champ qui se referme à travers les pôles conséquents. En augmentant le courant inverse on arrive à mieux canaliser le flux de l'aimant permanent par le pôle bobiné qui vient de plus en plus égaler le flux nord des aimants et en même temps les pôles conséquents deviennent neutres. Ainsi, le flux embrassé par le bobinage du stator baisse progressivement jusqu'à s'annuler pour une valeur de courant d'excitation inverse donné où les pôles conséquents deviennent totalement neutres. Ce dernier cas de figure est illustré par la Figure 1-28(c) et la Figure 1-28(d).

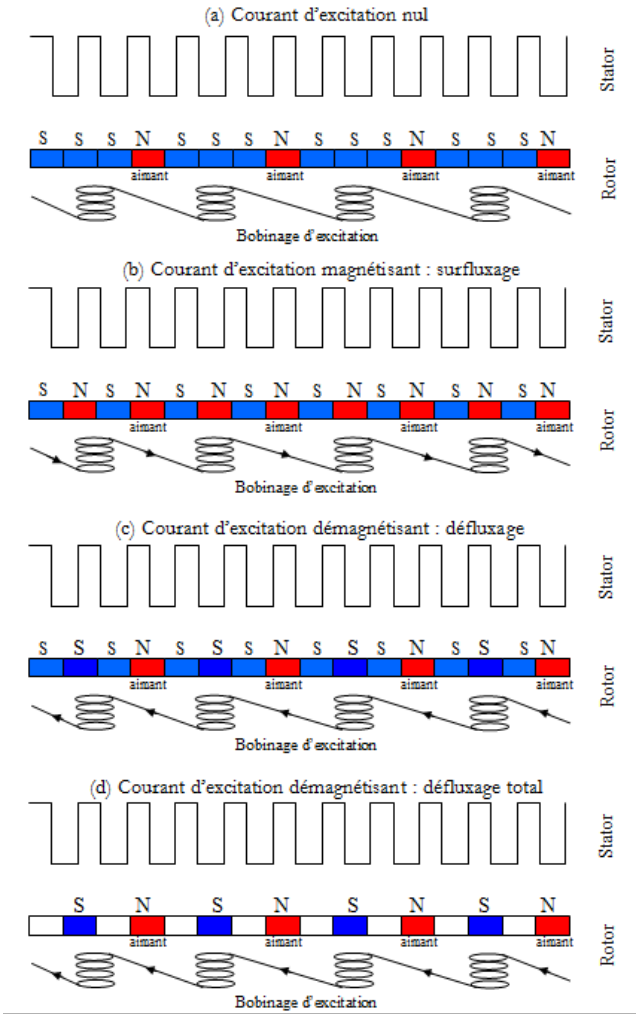


Figure 1-28 : Principe de fonctionnement de la MSDE à nombre de paires de pôles variables

IV.2.b.v. MSDE à pôles conséquents

Cette machine est à double excitation parallèle. La Figure 1-29 montre une structure d'une MSDE de ce type. En fait, son rotor est composé de pôles à aimants permanents et de pôles saillants alternés sur la longueur et la circonférence du rotor. Quant au stator de cette structure il est divisé en deux parties feuilletées et égales. Entre les deux parties du stator est logée la bobine de double excitation. Une culasse magnétique vient se poser au-dessus des deux parties du stator pour assurer la canalisation du flux de la bobine de double excitation.

Cette structure a fait l'objet de dépôt de brevet [MIZ_97] et de recherches [SUG_96] [TAP_03].

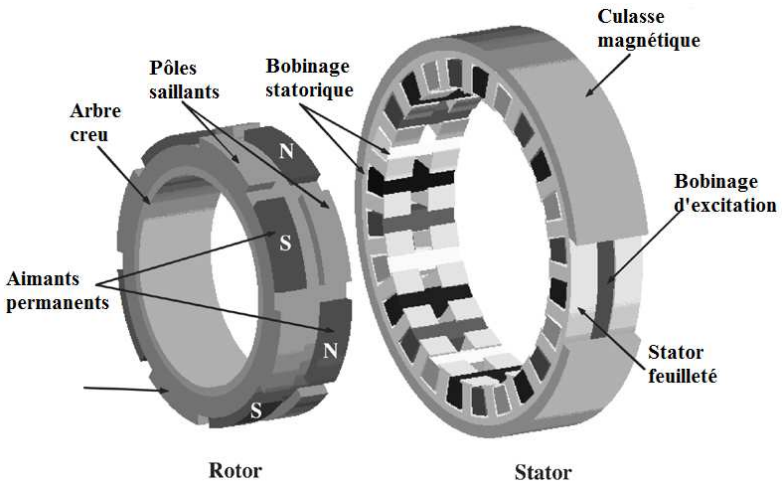


Figure 1-29 : Structure d'une MSDE à pôles conséquents [TAP_03]

Dans le cas d'une alimentation bidirectionnelle de la bobine d'excitation on peut avoir deux cas de fonctionnement :

- En défluxage : quand la bobine d'excitation est alimentée de sorte à créer un flux qui vient se soustraire au flux créé par les aimants permanents. C'est-à-dire qu'on vient créer sur les pôles saillants des polarités opposées à celles des aimants qui leurs sont adjacents axialement. C'est le cas de la Figure 1-30.
- En surfluxage : dans ce cas on alimente le bobinage d'excitation de sorte à créer des pôles saillants de même polarité que celles des aimants qui leurs sont adjacents axialement. C'est le cas de la Figure 1-31.

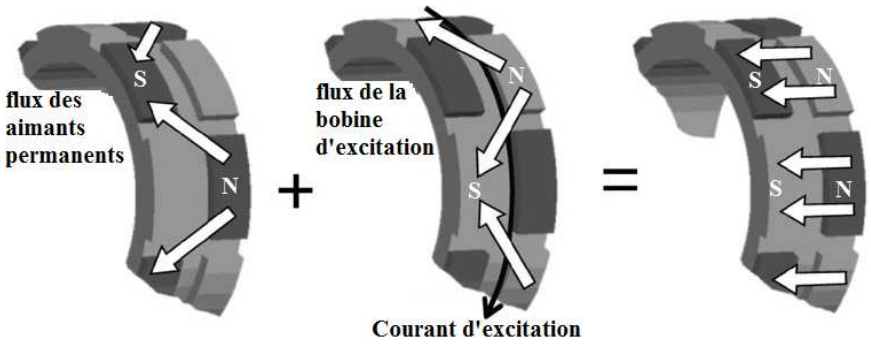


Figure 1-30 : Défluxage d'une MSDE à pôles conséquents

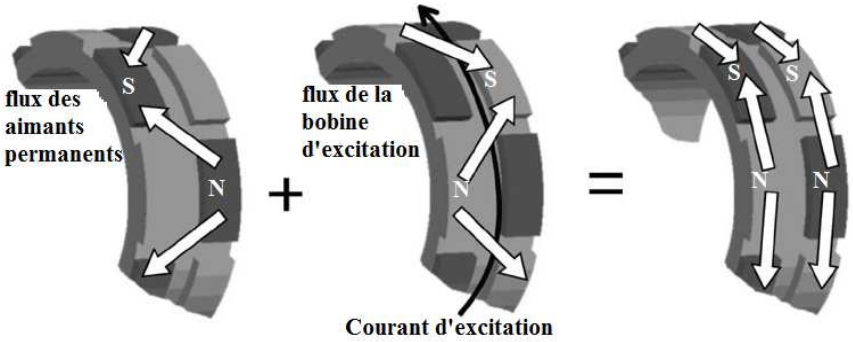


Figure 1-31 : Surfluxage d'une MSDE à pôles conséquents

Avec cet agencement des sources de double excitation, il n'y a pas de risque de démagnétisation des aimants. En plus, en plaçant la bobine d'excitation au stator, on évite l'utilisation de contacts glissants. Par contre l'existence d'une composante axiale du flux dans le stator induit plus de pertes fer même si celui-ci est feuilleté. Du point de vue puissance massique cette machine est loin d'être compétitive.

IV.2.b.vi. MSDE à concentration de flux

Cette structure a été développée au LESiR de l'ENS de Cachan par Y. AMARA [AMA_01]. Elle a ensuite été étudiée et modélisée par S. HLIOUI [HLI_08] au laboratoire SET de l'UTBM et par L. VIDO [VID_04] et B. NEDJAR [NED_11] du laboratoire SATIE de l'ENS Cachan.

L'idée principale de cette structure est d'exploiter la section de fer entre deux aimants permanent (section S1 sur la Figure 1-32) d'un rotor d'une MSAP à concentration de flux pour y faire acheminer le flux de la bobine d'excitation. La Figure 1-33 montre la modification de la MSAP à concentration de flux pour avoir la MSDE à concentration de flux. On peut voir

l'emplacement au stator des bobines de double excitation. On peut aussi remarquer l'ajout d'une « enveloppe » ferromagnétique nécessaire pour faire circuler le flux de double excitation. La machine de la Figure 1-33 est homopolaire, c'est-à-dire que la bobine d'excitation n'agit que sur un seul type de polarité. La configuration bipolaire de ce type de MSDE est détaillée dans la thèse de S. HLIOUI [HLI_08].

L'avantage majeur de cette structure de MSDE c'est la présence de la bobine d'excitation au stator, ce qui évite l'utilisation de contacts glissants. Avec cet arrangement des sources d'excitation cette machine est considérée comme à double excitation parallèle, ainsi il n'y a aucun risque de démagnétisation en défluxage. Il faut aussi noter que malgré la présence d'un entrefer supplémentaire (celui de l'enveloppe ferromagnétique) cette double excitation est plus efficace que la double excitation série. En outre, la concentration de flux permet l'utilisation d'aimants permanents ferrites à bas prix. Cependant cette structure est compliquée à concevoir et à refroidir surtout pour des applications de fortes puissances.

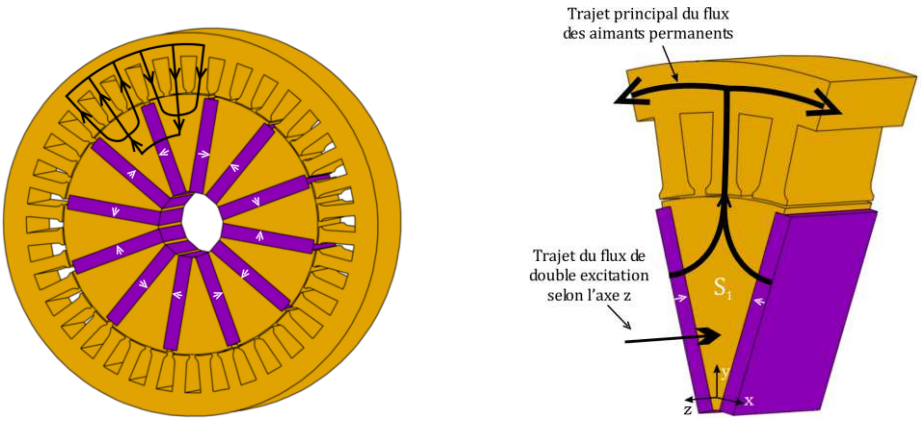


Figure 1-32 : Idée de base de la MSDE à concentration de flux [HLI_08]

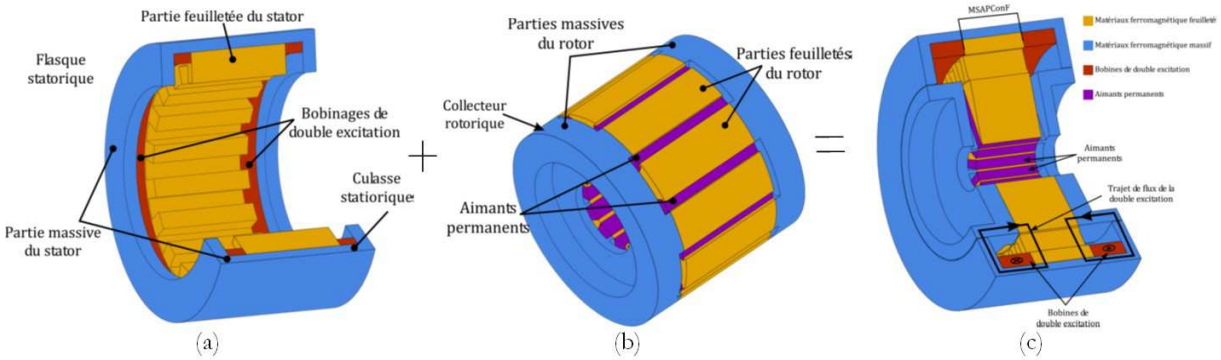


Figure 1-33 : Stator (a) et rotor (b) d'une MSDE à concentration de flux (c) [HLI_08]

IV.2.c. Conclusion sur les MSDE et présentation de la structure retenue

Dans ce paragraphe on a vu la facilité de contrôle d'une MSDE par rapport à une MSAP et ce avec des rendements presque équivalent et sur des plages de vitesse plus étendues. En fait, les MSDE sont étudiées depuis longtemps et il existe de nombreuses structures différentes. Ici seulement les structures qui ont fait objet de plusieurs recherches et dépôts de brevets ont été présentées. Chacune de ces machines possèdent des avantages et des inconvénients que nous avons synthétisé dans le Tableau 1-3.

Type de MSDE	Avantage	Inconvénient
MSDE série	- Simplicité de conception - Réduction des pertes fer en défluxage	- Risque de désaimantation - Efficacité limitée de la bobine de double excitation - Utilisation de contacts glissants
MSDE à griffes	- Simplicité de conception - Pas de risque de désaimantation	- Rendement limité
MSDE à circuits juxtaposés	- Simplicité de conception - Efficacité de la double excitation - Pas de risque de désaimantation	- Augmentation des pertes fer en défluxage - Puissance volumique limitée - Utilisation de contacts glissants
MSDE à nombre de pôles variable	- Efficacité de la double excitation - Pas de risque de désaimantation	- Augmentation des pertes fer en défluxage - Problèmes de tenue mécanique
MSDE à pôles conséquents	- Pas de risque de désaimantation - Pas de contacts glissants	- Puissance volumique limitée - Pertes fer importantes même en défluxage
MSDE à concentration de flux	- Pas de contacts glissants - Pas de risque de désaimantation - Efficacité de la double excitation	- Complexité de conception - Difficulté de refroidissement

Tableau 1-3 : Récapitulatif des avantages et des inconvénients de structures de MSDE

Dans cette thèse, on s'intéresse à la MSDE pour une application de forte puissance et plus précisément pour la production d'électricité. La simplicité de conception et de modélisation est un critère essentiel dans le choix de la structure de MSDE à étudier. Malgré la présence d'un risque de désaimantation une structure à double excitation série a été retenue. De plus,

l'utilisation de contacts glissants peut être évitée par une excitation à travers un alternateur inversé. La structure de la Figure 1-23(c) souffre d'un mauvais rendement, le choix se restreint alors entre les structures de la Figure 1-23(a) ou la Figure 1-23(b). Même si la structure à aimants en « V » (Figure 1-23(b)) permet la concentration de flux dans le rotor, ce qui permet une induction dans l'entrefer supérieure à celle de l'aimant et qu'elle présente un risque de démagnétisation plus faible, cette structure présente une multitude de difficultés. Tout d'abord avec cet agencement des aimants permanents il y a un flux de fuite élevé, également cette structure peut être difficile à réaliser et avoir un coût de réalisation élevé par rapport aux structures de MSDE à aimants en surfaces (Figure 1-23(a)). Finalement notre choix s'oriente vers une structure de MSDE série du type de celle de la Figure 1-23(a). La Figure 1-34 montre le concept général et un schéma 3D du rotor de la structure à étudier.

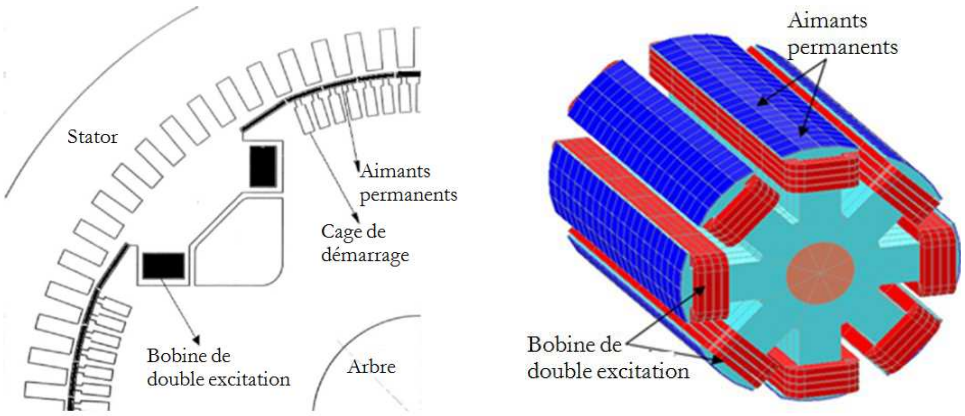


Figure 1-34 : Concept général et aperçu du rotor de la MSDE série à étudier

La machine retenue pour l'étude est une machine synchrone à pôles saillants où des aimants permanents sont collés sur les surfaces des pôles. Le savoir-faire de Jeumont ELECTRIC dans la construction de ce type de machine a contribué en grande partie à ce choix technologique.

V. CONCLUSION

Dans ce premier chapitre nous avons tout d'abord abordé la problématique de la pollution atmosphérique, de l'échauffement climatique et de l'épuisement des ressources énergétiques fossiles et fissile liées à l'augmentation considérable de la consommation énergétique mondiale.

Ensuite, nous avons vu que dans le secteur de l'énergie électrique, des solutions ont été proposés pour la production d'une électricité plus propre. On a alors vu le développement des énergies renouvelables et surtout de l'électricité éolienne et solaire. Cependant, ces sources d'énergie souffrent de leurs dépendances aux facteurs climatiques. Par contre, leur combinaison pourrait fournir une bonne solution énergétique. Une autre voie d'économie de l'énergie électrique est l'amélioration de l'efficacité énergétique des dispositifs électriques. Avec l'évolution de l'électronique de puissance, les entrainements électriques à vitesse variable commencent à prendre une place considérable dans le secteur industriel.

Grâce à leurs excellents rendements, leur bon couple et puissance massique les MSAP ont vu une impressionnante augmentation de leur utilisation. Cependant la nécessité du recourt à une électronique de puissance avancée pour les contrôler constitue leur plus grand point faible. La MSDE pourrait constituer une bonne alternative, car elle allie simplicité du contrôle et bonne efficacité énergétique. La MSDE a fait l'objet de plusieurs recherches, ce qui a abouti à des centaines de structures innovantes, avec des degrés de complexité différentes. La MSDE série avec des aimants permanents montés en surface des pôles pourrait être une bonne solution pour la production d'électricité. Dans la suite de cette thèse, un générateur synchrone à double excitation série sera modélisé et étudié. Ces modèles de la MSDE serviront ensuite au dimensionnement par optimisation d'un prototype de Générateur Synchrone à Double Excitation (GSDE) de puissance apparente de 1 MVA.

CHAPITRE 2 :

Modélisation multi-physique d'un générateur synchrone à double excitation

I. INTRODUCTION

La machine électrique est sujet d'une multitude de phénomènes physiques qui diffèrent selon leurs natures ou selon leurs degrés d'influence sur le comportement et les performances du générateur. Pour la modélisation de ces phénomènes, interdépendants, ils existent plusieurs méthodes. On peut citer les méthodes analytiques, semi analytiques et les méthodes numériques telles que les éléments finis. Néanmoins, ces méthodes sont différentes d'un point de vue précision et temps de calcul. Le choix d'une méthode ou d'une autre dépendra du besoin escompté du modèle multi-physique à établir.

Dans ce chapitre une approche par étape est utilisée :

- Une première étape consacrée à la définition des contraintes et objectifs du modèle multi-physique de la génératrice synchrone à double excitation, soit sous un angle dimensionnement soit sous un angle comportement de la machine.
- Une deuxième étape consacrée à la description du modèle multi-physique et à la présentation de la modélisation elle-même. Cette modélisation comporte deux phases. Une première phase dédiée à la détermination des caractéristiques à vide et en charge, respectivement à partir d'un réseau de réluctances et d'un modèle analytique. Une deuxième phase consacrée à la détermination des pertes, rendement et échauffement.

II. CHOIX DU MODELE MULTI-PHYSIQUE

L'objectif principal du modèle de la MSDE est la détermination de ses performances en vue de son dimensionnement optimal. A-t-on intérêt à faire un modèle de dimensionnement ou un modèle de comportement pour l'optimisation ?

II.1. Modèle de dimensionnement ou de comportement pour l'optimisation ?

Pour le dimensionnement optimal du générateur synchrone à double excitation, on a le choix entre l'utilisation d'un modèle de dimensionnement ou entre un modèle de comportement pour l'optimisation.

II.1.a. Définition d'un modèle de dimensionnement :

Le dimensionnement d'une machine consiste à trouver ses paramètres géométriques (diamètres, longueurs, nombre de spires, nombre de pôles…) et ses performances (couple, courant, inductions, échauffement…) en partant de ses spécifications principales (puissance apparente, vitesse de rotation, tension et fréquence d'alimentation…).

Un modèle de dimensionnement consiste à résoudre un problème inverse ; c'est-à-dire qu'il prend en entrée les spécifications principales et calcule les paramètres géométriques et les performances de la machine. Dans ce cas on se trouve avec un problème qui a plus d'inconnus que d'équations, ce qui nécessite l'utilisation du savoir-faire d'un expert pour fixer certaines valeurs inconnues. La Figure 2-1 présente une structure d'un modèle de dimensionnement qui est généralement analytique ou semi analytique.

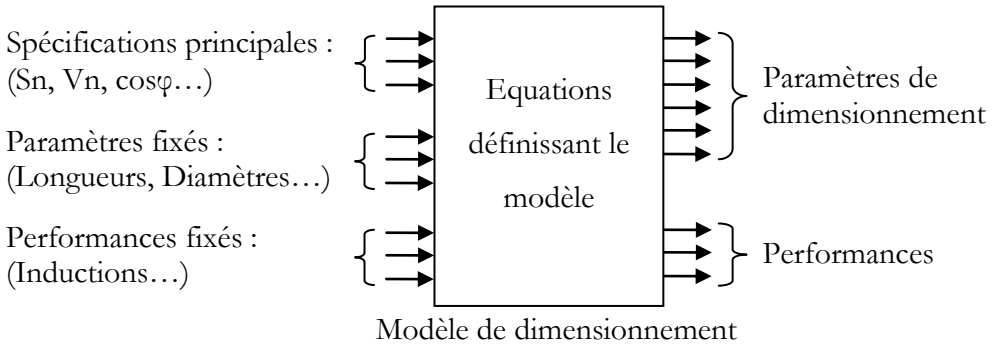


Figure 2-1 : Structure d'un modèle de dimensionnement

Pour trouver les sorties du modèle de la Figure 2-1, il faut autant d'équations que d'inconnues. Ces équations sont généralement issues de lois physiques ou de lois heuristiques. Par

exemple, pour trouver la largeur d'une dent, on utilisera la loi de conservation du flux magnétique, en supposant négligeables certains flux de fuite, ou en déterminant l'entrefer à partir de lois empiriques basées sur l'expérience [HEN_94].

Ainsi, l'approche par un modèle de dimensionnement permet de déterminer les dimensions de la machine par une combinaison de savoir-faire et d'expressions analytiques. Cependant, les hypothèses qu'on suppose pour fixer un certain nombre de paramètres ainsi que l'utilisation de formulations physiques simplifiées, font que ces modèles ne permettent pas d'atteindre la configuration optimale de la machine.

II.1.b. Définition d'un modèle de comportement pour l'optimisation

Un modèle de comportement est un modèle direct, c'est-à-dire qu'il est écrit dans un sens physiquement naturel, donnant la possibilité d'inclure autant d'équations ou de sous modèles qu'on le souhaite (on peut avoir plus d'équations que d'inconnues et inversement). Ainsi, dans un modèle de comportement, on peut avoir en entrée juste une partie des spécifications principales, le reste est à trouver en sortie (Figure 2-2), ce qui complique bien entendu la tâche de dimensionnement. Pour résoudre ce problème, le modèle de comportement doit être couplé à un algorithme d'optimisation capable de trouver les paramètres géométriques respectant un certain nombre de contraintes et aboutissant à une machine ayant les spécifications principales et les performances souhaitées. Le modèle de comportement peut être analytique, semi analytique ou numérique.

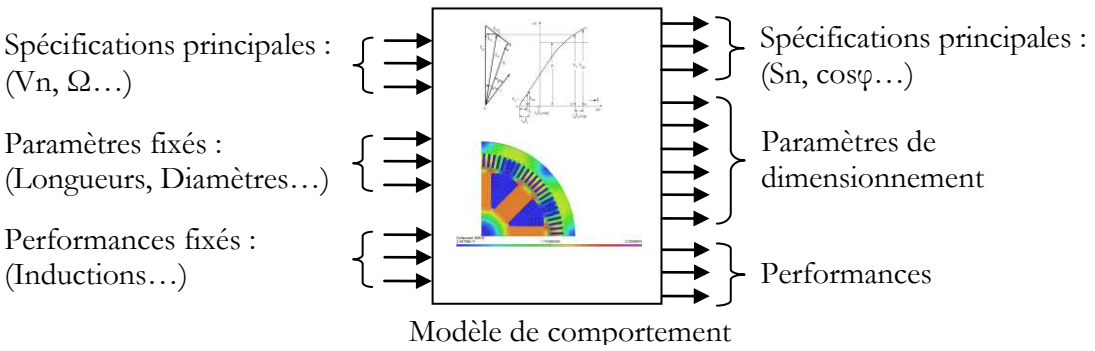


Figure 2-2 : Structure d'un modèle de comportement pour l'optimisation

Un modèle de comportement permet d'avoir plus de degrés de liberté qu'un modèle de dimensionnement, élargissant ainsi le domaine des configurations géométriques potentiellement optimales.

Cependant un modèle de comportement utilisé dans un processus d'optimisation est beaucoup plus lourd qu'un modèle de dimensionnement, particulièrement quand on utilise des modèles numériques associés à des algorithmes d'optimisation multi-objectifs sans point initial. Par contre, la combinaison des deux approches pourrait être intéressante. En effet, le modèle de dimensionnement pourrait être utilisé comme point initial pour le processus d'optimisation, ce qui faciliterait la convergence rapide de l'algorithme.

II.2. Structure générale du modèle multi-physique

Dans notre étude nous avons choisi une modélisation orientée pour des problèmes d'optimisation. Pour la modélisation d'une machine électrique tournante plusieurs méthodes de modélisation sont possibles. Il y a les méthodes numériques comme les éléments finis [DHA_83], qui offrent une très bonne précision, au dépends d'un calcul coûteux en logiciel et temps de calcul. Il y a aussi les méthodes analytiques qui sont rapides mais souvent peu précises. Entre ces deux solutions, il y a les méthodes des circuits équivalents. La Figure 2-3 donne un bon aperçu de la classification des méthodes de modélisation dans un repère précision-rapidité de calcul. Dans l'optique d'avoir un modèle rapide et précis nous avons choisi une combinaison entre méthodes analytiques et méthodes des circuits équivalents. Cependant, un recourt aux méthodes numériques est nécessaire pour valider et corriger le modèle ainsi établi.

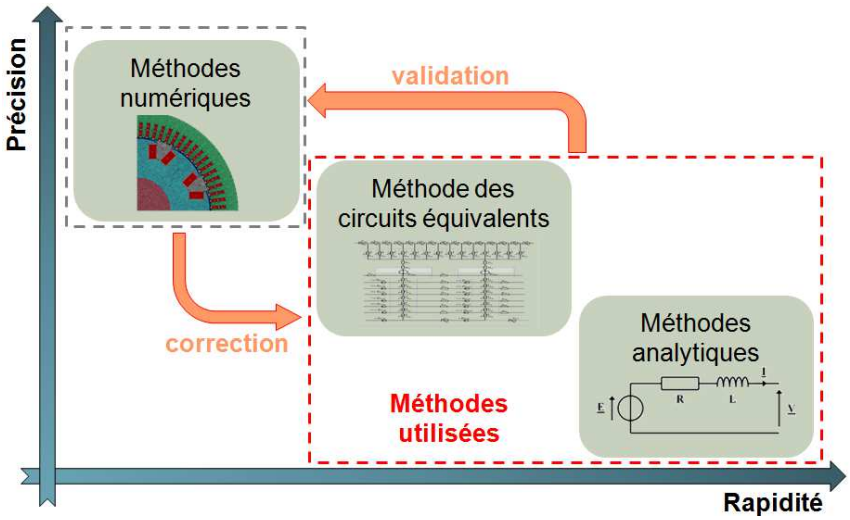


Figure 2-3 : Classification des méthodes de modélisation

La Figure 2-4 donne un aperçu de l'architecture générale du modèle multi-physique. En fait, en partant d'un point de fonctionnement en générateur donné et des paramètres structurels

de la machine, le modèle fournit les performances énergétiques, électriques, magnétiques et thermiques.

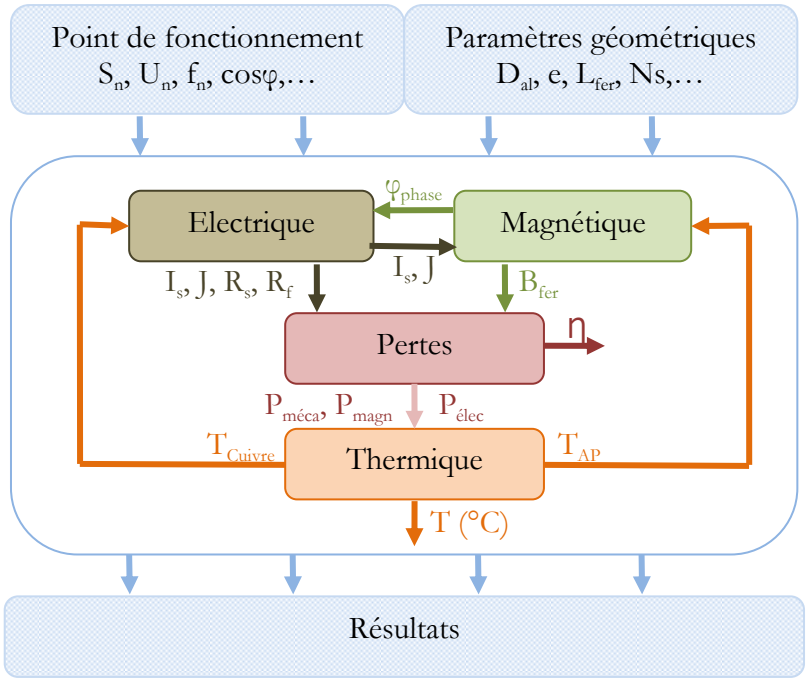


Figure 2-4 : Description du modèle multi-physique

Dans la suite du chapitre, le contenu de chaque sous modèle du modèle multi-physique développé sera décrit.

III. ETUDE ET MODELISATION EN FONCTIONNEMENT GENERATEUR A VIDE

III.1. Caractérisation du fonctionnement à vide par réseau de réluctances

L'étude d'une machine électrique nécessite une modélisation de son comportement magnétique. Selon le besoin, les modèles peuvent être compliqués (prise en compte de la saturation, de la rotation, des harmoniques) mais nécessitant un temps de calcul conséquent ou les modèles peuvent être simples (modèle linéaire et statique en 1ère harmonique) mais rapides. Dans cette étude de la MSDE, le but du modèle magnétique est d'une part de fournir au modèle des pertes une évaluation du fondamental de l'induction dans les dents et la culasse du stator et d'autre part de fournir la courbe à vide au modèle électrique pour calculer le courant d'excitation nécessaire en charge. Pour cela, un modèle à partir d'un réseau de réluctances a été réalisé. C'est

un modèle statique au 1er harmonique prenant en compte la saturation et les fuites. L'effet des encoches est pris en compte par le coefficient de Carter. Les différentes étapes pour construire ce modèle sont décrites ci-dessous.

III.1.a. Définition de la méthode du réseau de réluctances

Cette méthode se base sur l'identification des tubes de flux associés à un circuit magnétique. En utilisant des analogies magnétique-électrique, il devient possible d'obtenir un schéma équivalent du circuit magnétique. Chaque maille du réseau équivalent correspond alors à l'application du théorème d'Ampère sur le contour qu'elle décrit.

Considérons le cas du tube de flux de la Figure 2-5. Le flux est constant dans le tube de section S et de longueur *l*. La surface d'entrée du tube S_1 et la surface de sortie S_2 sont à équipotentiel magnétique.

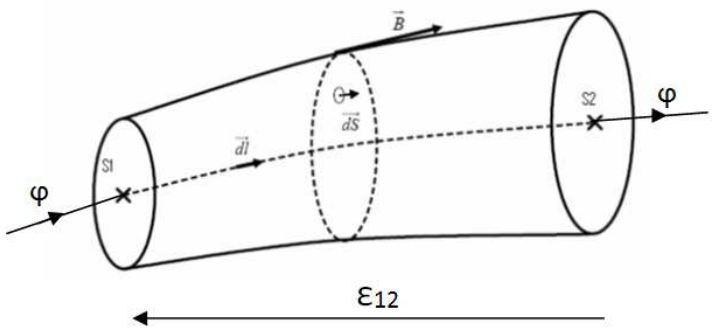


Figure 2-5 : Tube d'induction magnétique

On définit la réluctance *R* (inverse de la perméance *P*) d'un tube de flux, par l'expression suivante:

$$R = \frac{\varepsilon_{12}}{\varphi} = \int_1^2 \frac{dl}{\mu S} = \frac{1}{P} \qquad \textbf{(2.1)}$$

où : - μ est la perméabilité absolue du matériau ($\mu = \mu_0 \mu_r$),

- ε_{12} est la différence de potentiel magnétique aux bords du tube (At).

Des exemples de calcul de réluctances et de perméances usuelles sont présentés dans la première partie de l'annexe I. La réluctance (ou perméance) peut être linéaire quand, par exemple, le tube de flux considéré est dans l'air, dans le cuivre ou dans un aimant permanent... Dans ce cas, la perméabilité relative μ_r est égale ou proche de 1. De même, la réluctance peut être non linéaire quand le tube de flux considéré est dans un matériau ferromagnétique. Dans ce cas, la perméabilité relative dépend de la caractéristique *B(H)* du matériau.

Soit le même tube de flux entouré d'une bobine de N spires parcourues par un courant I comme le montre la Figure 2-6.

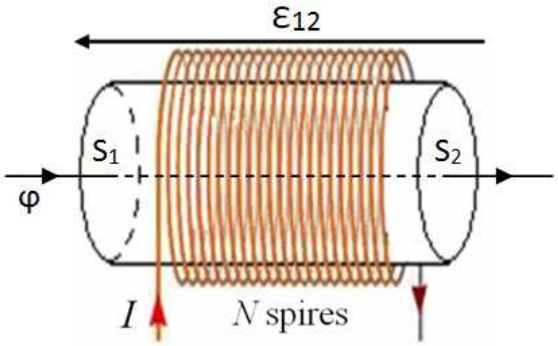


Figure 2-6 : Tube de flux entouré par une bobine

Dans ce cas de figure nous aurons la relation (2.2).

$$\varepsilon_{12} = R(\varphi)\varphi + NI \tag{2.2}$$

Une forte ressemblance apparait avec les circuits électriques. Le tableau ci-dessous établit quelques analogies utilisées :

Electrique	Magnétique
Courant I (A)	Flux φ (Wb)
Résistance R (Ω)	Réluctance R (H^{-1})
FEM (V)	FMM (At)
Champ électrique E (V/m)	Champ magnétique H (At/m)
Densité de courant J (A/m²)	Induction magnétique B (T ou Wb/m²)

Tableau 2-1 : Quelques analogies électrique magnétique

III.1.b. Identification des différents tubes de flux de la MSDE

La première étape pour la réalisation d'un réseau de réluctances est l'identification des différents tubes de flux à prendre en compte. Cette étape est nécessaire car elle permet de définir les caractéristiques géométriques pour le calcul des réluctances du réseau équivalent.

Une analyse par un modèle éléments finis est donc nécessaire pour observer la distribution du champ dans la machine. La Figure 2-7 montre les différents chemins du flux dans la machine étudiée. La grande partie du flux est échangée entre les pôles du rotor et le stator. Cependant, une partie plus faible est échangée entre les pôles rotor. Cette partie représente les flux de fuites inter polaire, qui augmentent avec l'augmentation de la polarité de la machine. Ainsi le calcul précis de ces flux de fuite est nécessaire.

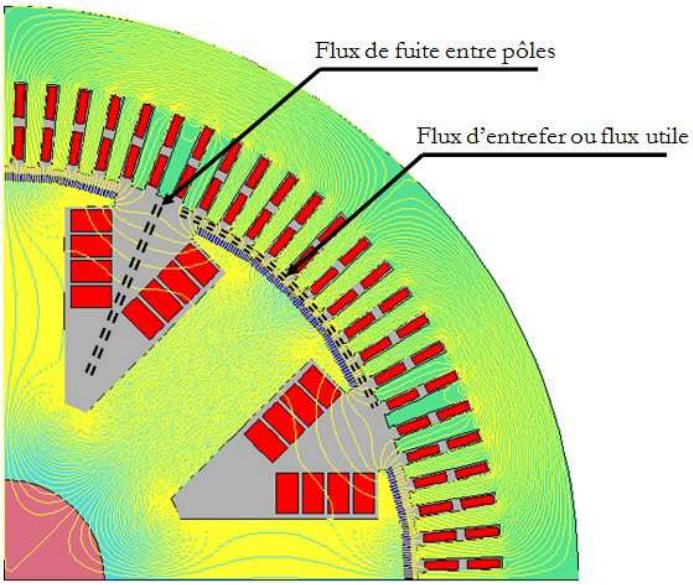


Figure 2-7 : Flux intervenants dans la machine

Avant de construire le réseau de réluctances, il est nécessaire de faire le bon choix du pas de discrétisation des réluctances au niveau d'un pôle. Cette discrétisation a une influence directe sur la précision de calcul des flux de fuite. Une sous-estimation faussera les résultats et une surestimation nous entraînera dans des calculs trop longs.

Le but de la discrétisation est de trouver la longueur idéale des tubes de flux qui représenteront le corps magnétique d'un pôle. Cette longueur doit être choisie de sorte que le tube de flux soit homogène, c'est-à-dire que la variation de l'induction entre l'entrée et la sortie du tube de flux soit négligeable. Soit n le pas de discrétisation le long de la partie utile d'un pôle rotor (partie en contact avec le bobinage d'excitation). Le Tableau 2-2 montre la variation de l'induction dans un tube de flux en fonction du pas de discrétisation. Plus le pas augmente et plus la longueur du tube diminue. Les calculs ont été réalisés en utilisant un modèle élément finis [COBHAM]. Trois cas de machines ont été simulés. Ces machines ont des diamètres d'alésage et des polarités différentes. Les données de ces machines sont regroupées dans le Tableau 2-4.

	n	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**
$\frac{\lvert B_{max} - B_{min} \rvert}{B_{min}}$	Machine 1	8%	6%	3%	<1%	<1%	<1%
	Machine 2	9%	7%	4%	2%	<1%	<1%
	Machine 3	10%	7%	4%	2%	<1%	<1%

Tableau 2-2 : Variation de l'induction en fonction de la longueur du tube de flux

Les résultats du Tableau 2-2 montrent l'importance du pas de discrétisation sur la précision du calcul. Un pas de n=6 sera suffisant pour la modélisation, on aura une bonne précision et un système simple à résoudre.

Sur la Figure 2-8 on peut voir un exemple de décomposition en tubes de flux de la machine synchrone à double excitation. Pour simplifier la schématisation, les tubes de flux correspondant aux dents stator n'ont pas été représentés.

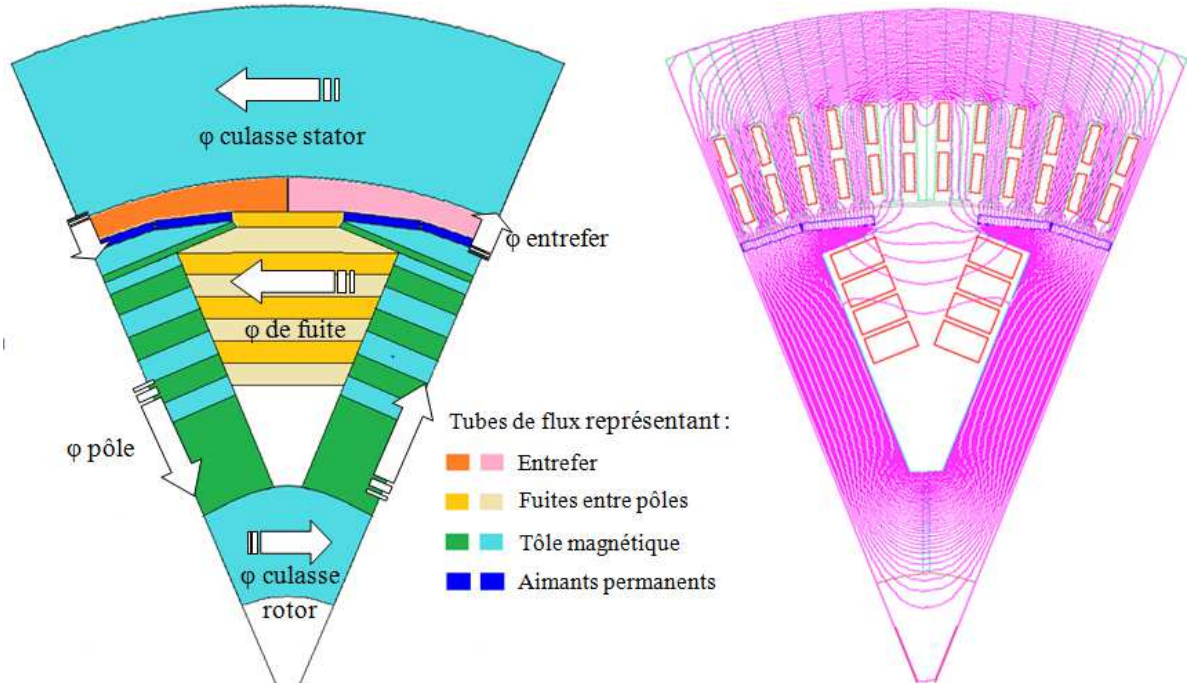


Figure 2-8 : Décomposition en tubes de flux de la MSDE

III.1.c. Réseau de réluctances pour la détermination du flux à vide

La Figure 2-9 présente le réseau de réluctances proposé. Ce modèle permet le calcul des inductions à vide dans les différentes parties du circuit magnétique. Les résultats, notamment des différentes inductions magnétiques, sont déterminants pour l'ajustement de la géométrie de la machine et de son aspect dimensionnel. La caractéristique ainsi obtenue constituera une donnée d'entrée importante pour la détermination analytique de la caractéristique en charge.

Le circuit équivalent établi comporte des réluctances linéaires qui représentent les trajets du flux dans l'air (flux de fuite, flux dans l'entrefer, flux dans les aimants permanents) et des réluctances non linéaires qui représentent les trajets du flux dans le fer (flux dans le pôle, dans les dents, dans les culasses du rotor et du stator). Les sources représentent les F.M.M des aimants permanents, placés en surfaces des pôles, et les F.M.M du bobinage logé entre les pôles. La définition de chaque élément du réseau de réluctances sera donnée par la suite.

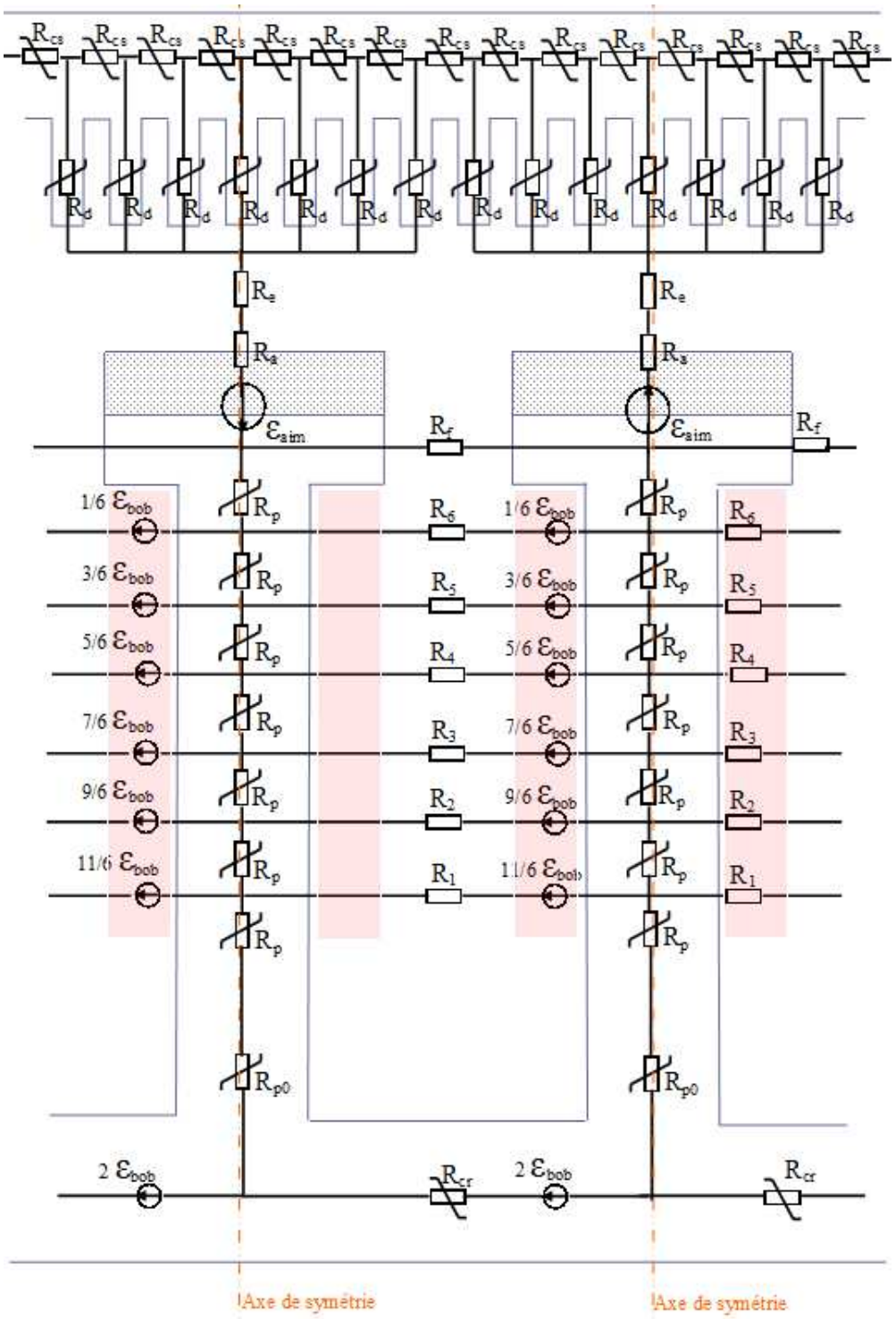
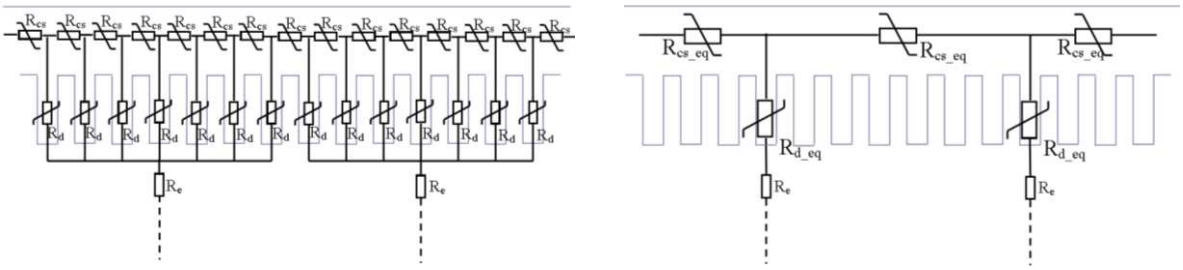


Figure 2-9 : Circuit équivalent à vide superposé à un schéma plan de la machine

Pour simplifier la résolution d'un tel circuit on suppose que toutes les dents stator, quelque soient leurs positions angulaires, sont magnétiquement équivalentes, c'est-à-dire qu'elles ont le même niveau de saturation et donc la même réluctance et il en sera de même pour la culasse. Avec ces hypothèses, on peut calculer des réluctances équivalentes pour les dents et la culasse du

stator, afin de simplifier le réseau de réluctances. En effet, à l'aide d'une série de transformations d'un circuit en « π » en un circuit en « T » [NEF_08] on simplifie la partie stator du réseau de réluctances comme illustré par la Figure 2-10.



(a) avant simplification (b) après simplification

Figure 2-10 : Simplification du réseau de réluctances au niveau du stator

Les éléments qui constituent ce circuit magnétique sont :

- R_p la réluctance élémentaire de la partie utile du pôle,
- R_{p0} la réluctance de la base du pôle,
- R_a la réluctance de l'aimant permanent,
- R_{cr} la réluctance de la culasse rotor,
- R_{cs} la réluctance d'une portion de la culasse stator,
- R_{cs_eq} la réluctance équivalente de la culasse stator,
- R_d la réluctance d'une dent stator,
- R_{d_eq} la réluctance équivalente des dents stator,
- R_1… R_6 les réluctances de fuites entre hauteurs utiles des deux pôles,
- R_f la réluctance de fuite entre les cornes polaires,
- R_e la réluctance d'entrefer,
- $\varepsilon_{bob} = N.J$ les ampères tours créés par les bobines d'excitation d'un pôle (At),
- $\varepsilon_a = B_r e_a / \mu_0 \mu_a$ représente les ampères tours créées par les aimants permanents (At).

Les expressions des réluctances sont reportées dans l'annexe I.

La détermination des différents flux de la machine revient à résoudre le circuit magnétique équivalent. La résolution du réseau des réluctances est effectuée en appliquant le théorème des courants des mailles [NEF_08]. Cette méthode est détaillée dans l'annexe II. En utilisant la symétrie de la machine et la simplification de la Figure 2-10, le réseau de réluctances devient celui de la Figure 2-11.

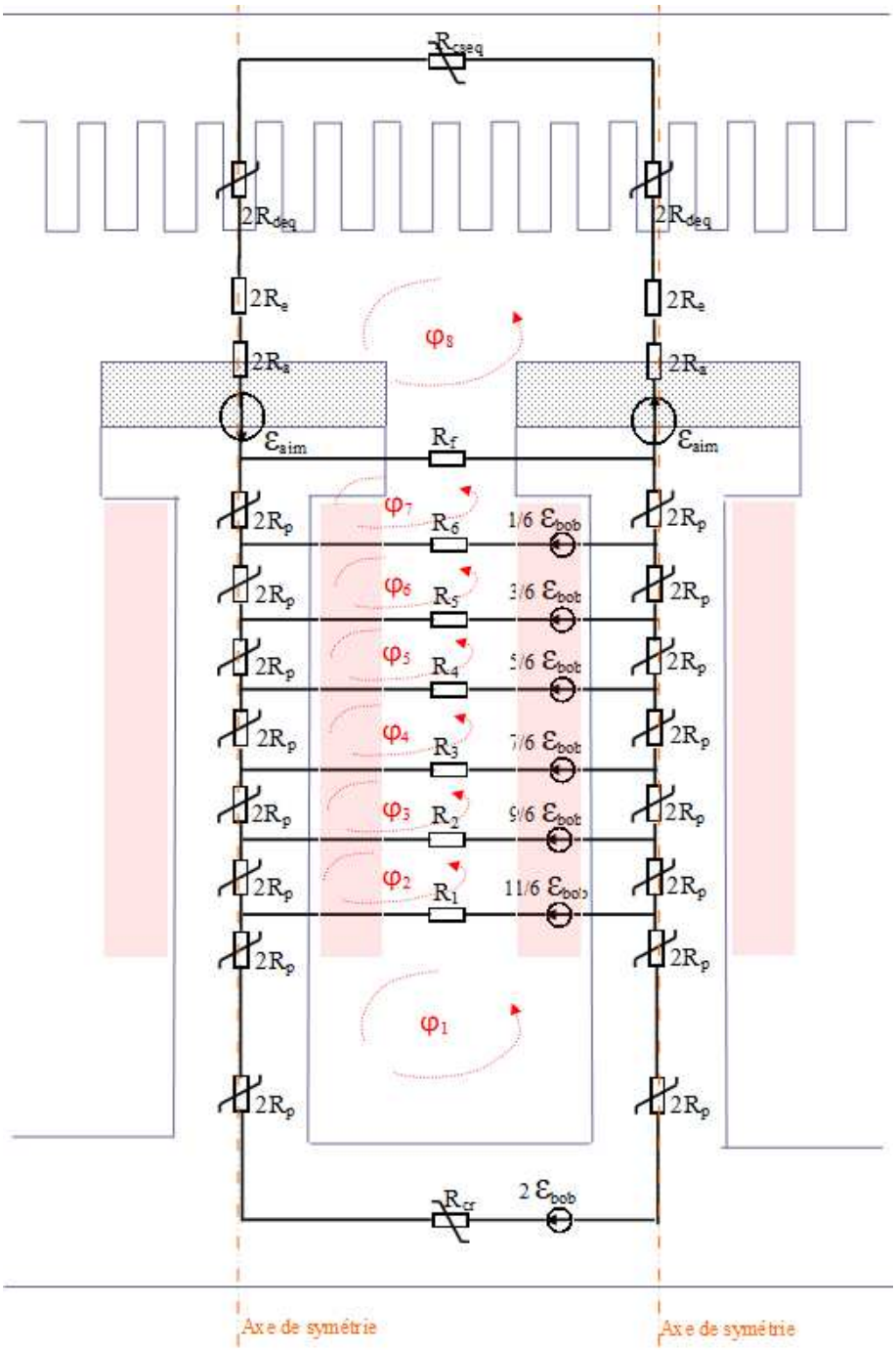


Figure 2-11 : Réseau de réluctances simplifié

Si $\varphi_1 \ldots \varphi_8$ représentent les flux équivalents aux courants des mailles, que l'on retrouve dans l'annexe II, on peut écrire le système matriciel non linéaire suivant :

$$[R(\varphi)] \times [\varphi] = [\varepsilon] \qquad \textbf{(2.3)}$$

Avec : - φ est le vecteur des « flux des mailles »,

- $R(\varphi)$ est la matrice de réluctances dépendantes du flux,

- ε est le vecteur des forces magnétomotrices.

Le développement de (2.3) est donné par le système matriciel suivant :

$$\begin{pmatrix} 4R_{p0}+4R_p+R_{cr}+R_1 & -R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -R_1 & 4R_p+R_1+R_2 & -R_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_2 & 4R_p+R_2+R_3 & -R_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_3 & 4R_p+R_3+R_4 & -R_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_4 & 4R_p+R_4+R_5 & -R_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_5 & 4R_p+R_5+R_6 & -R_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_6 & 4R_p+R_6+R_f & -R_f \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_f & 4R_e+4R_a+R_{cs_eq}+4R_{d_eq} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \varphi_4 \\ \varphi_5 \\ \varphi_6 \\ \varphi_7 \\ \varphi_8 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/6\varepsilon_{bob} \\ 1/3\varepsilon_{bob} \\ 1/3\varepsilon_{bob} \\ 1/3\varepsilon_{bob} \\ 1/3\varepsilon_{bob} \\ 1/3\varepsilon_{bob} \\ 1/6\varepsilon_{bob} \\ 2\varepsilon_a \end{pmatrix} \quad \textbf{(2.4)}$$

La non-linéarité des caractéristiques des matériaux est prise en compte en exprimant la réluctance en fonction du flux qui la traverse. La loi *H=f(B)* est approximée par la relation mathématique suivante :

$$H = a_1 B + a_2 B^{2n+1} \quad \textbf{(2.5)}$$

C'est la formule de Rougé [LAC_89], où a_1, a_2 et n sont déterminés à partir de 3 points de la caractéristique. Un premier point est choisi de la partie non saturée, le deuxième point est pris du coude de la courbe et le troisième point fait partie de la zone saturée. Cette approximation polynomiale de la courbe *B(H)* aboutit à des dérivées simples facilitant l'utilisation de méthodes simples, tel que l'algorithme de « Newton-Raphson » [NIC_00], pour la résolution de ce système non linéaire.

Le réseau de réluctances permet le calcul des flux dans la machine pour un fonctionnement à vide. A partir des flux, on peut retrouver les inductions dans les différentes parties du circuit magnétique. A titre d'exemple, la valeur de l'induction à la base du pôle s'obtient en divisant le flux traversant la réluctance R_{p0} de la Figure 2-11 par la section du pôle. Le réseau de réluctances permet aussi la détermination de la courbe à vide. En effet, connaissant le flux dans l'entrefer, on applique la relation (2.6) pour retrouver la valeur efficace de la FEM.

$$V_1 = 4{,}44 k_b N_s f \varphi_e \quad \textbf{(2.6)}$$

Avec
- k_b est le coefficient de bobinage tenant compte du raccourcissement du pas et de la distribution du bobinage,
- N_s est le nombre de spires en séries par phase,
- φ_e est le flux calculé par le réseau de réluctance (wb),
- f est la fréquence électrique (Hz).

III.2. Validation du modèle magnétique

La validation du modèle magnétique s'est déroulée en deux étapes. La première étape consiste à comparer des résultats du modèle à des essais à vide provenant de machines synchrones à pôles saillants existantes. Dans ce cas, la réluctance et la force magnétomotrice de l'aimant permanent sont négligées dans le réseau de réluctances en supposant que le matériau a une épaisseur nulle ($e_a=0$ donc $\varepsilon_a=0$ et $R_a=0$, voir l'annexe II).

Dans le Tableau 2-3 on voit les résultats d'essais et les calculs par le modèle en réseau de réluctances du courant d'excitation à vide pour plusieurs tensions de sortie. La comparaison est faite pour deux machines. La première est une JEGSY 420, c'est une génératrice à 4 pôles et de 20 MVA de puissance apparente. La deuxième est une JEGSY 810, c'est une génératrice à 8 pôles et de 10 MVA de puissance apparente. L'erreur enregistrée entre les résultats des essais et ceux des calculs ne dépasse pas 4%.

		Réseau de réluctances			Essais			$\varepsilon = \left\lvert (Essais - RdR) / Essais \right\rvert$		
	Machine	0,8U	U	1,2U	0,8U	U	1,2U	0,8U	U	1,2U
Courant d'excitation	JEGSY 420	86	118	194	84	114	191	2,3%	3,5%	1,5%
	JEGSY 810	63	88	149	61	87	154	3,2%	1,1%	3,2%

Tableau 2-3 : Tableau comparatif des résultats d'essai à vide avec les calculs par RdR

La deuxième étape de validation consiste à faire une comparaison des résultats de calcul du réseau de réluctances avec ceux d'un modèle éléments finis. Une comparaison des courbes à vides ainsi que des calculs d'induction des parties ferromagnétiques est effectuée. Le Tableau 2-4 présente un descriptif des machines utilisées pour la validation. Ce sont des machines synchrones à double excitation qui n'existent pas mais dont le dimensionnement a été fait à partir de machines synchrones à pôles saillants existantes. L'annexe III donne un aperçu des modèles éléments finis établis pour chaque machine.

Dimensions	Unité	Machine 1	Machine 2	Machine 3
Puissance apparente	kVA	1000	7280	23530
Tension d'alimentation	V	3000	6600	11000
Fréquence d'alimentation	Hz	50	60	50
Nombre de paires de pôles	-	4	5	6
Diamètre extérieure	mm	860	1600	2500
Diamètre d'alésage	mm	620	1225	1994
Longueur du fer	mm	750	1042	1392
Nombre d'encoches stator	-	96	120	144
Epaisseur de l'entrefer	mm	2	4	6
Epaisseur des aimants permanents	mm	3	6,4	10

Tableau 2-4 : Dimensions générales des machines utilisées pour la validation du RdR

Dans le Tableau 2-5 on compare les courants d'excitations obtenus par les deux modèles (éléments finis et réseau de réluctances) pour plusieurs valeurs de tensions à vide, et ce pour les trois machines de validation. Les simulations des modèles éléments finis sont faites en dynamique sur une période électrique. Tout d'abord, on impose le courant d'excitation à l'entrée du modèle éléments finis. Suivant la tension obtenue à la sortie du modèle, on augmente ou on réduit le courant d'excitation. Cette opération est répétée jusqu'à l'obtention de la tension de sortie désirée.

	Machine 1		**Machine 2**		**Machine 3**	
Uo (pu)	**Jo MEF**	**Jo RdR**	**Jo MEF**	**Jo RdR**	**Jo MEF**	**Jo RdR**
0	-36	-37	-68	-70	-70	-71
0.2	-23	-24	-44	-46	-45	-47
0.4	-10	-11	-21	-23	-22	-24
0.6	2	1	1	0	2	0
0.8	17	15	26	24	25	23
1	38	35	62	58	57	54
1.2	105	99	172	166	141	134

Tableau 2-5 : Validation du calcul de la courbe à vide

On remarque que, par comparaison au modèle éléments finis, le réseau de réluctances donne des valeurs du courant d'excitation à vide avec une précision correcte. L'écart est plus prononcé dans la zone de saturation, c'est-à-dire à partir de 0,8 U. Cet écart est dû aux saturations locales dans les têtes des dents du stator et dans les cornes polaires qui sont prises en compte par le modèle éléments finis mais pas dans le modèle en réseau de réluctances.

Un autre critère de validation du modèle magnétique sera la comparaison des inductions des parties ferromagnétiques calculées par le réseau de réluctances avec ceux du modèle éléments finis. La comparaison est faite pour les machines décrites ci-dessus à tension nominale. Les simulations éléments finis sont en dynamique sur une période électrique. Soit :

- B_d la valeur efficace, sur une période électrique, de l'induction au milieu d'une dent,
- B_{cs} la valeur efficace, sur une période électrique, de l'induction au milieu de la culasse stator,
- B_{cr} l'induction moyenne, sur une période électrique, dans la culasse du rotor,
- B_p est l'induction moyenne, sur une période électrique, à la base du pôle du rotor.

La comparaison des résultats de calcul par le réseau de réluctances et les résultats des simulations éléments finis est donnée par le Tableau 2-6.

	Machine 1		**Machine 2**		**Machine 3**		**Erreur maximale**
	MEF	**RdR**	**MEF**	**RdR**	**MEF**	**RdR**	**|MEF-RdR|/MEF**
B_d **(T)**	1,43	1,4	1,63	1,6	1,55	1,53	**2%**
B_{cs} **(T)**	1,3	1,28	1,23	1,17	1,45	1,44	**4,8%**
B_{cr} **(T)**	0,55	0,53	0,39	0,37	0,4	0,37	**7,5%**
B_p **(T)**	1,61	1,6	1,52	1,5	1,47	1,45	**1,3%**

Tableau 2-6 : Validation du calcul des inductions à tension nominale

Suivant les résultats obtenus dans le Tableau 2-6 on peut conclure que le modèle à réseau de réluctances permet une bonne estimation des inductions dans les parties ferromagnétiques où l'erreur, en comparaison au modèle éléments finis, ne dépasse pas les 8%. On remarque aussi que l'erreur sur le calcul des inductions dans la dent et la culasse du stator est inférieure à 5%, ce qui nous permettra de faire une estimation assez fiable des pertes fer. La faiblesse de l'induction dans la culasse du rotor est due au fait que l'on considère que l'arbre est magnétique dans le modèle éléments finis.

IV. ETUDE ET MODELISATION EN FONCTIONNEMENT GENERATRICE EN CHARGE

IV.1. Calcul du courant d'excitation en charge

Cette partie décrit le modèle électrique dont le but est la détermination du courant d'excitation en charge. Utilisant la courbe à vide déterminée grâce au modèle magnétique, on applique une méthode de calcul du courant d'excitation en charge [LIW_67] appliquée généralement sur les génératrices synchrones à pôles saillants. Ainsi, en connaissant le point de fonctionnement en charge (U, I_s et $cos\varphi$ sont connus) on calcule le courant d'excitation en suivant les étapes suivantes.

On détermine d'abord l'inductance de fuite L_σ ainsi que la résistance du bobinage du stator R_s pour la température de fonctionnement nominale [PYR_08].

Ensuite, on calcule les coefficients de saillance. En fait, si β représente le facteur d'ouverture polaire, on calcule facilement les coefficients de saillance grâce à la transformé de

Fourrier des composantes longitudinale et transversale du champ de réaction d'induit (Figure 2-12). On obtient respectivement suivant l'axe direct et l'axe inverse les coefficients :

$$C_d = \frac{4}{3}\frac{\sin\left(\beta\frac{\pi}{2}\right)\times\left(\cos^2\left(\beta\frac{\pi}{2}\right)+2\right)}{\beta\pi+\sin\beta\pi} \quad \textbf{(2.7)}$$

$$C_q = \frac{4}{3}\frac{\sin^3\left(\beta\frac{\pi}{2}\right)+\frac{1}{4}\cos^2\left(\beta\frac{\pi}{2}\right)}{\beta\pi+\sin\beta\pi} \quad \textbf{(2.8)}$$

En charge, les courants traversant les bobines du stator créent un champ de réaction d'induit d'amplitude :

$$F_1 = \frac{3}{2}\frac{4}{\pi}k_b\frac{N_s}{2}I_s\sqrt{2} = 3\frac{\sqrt{2}}{\pi}k_bN_sI_s \quad \textbf{(2.9)}$$

Avec - k_b le coefficient de bobinage tenant compte du raccourcissement du pas et de la distribution du bobinage,

- N_s le nombre de spires en série par phase,

- I_s la valeur efficace du courant (A).

Si ψ représente l'angle de charge, la décomposition du champ de réaction d'induit, comme le montre la Figure 2-12, donne une composante d'amplitude $F_1 sin\psi$ et constitue la F.M.M longitudinale, et la seconde a l'amplitude $F_1 cos\psi$ et constitue la F.M.M transversale.

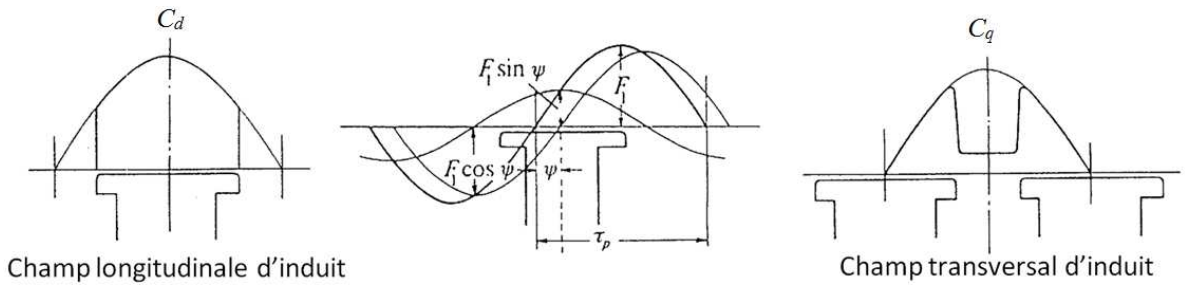


Figure 2-12 : Décomposition de la FMM de réaction d'induit d'une machine synchrone à pôles saillants

Les composantes de réaction d'induit ramenées au rotor auront les expressions suivantes :

$$F_{1d} = C_d F_1 \sin\psi \quad \textbf{(2.10)}$$

$$F_{1q} = C_q F_1 \cos\psi \quad \textbf{(2.11)}$$

Le calcul de la F.M.M d'excitation en charge se fait grâce au diagramme des tensions et des F.M.M de la Figure 2-13 pour un fonctionnement en alternateur. Connaissant le point de fonctionnement en charge (U, I_s et $cos\varphi$ sont connus), on détermine tout d'abord l'angle de charge ψ. Cet angle est obtenu en calculant l'argument de $\underline{OG}=\underline{V}+R_s\underline{I_s}+j\omega L_\sigma\underline{I_s}+\underline{E_{q0}}$. $\underline{E_{q0}}$ a la même direction que $\underline{BC}=j\omega_s L_\sigma\underline{I_s}$ et son amplitude est déterminée en reportant sur l'axe des

abscisses la quantité C_qF_1 en partant du point O correspondant à l'origine de la courbe à vide. Une fois ψ obtenu, on calcule F_{1q} et F_{1d}. Ensuite, on détermine E_q qui représente la F.E.M due à la F.M.M transverse F_{1q}. On détermine cette F.E.M en portant la quantité F_{1q} sur l'axe des abscisses en partant du point O. Soit E_d la F.E.M due à la F.M.M directe de réaction d'induit et dont la direction est la même que $\underline{OG}$. En faisant une projection de E_d sur la courbe à vide, on obtient la F.M.M qui correspond à E_d et qui est égale à OD. Par la suite, en reportant sur l'axe des abscisses la F.M.M longitudinale d'induit F_{1d} à partir du point D, on obtient la F.M.M d'excitation en charge OH. Finalement, on obtient le courant d'excitation en charge en divisant la F.M.M calculée par le nombre de spires de la bobine d'excitation.

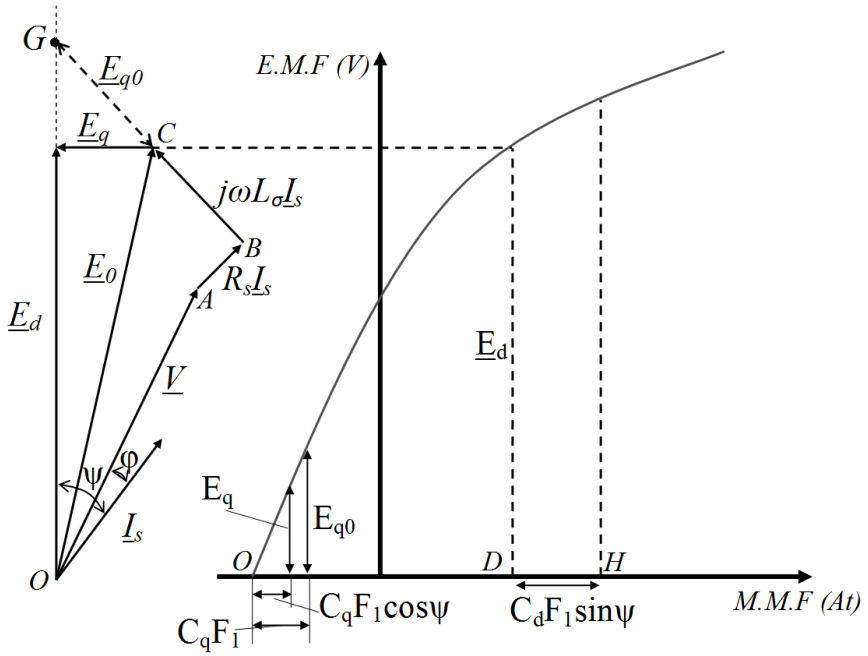


Figure 2-13 : Diagramme des tensions et des F.M.M d'une MSDE avec charge inductive

D'autres méthodes [TI_D3521] basées sur le diagramme de Blondel ou le diagramme de Potier peuvent être utilisées pour le calcul du courant d'excitation en charge.

IV.2. Validation du calcul du courant d'excitation en charge

La validation de la méthode de calcul du courant d'excitation en charge s'effectue de la même façon que le modèle magnétique, c'est-à-dire par comparaison à un modèle éléments finis. Les machines du Tableau 2-4 sont utilisées pour la validation. Pour chaque machine le calcul du courant d'excitation en charge pour une charge inductive ($cos\varphi=0,8$) et une charge résistive ($cos\varphi=1$) est vérifié. Le Tableau 2-7 regroupe les résultats obtenus par le modèle analytique et le

modèle éléments finis pour différentes puissances de la charge inductive. Le Tableau 2-8 compare les résultats du modèle analytique et du modèle éléments finis pour la charge résistive.

Puissance absorbée (pu)	Machine 1		Machine 2		Machine 3	
	Analytique	MEF	Analytique	MEF	Analytique	MEF
0.25	51	54	80	84	81	84
0.5	65	68	104	108	107	110
0.75	82	86	141	145	145	149
1	100	104	182	187	185	190
1.1	107	113	200	206	203	209

Tableau 2-7 : Validation de la méthode de calcul du courant d'excitation sur charge inductive

Puissance absorbée (pu)	Machine 1		Machine 2		Machine 3	
	Analytique	MEF	Analytique	MEF	Analytique	MEF
0.25	40	43	62	66	64	67
0.5	43	46	69	73	70	73
0.75	48	51	79	83	79	82
1	55	58	98	102	101	104
1.1	59	62	108	113	111	116

Tableau 2-8 : Validation de la méthode de calcul du courant d'excitation sur charge résistive

Suivant les résultats recueillis dans le Tableau 2-7 et dans le Tableau 2-8, la méthode analytique utilisée pour la détermination du courant d'excitation en charge donne des résultats proches de ceux calculés par éléments finis sur la gamme essayée. Une bonne estimation du courant d'excitation en charge permettra une bonne estimation des pertes joules rotor.

V. MODELE DES PERTES DANS LA MACHINE

Le calcul des pertes dans la machine s'effectue en se basant sur des formulations analytiques utilisées dans les programmes de calcul des machines synchrones à pôle saillant de la société JEUMONT ELECTRIC. En fait, ces formules sont tirées de plusieurs bibliographies, comme [DAV_50] et [BEL_76], et qui ont été souvent modifiées par des facteurs liés à l'expérience et à la fabrication. Les pertes d'une machine électrique peuvent être divisées en pertes normales et pertes supplémentaires. On entend par pertes normales, outre les pertes mécaniques, les pertes dues aux variations d'induction à la fréquence fondamentale et les pertes

dues à la résistance des enroulements, en supposant la distribution des courants uniforme dans toute la section des conducteurs. Les pertes supplémentaires sont celles qui sont dues à des variations d'induction à des fréquences autres que la fréquence fondamentale, à la distribution non uniforme des courants dans les conducteurs ainsi qu'aux courants induits à fréquence élevée.

V.1. Les pertes mécaniques

Les pertes mécaniques doivent prendre en compte tous les frottements dus à la rotation du rotor ou du système de ventilation. Elles sont souvent composées de :

- Pertes mécaniques dans les paliers,
- Pertes aérodynamiques dues au frottement de l'air, en particulier au niveau de l'entrefer,
- Pertes de ventilation, image de la puissance absorbée par le ventilateur pour fournir le débit et la pression nécessaires au refroidissement de la machine.

On se contente bien souvent d'une estimation globale des pertes mécaniques en utilisant la relation (2.12) [DAV_50].

$$p_m = p_v + p_f = 8D.(L + 0.15)V^2 \qquad \textbf{(2.12)}$$

où D et L représentent respectivement le diamètre et la longueur du rotor en mètres et V la vitesse rotorique tangentielle en m/s. Pour les machines ayant un système d'excitation à bagues et balais on ajoute les pertes p_{fb} de la relation (2.13) qui représente les pertes par frottement des balais sur les bagues.

$$p_{fb} = 1.11 f_b p_b S_b V_c \qquad \textbf{(2.13)}$$

Avec - f_b le coefficient de frottement, indiqué par le fabriquant de balais (en moyenne 0.2),

- p_b la pression d'appui, indiquée par le fabricant de balais (en moyenne 1.5 N/cm^2),
- S_b la surface totale de toutes les lignes de balais (cm^2),
- V_c la vitesse tangentielle des bagues (m/s).

V.2. Les pertes fer

Les pertes fer se situent dans les parties magnétiques de la machine. Il y a deux types de pertes fer ; les pertes par hystérésis et les pertes par courant de Foucault.

A ces pertes, calculées avec certaines hypothèses, viennent s'ajouter des pertes supplémentaires d'origines diverses :

- Les pertes fer supplémentaires à vide produites par des variations locales d'induction, généralement en surface des pôles rotoriques,
- Les pertes fer supplémentaires en charge qui sont engendrées par les champs harmoniques créés par le courant du bobinage statorique.

V.2.a. Les pertes fer « normales »

Les relations (2.14) et (2.15) représentent les pertes « normales » dans le fer respectivement pour les dents et la culasse stator [BEL_76]. Si e représente l'épaisseur d'une tôle magnétique et f la fréquence fondamentale, on peut écrire:

$$p_{fd} = k_d[k_h f + k_f (ef)^2]B_d^2 M_d \quad \textbf{(2.14)}$$

$$p_{fc} = k_c[k_h f + k_f (ef)^2]B_c^2 M_c \quad \textbf{(2.15)}$$

M_d et M_c sont les masses des dents et de la culasse stator en kg. B_d est l'induction calculée à mi-hauteur de la dent. B_c est l'induction calculée au milieu de la culasse statorique. Les coefficients k_h et k_f sont respectivement le coefficient de pertes par hystérésis et le coefficient de pertes par courant de Foucault données par le fournisseur de la tôle magnétique. Les coefficients k_d et k_c représentent des coefficients de majoration pour tenir compte des pertes dues à l'hystérésis tournante, la non uniformité de l'induction dans la culasse ou dans les dents et aux effets de fabrication. Généralement on prend k_d = 3 et k_c = 1,5 [BEL_76].

V.2.b. Les pertes fer supplémentaires à vide

La variation de la perméance d'entrefer, due aux encoches statoriques, crée des variations locales d'induction à la surface des pôles rotor. Cette variation d'induction crée un phénomène de courant induit qui engendre des pertes. Dans [BEL_76], pour une machine à rotor massif, ces pertes sont calculées par la relation (2.16).

$$p_s = Sk_{ss}(K_{carter} - 1)^2 B_e^2 V^{3/2} \frac{t}{\sqrt{l_{enc}}} \quad \textbf{(2.16)}$$

avec

$$k_{ss} = \frac{1}{32\pi}\sqrt{\frac{10^7}{\mu_r \rho_f}} \quad \textbf{(2.17)}$$

où - k_{ss} est un facteur caractéristique de la tôle pour tenir compte de l'effet de peau,

- μ_r et ρ_f sont respectivement la perméabilité relative et la résistivité électrique (Ωm) du matériau,
- S est la surface des épanouissements polaires (m²),
- B_e est l'induction moyenne de l'entrefer (T),
- K_{carter} est le coefficient de Carter,
- V est la vitesse tangentielle du rotor (m/s),
- t représente le pas dentaire (m),
- l_{enc} représente la largeur de l'ouverture d'encoche (m).

Cette expression est valable pour un rotor massif. Mais souvent les rotors sont feuilletés afin de limiter les courants de Foucault. La relation (2.16) est multipliée par un coefficient k'_{ss}

pour tenir compte du feuilletage. Sur la Figure 2-14 on voit l'évolution de ce coefficient en fonction du rapport épaisseur d'une tôle sur la profondeur de pénétration (e_t/δ).

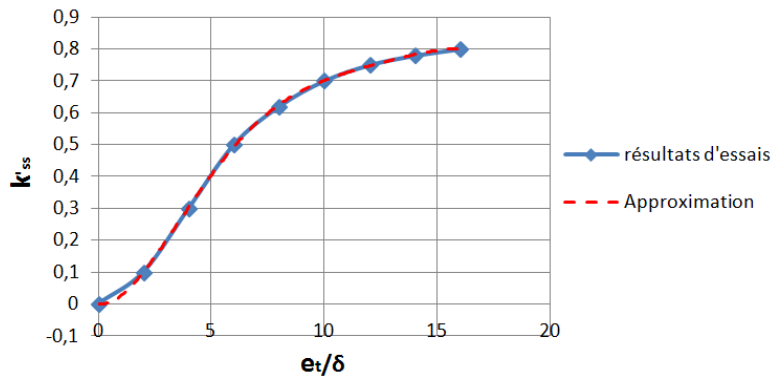


Figure 2-14 : Evolution du coefficient k'_{ss} en fonction du rapport e_t/δ [BEL_76]

La courbe de la Figure 2-14 peut être approximée par le polynôme d'ordre 5 de la relation (2.18).

$$k'_{ss}\left(\frac{e_t}{\delta}\right) = -6{,}8109.10^{-6}\left(\frac{e_t}{\delta}\right)^5 + 3{,}2944.10^{-4}\left(\frac{e_t}{\delta}\right)^4 - 5{,}8.10^{-3}\left(\frac{e_t}{\delta}\right)^3 + 3{,}92.10^{-2}\left(\frac{e_t}{\delta}\right)^2 - 8{,}3.10^{-3}\left(\frac{e_t}{\delta}\right) + 2{,}331.10^{-5} \quad \textbf{(2.18)}$$

V.2.c. Les pertes fer supplémentaires en charge

Les pertes fer supplémentaires en charge, appelées aussi pertes superficielles, sont dues aux harmoniques crées par les dents du stator dans le champ de l'induit [BEL_76]. Ces harmoniques créent des pertes par courant induit à la surface des pôles rotoriques. Ces pertes sont exprimées par la relation (2.19).

$$p_{sch} = \frac{2}{3} S k_{ss} k'_{ss} \Delta B_{zz}^2 V^{3/2} t^{1/2} \quad \textbf{(2.19)}$$

avec

$$\Delta B_{zz} = \mu_0 A_u \sqrt{2}\, \frac{t - l_{enc}}{4e} \quad \textbf{(2.20)}$$

où - k_{ss} et k'_{ss} sont les coefficients exprimés respectivement par (2.17) et (2.18),

- A_u est la charge linéique utile (A.m).

On remarque que les pertes supplémentaires en charge et à vide se calculent presque de la même manière. La différence réside dans l'expression de l'induction qui crée les pertes.

V.3. Pertes dans le cuivre

Les pertes dans le cuivre se divisent en deux catégories ; pertes normales, qui supposent une répartition uniforme des courants dans le conducteur, et pertes supplémentaires dites pertes par « effet Field » [Field_1905].

V.3.a. Pertes normales dans le cuivre

Ces pertes sont localisées dans le bobinage statorique et rotorique. Pour les pertes joules stator on utilise la relation (2.21).

$$p_{js} = 3R_s I_s^2 \tag{2.21}$$

avec

$$R_s = \rho \frac{l_s N_s}{Sa} \tag{2.22}$$

où - R_s est la résistance d'une phase statorique (Ω),

- l_s est la longueur moyenne d'une spire (m),

- N_s est le nombre de spire en série par phase,

- a est le nombre de voies d'enroulement en parallèle,

- S est la section d'un conducteur d'une voie (m²),

- ρ est la résistivité du cuivre à une température donnée (Ωm).

De la même manière les pertes joules du bobinage d'excitation sont données par la relation (2.23).

$$p_{jr} = R_f I_f^2 \tag{2.23}$$

avec

$$R_f = 2p \times \rho \frac{l_f N_f}{S_f} \tag{2.24}$$

où - R_f est la résistance du bobinage d'excitation (Ω),

- l_f est la longueur moyenne d'une spire par pôle (m),

- N_f est le nombre de spires par pôle du bobinage d'excitation,

- S_f est la section d'une spire du bobinage d'excitation (m²),

- p est le nombre de paires de pôle.

V.3.b. Pertes cuivre supplémentaires

Les pertes supplémentaires dans le cuivre sont généralement localisées dans le bobinage statorique. En charge, le courant traversant les conducteurs d'une encoche crée un flux de fuite dans celle-ci. Ce flux crée une différence de potentiel électrique entre le fond de l'encoche et l'alésage qui va induire une circulation de courant dans les différents conducteurs. Dans la bibliographie [Pyr_08] ces pertes sont prises en compte par l'introduction d'un coefficient k_R. Ce coefficient est calculé de la façon suivante :

D'abord la hauteur réduite ξ du conducteur, qui tient compte de la profondeur de pénétration, est déterminée par l'expression :

$$\xi = h_{cu} \sqrt{\frac{1}{2} \frac{\omega \mu_0}{\rho} \frac{l_{cu}}{l_{enc}}} \tag{2.25}$$

où - h_{cu} et l_{cu} sont respectivement la hauteur et la largeur du cuivre dans l'encoche,

- ω est la pulsation du courant dans les conducteurs du stator.

Ensuite les fonctions $\varphi(\xi)$ et $\psi(\xi)$ sont définies par les relations (2.26) et (2.27).

$$\varphi(\xi) = \xi \frac{\sinh 2\xi + \sin 2\xi}{\cosh 2\xi - \cos 2\xi} \quad \textbf{(2.26)}$$

$$\psi(\xi) = \xi \frac{\sinh \xi - \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi} \quad \textbf{(2.27)}$$

Finalement, le coefficient k_R est calculé par la formule (2.28).

$$k_R = \varphi(\xi) + \frac{n_{ce}^2 - 1}{3}\psi(\xi) \quad \textbf{(2.28)}$$

où - n_{ce} est le nombre de conducteur par encoche.

La relation (2.28) a était établie pour un bobinage distribué diamétral. Dans le cas d'un bobinage raccourci à double couche [BEL_76] propose l'expression (2.30) pour k_R.

$$k_R = \varphi(\xi) + \frac{13n_{ce}^2 - 16}{48}\psi(\xi) \quad \textbf{(2.29)}$$

Enfin, les pertes joules supplémentaires dans le cuivre sont données par (2.30).

$$p_{j\sup} = k_R p_{js} \quad \textbf{(2.30)}$$

Il faut noter que les expressions précédentes ne tiennent pas compte des pertes supplémentaires dans les têtes de bobines qui sont généralement négligeables.

V.4. Pertes dans les aimants permanents

Les aimants permanents, placés en surfaces des pôles rotoriques, sont le siège d'une variation de champ magnétique ayant deux origines ; harmoniques dus à la variation de la perméance d'entrefer due aux alternances dent-encoche et harmoniques dus à la répartition du bobinage statorique ainsi qu'au type d'alimentation. Ces harmoniques créent des pertes par courant de Foucault dans les aimants permanents. Plusieurs études [BET_10] [ATA_00] ont été réalisées pour en donner une expression analytique. Les difficultés de prendre en compte l'effet de peau ainsi que l'aspect tridimensionnel des courants de Foucault conduisent à des formulations compliquées et parfois imprécises. Seule une analyse par modèle éléments finis 3D donnerait des résultats précis mais au dépend d'un calcul coûteux en temps et en logiciel. Dans cette étude les formulations analytiques développées dans [GIE_10] ont été utilisées.

V.4.a. Pertes dues aux dents statoriques

Dans les machines à aimants permanents montés en surface, la variation de l'induction dans l'entrefer due aux encoches représente la source principale de pertes dans les aimants. Dans

[RIC_63] cette variation d'induction est supposée sinusoïdale et son amplitude est exprimée par (2.31).

$$B_{mAP} = 2\beta \frac{1}{K_{carter}} \frac{2}{\pi} B_e \tag{2.31}$$

avec

$$\beta = \frac{1+u^2-2u}{2(1+u^2)} \tag{2.32}$$

et

$$u = \frac{l_{enc}}{2e} + \sqrt{1+\left(\frac{l_{enc}}{2e}\right)^2} \tag{2.33}$$

Si k_{RAP} est un facteur permettant la prise en compte de la circulation des courants de Foucault dans les aimants permanents suivant le sens tangentiel, les pertes dues aux encoches seront exprimées par (2.34) [GIE_10].

$$p_{AP1} = \frac{\pi^3}{2} \sigma_{AP} k_{RAP} \left(B_{mAP} n\right)^2 D_{mAP} l_{AP} h_{AP} \frac{S_{AP}}{S_e} \tag{2.34}$$

avec

$$k_{RAP} = 1 + \frac{1}{\pi} \frac{\tau_d}{l_{AP}} \tag{2.35}$$

où - τ_d est le pas dentaire statorique (m),

- l_{AP} et h_{AP} sont respectivement la longueur et la hauteur d'un aimant permanent (m),
- n est la vitesse de rotation (tr/s),
- S_{AP} est la section d'un aimant permanent (m²),
- S_e est la section totale de l'entrefer (m²),
- D_{mAP} est le diamètre moyen au niveau d'un aimant permanent (m),
- σ_{AP} est la conductivité électrique de l'aimant permanent ($\Omega^{-1}m^{-1}$).

V.4.b. Pertes dues aux harmoniques du champ statorique

La deuxième source de pertes dans les aimants permanents est due aux harmoniques du champ créé par le bobinage statoriques. Ces harmoniques peuvent être d'origine spatiale (répartition du bobinage dans les encoches) et ou temporelle (Alimentation MLI, pleine onde). La relation (2.36) sera utilisée pour estimer ces pertes dans les aimants permanents [GIE_10].

$$p_{AP2} = a_{Rh} k_{Rh} \frac{k_h^3}{\beta_h^2} \left(\frac{B_{mh}}{\mu_0 \mu_{rAP}}\right)^2 \frac{1}{\sigma_{AP}} S_{AP} \tag{2.36}$$

avec

$$a_{Rh} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{4+\left(\frac{\beta_h}{k_h}\right)^4} + \left(\frac{\beta_h}{k_h}\right)^2} \tag{2.37}$$

et

$$\beta_h = h \frac{\pi}{\tau_d} \tag{2.38}$$

Le coefficient k_h permet de prendre en compte l'atténuation du champ dans l'aimant, on a :

$$k_h = \sqrt{\pi(1 \pm h) f \mu_0 \mu_{rAP} \sigma_{AP}} \tag{2.39}$$

Le coefficient k_{Rh} permet de prendre en compte le chemin tangentiel des courants de Foucault.

$$k_{Rh} = 1 + \frac{1}{h}\frac{2}{\pi}\frac{\tau_d}{l_{PM}} \tag{2.40}$$

où - h est le rang de l'harmonique considéré,

- B_{mh} est l'amplitude de l'harmonique de rang h du champ stator (T),
- μ_{rAP} est la perméabilité relative de l'aimant permanent,
- l_{PM} est la largeur de l'aimant (m),
- τ_d est le pas dentaire (m).

VI. MODELE THERMIQUE

Les outils de modélisation thermiques développés utilisent principalement deux méthodes de calcul. La première est la méthode de résolution par éléments finis, qui permet une simulation fine de structures complexes, mais avec un coût en logiciel et en temps de calcul assez élevé. La deuxième est la méthode nodale qui permet de traiter des problèmes 1D, 2D et 3D. C'est cette dernière méthode qui sera utilisée pour la définition du modèle thermique de la MSDE.

VI.1. Définition de la méthode nodale

Le principe de la méthode consiste à subdiviser la machine en un certain nombre de volumes élémentaires V_i. Chaque volume est supposé isotherme ayant la température de son centre. Comme décrit sur la Figure 2-15, à chaque volume est associé une capacité C_i et une source ou puits de chaleur P_i.

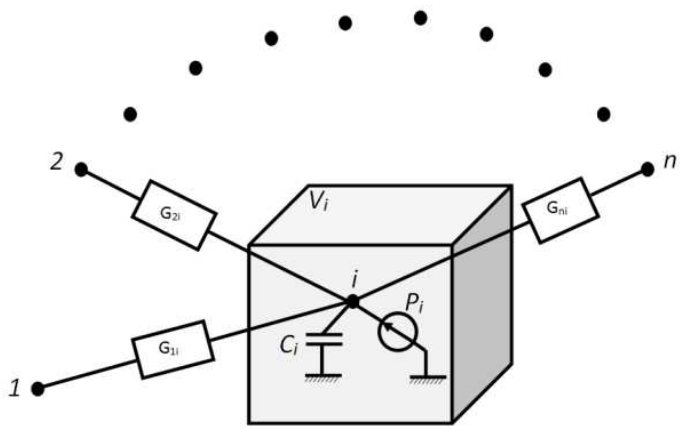


Figure 2-15 : Volume élémentaire V_i (nœud i) d'un modèle nodal

Les nœuds ou volumes sont connectés entre eux par des conducteurs thermiques appelées aussi conductances thermiques. Ces conductances varient suivant la nature et la qualité des échanges thermiques entre les volumes. On distingue alors les conductances thermiques de conduction, de convection, de rayonnement ou encore des conductances fluidiques. Le phénomène de rayonnement sera négligé car il intervient pour des températures plus élevées que celles qui existeraient dans la machine étudiée.

VI.1.a. Conductances thermiques

- Conductance de conduction :

Lorsque le solide i est en contact avec le solide j, la conductance G_{ij} est de conduction. Son expression dépend de la position des nœuds i et j et de la nature des matériaux utilisés. Soit l'exemple de la Figure 2-16, la conductance calculée aura l'expression :

$$G_{ij} = \frac{S_{ij}}{\frac{e_{ij}}{\lambda_{ij}} + \frac{e_{ji}}{\lambda_{ji}}} \tag{2.41}$$

Avec - λ_{ij} et λ_{ji} sont les conductions vers la frontière entre la zone i et j (W m^{-1}K^{-1}).

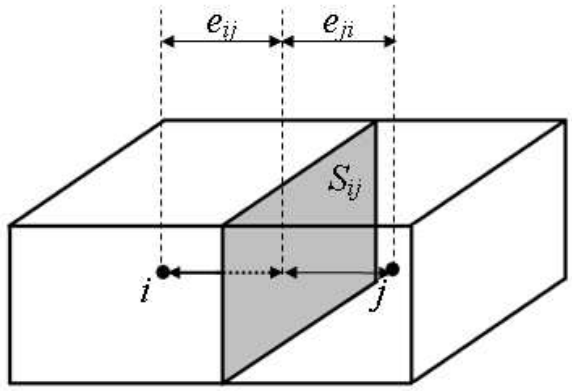


Figure 2-16 : Conductance de conduction axiale

- Conductance de convection :

La conductance thermique de convection intervient dans le cas où il y a des zones fluides en contact avec des zones solides. La conductance G_{ij} entre un nœud solide et un nœud fluide s'exprime par la relation (2.42).

$$G_{ij} = h_{ij} \cdot S_{ij} \tag{2.42}$$

où - h_{ij} est le coefficient d'échange convectif entre la zone i et j (W m^{-2}K^{-1}).

La détermination des conductances de convection nécessite une bonne connaissance des coefficients d'échange convectif dans l'ensemble de la machine. La méthode utilisée pour le calcul de ces coefficients est détaillé plus tard dans cette thèse.

- Conductance fluidique :

Cette conductance caractérise les échanges thermiques ayant lieu à l'intérieur d'un fluide. Soit le cas du tube de fluide de la Figure 2-17, le nœud *j* reçoit un flux énergétique de valeur mC_pT_i du nœud *i* et cède un flux de valeur mC_pT_j au nœud *k*.

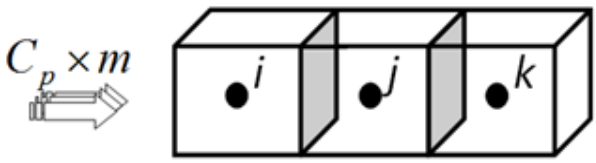


Figure 2-17 : Volume élémentaire V_i (nœud *i*) d'un modèle nodal

Le bilan énergétique sur *j* est donc :

$$\Phi = mC_p(T_i - T_j) \tag{2.43}$$

D'après (2.43), la conductance fluidique aura l'expression suivante :

$$G_{ij} = mC_p \tag{2.44}$$

Avec - *m* le débit massique (kg/s),

- C_p la capacité calorifique massique (J $kg^{-1}K^{-1}$).

VI.1.b. Mise en équation

Après avoir discrétisé l'ensemble du domaine et identifié la nature des échanges thermiques entre les volumes élémentaires, on écrit les équations de transferts associées à chaque nœud.

$$\rho_i V_i c_i \frac{dT_i}{dt} = \sum_{j=1}^{N} G_{ji}(T_j - T_i) + P_i \tag{2.45}$$

Appliquée à l'ensemble des nœuds du système étudié, la conservation de l'énergie va se traduire par l'écriture du système matriciel suivant :

$$C\frac{dT}{dt} = G \cdot T + P \tag{2.46}$$

Avec - *C* est la matrice diagonale des capacités,

- *G* est la matrice des conductances,

- *T* est le vecteur colonne de température,

- *P* est le vecteur colonne des sources de flux de chaleur.

VI.2. Application à la machine étudiée

L'étude commence par l'identification des symétries géométrique. Dans le modèle équivalent, le stator sera représenté sur un demi pas dentaire (demi dent/demi encoche) et le rotor sera représenté sur un demi pas polaire. La Figure 2-18 illustre la symétrie utilisée. Les nœuds sont ensuite identifiés suivant la cartographie des pertes.

Ce découpage nous permet de placer précisément les pertes fer. On distingue trois zones ; les dents et culasses statoriques et les épanouissements polaires. Les pertes par effet Joule sont uniformément réparties dans le cuivre. Pour simplifier le modèle, l'échange thermique dans les développantes est négligé (ce qui est assez conservateur comme hypothèse). L'impact des pertes mécaniques dans les roulements et les échanges thermiques à travers l'arbre sont négligés.

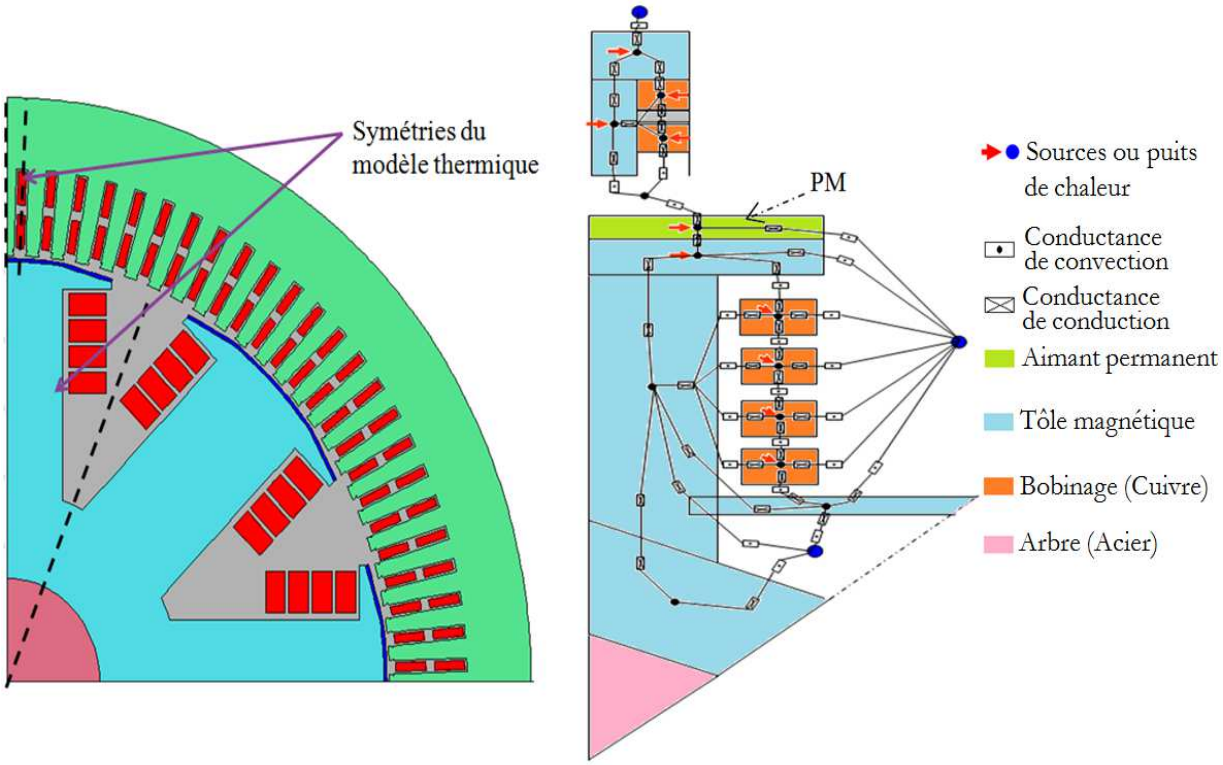


Figure 2-18 : Détermination des nœuds et des symétries du modèle thermique

Dans cette première modélisation thermique de la machine quelques hypothèses simplificatrices sont prises en compte ; l'étude est faite en *2D*, c'est-à-dire les échanges thermiques suivant l'axe de la machine sont négligés. De plus, l'équation de conservation de l'énergie est faite en régime permanent, il suffit donc d'inverser la matrice *G* et de la multiplier par *P* pour avoir les températures des nœuds. La relation (2.46) devient :

$$T = G^{-1} \cdot P \qquad \textbf{(2.47)}$$

VI.3. Calcul des coefficients de convection

Le calcul des coefficients de convection constitue une tâche assez compliquée. En effet, ces coefficients dépendent de la température de l'air, du type laminaire ou turbulent… Dans la littérature on trouve plusieurs ouvrages abordant la problématique de calcul des coefficients de convection dans le cadre des machines électriques tournantes [TI_D3460] [GIR_06] ou dans un cadre général [MOR_96] [YAN_95].

Pour le calcul des coefficients de convection dans les canaux de ventilation de la MSDE nous allons supposer quelques hypothèses. On considère que le régime est laminaire et que les coefficients sont indépendants de la température. La Figure 2-19 montre des résultats expérimentaux réalisés au sein de l'entreprise JEUMONT ELECTRIC représentant l'évolution d'un coefficient de convection en fonction de la vitesse d'air dans un canal rectangulaire.

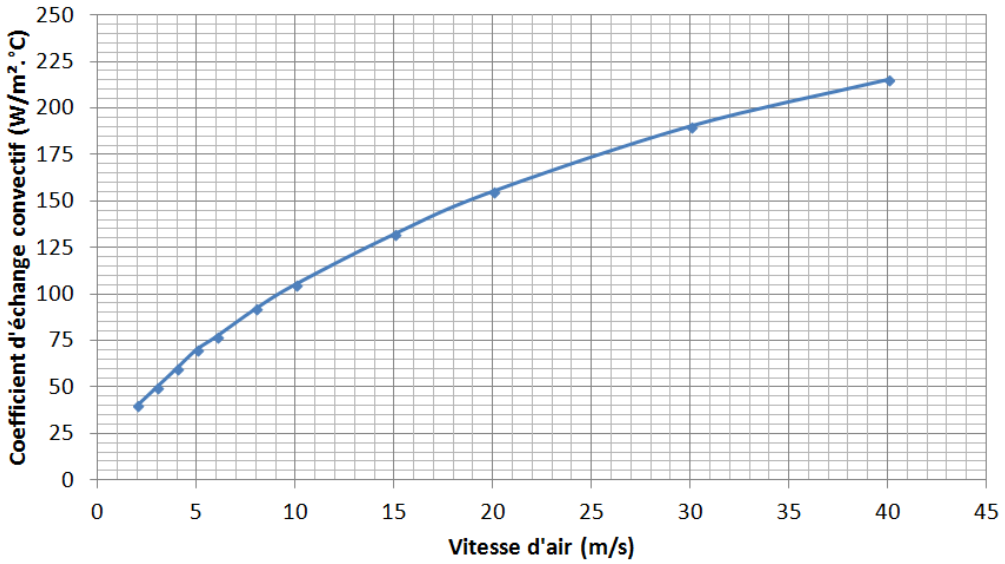


Figure 2-19 : Evolution du coefficient d'échange thermique convectif dans un canal rectangulaire en fonction de la vitesse d'air

Cette courbe peut être approximée par deux droites affines. La relation (2.48) donne l'approximation de la courbe de la Figure 2-19.

$$\begin{cases} V_{air} < 20\ m/s\ alors\ h = 6.3V_{air} + 35.5 \\ V_{air} \geq 20\, m/s\ alors\ h = 3.1V_{air} + 96.6 \end{cases} \quad \textbf{(2.48)}$$

Avec - V_{air} est la vitesse de l'air (m/s),

- h est coefficient de convection (W/m².°C),

Ainsi, il suffit de déterminer les vitesses d'air dans les canaux et se reporter à la relation (2.48) pour trouver les coefficients de convection. Les différents canaux de ventilation de la MSDE sont représentés par le schéma simplifié de la Figure 2-20.

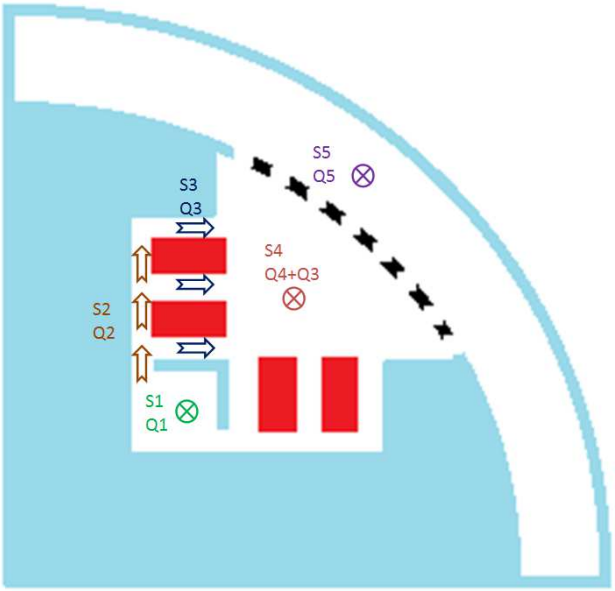


Figure 2-20 : Représentation simplifiée des canaux de ventilation

Chaque canal de ventilation est caractérisé par sa section, le débit et la direction de l'air qui le traverse. Supposons connu le débit « Q_v » du ventilateur, qui dépend de la géométrie de ce dernier et de la vitesse de rotation de la machine. Ce débit sera réparti dans les sections S_1, S_4 et S_5 comme suit pour le mode de ventilation développé par JEUMONT ELECTRIC :

$$\begin{aligned} Q_1 &= Q_v \frac{S_1}{S_1 + S_4 + S_5} \\ Q_4 &= Q_v \frac{S_4}{S_1 + S_4 + S_5} \\ Q_5 &= Q_v \frac{S_5}{S_1 + S_4 + S_5} \end{aligned} \qquad \textbf{(2.49)}$$

Pour le canal 2, son débit dépendra de la condition suivante :

$$\begin{aligned} &\text{Si } S_2 \geq S_1 \text{ alors } Q_2 = Q_1 \\ &\text{Si } S_2 < S_1 \text{ alors } Q_2 = Q_1 \frac{S_2}{S_1} \end{aligned} \qquad \textbf{(2.50)}$$

Le même raisonnement peut être appliqué au canal 3 :

$$\begin{aligned} &\text{Si } N_{canaux} S_3 \geq S_2 \text{ alors } Q_3 = Q_1 / N_{canaux} \\ &\text{Si } N_{canaux} S_3 < S_2 \text{ alors } Q_3 = Q_1 \frac{S_3}{S_2} \end{aligned} \qquad \textbf{(2.51)}$$

Avec - N_{canaux} est le nombre de canaux de ventilation tangentiels,

Connaissant la répartition du débit dans la machine on calcule la vitesse d'air pour chaque canal de ventilation :

$$\begin{aligned} V_1 &= Q_1/S_1 \\ V_2 &= Q_2/S_2 \\ V_3 &= Q_3/S_3 \\ V_4 &= \left(N_{canaux}Q_3 + Q_4\right)/S_4 \\ V_5 &= Q_5/S_5 \end{aligned} \tag{2.52}$$

A partir des vitesses d'air et des approximations $h=f(V_{air})$, on calcule les coefficients de convection utiles pour la détermination des conductances de convection du modèle thermique.

VI.4. Couplage du modèle thermique

Les phénomènes physiques dans une machine électrique sont fortement liés. Par exemple, l'augmentation de la température peut entraîner des modifications des dimensions géométriques ; dilatation des matériaux, légère modification de la longueur de la machine et de l'épaisseur de l'entrefer engendrant des répercussions sur le champ magnétique. La variation de la température conduit aussi à la variation des coefficients d'échanges convectifs imposant ainsi un processus de calcul itératif du modèle thermique qui pourrait être lourd en temps de calcul.

Dans cette étude, seul l'impact de la température sur la résistivité électrique du cuivre (stator et rotor) ainsi que sur l'induction rémanente de l'aimant permanent sont pris en compte. Tous les autres couplages sont supposés négligeables.

L'impact de la variation de température sur la résistivité électrique du cuivre est pris en compte en mettant à jour les résistances des bobinages statorique et rotorique suivant (2.53).

$$R = R_{20}\left(1 + \alpha_{cu}\left(T_{cu} - 20\right)\right) \tag{2.53}$$

Avec - T_{cu} est la température du bobinage (°C),

- R_{20} est la résistance du bobinage à 20°C (Ω),
- $\alpha_{cu}=0.00393°C$ est un coefficient de température moyen.

L'évolution de l'induction rémanente de l'aimant permanent en fonction de la température est prise en compte par la relation (2.54).

$$B_r = B_{r20}\left(1 + \frac{\alpha_{Br}}{100}\left(T_{AP} - 20\right)\right) \tag{2.54}$$

Avec - T_{AP} est la température de l'aimant permanent (°C),

- B_{r20} est l'induction rémanente de l'aimant permanent (T),
- α_{Br} est le coefficient de température réversible de B_r. Il dépend du type d'aimant utilisé.

Les différentes étapes de calcul et de couplage des modèles peuvent être schématisées par le diagramme de la Figure 2-21. En effet, à partir des dimensions de la machine et du point de fonctionnement imposé par la charge, le modèle magnétique et le modèle électrique fournissent

les inductions et les courants nécessaires pour le calcul des pertes. A ce stade, les températures des matériaux sont égales à 20°C. A partir des pertes et des coefficients de convection, fournis par un calcul aéraulique, le modèle thermique calcule les nouvelles valeurs des températures des matériaux. Ensuite, une condition de convergence du modèle est vérifiée. Cette condition est donnée par :

$$\frac{\sqrt{(T_{APi+1}-T_{APi})^2+(T_{CuSi+1}-T_{CuSi})^2+(T_{CuRi+1}-T_{CuRi})^2}}{3} \leq \varepsilon \qquad \textbf{(2.55)}$$

Avec - T_{AP} est la température de l'aimant permanent (°C),

- T_{CuS} est la température du cuivre stator (°C),
- T_{CuR} est la température du cuivre rotor (°C),
- ε est l'erreur maximale entre l'itération $i+1$ et l'itération i.

Si le critère (2.55) est vérifié le calcul est arrêté et les performances de la machine sont trouvées. Sinon, tout d'abord, les résistivités des cuivres et l'induction rémanente sont mises à jour suivant les relations (2.53) et (2.54). Puis, une autre évaluation du modèle multi-physique est réalisée.

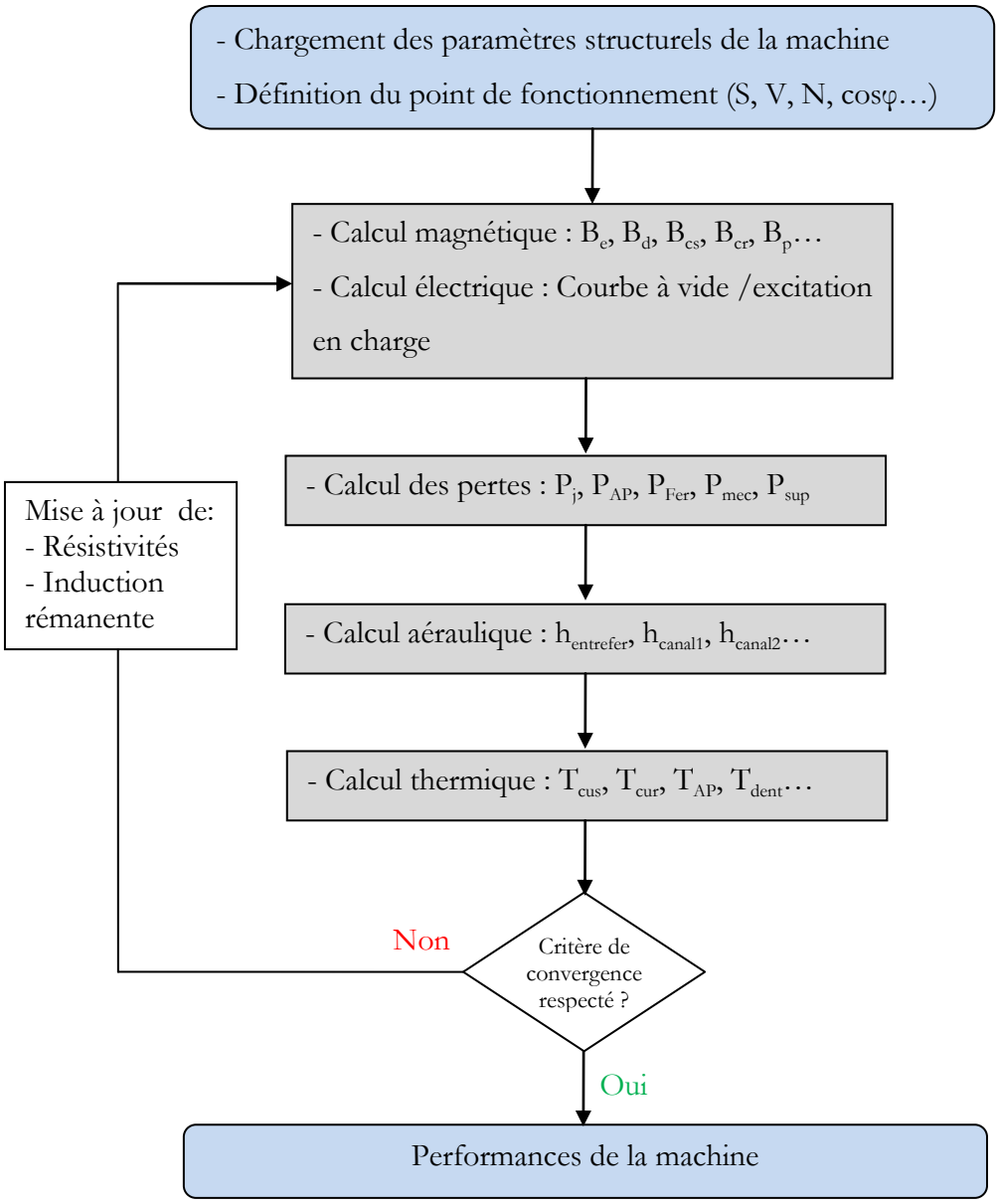


Figure 2-21 : Procédure de calcul du modèle multi-physique

VII. CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la description de la modélisation d'un générateur synchrone à double excitation. Ainsi, la problématique sur le choix du type du modèle et des méthodes à utiliser a été abordée. Le choix d'un modèle de comportement pour le calcul des performances de la machine est justifié du fait que ce celui présente plus de degrés de libertés et est bien adapté aux problèmes d'optimisation.

Différentes méthodes analytiques et semi analytiques ont été utilisées pour la modélisation de la MSDE. Tout d'abord, un modèle de réseau de réluctances sert à calculer la courbe à vide et les inductions dans les parties ferromagnétiques de la machine. La comparaison des résultats du réseau de réluctance avec ceux d'un modèle éléments finis montre que celui-ci donne des résultats assez précis et ce beaucoup plus rapidement. Ensuite, la courbe à vide, déterminée par le réseau des réluctances, est utilisée par une méthode analytique, appliquée généralement sur les machines synchrones à pôles saillants, pour l'estimation du courant d'excitation en charge. Cette méthode a été validée par comparaison aux résultats d'un modèle éléments finis. Par la suite, une présentation des formulations analytiques servant au calcul des différentes pertes dans la machine a été faite. Ces méthodes utilisent des coefficients de correction basés sur l'expérience des concepteurs des machines électriques chez Jeumont Electric. Le modèle de calcul des pertes sera validé dans le chapitre IV lors de la présentation des résultats d'essais sur le prototype de MSDE conçu. Enfin, un réseau nodal est utilisé pour constituer le modèle thermique de la machine. Le réseau nodal établi est simplifié car on a supposé le régime thermique permanent. Suivant les résultats du modèle thermique les caractéristiques des matériaux sont modifiées et le calcul est répété jusqu'à convergence du modèle.

Le modèle multi-physique établi est rapide et assez précis. En effet, l'évaluation d'un point de fonctionnement se fait en 3 secondes. Ce modèle servira dans le chapitre III pour l'étude de la machine synchrone à double excitation, dans un premier temps, en générateur fonctionnant à vitesse constante, et dans un deuxième temps en générateur fonctionnant à vitesse variable. Enfin on exploitera ce modèle pour le dimensionnement optimal d'un prototype de Générateur Synchrone à double Excitation de puissance 1MVA.

CHAPITRE 3 :

Etude et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation

I. INTRODUCTION

La génératrice synchrone est au cœur de la chaîne de production électrique. L'amélioration de ses performances est un objectif clef de l'efficacité énergétique.

Ce chapitre est consacré à l'étude de la MSDE pour une application en générateur de puissance apparente de 1MVA ayant un nombre de pôles égale à 8. Afin de satisfaire les normes sur le taux de distorsion harmonique (THD : Total Harmonic Distortion) [CEI_34-1] et les normes sur les niveaux de bruit [CEI_34-9] une optimisation de la forme du pôle du rotor a été menée. Par exemple, pour un générateur synchrone, la norme [CEI_34-1] impose une valeur maximale de 5% du THD de la tension composée à vide. Le niveau de bruit maximal dépend de la puissance, de la vitesse de rotation et du mode de refroidissement. L'annexe IV donne un aperçu des niveaux de bruit imposés par la norme [CEI_34-9]. L'optimisation de la forme de l'épanouissement polaire fera l'objet de la première partie de ce chapitre.

La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude de la MSDE en générateur fonctionnant à vitesse constante. Le cas d'un fonctionnement en générateur isolé et le cas d'un fonctionnement en générateur connecté à un réseau infini seront abordés. Cette étude permettra de faire une comparaison des performances de la Génératrice Synchrone à Double Excitation (GSDE) avec ceux d'une Génératrice Synchrone à Pôles Saillants (GSPS) ayant des volumes équivalents [AMM_10]. Ensuite, l'influence du taux d'hybridation sur les caractéristiques de sortie sera étudiée et particulièrement sur le diagramme P-Q.

Dans la troisième et dernière partie, la MSDE sera étudiée en générateur fonctionnant en vitesse variable et plus précisément en générateur éolien. Tout d'abord, les performances de la machine seront étudiées sur un front de Pareto « Energie produite / Masse des parties actives ». L'influence du nombre d'encoches par pôle et par phase ainsi que la fréquence de la tension de sortie sera analysée à partir des solutions optimales du front obtenu. Ensuite, les performances d'une GSPS et d'une GSDE pour une application en générateur éolien seront comparées. Après, l'influence de la plage de variation de la vitesse du vent sur le dimensionnement optimal de la machine sera abordée. Finalement, l'étude sera complétée par l'analyse d'un cas particulier du front de Pareto afin de suivre l'évolution de certains paramètres. On verra notamment l'influence de la distribution de vent (distribution de Weibull) [TI_BM4640] sur le choix des dimensions optimales du générateur.

II. SIMULATION DU FONCTIONNEMENT A VIDE DE LA MSDE PAR MODELE ELEMENTS FINIS

Le modèle de réseau de réluctances, que nous avons présenté dans le deuxième chapitre, nécessite des hypothèses telles que la similitude des états magnétiques des dents et des portions de culasse stator. De plus, étant donné que le modèle de réseau de réluctances établi est statique, il ne fournit aucune information sur le contenu harmonique du champ dans l'entrefer ainsi que celui de la FEM induite aux bornes du bobinage statorique. Une telle modélisation trouve son intérêt dans le cas d'un dimensionnement par optimisation de la machine où la rapidité de calcul est importante. De ce fait, des simulations numériques peuvent constituer un complément judicieux pour la validation d'un dimensionnement basé sur des modèles analytiques ou semi-analytiques.

Pour simuler numériquement le comportement magnétique de la GSDE nous utilisons une modélisation éléments finis [COBHAM]. Le modèle de la machine est représenté par la Figure 3-1. Les points suivants seront étudiés ; la distribution du champ magnétique dans l'entrefer de la machine ainsi que l'optimisation de la forme du pôle.

Le modèle de la Figure 3-1 est celui d'une MSDE ayant 8 pôles, un diamètre d'alésage de 630 mm, 96 encoches statoriques et 4 aimants permanents par pôle rotor (dans le cas d'un modèle 2D). Le bobinage est à double couches et raccourci de $5/6^{\text{ième}}$.

Il faut noter que le but de cette première partie du chapitre est l'étude de l'influence des dimensions de l'épanouissement polaire sur l'induction dans l'entrefer de la MSDE.

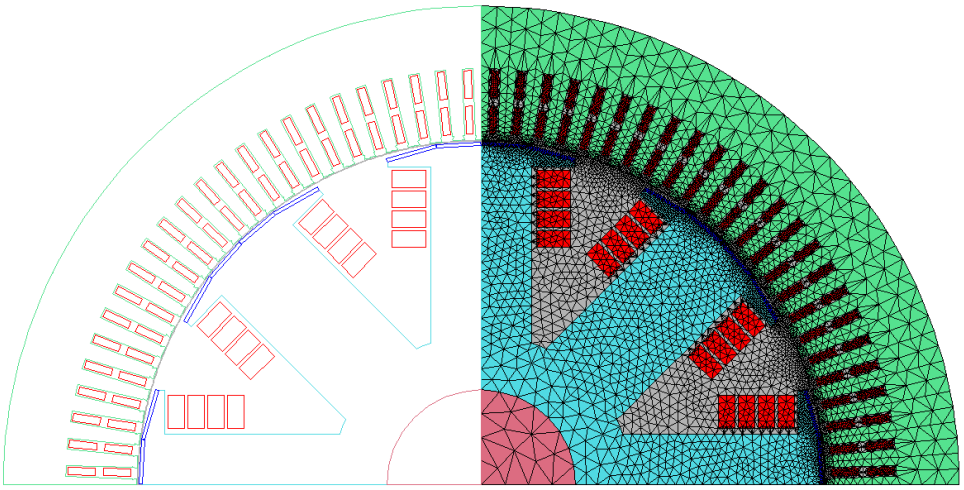


Figure 3-1 : Maillage de la MSDE étudiée

II.1. Distribution du champ magnétique dans la MSDE

La première simulation a pour objectif d'établir la valeur de l'induction dans tous les points dimensionnant de la machine (entrefer, dents, pôles, culasses stator et rotor). Une simulation en magnétostatique à vide est réalisée pour calculer l'induction. Sur la Figure 3-2 on observe une cartographie de l'induction superposée au tracé des lignes d'équipotentielles. Cette simulation permet de détecter les zones les plus saturées, ainsi que les étranglements de flux, mais également de visualiser les différents trajets des flux de fuites.

On constate que les cornes polaires ainsi que les isthmes des dents représentent les zones les plus saturées. Quant aux flux de fuites, ils sont essentiellement entre les cornes polaires.

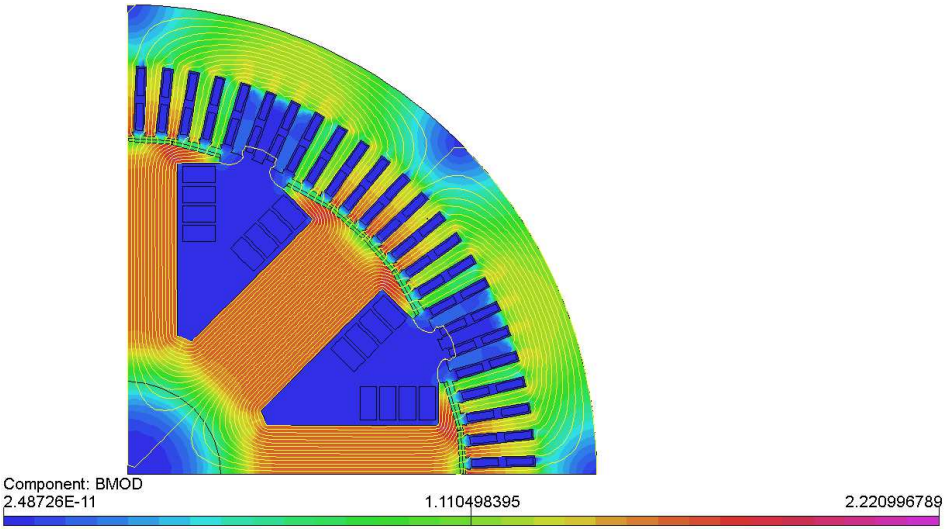


Figure 3-2 : Cartographie de l'induction et des linges de champ dans la MSDE

Pour mieux cerner l'influence de l'entrefer variable sur le contenu harmonique de l'induction d'entrefer, on a fait une comparaison entre les résultats des simulations d'une MSDE ayant un entrefer constant et une MSDE ayant un entrefer variable.

Commençons par le cas d'une MSDE à entrefer constant. La Figure 3-3 montre la répartition de l'induction dans l'entrefer, sur une paire de pôles pour une position du rotor et ce pour différentes valeurs du courant d'excitation.

Tout d'abord, on remarque les ondulations de l'induction qui sont dues aux effets de la denture stator. On observe aussi l'effet de la répartition de plusieurs aimants permanents par pôle, qui se manifeste par des ondulations supplémentaires de l'induction. En effet, les aimants permanents sont espacés de 1 mm le long de la périphérie du pôle. A chaque angle correspondant à un espace entre aimants, un petit creux apparait dans la forme de l'induction d'entrefer.

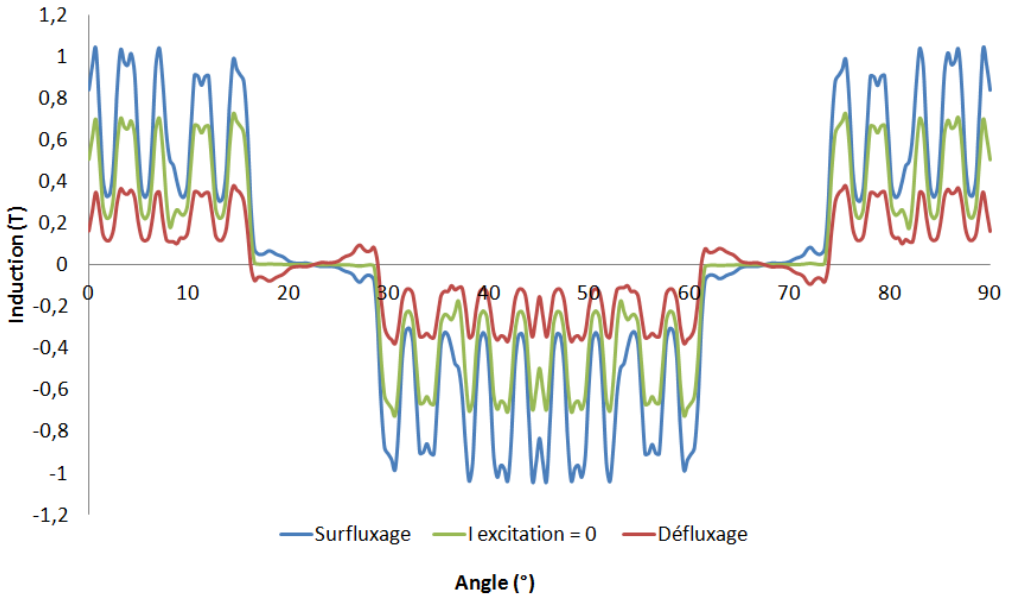


Figure 3-3 : Répartition spatiale de l'induction dans l'entrefer pour différentes valeurs du courant d'excitation

Généralement, dans les générateurs à pôles saillants, l'entrefer est variable. Cette procédure vise à minimiser les harmoniques de l'induction dans l'entrefer qui se manifestent par une machine bruyante et/ou en harmoniques dans la tension de sortie. En rajoutant un entrefer supplémentaire en bouts des pôles de la MSDE, on obtient l'induction de la Figure 3-4.

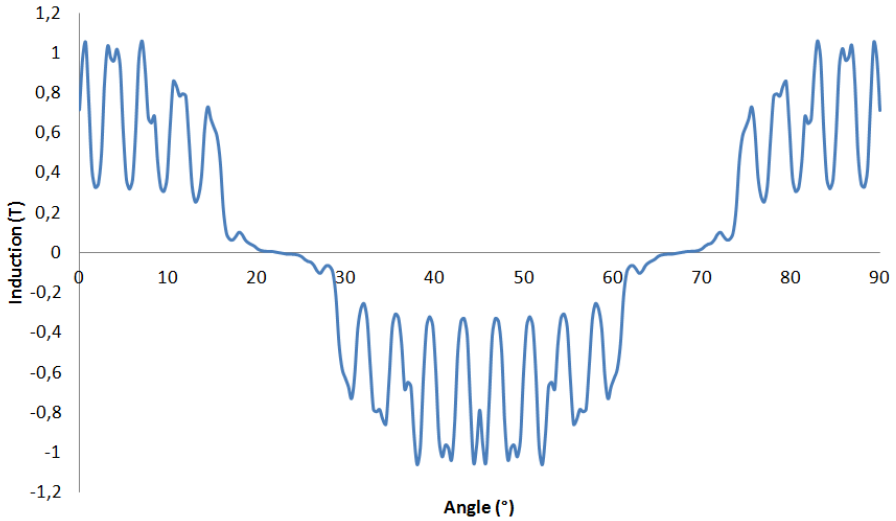


Figure 3-4 : Répartition spatiale de l'induction dans l'entrefer variable

Ainsi, grâce à l'utilisation d'un entrefer variable, la forme d'onde de l'induction se rapproche d'une forme sinusoïdale. Sur la Figure 3-5 on voit une analyse en série de Fourrier de l'induction dans l'entrefer pour les deux cas (entrefer constant et entrefer variable).

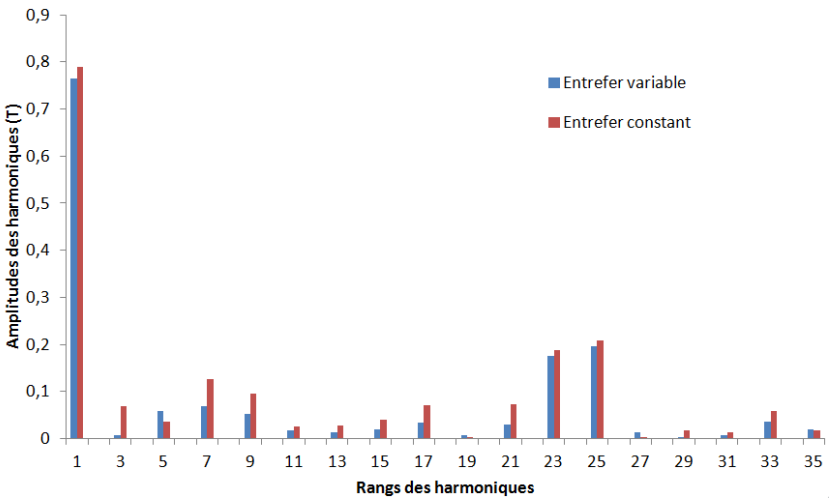


Figure 3-5 : Analyse en série de Fourrier de l'induction - entrefer constant vs. entrefer variable

On remarquera que l'introduction de l'entrefer variable a permis la réduction des amplitudes des premiers harmoniques. Néanmoins, il faut noter la légère diminution de l'amplitude du fondamental.

Le facteur d'ouverture polaire et le facteur d'ouverture le long de l'entrefer constant constituent, en plus de l'entrefer supplémentaire, des paramètres dimensionnant du pôle rotorique. Le choix optimal de ces paramètres représente l'objet du paragraphe suivant.

II.2. Optimisation de la forme des pôles rotor

Les harmoniques de l'induction dans l'entrefer sont à l'origine d'une partie du bruit et des vibrations dans les machines électriques. En effet, ceux-ci peuvent exciter les fréquences propres de l'armature statorique de la machine engendrant des vibrations et ainsi des bruits d'origine magnétique [GIE_06]. Il est donc utile d'optimiser la géométrie des pôles rotoriques de façon à minimiser ces harmoniques. Cette opération peut être effectuée en minimisant le Taux de Distorsion Harmonique « THD » de l'induction exprimé par la relation (3.1).

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=3,5,7...}^{\infty} B_i^2}}{B_1} \qquad \textbf{(3.1)}$$

où : - B_1 est le fondamental de l'induction dans l'entrefer,

- $B_{i=3\cdots\infty}$ sont les harmoniques impairs de l'induction de rangs supérieurs à 1.

Cependant, la minimisation du THD ne garantit pas une maximisation de l'induction de l'entrefer (donc du flux capté par les bobines). Il est donc préférable d'exprimer notre besoin sous la forme d'un problème d'optimisation bi-objectif où on cherche à minimiser le THD et maximiser le fondamental de l'induction. Le problème d'optimisation peut être mis sous la forme usuelle (3.2).

$$\text{minimiser}\begin{cases} f_1(x) = THD(x) \\ f_2(x) = -B_1(x) \end{cases} \qquad x = \{\alpha, \beta, e_{sup}\} \tag{3.2}$$

Avec - α est le facteur de l'ouverture polaire le long de l'entrefer constant : $0.3 < \alpha < 0.7$,

- β est le facteur de l'ouverture polaire sur tout le pôle : $0.6 < \beta < 0.8$,

- e_{sup} est l'entrefer supplémentaire : $0 < e_{sup}/e_{min} < 4$,

- e_{min} est l'entrefer constant.

Les variables d'optimisation x (α, β, e_{sup}) sont représentées sur la Figure 3-6.

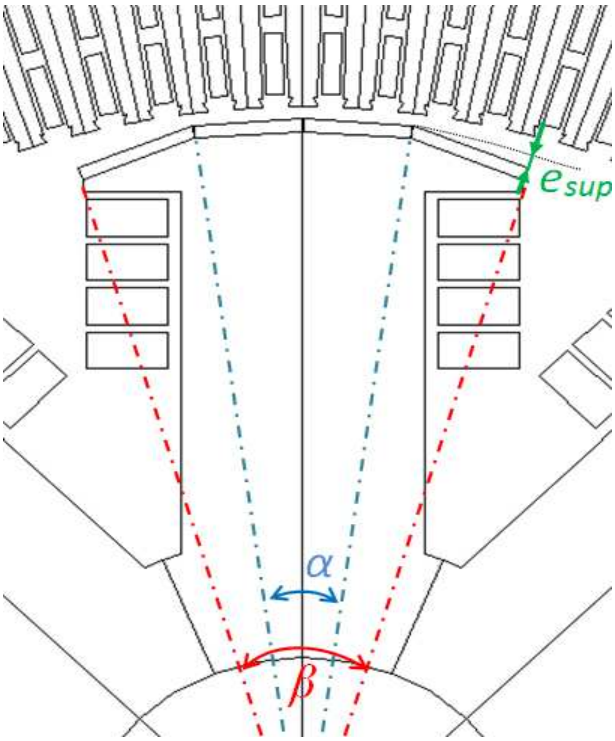


Figure 3-6 : Représentation des variables à optimiser

Pour la résolution de ce problème d'optimisation bi-objectif, on utilise un algorithme génétique NSGA II [DEB_02]. Les résultats de l'optimisation sont représentés par le front de Pareto de la Figure 3-7.

Le choix d'une solution optimale sur le front de Pareto dépendra du dimensionnement initial de la machine. Nous reviendrons sur ce point dans le Chapitre IV pour le dimensionnement par optimisation d'un prototype de GSDE de puissance apparente de 1MVA.

Toutefois, pour cet exemple, nous obtenons une variation possible du THD de 5 à 8% pour une valeur du fondamental variant de 0,885 à 0,855 T.

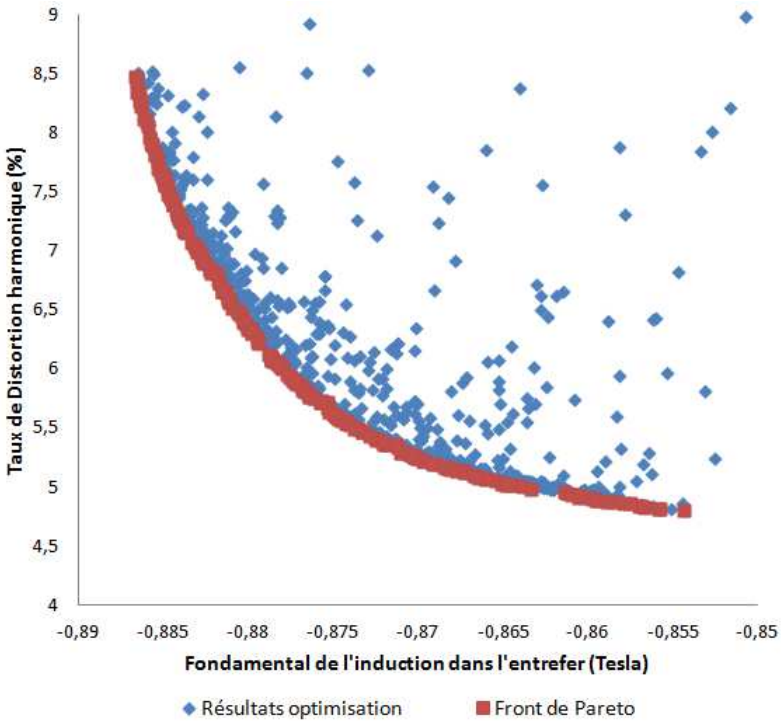


Figure 3-7 : Résultats de l'optimisation de la forme du pôle

Sur la Figure 3-8 on peut voir l'évolution des variables d'optimisation en fonction du THD et du fondamental de l'induction. Selon les résultats de la Figure 3-8, on peut conclure que :

- La valeur optimale de la variable « α » varie entre 0,35 et 0,45. Cette variable a peu d'influence sur l'évolution du THD et du fondamental de l'induction.
- L'augmentation de la variable « β » engendre une diminution du fondamental de l'induction. En effet, l'augmentation de l'ouverture polaire induit une augmentation des flux de fuites entre pôles. Cependant, l'augmentation de « β » permet l'amélioration du THD de l'induction.
- L'augmentation de l'entrefer supplémentaire (e_{sup}) contribue à la minimisation du THD, mais en réduisant la valeur du fondamental de l'induction d'entrefer.

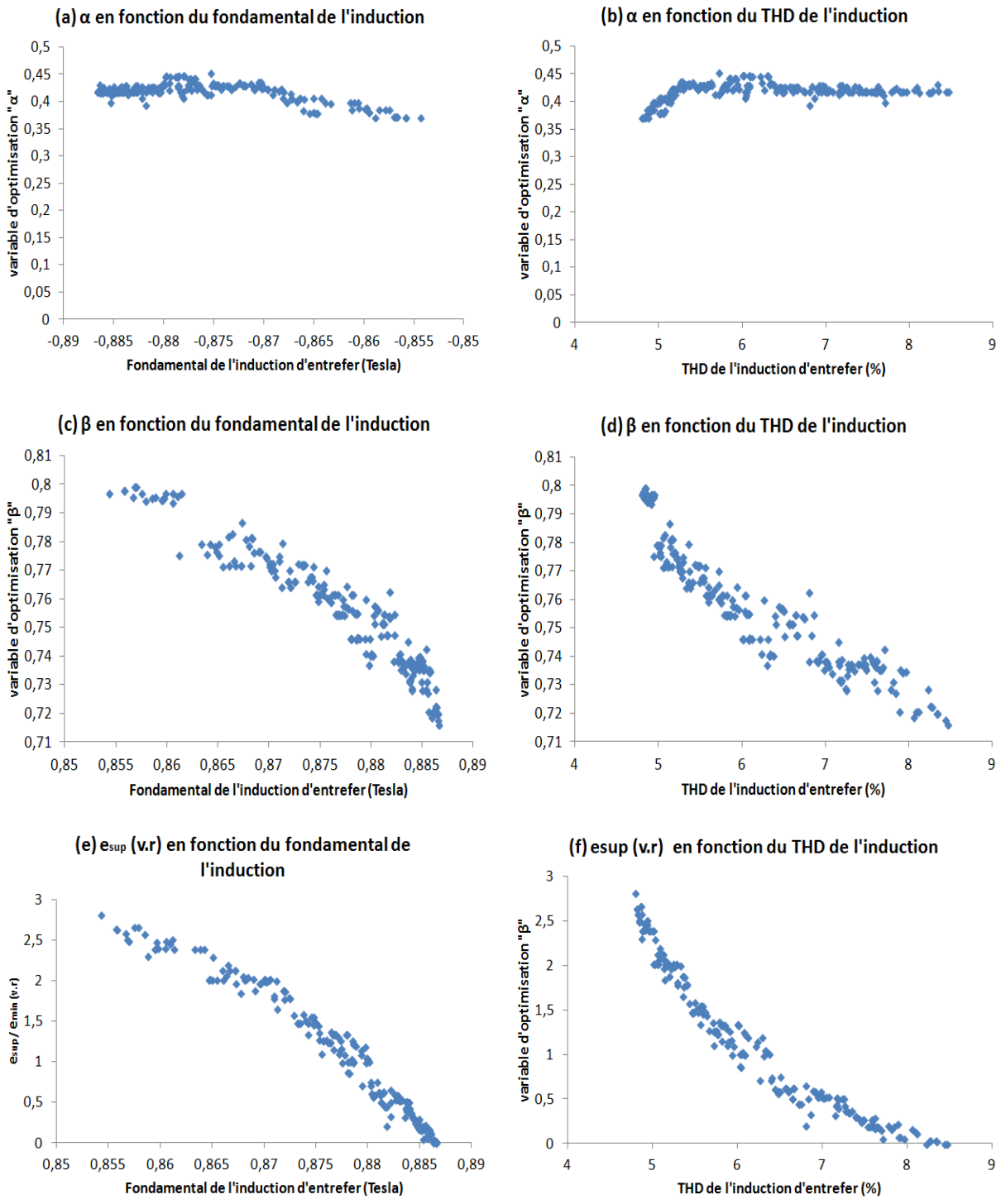


Figure 3-8 : Evolution des variables d'optimisation

III. GENERATEUR SYNCHRONE A DOUBLE EXCITATION FONCTIONNANT A VITESSE CONSTANTE

Dans ce paragraphe, la MSDE est étudiée pour une application en générateur fonctionnant à vitesse constante. Ainsi, on s'intéressera dans un premier temps, à l'étude de la MSDE en générateur en fonctionnement isolé, et dans un deuxième temps en générateur connecté à un réseau infini. Le calcul des performances (énergétique, thermique…) de la machine est effectué grâce au modèle multi-physique du Chapitre II.

Cette partie permettra une première comparaison entre un Générateur Synchrone à Double Excitation (GSDE) et un Générateur Synchrone à Pôles Saillants (GSPS) de dimensions équivalentes. Tout d'abord, on a dimensionné la GSPS, ensuite, on a considéré des aimants permanents placés sur les pôles de la GSPS pour constituer la GSDE. Les deux machines ont ainsi le même entrefer magnétique. La Figure 3-9 montre un schéma de principe des entrefers des deux machines comparées.

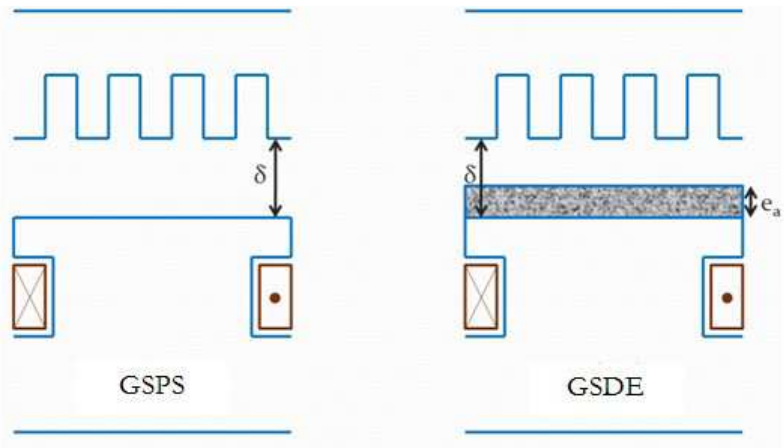


Figure 3-9 : Schéma de principe des entrefers des deux machines comparées

III.1. Fonctionnement en générateur isolé

En fonctionnement isolé, le régime de fonctionnement d'un alternateur dépend de la charge et de la nature des récepteurs. Ainsi, pour ce fonctionnement, la tension aux bornes de l'alternateur peut varier et le facteur de puissance est imposé par la charge.

III.1.a. Courbe à vide

La courbe à vide d'une machine synchrone décrit le comportement de la tension aux bornes du bobinage statorique en fonction du courant d'excitation pour une vitesse donnée. Cette caractéristique définit en quelque sorte le niveau de saturation de la machine.

Sur la Figure 3-10 on peut voir les courbes à vide d'un Générateur Synchrone à Double Excitation (GSDE) et d'un Générateur Synchrone à Pôles Saillants (GSPS) de volumes et puissances équivalentes. Les résultats sont exprimés en valeurs réduites par rapport au courant d'excitation à vide de la GSDE.

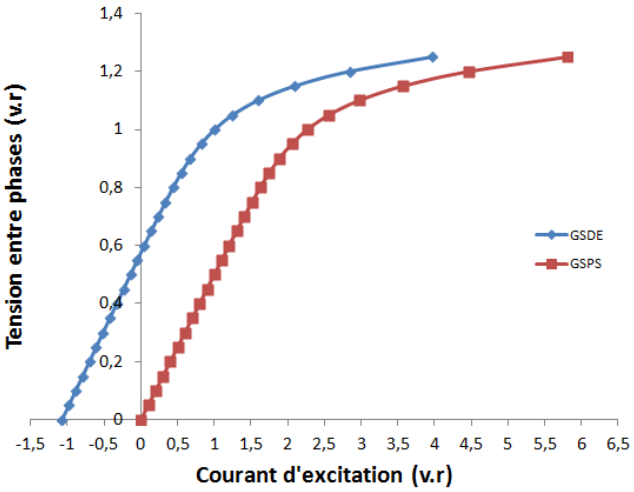


Figure 3-10 : Courbe à vide GSDE vs courbe à vide GSPS

On remarque qu'à tension nominale (V=1 v.r), grâce à la double excitation, on réduit le courant d'excitation à vide d'environ 55%.

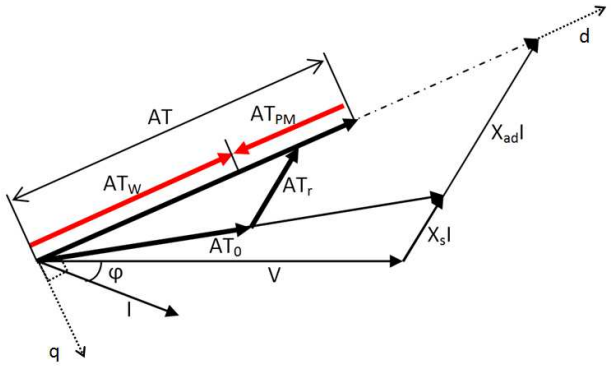


Figure 3-11 : Diagramme vectoriel de la GSDE et de la GSPS

De plus, on retrouve l'effet de la double excitation sur le courant d'excitation en charge. En effet, soit le diagramme vectoriel simplifié de la Figure 3-11 où AT représente les ampères tours utiles créés en charge, AT_0 représente ceux créés à vide et AT_r représente les ampères tours de la réaction d'induit. Il faut noter que pour faciliter la représentation du diagramme vectoriel on a confondu les ampères tours avec les FEM. Les flèches rouges représentent la composition

vectorielle des ampères tours en charge créés par la GSDE (AT). Une partie de ces ampères tours est créée par les aimants permanents (AT_{PM}). Ainsi, le courant d'excitation en charge de la GSDE (AT_w) est inférieur à celui de la GSPS (AT) réduisant les pertes Joules dans la bobine d'excitation.

III.1.b. Caractéristique en court-circuit triphasé équilibré

Cette courbe est définie par le courant d'induit en fonction du courant d'excitation lors d'un court-circuit triphasé permanent aux bornes des phases du stator. En court-circuit le champ de réaction d'induit est principalement dans l'axe direct en opposition avec le champ d'excitation. La machine est donc non saturée et la caractéristique de court-circuit est linéaire. La Figure 3-12 présente les caractéristiques en court-circuit de la GSDE et de la GSPS. Le courant d'excitation en court-circuit de la GSDE est pris comme référence. Ainsi, on observe que la caractéristique en court-circuit de la GSDE est décalée suivant l'axe du courant d'excitation par rapport à celle de la GSPS. Ce décalage correspond à la partie des ampères tours créée par les aimants permanents.

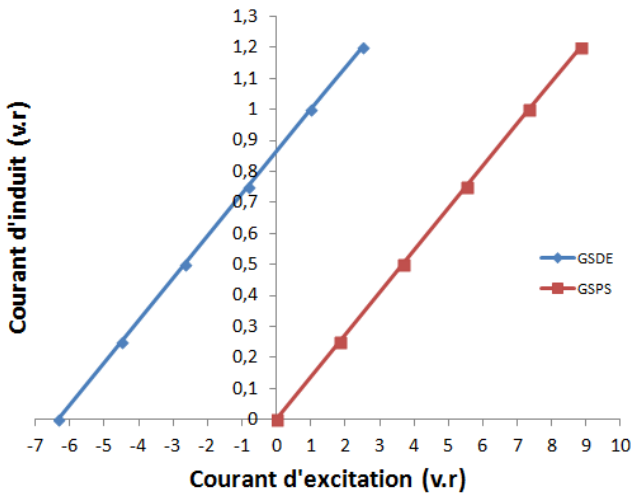
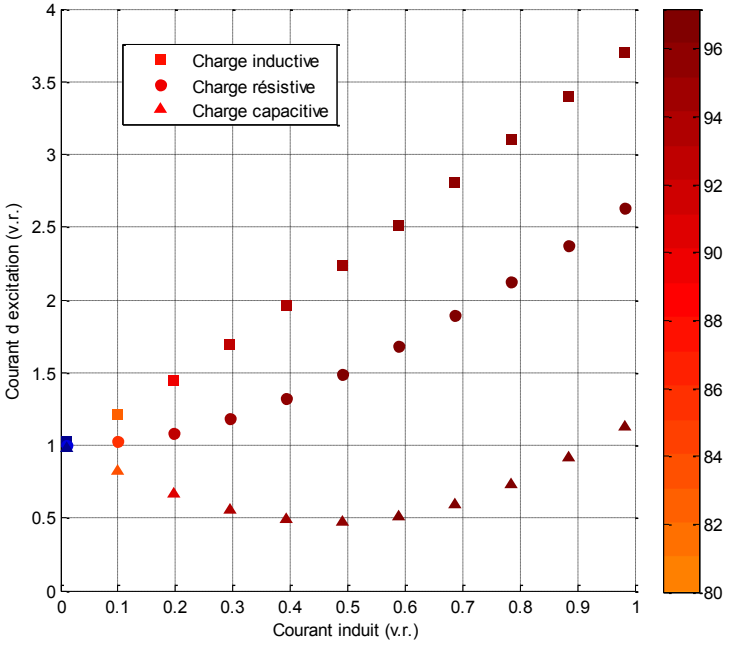


Figure 3-12 : Caractéristiques en court-circuit de la GSDE et de la GSPS

III.1.c. Caractéristiques de réglage

En fonctionnement générateur isolé, la tension à la sortie de la machine varie avec la variation de la charge. La régulation de cette tension nécessite une augmentation du courant d'excitation quand une charge inductive ou résistive augmente [DOR_12]. Si toutefois le générateur est connecté à une charge capacitive, il faudra diminuer le courant d'excitation lorsque la charge augmentera. La Figure 3-13 montre les caractéristiques de réglage de la GSDE et de la GSPS obtenues par le modèle du Chapitre II. Les résultats sont donnés en valeurs réduites par rapport au courant d'excitation à vide de la GSDE.

(a) Caractéristiques de réglage de la GSDE



(b) Caractéristiques de réglage de la GSPS

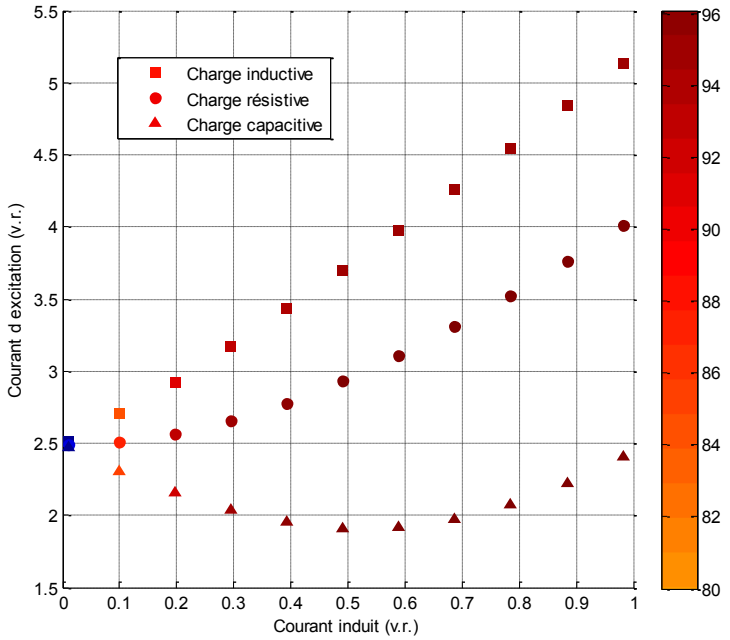


Figure 3-13 : Caractéristiques de réglage de la GSDE (a) et de la GSPS (b) à tension constante

La première remarque concerne la similitude des courbes du courant d'excitation en fonction du courant d'induit, visible sur la Figure 3-13 (a) et (b). En fait, les deux machines ont le même niveau de saturation. En effet, en se référant à la Figure 3-10, on remarque que pour la GSDE comme pour la GSPS, le point correspondant à la tension nominale se situe sur le coude de la courbe à vide.

La deuxième remarque concerne le rendement. On constate que le rendement de la GSDE est supérieur à celui de la GSPS. Cette amélioration du rendement est due au fait qu'une partie des ampères tours utiles est créée par les aimants permanents.

De la Figure 3-13 on remarque que le courant d'excitation à vide de la GSPS est 2.5 fois supérieur à celui de la GSDE. Cet écart se réduit avec l'augmentation de la charge, en effet le courant d'excitation de la GSPS à charge nominale est de 1.3 fois supérieur à celui de la GSDE. Cet effet est plus conséquent sur les pertes Joules qui sont proportionnelles au carré du courant d'excitation. Ainsi les pertes Joules rotor de la GSPS sont 1.69 fois supérieures à ceux de la GSDE.

III.2. Fonctionnement en générateur couplé à un réseau puissant

Lorsqu'un générateur est couplé à un réseau puissant, l'amplitude et la fréquence de la tension à ces bornes sont toujours constantes (en fonctionnement normal). La machine peut être pilotée en fourniture ou en absorption de puissance réactive.

III.2.a. Courbes en « V » ou courbes de Mordey

A puissance active constante, le réglage de la puissance réactive s'obtient en agissant sur le courant d'excitation [BAR_02]. Soit le diagramme des tensions simplifié de la Figure 3-14. En effet, lors de son couplage au réseau, le point de fonctionnement de la machine se trouve en A. En augmentant la puissance active fournie au générateur, le point de fonctionnement se déplace en B, la machine absorbe de la puissance réactive. En augmentant le courant d'excitation de sorte à déplacer le point de fonctionnement en C, la machine fournit de la puissance réactive.

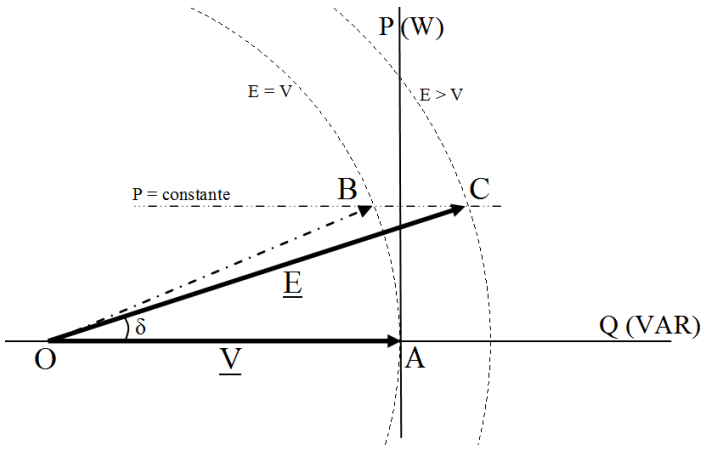
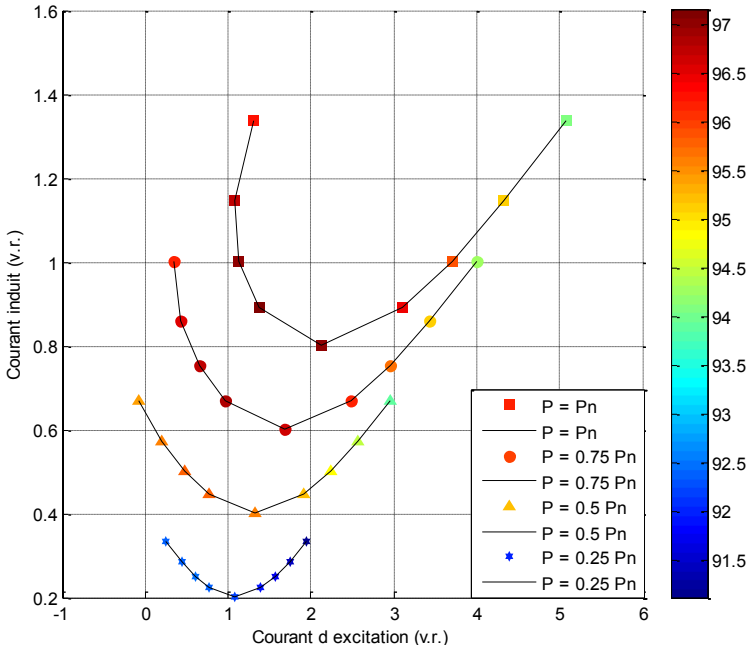


Figure 3-14 : Diagramme vectoriel simplifié représentant l'évolution du point de fonctionnement lors du raccordement au réseau

La Figure 3-15 donne les courbes en « V » en fonctionnement à vide, à 25%, à 50%, à 75% et à 100% de la puissance nominale de la GSDE et de la GSPS.

Les résultats de la Figure 3-15 confirment les constations précédentes, à savoir la réduction du courant d'excitation grâce à la double excitation qui a un impact sur les pertes Joules du rotor et ainsi sur le rendement.

(a) Courbe en V de la GSDE



(b) Courbe en V de la GSPS

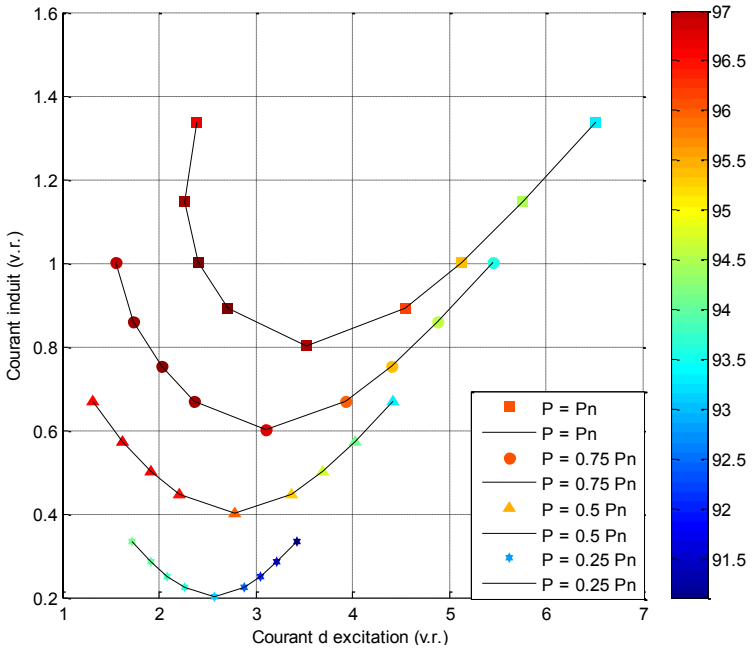


Figure 3-15 : Courbe en « V » de la GSDE (a) et de la GSPS (b) à V = 1 pu et f = 50 Hz

Prenons le cas d'un fonctionnement en générateur débitant sur une charge inductive de facteur de puissance 0,8. La courbe du rendement en fonction de la puissance est affichée sur la Figure 3-16.

On remarque qu'à la puissance nominale le rendement de la GSDE est meilleur que celui de la GSPS. Ce résultat est évident puisque la double excitation réduit les pertes Joules rotor de presque 70%. Cependant, pour des puissances inférieures à 30% de la puissance nominale, on remarque que le rendement de la GSPS est meilleur que celui de la GSDE. En effet, pour ces puissances les pertes dans les aimants permanents sont plus prépondérantes que les pertes Joules dans le bobinage d'excitation et dans le bobinage du stator. Rappelons que la formulation analytique utilisée pour le calcul des pertes dans les aimants est définie dans le chapitre II.

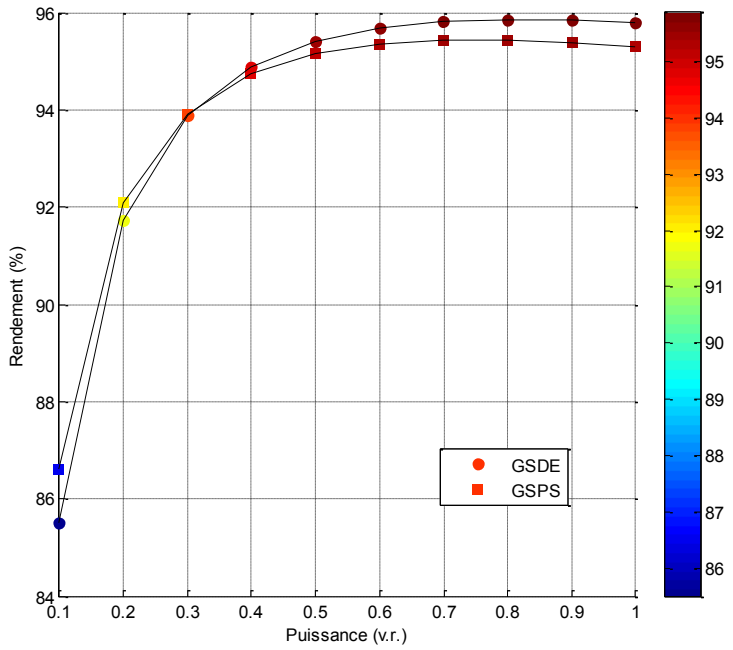


Figure 3-16 : Courbe du rendement en fonction de la puissance GSDE vs. GSPS

III.2.b. Diagramme PQ d'une GSDE

III.2.b.i. Définition

Le diagramme PQ d'un générateur synchrone représente la capacité de celui-ci à fournir de la puissance réactive et active [ABI_94]. De plus le diagramme PQ décrit les limites de fonctionnement d'un générateur [BAR_02]. En effet, lorsqu'un générateur synchrone est connecté à un réseau puissant, ainsi l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation sont constantes, son fonctionnement est délimité par quatre limites. Ces limites sont représentées par la Figure 3-17.

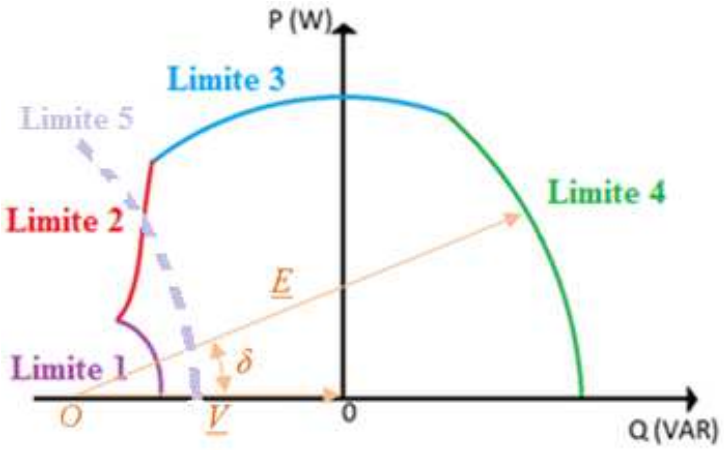


Figure 3-17 : Définition des limites d'un diagramme PQ

Les limites de fonctionnement d'un générateur synchrone à double excitation sont définies comme suit :

- Limite 1 : La première limite est due à la saillance. En fait, même lorsque le courant d'excitation est nul, la machine génère de la puissance. Ce constat est vérifiable en observant l'expression de la puissance exprimée par la relation (3.3) [BOL_06].

$$P(\delta) = \frac{3VE}{X_d}\sin\delta + \frac{3}{2}V^2\left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q}\right)\sin 2\delta \qquad \textbf{(3.3)}$$

où : - X_d et X_q sont respectivement les réactances longitudinale et transversale

- V est la valeur efficace de la tension d'alimentation
- E est la FEM à vide
- δ est l'angle interne entre $\underline{E}$ et $\underline{V}$

Ainsi, lorsque X_d est différent de X_q, on voit dans (3.3) qu'une tension V suffit pour créer une puissance ; on peut noter que lorsque $\delta = \pi/4$ on a une puissance de réluctance maximale qui diminue lorsque $\delta > \pi/4$.

- Limite 2 : La deuxième limite représente la limite de stabilité statique du générateur. Elle correspond aux angles internes inférieurs à l'angle interne limite obtenu par la relation (3.4) qui donne le δ_{max}.

$$\frac{dP(\delta)}{d\delta} = 0 \qquad \textbf{(3.4)}$$

- Limite 3 : La troisième limite correspond à l'échauffement maximal du bobinage stator. Cette limitation est équivalente à la puissance apparente maximale que peut générer la machine (I_{max}).

- Limite 4 : Cette limitation est essentiellement due à l'échauffement du bobinage d'excitation. Elle est équivalente au courant d'excitation maximal que peut supporter le bobinage du rotor (J_{max}).
- Limite 5 : Dans le cas d'une GSDE série une cinquième limite s'ajoute. Cette limite représente le courant d'excitation minimal en dessous duquel on risque de démagnétiser les aimants permanents(J_{min}).

III.2.b.ii. Evolution du diagramme PQ avec le taux d'hybridation

Dans cette partie, nous allons voir l'évolution des performances d'une Génératrice Synchrone à Double Excitation avec la variation du taux d'hybridation (définit par la relation (1.8) du Chapitre I et ayant comme abréviation *ToHy*) [AMM_12]. Il faut noter que la variation du taux d'hybridation entraîne un changement des dimensions de la machine et plus particulièrement les dimensions des aimants permanents et de l'entrefer. Cependant, pour permettre une comparaison entre les différentes solutions, c'est-à-dire pour différents taux d'hybridation, le volume global (Diamètre extérieur et Longueur du fer) reste constant. Le calcul des performances des machines est réalisé par le modèle multi-physique du chapitre II.

Les résultats de calcul sont représentés par les courbes d'iso valeurs des Figure 3-18, Figure 3-19, Figure 3-20 et Figure 3-21. On remarque que l'augmentation du taux d'hybridation engendre :

- Une extension de la zone de rendement max (Figure 3-18).
- Un décalage de la limite 4. En effet, l'augmentation du *ToHy* améliore les performances thermiques de la machine et ainsi décale la limite 4 qui représente l'échauffement du rotor.
- Un décalage des limites 1 et 2. Effectivement, de l'augmentation du *ToHy* s'en suit une augmentation de l'épaisseur des aimants permanents et donc de l'entrefer magnétique engendrant une diminution du rapport de saillance ce qui diminue l'effet réluctant du rotor et ainsi décale les limites 1 et 2.
- L'apparition de la limite sur la démagnétisation des aimants permanents dans le cas d'un *ToHy* =80%.

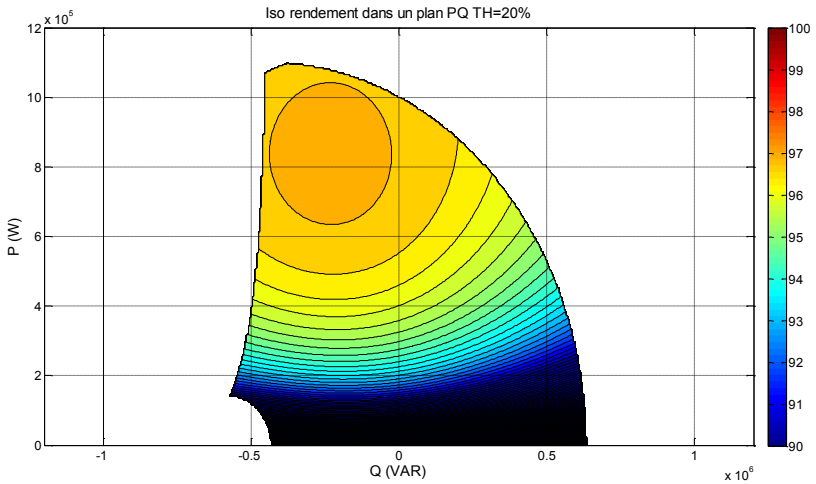
A partir de la Figure 3-19 on remarque l'évolution du courant d'excitation en fonction du taux d'hybridation. L'augmentation du *ToHy* engendre un élargissement de la zone de défluxage (zone où le courant d'excitation est négatif). Ce résultat est corrélé avec les pertes Joules rotor. En effet, la Figure 3-20 montre que la zone de pertes Joules d'excitation minimale glisse avec l'augmentation du *ToHy*. Ce résultat est important car si on connaitrait l'évolution de la charge

sur un cycle de fonctionnement donné (les points du plan PQ les plus sollicités) on pourrait choisir le taux d'hybridation optimal de sorte que la zone de pertes Joules minimale couvre la zone de fonctionnement la plus sollicitée. Enfin, la Figure 3-21 montre que la variation du *ToHy* n'a aucune incidence sur les pertes Joules stator.

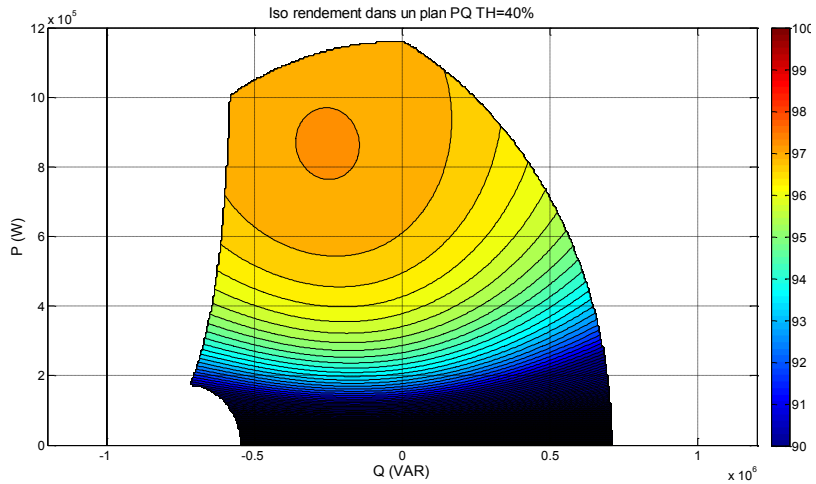
III.3. Conclusion

Dans cette partie on a utilisé le modèle multi-physique du chapitre II pour faire une étude de la GSDE en fonctionnement à vitesse constante. Cette étude a tout d'abord permis une comparaison entre une GSDE et une GSPS de dimensions équivalentes. En effet, la GSDE a un meilleur rendement que la GSPS. Cette amélioration du rendement est essentiellement due à la réduction des pertes Joules rotor grâce à la double excitation.

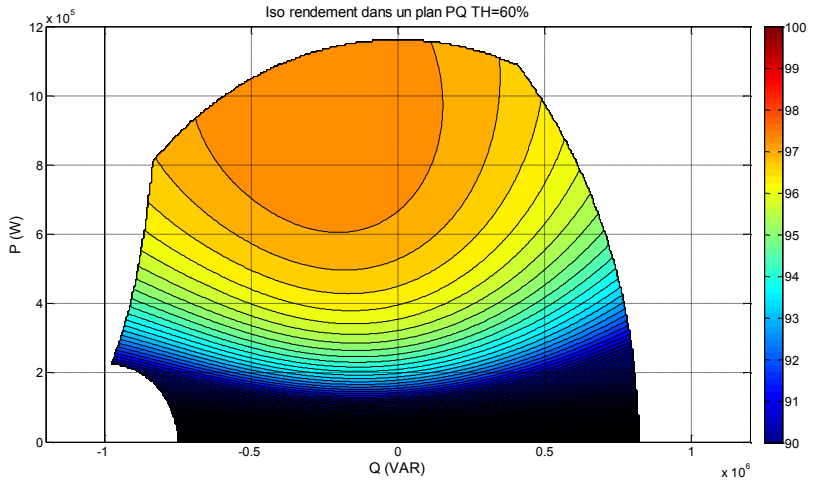
En outre, cette étude a montré l'importance du bon choix du taux d'hybridation. En fait, celui-ci a une influence sur le diagramme PQ d'une GSDE, à savoir les limites de fonctionnement et les zones de rendements maximales. Le bon choix du taux d'hybridation nécessite la connaissance des points de fonctionnements les plus sollicités par la charge.



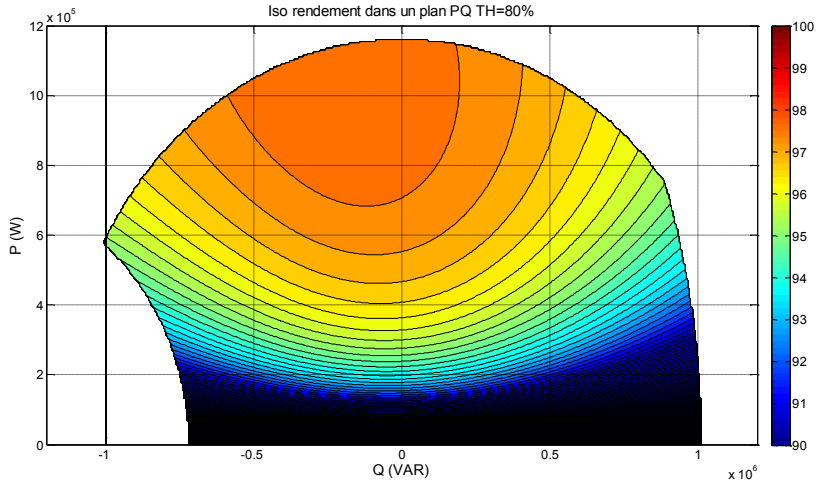
(a) Iso-rendement dans le plan PQ avec ToHy = 20%



(b) Iso-rendement dans le plan PQ avec ToHy = 40%

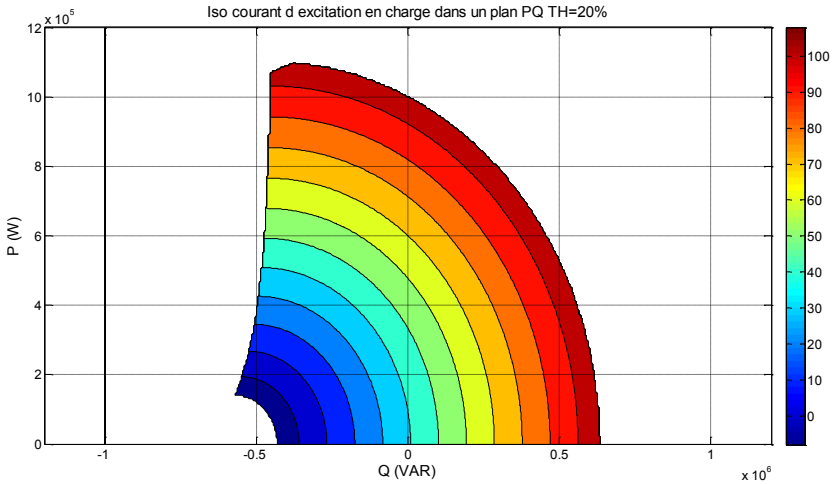


(c) Iso-rendement dans le plan PQ avec ToHy = 60%

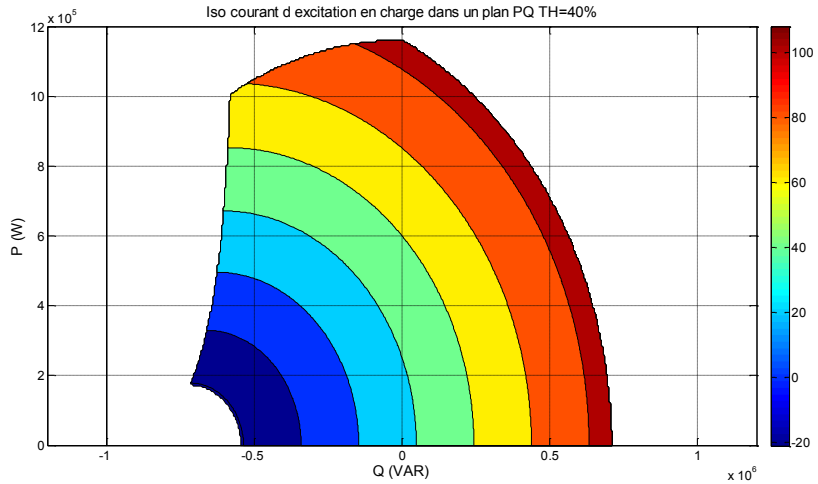


(d) Iso-rendement dans le plan PQ avec ToHy = 80%

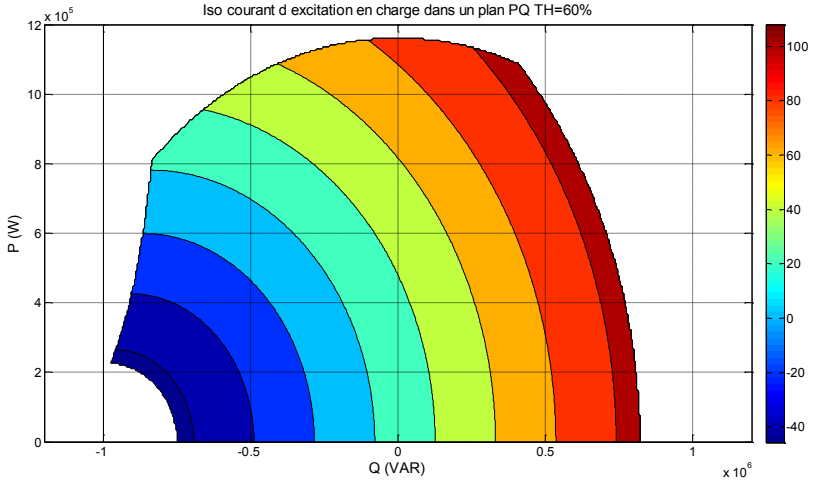
Figure 3-18 : Courbes Iso-rendement dans le plan PQ de GSDE ayant différents Taux d'hybridation



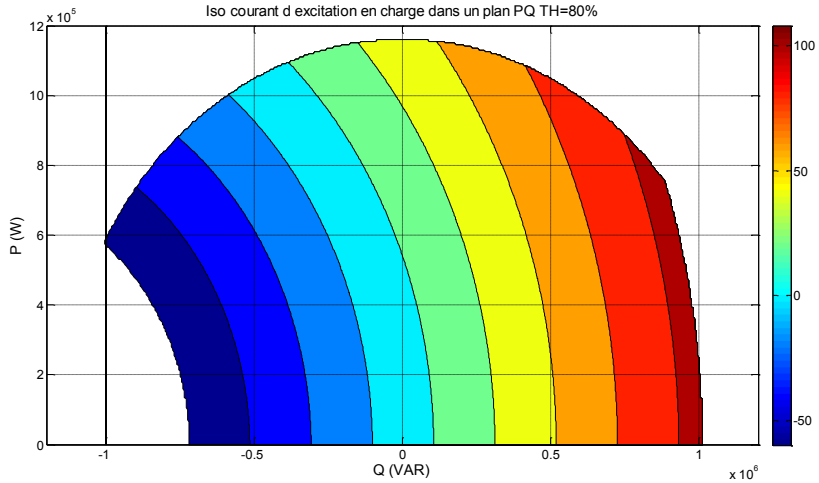
(a) Iso-courant d'excitation dans le plan PQ avec ToHy = 20%



(b) Iso-courant d'excitation dans le plan PQ avec ToHy = 40%

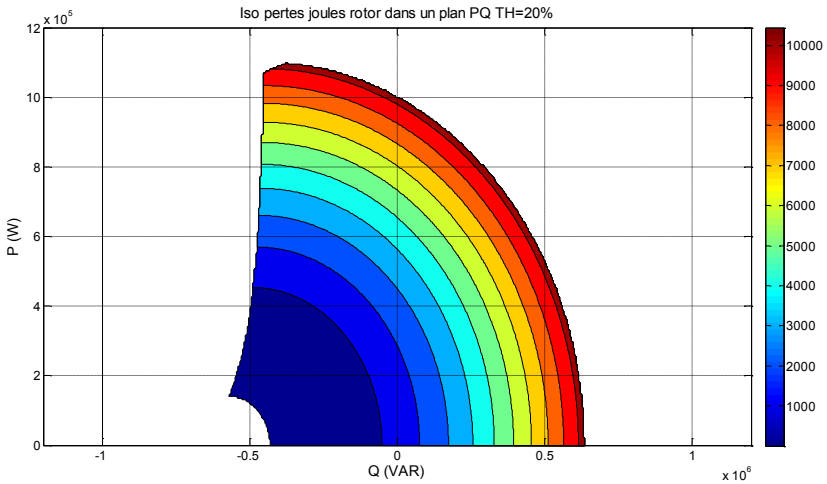


(c) Iso-courant d'excitation dans le plan PQ avec ToHy = 60%

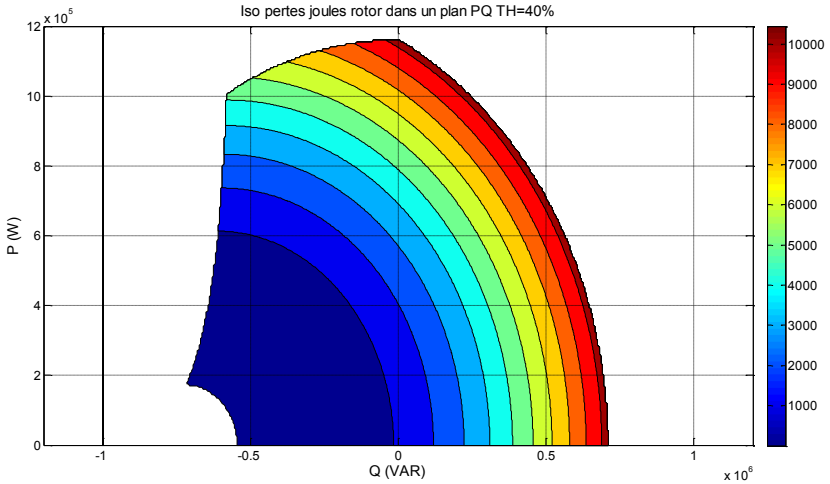


(d) Iso-courant d'excitation dans le plan PQ avec ToHy = 80%

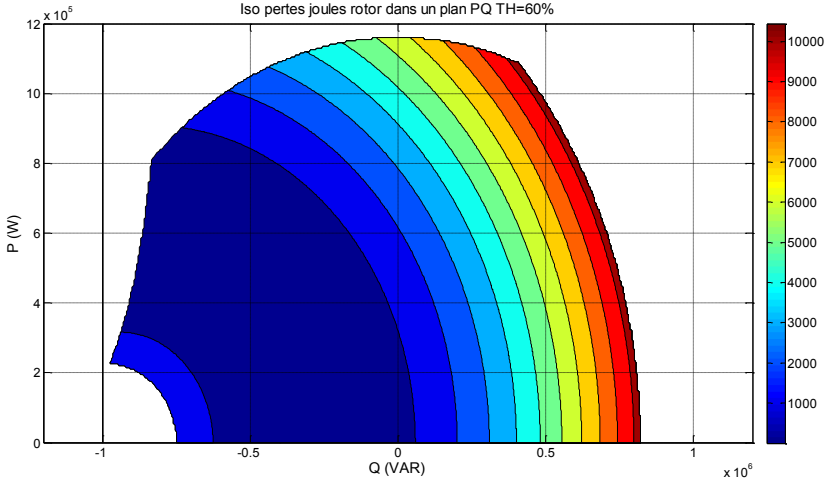
Figure 3-19 : Courbes Iso-courant d'excitation dans le plan PQ de GSDE ayant différents Taux d'hybridation



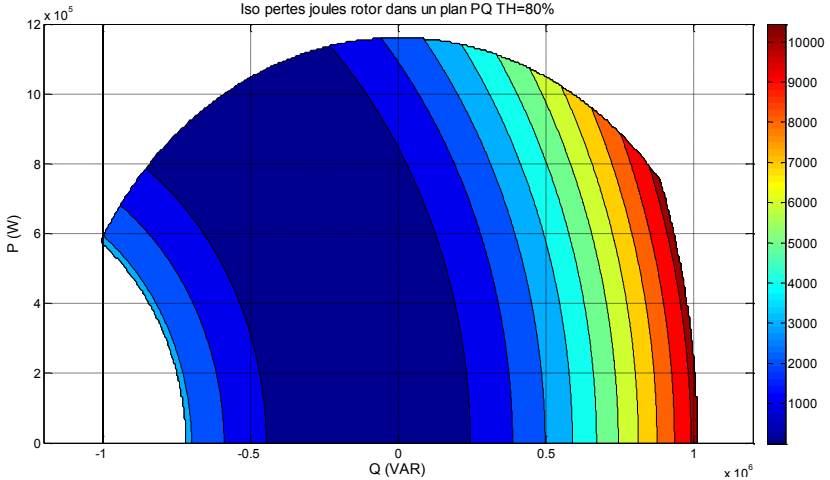
(a) Iso-pertes Joules rotor dans le plan PQ avec ToHy = 20%



(b) Iso-pertes Joules rotor dans le plan PQ avec ToHy = 40%

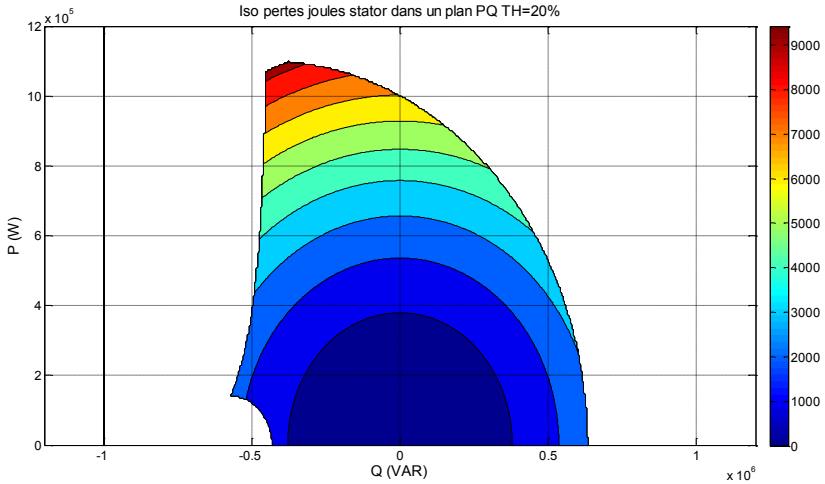


(c) Iso-pertes Joules rotor dans le plan PQ avec ToHy = 60%

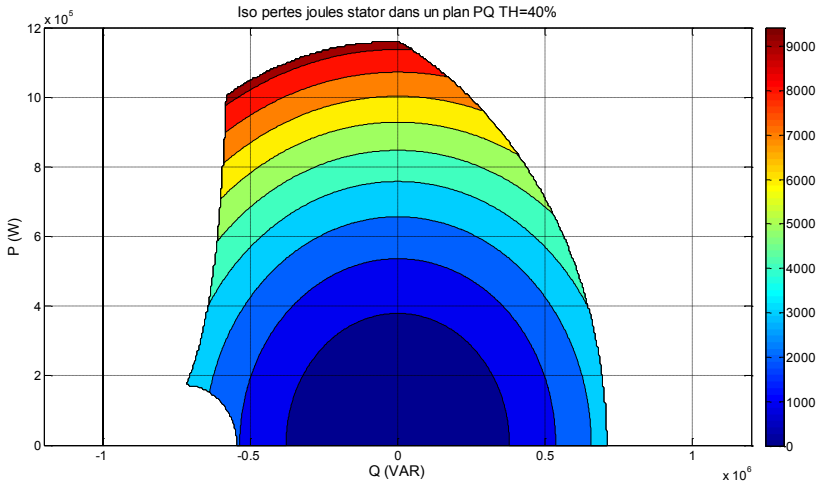


(d) Iso-pertes Joules rotor dans le plan PQ avec ToHy = 80%

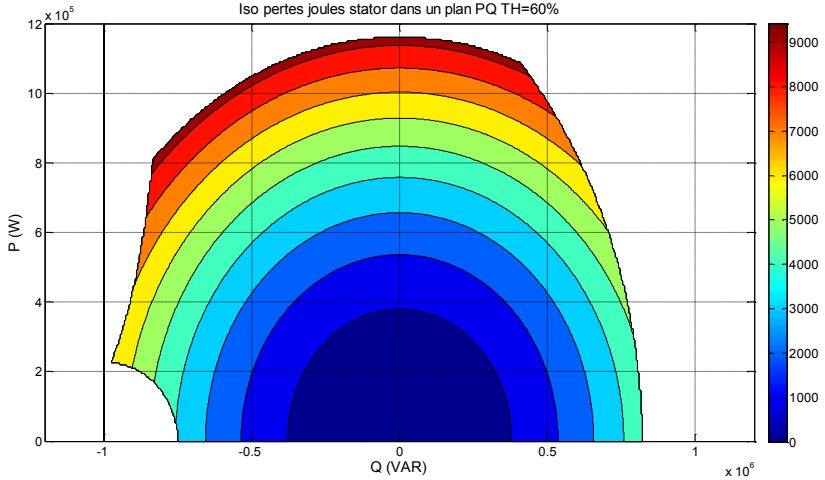
Figure 3-20 : Courbes Iso-pertes Joules rotor dans le plan PQ de GSDE ayant différents Taux d'hybridation



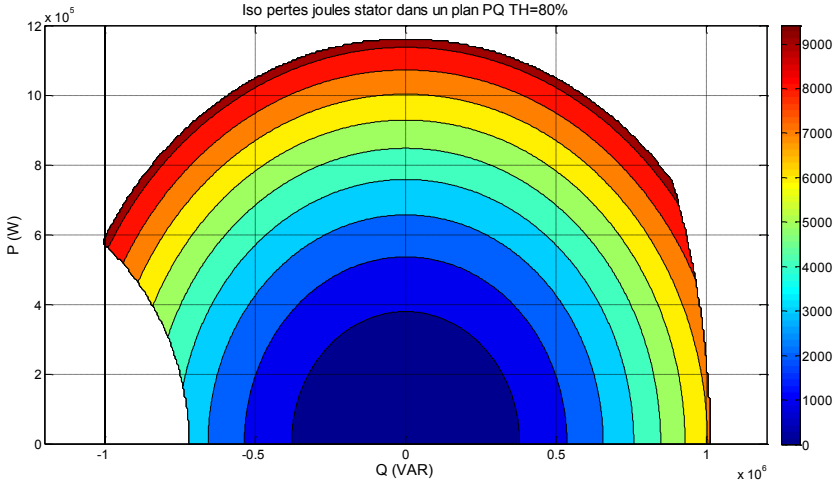
(a) Iso-pertes Joules stator dans le plan PQ avec ToHy = 20%



(b) Iso-pertes Joules stator dans le plan PQ avec ToHy = 40%



(c) Iso-pertes Joules stator dans le plan PQ avec ToHy = 60%



(d) Iso-pertes Joules stator dans le plan PQ avec ToHy = 80%

Figure 3-21 : Courbes Iso-pertes Joules stator dans le plan PQ de GSDE ayant différents Taux d'hybridation

IV. GENERATEUR SYNCHRONE A DOUBLE EXCITATION FONCTIONNANT A VITESSE VARIABLE : CAS D'UNE EOLIENNE

Dans ce paragraphe, une application en générateur éolien pour la MSDE est étudiée. L'étude porte sur le dimensionnement optimal du générateur d'une chaîne éolienne. Les objectifs de l'optimisation sont la minimisation de la masse et la maximisation de l'énergie annuelle produite. Nous verrons en premier lieu la définition du problème d'optimisation, ensuite nous verrons l'influence de quelques paramètres de dimensionnement sur le front de Pareto (masse/énergie). En deuxième lieu, nous étudierons un cas particulier du front de Pareto. En parallèle une comparaison avec les performances d'un générateur synchrone à pôles saillants sera faite.

Le modèle multi-physique du chapitre II est utilisé dans les différents processus d'optimisations.

IV.1. Présentation de l'étude

IV.1.a. Chaîne de conversion éolienne

L'objectif de cette étude est le dimensionnement optimal d'un générateur synchrone à double excitation pour une application éolienne. Le Tableau 3-1 montre les caractéristiques générales de la machine.

Désignation	Valeur
Puissance apparente nominale	1000 kVA
Tension d'alimentation	1500 V
Nombre de pôles	8 pôles

Tableau 3-1 : Caractéristiques générales de la machine

La Figure 3-22 présente la chaîne de conversion éolienne. L'intérêt principal de l'utilisation de la GSDE est son bon rendement et sa possible association avec un redresseur à diode, ce qui réduit le coût et les pertes de l'électronique de puissance [Wu_11].

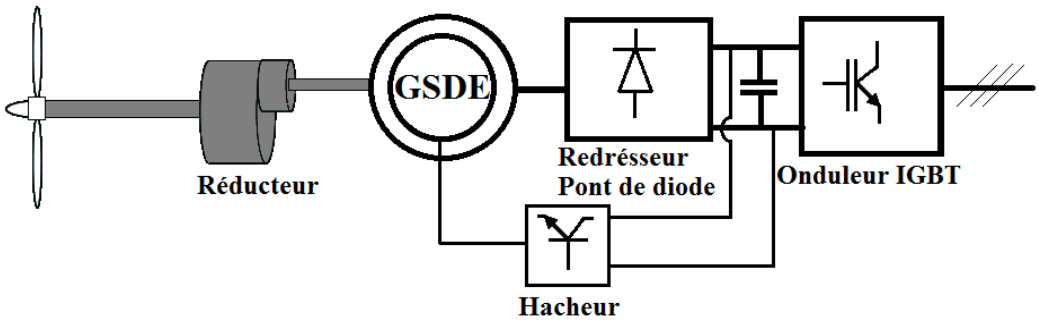


Figure 3-22 : Chaîne de conversion éolienne

Dans cette étude, on ne s'intéresse qu'au dimensionnement de la machine électrique, le dimensionnement du réducteur (ou du multiplicateur) et de l'électronique de puissance n'est pas pris en compte. La puissance mécanique transmise par la turbine (les pales) au générateur (GSDE) est généralement de la forme de la courbe de la Figure 3-23 [VIZ_07].

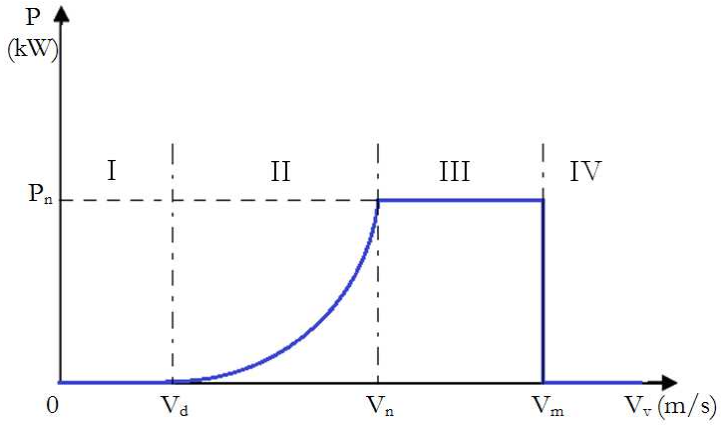


Figure 3-23 : Courbe typique de puissance en fonction de la vitesse du vent

Les 5 zones de la Figure 3-23 correspondent à :

- Zone I : zone de basses vitesses de vent où la puissance générée par les pales est très faible ; le système est à l'arrêt.
- Zone II : Pour des vitesses de vent comprises entre 3 et 5 m/s les turbines démarrent ; dans cette zone la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse de vent. Ainsi, le contrôle de la vitesse du générateur permet d'extraire les puissances maximales.
- Zone III : La puissance nominale est obtenue à une vitesse de vent généralement comprise entre 12 et 15 m/s. A partir de cette vitesse, la puissance est maintenue constante pour éviter la surcharge du système de conversion. L'écrêtage de la puissance peut se faire soit par des systèmes « pitch », où l'on règle l'orientation des pales pour

réduire la puissance aérodynamique, soit par des systèmes « stall » où les pales ont un profil optimisé permettant le décrochage naturel à partir d'une certaine vitesse de vent. Il existe aussi des systèmes « stall actif » où l'on utilise la combinaison des deux systèmes pour limiter la puissance [KRA_02].

- Zone IV : lorsque le vent atteint une valeur maximale, généralement une vitesse de vent de l'ordre de 25 m/s, un système de sureté de fonctionnement arrête la turbine.

Dans cette étude nous allons utiliser les points de fonctionnement de la Figure 3-24 pour le dimensionnement et le calcul des performances de la machine.

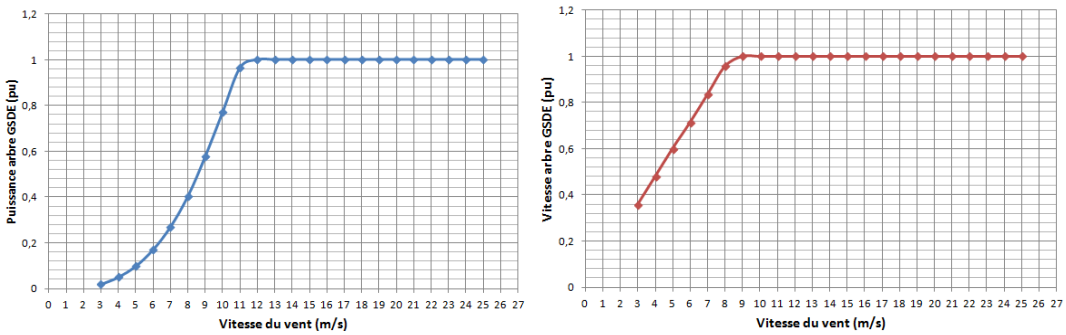


Figure 3-24 : Puissance disponible (à gauche) et vitesse (à droite) de l'arbre sur la plage des vitesses de vent 3-25 m/s

Des relevés statistiques réalisés sur un site éolien, par un collaborateur de la société JEUMONT ELECTRIC, prévoient un fonctionnement du générateur de 8296 heures par an. La distribution de Weibull [TI_BM4640], qui donne la probabilité de fonctionnement à une vitesse de vent donnée pendant une année, est représentée par la Figure 3-25.

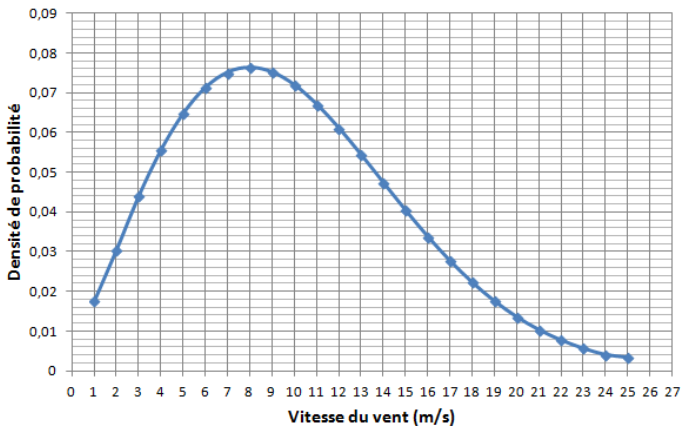


Figure 3-25 : Probabilités des vitesses de vent

IV.1.b. Définition du problème d'optimisation

Le problème d'optimisation est défini dans ce paragraphe. On est confronté à un problème d'optimisation bi-objectif où l'on cherche à minimiser la masse des parties actives du générateur et à maximiser l'énergie électrique produite pendant une année. Le résultat de l'optimisation sera un front de Pareto « Masse/Energie produite ».

Les variables d'optimisation sont constituées de :

- Variables géométriques tel que des diamètres (alésage…) et des longueurs (longueur fer, hauteur conducteur…).
- Paramètres de dimensionnement tel que le nombre de spires stator, le nombre de spires rotor…

Le Tableau 3-2 présente les variables d'optimisation utilisées dans cette étude.

Variable	Descriptif	Unité	min	max
Dal	Diamètre d'alésage	mm	400	800
hcs	Hauteur de la culasse stator	mm	10	200
Lr	Longueur du fer	mm	500	1200
kce	Nombre de conducteur par faisceau et par encoche	-	5	20
emin	Entrefer mécanique minimum	mm	2	10
lcu	Largeur d'une spire stator	mm	5	15
ecu	Epaisseur d'une spire stator	mm	1	5
eaim	Epaisseur d'un aimant permanent	mm	1	15
lp	Largeur d'un pôle	mm	50	200
hcr	Hauteur de la culasse rotor	mm	30	150
knr	Nombre de spires par pole rotor	-	10	100
lcur	Largeur d'une spire rotor	mm	5	30
ecur	Epaisseur d'une spire rotor	mm	1	5

Tableau 3-2 : Les 13 variables d'optimisation

Les contraintes du problème d'optimisation peuvent être ; géométrique, magnétique, thermique ou électrique. Les contraintes peuvent être de trois origines :

- Normes : Imposées par des normes
- Fabrication : Imposées par des contraintes de fabrication
- Expérience : Imposées suivant l'expérience des concepteurs de machines électriques

Le Tableau 3-3 regroupe toutes ces contraintes.

Contrainte	Descriptif	Origine
$B_d < 1.6$ T	Induction dans la dent stator doit être inférieure à 1.6 T	Expérience
$B_{cs} < 1.6$ T	Induction dans la culasse stator doit être inférieure à 1.6 T	Expérience
$B_p < 1.6$ T	Induction dans la base du pole rotorique inférieure à 1.6 T	Expérience
$B_{cr} < 1.6$ T	Induction dans la culasse rotor doit être inférieure à 1.6 T	Expérience
$T_{cus} < 120°C$	Température du cuivre stator doit être inférieure à 120°C	Norme
$T_{cur} < 120°C$	Température du cuivre rotor doit être inférieure à 120°C	Norme
$T_{aim} < 100°C$	Température d'un aimant doit être inférieure à 100°C	Expérience
$\sigma_{cus} < 5$ A/mm²	Densité de courant d'un conducteur stator inférieure à 5A/mm²	Expérience
$\sigma_{cur} < 5$ A/mm²	Densité de courant d'un conducteur rotor inférieure à 5A/mm²	Expérience
$d_{bob} > 15$ mm	Distance minimale entre les bobines logées dans l'espace inter polaire doit être supérieure à 15 mm	Fabrication
l_{corne}-$l_{bob} > 5$ mm	La largeur d'une corne polaire doit être supérieur à la largeur d'une bobine rotor + 5 mm	Fabrication
lcu/ecu < 5	Le rapport largeur sur épaisseur d'un conducteur stator doit être inférieur à 5	Expérience
lcur/ecur < 5	Le rapport largeur sur épaisseur d'un conducteur rotor doit être inférieur à 5	Expérience

Tableau 3-3 : Les contraintes du problème d'optimisation

Au vu du nombre de variables d'optimisation et la nécessité de faire un calcul de l'énergie électrique produite pour chaque point des courbes de la Figure 3-24 (puissance turbine en fonction de la vitesse du vent, vitesse turbine en fonction de la vitesse du vent) on a choisi d'utiliser une méthode déterministe et plus précisément la méthode de programmation quadratique séquentielle (sequential quadratic programming « SQP ») [BOG_95], pour l'optimisation de la machine. Cette méthode a l'avantage d'être rapide pour la résolution des problèmes d'optimisation. Cependant, elle se limite aux optimisations mono-objectif ayant des variables continues. Pour pallier à ces contraintes, nous avons adopté les règles qui suivent :

<u>- Transformation à une méthode d'optimisation multi-objectif :</u>

Il existe plusieurs méthodes permettant la transformation d'une méthode d'optimisation mono-objectif en une méthode multi-objectif. On peut citer la méthode de pondération [MOU_08] et la méthode de « epsilon contrainte » [HAI_71]. C'est la dernière méthode que nous avons adoptée, elle peut être définie par la relation (3.5).

$$\begin{aligned} &Minimiser \quad f_1 \\ &\qquad\qquad f_i \leq \varepsilon_i \ , \ i = 2,\ldots n_f \end{aligned} \tag{3.5}$$

Où ε_i est une borne supérieure pour le $i^{ème}$ objectif.

Le front de Pareto est obtenu en faisant varier la valeur ε_i pour chaque optimisation mono-objectif.

- Utilisation de variables discrètes :

La méthode SQP ne permet pas l'utilisation des variables discrètes. On est donc amené à les considérer comme des variables continues et à faire l'arrondi de la valeur à la fin de l'optimisation. Ainsi, le nombre de conducteurs par encoche est pris comme variable continue, la valeur finale est choisie par le concepteur à la fin de l'optimisation. De même, les variables correspondants aux dimensions des cuivres statoriques et rotoriques sont prises continues, elles sont fixées à la fin de l'optimisation en choisissant des dimensions de la série Renard proches de celles obtenues par l'optimisation.

IV.2. Front de Pareto Energie produite/Masse des parties actives de la GSDE

IV.2.a. Evolution du front de Pareto en fonction du nombre d'encoches par pôle et par phase

Dans ce paragraphe on étudie l'influence du nombre d'encoches par pôle et par phase (N_{epp}) sur le front de Pareto Energie/Masse.

Le problème d'optimisation est défini dans le paragraphe IV.1.b. Les variables sont données par le Tableau 3-2 et les contraintes par le Tableau 3-3. Le modèle utilisé est celui décrit dans le chapitre II.

Les résultats de l'optimisation sont donnés par la Figure 3-26. On peut voir l'évolution du front Energie/Masse pour différentes valeurs du nombre d'encoches par pôle et par phase. La prise en compte de la saturation et du changement des propriétés des matériaux en fonction de la température (résistivité du cuivre et induction rémanente des aimants permanents) en plus de la nécessité d'évaluer chaque point (Puissance arbre en fonction de la vitesse du vent, vitesse arbre en fonction de la vitesse du vent) conduisent à des temps de calcul importants. En fait, la détermination d'un front de Pareto peut prendre jusqu'à 8 heures.

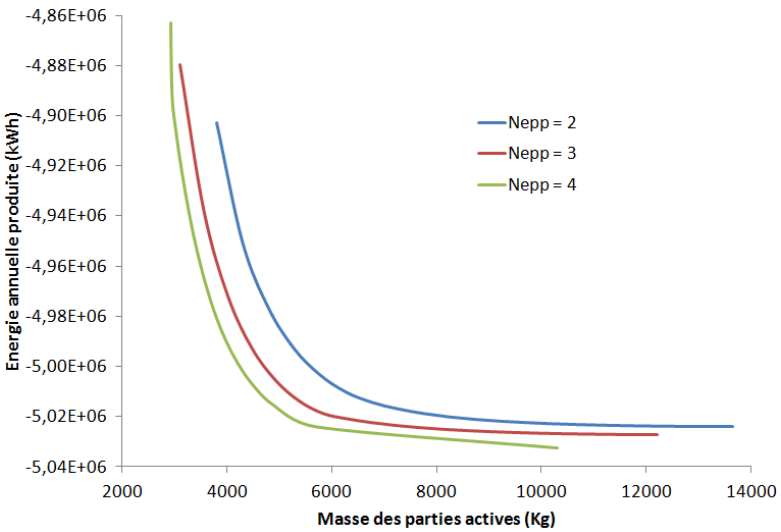


Figure 3-26 : Front de Pareto Energie/Masse pour différentes valeurs du nombre d'encoches par pôle et par phase

On remarque que l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase permet l'amélioration du front de Pareto et conduit vers des machines plus légères et plus efficaces. Cette évolution du front de Pareto peut être expliquée comme suit : Le fait de diminuer le N_{epp} conduit l'algorithme d'optimisation à réduire le diamètre d'alésage, dans le but de réduire le pas dentaire, et ainsi réduire la masse du circuit magnétique stator qui constitue la partie la plus prépondérante de la masse totale de la machine. Cependant, cette diminution du diamètre d'alésage se heurte à la contrainte d'échauffement du bobinage d'excitation (plus on réduit le diamètre d'alésage moins il y aura de place pour loger les bobines d'excitation) ce qui aura deux conséquences :

- La première conséquence concerne le circuit magnétique statorique qui sera surdimensionné et qui aura ainsi une masse conséquente. La Figure 3-27 montre l'évolution de la masse du fer stator en fonction de l'énergie annuelle produite pour les trois cas.
- La deuxième conséquence concerne les pertes Joules rotoriques. Comme l'algorithme d'optimisation cherche à minimiser le diamètre d'alésage, il sera contraint à diminuer les sections des conducteurs de la bobine d'excitation, augmentant ainsi les pertes Joules de la bobine d'excitation, ce qui aura un impact direct sur le rendement et sur l'énergie annuelle produite. La Figure 3-28 montre l'évolution des pertes Joules rotor en fonction de la masse des parties actives pour les trois cas (N_{epp} = 2, 3 et 4).

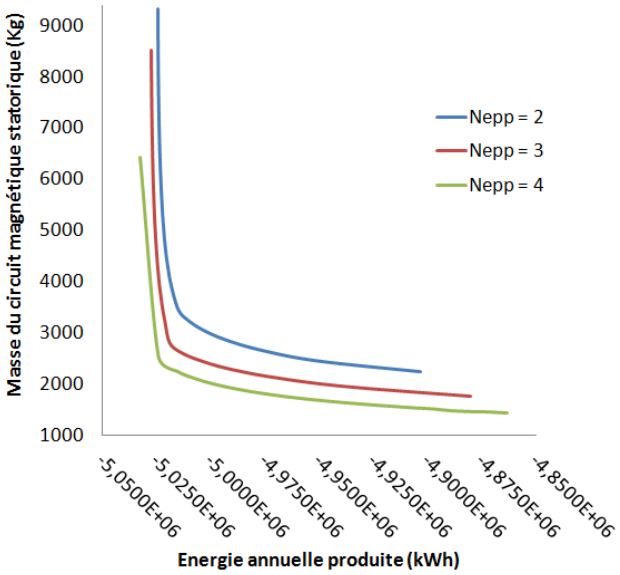


Figure 3-27 : Masse du circuit magnétique stator en fonction de l'énergie produite

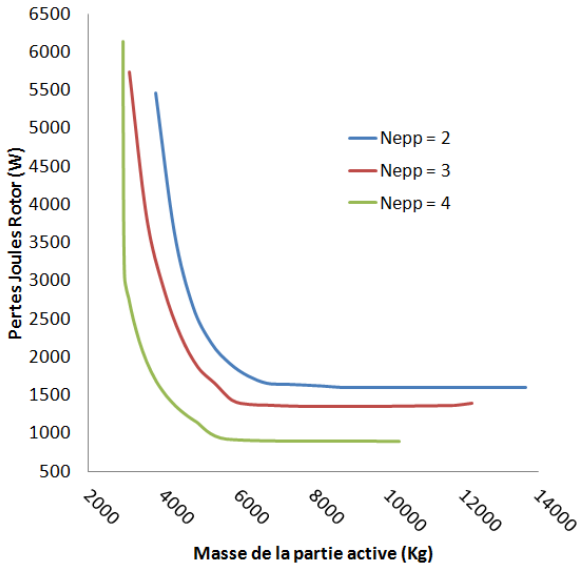


Figure 3-28 : Pertes Joules rotor en fonction de la masse de la partie active

Il faut noter que même si l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase améliore l'efficacité énergétique et réduit la masse de la machine, elle engendre un surcoût de fabrication dû au bobinage de la machine. Cependant, ce surcoût pourrait être négligeable devant le gain énergétique que peut apporter l'augmentation du N_{epp}.

IV.2.b. Evolution du front de Pareto en fonction de la fréquence d'alimentation

Dans cette partie on choisit un nombre d'encoches par pôle et par phase égal à 4 et on regarde l'influence de la fréquence d'alimentation sur le front de Pareto. Trois cas seront considérés : des vitesses de rotation nominales de 600 tr/min, 750 tr/min et 900 tr/min correspondant à des fréquences de 40 Hz, 50 Hz et 60 Hz. Il faut noter que seul le dimensionnement du générateur est pris en compte, le dimensionnement du multiplicateur est du convertisseur statique n'est pas inclus dans cette étude.

La Figure 3-29 montre l'évolution des fronts de Pareto « énergie annuelle produite / masse des parties actives » pour les 3 cas de fréquence d'alimentation. On remarque que plus la fréquence augmente plus le front de Pareto tend vers des machines plus efficaces et plus légères. Cependant, il faut noter qu'à partir d'une certaine masse, la fréquence n'a plus d'influence. En fait, sur la Figure 3-29 on remarque que les fronts de Pareto se rejoignent pour des masses supérieures à environ 9000 Kg.

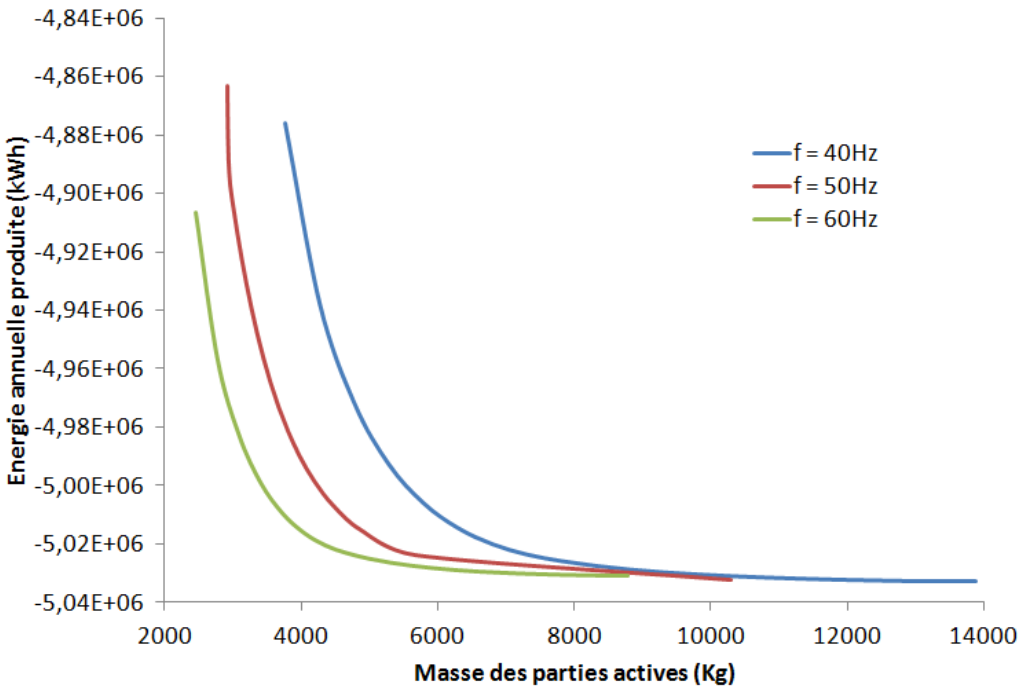


Figure 3-29 : Fronts de Pareto Energie / Masse pour différentes fréquence d'alimentation

Pour interpréter l'évolution du front de Pareto en fonction de la fréquence il faut tout d'abord se référer à la relation (3.6) qui définit la tension à la sortie du générateur.

$$V = k_1 I + k_2 f\varphi \tag{3.6}$$

où : - k_1 est un coefficient qui dépend de la charge, de la résistance et de l'inductance du générateur,

- k_2 est un coefficient qui dépend du bobinage (nombre de spires, répartition, distribution…),

- I est le courant dans le bobinage d'induit,

- f fréquence de la tension,

- φ est le flux dans l'entrefer de la machine.

Comme l'amplitude de la tension à la sortie de l'induit est fixe, une augmentation de la fréquence nécessite une réduction du flux dans le circuit magnétique et donc une réduction des inductions des parties ferromagnétiques. Ainsi pour des masses équivalentes, la machine ayant la fréquence la plus élevée est la moins saturée. Tandis que pour des niveaux d'inductions équivalents, la machine ayant la fréquence la plus élevée est la plus légère. Il faut aussi noter que comme ce type de générateur est peu saturé, le facteur le plus influent sur les pertes fer est la masse. Ainsi, même si la fréquence augmente le fait de réduire la masse contribue à réduire les pertes fer. Sur la Figure 3-30 on peut voir l'évolution des masses fer rotor et fer stator en fonction de l'énergie annuelle produite. Les graphes de la Figure 3-30 confirment bien la diminution de la masse avec l'augmentation de la fréquence.

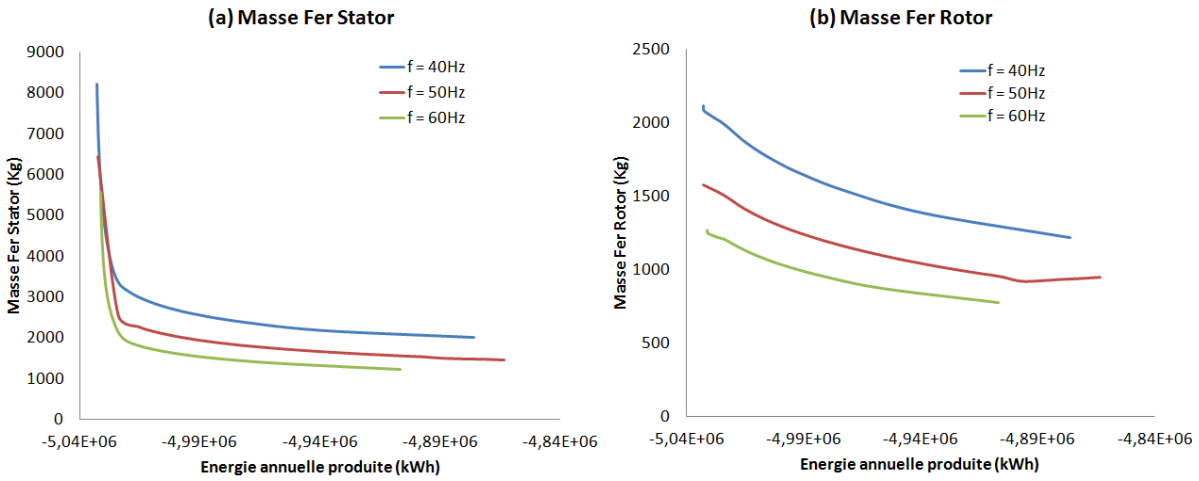


Figure 3-30 : Masse du fer stator (a) et masse du fer rotor (b) en fonction de l'énergie annuelle produite

IV.2.c. Evolution du front de Pareto en fonction de la plage de vitesse de vent

Dans cette partie on garde un nombre d'encoches par pôle et par phase égal à 4, de plus on fixe la fréquence (à la vitesse nominale) à 50 Hz. La plage de variation de la vitesse de vent est réduite à [5m/s 25m/s] au lieu de [3m/s 25m/s] ce qui réduit le nombre d'heures de fonctionnement annuel à 7428 heures/an au lieu de 8296 heures/an.

La Figure 3-31 montre les fronts de Pareto obtenus pour les deux cas de plage de vitesse du vent. On remarque que la réduction de la plage de vitesse permet d'avoir des machines plus légères à énergie produite égale. Cependant cette tendance s'inverse à partir d'un certain point.

L'explication de cette évolution se trouve dans la relation (3.6). En effet, le point dimensionnant du circuit magnétique est celui correspondant à la vitesse de fonctionnement la moins élevée, qui coïncide avec le flux d'entrefer maximal et donc aux niveaux de saturations les plus élevés. Le fait de passer d'une vitesse de vent minimale de 3m/s à 5m/s permet une réduction du flux de 40% et ainsi une diminution de la saturation de 40% (3/5). D'un autre point de vue, si on garde les mêmes niveaux de saturation, il est évident que le cas où la plage de vitesse de vent utile commence à 5m/s correspondra à des machines plus légères.

Par contre la réduction de la plage de vitesse de vent implique la réduction du nombre d'heures de fonctionnement de presque 11% ce qui explique la limitation de l'énergie produite et ainsi l'inversement des tendances des fronts de Pareto à partir de 5,01 10^6 kWh d'énergie annuelle produite. En effet, cette zone du front de Pareto correspond aux machines de fortes masses et donc de rendements équivalents.

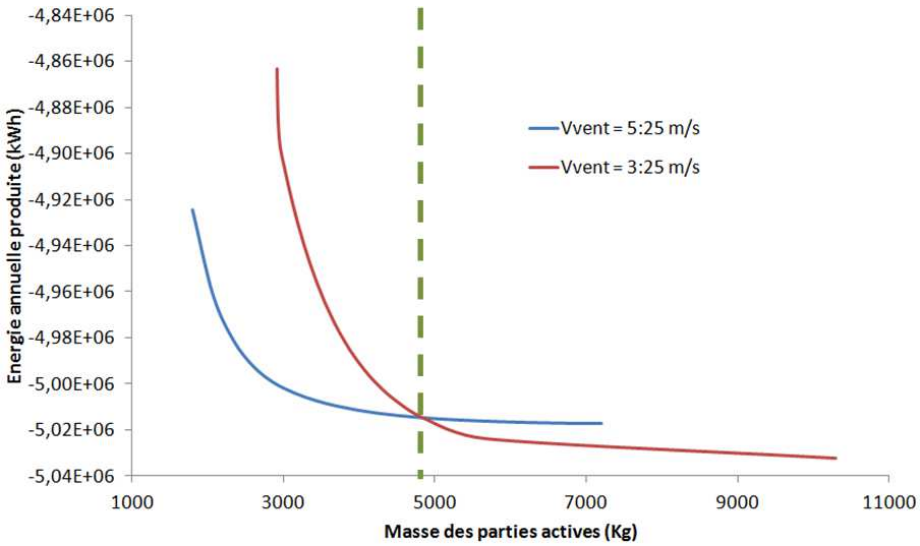


Figure 3-31 : Fronts de Pareto pour deux cas de plages de vitesses de vent utiles

IV.2.d. Comparaison des fronts de Pareto d'une GSDE et d'une GSPS

Dans le but de montrer l'apport volumique et énergétique de la technologie à double excitation, on compare les fronts de Pareto d'une GSDE et d'une GSPS. Les deux machines ont le même nombre d'encoches par pôle et par phase ainsi que la même fréquence à la vitesse nominale. La plage de variation du vent utile est de 3m/s à 25m/s pour les deux machines.

Sur la Figure 3-32 on peut voir les fronts de Pareto pour les deux types de générateur. On remarque la supériorité en termes d'efficacité énergétique et de puissance volumique de la GSDE par rapport à la GSPS et ce dans tous les cas.

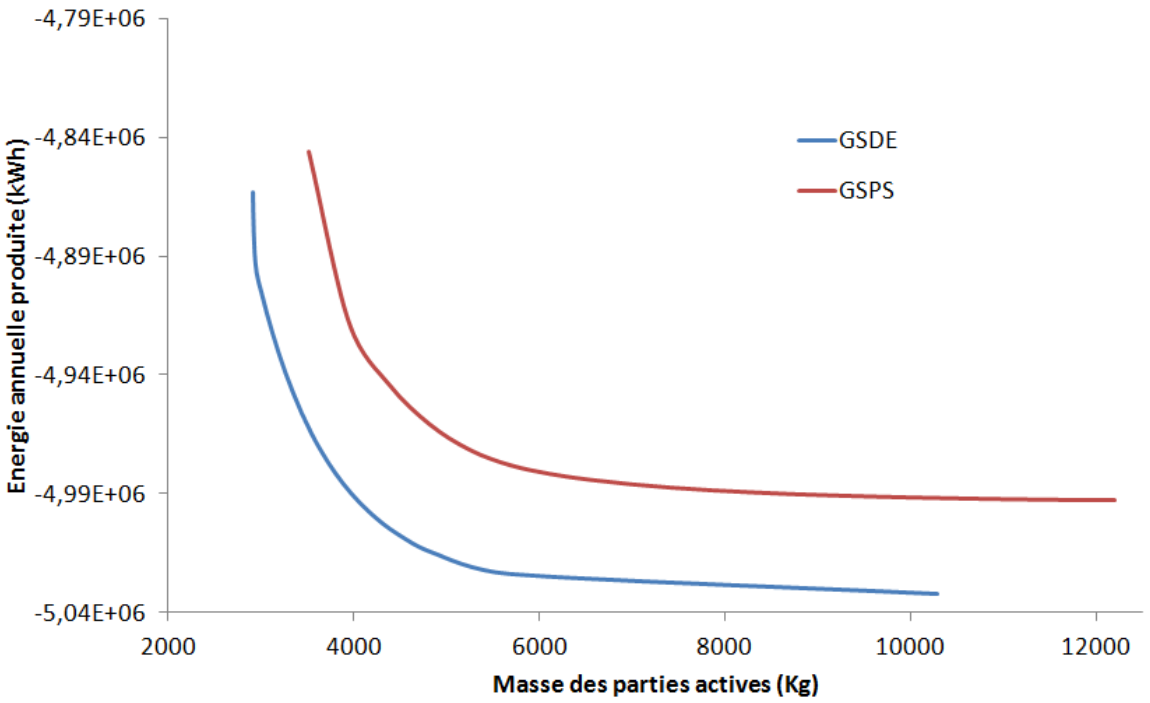


Figure 3-32 : Fronts de Pareto Energie produite/Masse des parties actives pour deux types de générateurs éoliens

L'écart énergétique entre les deux technologies provient de l'amélioration du rendement par l'utilisation des aimants permanents. En fait la GSDE a beaucoup moins de pertes Joules d'excitation que la GSPS. La Figure 3-33 illustre cette différence de pertes Joules rotorique.

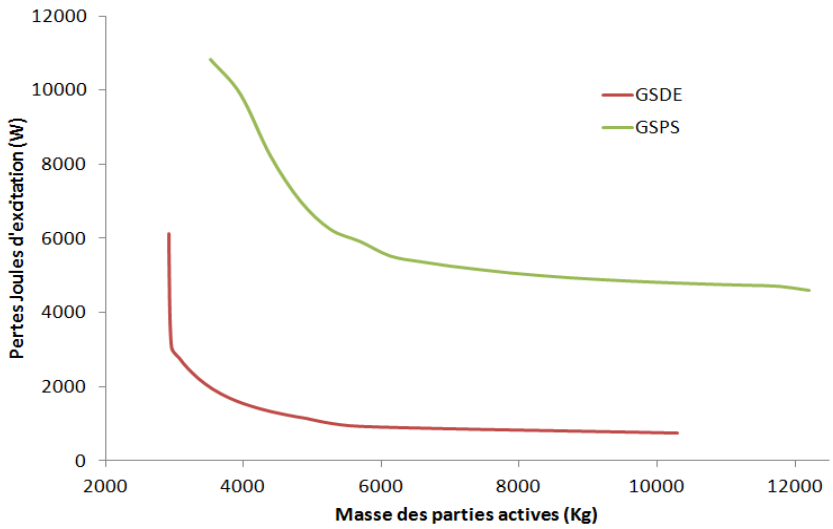


Figure 3-33 : Pertes Joules d'excitation en fonction de la masse des parties actives des deux types de générateurs éoliens

L'écart d'un point de vue masse des parties actives est dû à l'utilisation de sections de cuivre plus grandes dans le cas de la GSPS, ce qui augmente la masse de la bobine d'excitation. De plus, cette augmentation de section du cuivre engendre une augmentation du volume de la bobine d'excitation, ce qui va nécessiter une augmentation de l'espace inter polaire afin de les loger. Ceci va conduire à une augmentation du diamètre d'alésage et donc une augmentation de la masse du fer rotor. Sur la Figure 3-34 on peut voir l'évolution du diamètre d'alésage ainsi que l'évolution de la masse du rotor en fonction de l'énergie annuelle produite pour les deux types de générateurs.

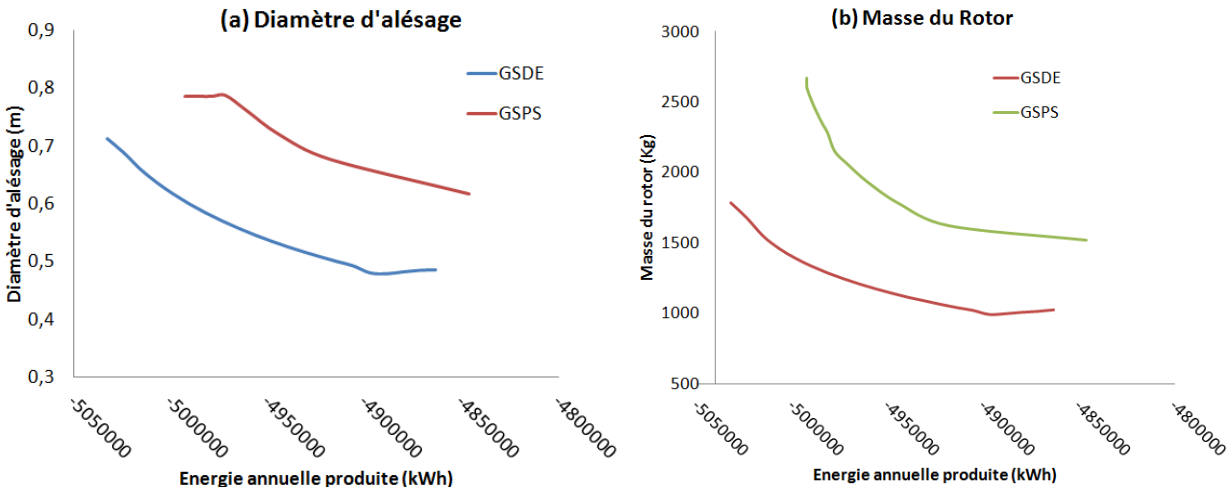


Figure 3-34 : Diamètre d'alésage et masse du rotor en fonction de l'énergie annuelle produite des deux types de générateurs éoliens

IV.2.e. Conclusion

Dans ce paragraphe on a vu que l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase ainsi que l'augmentation de la fréquence d'alimentation (à vitesse nominale) améliorent le front de Pareto « Energie / Masse ». Cependant, pour une meilleure étude de l'influence de ces paramètres, il est nécessaire d'établir un modèle de coût et une modélisation du multiplicateur mécanique et du convertisseur statique.

La comparaison entre une GSPS et une GSDE a montré que cette dernière est mieux adaptée pour une application en générateur éolien. En effet, la GSDE présente des meilleures performances énergétiques et massiques que la GSPS.

IV.3. Etude d'un cas particulier d'un générateur éolien

Dans cette partie de l'étude nous allons affiner le problème d'optimisation pour le transformer en un problème mono-objectif. Ainsi notre but sera de trouver la machine la plus efficace énergétiquement mais ayant une masse des parties actives inférieure à 4000 Kg. Les variables du problème d'optimisation sont celles du Tableau 3-2. Les contraintes sont celle du Tableau 3-3 auxquelles on ajoute une contrainte sur la masse des parties actives. L'objectif unique est la maximisation de l'énergie annuelle produite.

Cette étude confirmera les résultats du paragraphe IV.2, en plus elle permettra le suivi de l'évolution de certains paramètres de dimensionnement ou de performance tel que le Taux d'Hybridation (*ToHy*) et le rendement. Rappelons que le Taux d'hybridation est définit par la relation (1.8) du Chapitre I. Ainsi, nous verrons l'évolution de ces paramètres pour des fréquences nominales différentes et pour plusieurs cas de distributions de Weibull.

Il faut noter que le problème d'optimisation (variables et contraintes) est défini dans le paragraphe IV.1.b.

IV.3.a. Evolution des performances pour plusieurs cas de fréquences nominales

Dans ce paragraphe nous comparons trois machines optimales ayant des fréquences nominales différentes. Nous imposons un nombre d'encoches par pôle et par phase égal à 4. Le calcul est réalisé pour des plages de vitesse de vent variant de 3 à 25 m/s.

Le Tableau 3-4 donne les principales dimensions des trois machines optimales obtenues. On remarque que le passage d'une fréquence nominale de 40 Hz à 60 Hz permet une réduction du volume, à masse égale, de 61 %. On remarquera aussi l'augmentation de l'énergie annuelle produite avec l'augmentation de la fréquence. En terme de pourcentage cette augmentation est faible mais si on considère que le kWh éolien est vendu à 0,08 €, la solution à 60 Hz permet un

gain de 8344 €/an soit 166880 € sur une durée de vie de 20 ans, ce qui représente 16% de l'investissement initial si l'éolienne est « on shore » et 5,5% si l'éolienne est « offshore » [ADEME_05].

Cependant, il faut noter que cette étude ne tient pas compte du dimensionnement de l'électronique de puissance et du multiplicateur mécanique dont les coûts peuvent augmenter et les rendements peuvent chuter quand la fréquence augmente. Finalement, on constate que le taux d'hybridation reste constant pour les trois cas.

Désignation	Machine 1	Machine 2	Machine 3
Fréquence (Hz)	40	50	60
Energie annuelle (kWh)	$4{,}9112\ 10^6$	$4{,}9910\ 10^6$	$5{,}0155\ 10^6$
Diamètre d'alésage (mm)	675	635	550
Diamètre extérieur (mm)	909	852	739
Longueur fer (mm)	1200	846	694
Entrefer (mm)	9,5	7,2	4,3
Epaisseur aimant (mm)	10,5	9,5	8
Volume (m^3)	0,778	0,482	0,297
Taux d'hybridation (%)	65	65	65

Tableau 3-4 : dimensions générales des machines optimales (différentes fréquences)

La Figure 3-35 montre la variation du courant d'excitation et la variation du rendement en fonction de la vitesse du vent.

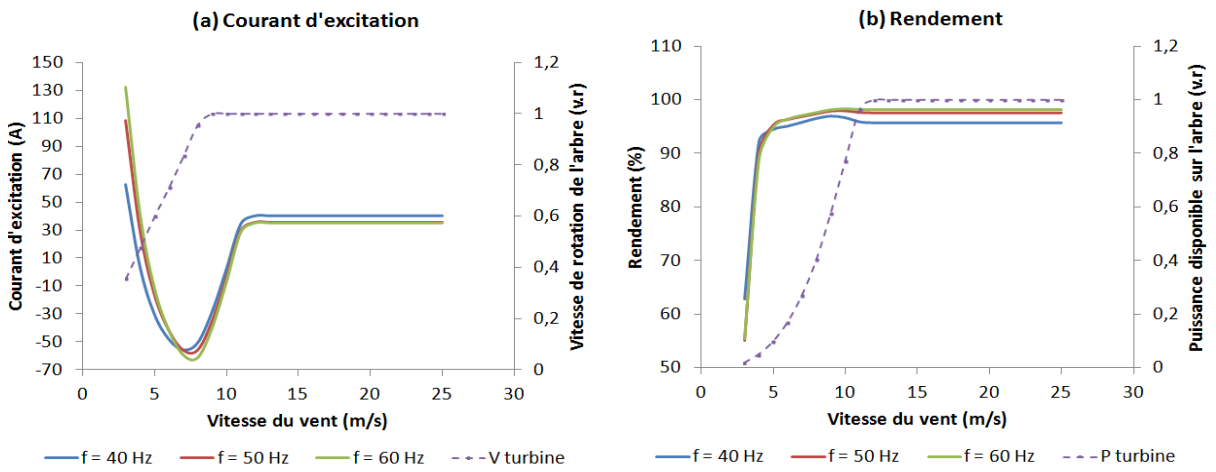


Figure 3-35 : Variation du courant d'excitation (a) et du rendement (b) en fonction de la vitesse du vent pour trois cas de fréquence nominale

On remarque que le courant d'excitation est à son maximum lorsque la vitesse de rotation est à son minimum. En effet, pour garder un flux constant, donc une tension constante, il faut augmenter le courant d'excitation lorsque la vitesse est faible. Ces constations vérifient les remarques du paragraphe IV.2.b. On remarque aussi que le courant d'excitation décroît avec l'augmentation de la vitesse de l'arbre. La partie où le courant d'excitation est négatif, correspond à la zone de défluxage où l'on cherche à réduire le flux créé par les aimants permanents. Ensuite, le courant d'excitation augmente pour se stabiliser lorsque la puissance fournie par la turbine au générateur atteint le point de fonctionnement nominal. Sur la Figure 3-35 (b), on peut voir que le rendement augmente considérablement lorsque la vitesse du vent dépasse 5 m/s. Ce résultat confirme les remarques du paragraphe IV.2.c où l'on constate qu'en dessous d'une certaine masse, le fonctionnement sur une plage de vitesse de vent réduite ([5 25 m/s] au lieu de [3 25 m/s]) peut être énergétiquement plus avantageux.

IV.3.b. Evolution des performances pour plusieurs cas de distribution annuelle du vent

Dans cette partie nous allons nous intéresser à l'influence de la distribution de Weibull sur le dimensionnement et les performances du générateur. Trois cas sont étudiés : le premier cas correspond à la distribution définie précédemment sur la Figure 3-25 et qui est centrée sur une vitesse de vent de 8 m/s. La deuxième distribution est centrée autour d'une vitesse de vent de 13 m/s, tandis que la troisième distribution est centrée sur une vitesse de vent de 17 m/s. On peut voir les trois distributions sur la Figure 3-36. La fréquence nominale ainsi que le nombre d'encoches de paires de pôles sont fixés respectivement à 50 Hz et à 4 encoches.

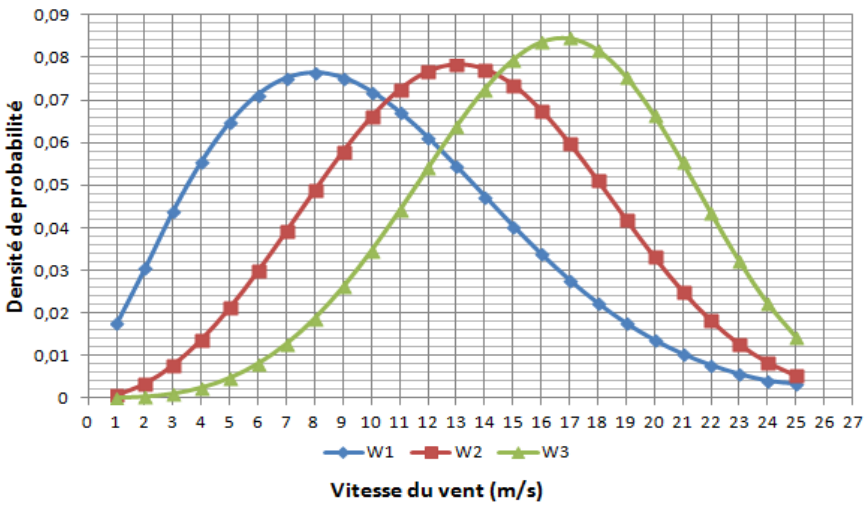


Figure 3-36 : Trois cas de distribution de Weibull

Dans le Tableau 3-5 on peut voir les dimensions principales des machines optimales dans les trois cas de distributions du vent. L'énergie annuelle produite augmente quand la vitesse de vent, la plus probable, tend vers des vitesses correspondantes à la vitesse nominale de la génératrice. Le Tableau 3-5 montre que les machines optimales obtenues ont des géométries et des volumes équivalents. Cependant l'énergie produite, par exemple dans le cas de la distribution W3, est 50 % supérieure au cas de la distribution W1. Si on traduit cette différence en euros, on constate que le cas où la distribution du vent suit la loi W3 rapporte 40335€ de plus par an que la loi W1, soit 806700€ sur une durée de vie de 20 ans (prix de vente du kWh égal à 0,08€).

Désignation	Machine 1	Machine 2	Machine 3
Distribution de Weibull	W1	W2	W3
Energie annuelle (kWh)	$4{,}9910\ 10^6$	$6{,}6632\ 10^6$	$7{,}5074\ 10^6$
Diamètre d'alésage (mm)	635	625	625
Diamètre extérieur (mm)	852	846	830
Longueur fer (mm)	846	850	867
Entrefer (mm)	7,2	6,7	6,1
Epaisseur aimant (mm)	9,5	10,5	11,3
Volume (m^3)	0,482	0,477	0,468
Taux d'hybridation (%)	65	70	74

Tableau 3-5 : dimensions générales des machines optimales pour différentes distributions de Weibull

Contrairement au cas précédent (différentes fréquences nominales), le taux d'hybridation change quand la distribution de Weibull change. En fait, plus les vitesses les plus probables augmentent et coïncident avec la zone de fonctionnement à vitesse constante de la génératrice plus le taux d'hybridation augmente. En effet, l'algorithme d'optimisation cherche à minimiser le courant d'excitation dans les zones de fonctionnement les plus probables et ainsi augmenter la part du flux créé par les aimants permanents, d'où l'augmentation du *ToHy*. La Figure 3-37(a) illustre la variation du courant d'excitation en fonction de la vitesse du vent pour les trois cas de distributions de Weibull.

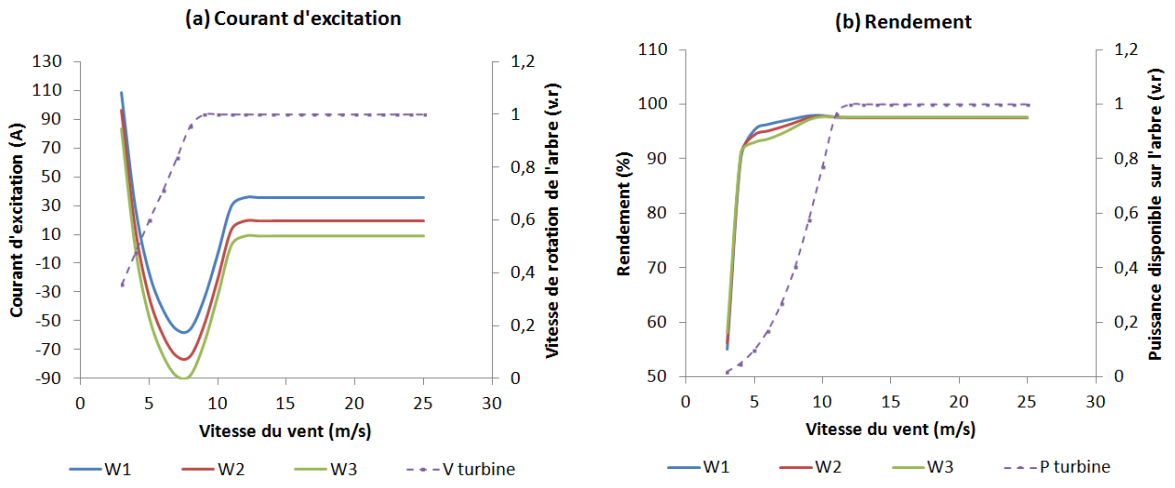


Figure 3-37 : Variation du courant d'excitation (a) et du rendement (b) en fonction de la vitesse du vent pour trois cas de distribution de Weibull

Le rendement, présenté par la Figure 3-37(b), évolue à peu près de la même manière pour les trois cas de distribution. Cependant, le fait que les rendements maximaux coïncident avec les zones de fonctionnement les plus probables (cas de W3 et partiellement W2) contribue à l'augmentation importante de l'énergie annuelle produite. Ainsi, on peut conclure que le choix du site d'implantation d'une éolienne joue un rôle très important pour en extraire le maximum d'énergie.

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a commencé par le calcul numérique de l'induction dans l'entrefer de la machine étudiée afin d'observer son contenu harmonique. L'optimisation de la forme du pôle, dans le but de minimiser les harmoniques qui peuvent être responsables du bruit magnétique et qui peuvent dégrader le THD de la tension composée, a été abordée. En effet, la modification de l'ouverture polaire et de l'entrefer supplémentaire permet la minimisation du THD de l'induction sans pour autant affecter l'amplitude du fondamental de manière significative.

Ensuite l'étude de la GSDE en générateur fonctionnant à vitesse constante a été élaborée. Cette partie a permis de mettre l'accent sur l'apport énergétique (l'amélioration du rendement et de la puissance massique) de la GSDE par rapport à la GSPS en fonctionnement isolé ou connectée à un réseau puissant. En outre, le taux d'hybridation présente un degré de liberté supplémentaire qui, connaissant l'évolution de la charge durant son cycle de vie, permet un dimensionnement énergétiquement optimal de la machine.

Enfin, la dernière partie du chapitre a été consacrée à l'étude de la GSDE en générateur éolien. On a vu que l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase ainsi que l'augmentation de la fréquence, conduisent à des machines optimales plus efficaces et plus légères. Cependant, pour une étude plus pertinente de l'influence de ces paramètres, il est nécessaire d'établir un modèle de coût et d'intégrer le convertisseur statique et le multiplicateur dans l'étude. Finalement, la comparaison des fronts de Pareto « masse/énergie » de la GSDE et de la GSPS a montré que la technologie à double excitation aboutit à **des solutions beaucoup plus intéressantes** que la technologie classique.

Dans le but de justifier cet apport énergétique de la GSDE, un prototype a été réalisé. Le chapitre IV décrit le prototype réalisé et les essais effectués.

CHAPITRE 4 : Dimensionnement par optimisation et résultats d'essais d'un prototype de Générateur Synchrone à Double Excitation

I. INTRODUCTION

La modélisation numérique par des modèles analytiques ou des modèles éléments finis n'est pas suffisante pour l'investigation d'un nouveau type de machine électrique. En effet, les modèles numériques sont nécessaires pour le dimensionnement et le calcul des performances d'une machine mais restent incapables de déceler toutes les problématiques liées à la fabrication et à la mise en œuvre de nouvelle technologie.

Dans ce chapitre, nous allons étudier un prototype d'une GSDE de puissance 1MVA. Tout d'abord, nous commençons par le dimensionnement par optimisation de la machine [AMM_13]. Cette procédure sera effectuée en deux étapes ; la première étape sera dédiée au dimensionnement global du prototype, tandis que la deuxième étape sera consacrée au dimensionnement de l'épanouissement polaire rotorique. Les données et les plans de fabrication du prototype sont répartis sur les annexes suivantes :

- Annexe V : Dimensions géométriques et caractéristiques du prototype,
- Annexe VI : Quelques plans de fabrication du prototype,
- Annexe VII : Schéma panoramique du bobinage du prototype.

Ensuite, nous présenterons le prototype et son instrumentation. En effet, le prototype est équipé de sondes à effet Hall et de sondes de température installées sur le stator et sur le rotor.

Enfin, les résultats des essais seront présentés. Les essais ont été réalisés en deux séries : la première série d'essais est réalisée sur le prototype avant le collage des aimants permanents, ainsi le prototype représente à ce stade une GSPS. Ensuite, la deuxième série d'essais est réalisée après collage des aimants permanents, le prototype représente à ce stade une GSDE. Cette procédure vise à montrer les apports énergétiques de la double excitation. De plus, ces essais serviront à la validation du modèle multi-physique établi et défini dans le Chapitre II. Nous verrons par la suite, les causes les conséquences et les solutions d'un incident survenu lors des essais.

II. DIMENSIONNEMENT PAR OPTIMISATION D'UN PROTOTYPE DE GENERATEUR SYNCHRONE A DOUBLE EXCITATION

Dans cette première partie du chapitre, le dimensionnement par optimisation d'un prototype de GSDE de puissance 1MVA est réalisé. Le cahier des charges de la machine peut être résumé par les données du Tableau 4-1.

Désignation	Unité	Valeur
Puissance apparente	kVA	1000
Tension composée d'alimentation	V	3000
Facteur de puissance nominal	-	0,8
Fréquence d'alimentation nominale	Hz	50
THD de la tension composée	%	THD < 5%
Nombre des phases et leur couplage	-	3 phases en étoile
Nombre de pôles	-	8
Vitesse / Survitesse	tr/min	750 / 900
Classe d'isolation	-	Classe F
Montage	-	IM 1001
Protection	-	IP 23
Refroidissement	-	IC0A1
Classe d'échauffement	-	Classe B
Type d'excitation	-	Excitation statique par jeu de bagues
Taux d'hybridation	%	30% < $ToHy$ < 40%
Pertes	kW	- Pertes fer < 9 kW - Pertes Mécaniques < 3 kW - Pertes Joules Stator < 10 kW - Pertes Joules Rotor < 10 kW - Pertes Supplémentaires < 3 kW
Rendement	%	Rendement > 96%
Type des paliers	-	Paliers à roulements

Tableau 4-1 : Récapitulatif du cahier des charges du prototype

Le code IC01A du mode de refroidissement signifie que la machine est refroidie par l'air qui est prélevé puis retourné librement et directement dans le milieu environnant. De plus, la circulation d'air dépend de la vitesse de rotation. Pour plus de détails sur les modes de refroidissement il faut se référer à la norme CEI 60034-6 [CEI_34-6].

En partant du cahier des charges, on procède au dimensionnement du prototype. Les paragraphes suivants présentent la démarche et les résultats.

II.1. Dimensionnement par optimisation du prototype

La première étape du dimensionnement du prototype est consacrée au calcul des dimensions optimales de la machine. L'utilisation d'une carcasse existante pour accueillir la lanterne de la GSDE nous impose certaines dimensions et contraintes à savoir : la longueur du fer qui doit être égale à 750 mm, le diamètre d'alésage qui doit être inférieur à 620 mm et le diamètre extérieur qui doit être égal à 860 mm. De plus, le nombre d'encoches par pôle et par phase sera fixé à 4 (96 encoches au total). Le graphe de la Figure 4-1 décrit la forme générale du problème de dimensionnement par optimisation du prototype. Le problème d'optimisation est un problème mono-objectif où l'on cherche à maximiser le rendement en variant des paramètres géométriques et des paramètres de dimensionnement.

Quant aux contraintes du problème, elles sont de nature magnétique, électrique, thermique et géométrique. Le taux d'hybridation est introduit comme une contrainte, il est limité à 35%. Le modèle multi-physique du Chapitre II est utilisé pour l'optimisation.

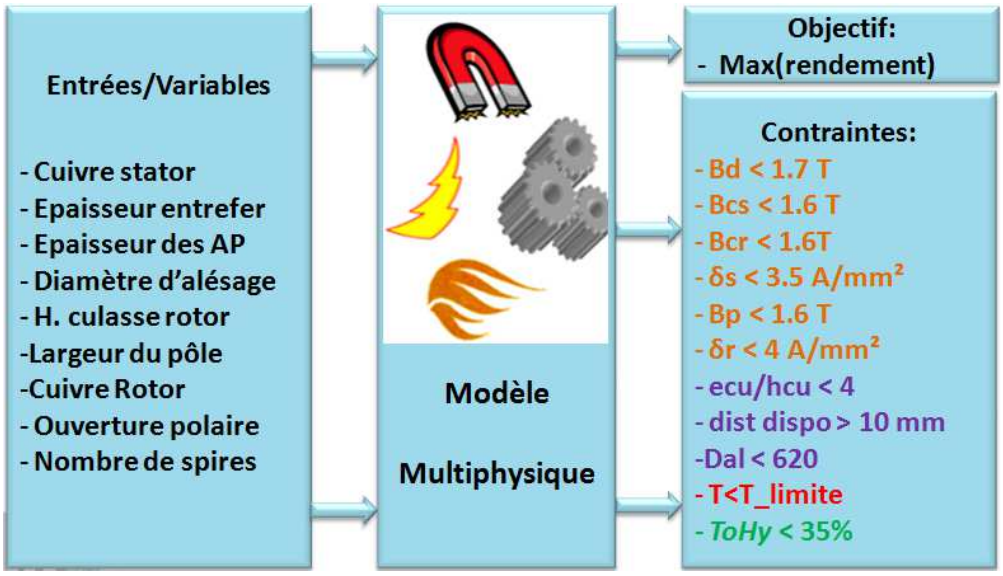


Figure 4-1 : Forme générale du problème d'optimisation pour le dimensionnement du prototype

L'algorithme d'optimisation utilise la méthode déterministe « SQP ». Ainsi, les variables discrètes, comme le nombre de conducteurs par encoche, le nombre de spires rotor et les dimensions des cuivres statoriques et rotoriques, sont définies comme des variables continues qui sont corrigées manuellement à la fin de l'optimisation.

L'utilisation de la méthode SQP nécessite la détermination d'un point initial pour commencer l'optimisation. Le calcul du point initial est fait suivant une méthode analytique simple incluant des formules développées suivant l'expérience des concepteurs des machines électriques de l'entreprise JEUMONT ELECTRIC. Cette méthode est définie dans l'annexe VIII. Le Tableau 4-2 regroupe les variables d'optimisation en donnant leurs valeurs initiales, leurs bornes minimales et leurs bornes maximales.

Désignation	Notation	Unité	Initial	Min	Max
Largeur du conducteur stator	l_{cu}	mm	7,63	1	15
Epaisseur du conducteur stator	e_{cu}	mm	2,09	1	5
Epaisseur de l'entrefer magnétique	e_{min}	mm	5,35	2	10
Epaisseur des aimants permanents	e_a	mm	3,4	1	10
Diamètre d'alésage	D_a	mm	625	400	620
Hauteur de la culasse rotor	h_{cr}	mm	40	30	100
Largeur d'un pôle rotor	l_p	mm	80	50	150
Largeur d'un conducteur rotor	l_{cur}	mm	16,66	1	30
Epaisseur d'un conducteur rotor	e_{cur}	mm	2	1	5
Facteur de l'ouverture polaire	β	-	0,7	0,6	0,8
Nombre de conducteurs par encoche	n_{ce}	-	20,5	10	30
Nombre de spires par pôle rotor	N_{sr}	-	54	20	80

Tableau 4-2 : Valeurs initiales et bornes des variables d'optimisation

Le Tableau 4-3 montre le résultat de l'optimisation. La colonne « Valeur calculée » regroupe la valeur retournée par l'algorithme d'optimisation. La colonne « Valeur corrigée » regroupe le résultat final après la correction manuelle de certaines variables discrètes mais définies continues lors de l'optimisation.

Désignation	Unité	Valeur calculée	Valeur corrigée
Diamètre extérieur	mm	Confidentiel	
Diamètre d'alésage	mm		
Largeur du pôle	mm		
Epaisseur aimant	mm		
Epaisseur entrefer	mm		
Taux d'hybridation	%		
Nombre de conducteurs par encoche	-	Confidentiel	Confidentiel
Nombre de spires par pôle rotor	-		
Largeur cuivre stator	mm		
Hauteur cuivre stator	mm		
Largeur cuivre rotor	mm		
Hauteur cuivre rotor	mm		
Ouverture polaire	-		
Rendement	%	Confidentiel	

Tableau 4-3 : Dimensions principales du prototype de GSDE

Pour trouver les variables optimales, l'algorithme d'optimisation a fait 270 évaluations de la fonction objectif pendant un temps total de 420 secondes. Il faut noter que l'optimisation part d'un seul point initial ; celui du Tableau 4-2.

L'annexe V regroupe toutes les dimensions et les caractéristiques générales du prototype.

II.2. Dimensionnement par optimisation de la géométrie de l'épanouissement polaire

Maintenant que les dimensions principales sont obtenues, la deuxième étape du dimensionnement par optimisation du prototype va permettre de déterminer la géométrie de l'épanouissement polaire. En effet, les harmoniques de l'induction d'entrefer sont à l'origine du bruit magnétique que peut générer la machine. De plus, ces harmoniques dégradent le THD de la tension composée. Ainsi, dans le but d'avoir une forme d'induction d'entrefer la plus sinusoïdale possible, on a défini le problème d'optimisation suivant :

- Objectif : un seul objectif qui est la minimisation du THD de l'induction de l'entrefer.
- Variables : trois variables à savoir l'ouverture polaire, l'ouverture polaire le long de l'entrefer constant et l'entrefer supplémentaire.

- <u>Contrainte :</u> Une seule contrainte. En fait, l'amplitude du fondamental de l'induction doit être supérieure à la valeur calculée grâce au modèle multi-physique lors de la 1ère étape du dimensionnement du prototype.

Le problème d'optimisation peut être mis sous la forme mathématique suivante :

$$\begin{cases} \min \quad f(x) \underset{x=\{\alpha,\beta,e_{\sup}\}}{=} THD = \dfrac{\sqrt{\sum_{i=3,5,7...}^{100} B_i^2}}{B_1} \\ \textit{respecte} \quad B_1 \geq B_{1\min} \\ \textit{avec} \quad 0.3 \leq \alpha \leq 0.7 \\ \quad 0.6 \leq \beta \leq 0.8 \\ \quad 0 \leq e_{\sup} \leq 4e_{\min} \end{cases} \tag{4.1}$$

La Figure 4-2 donne un aperçu général du problème d'optimisation de l'épanouissement polaire ainsi que la définition des différentes variables et contraintes.

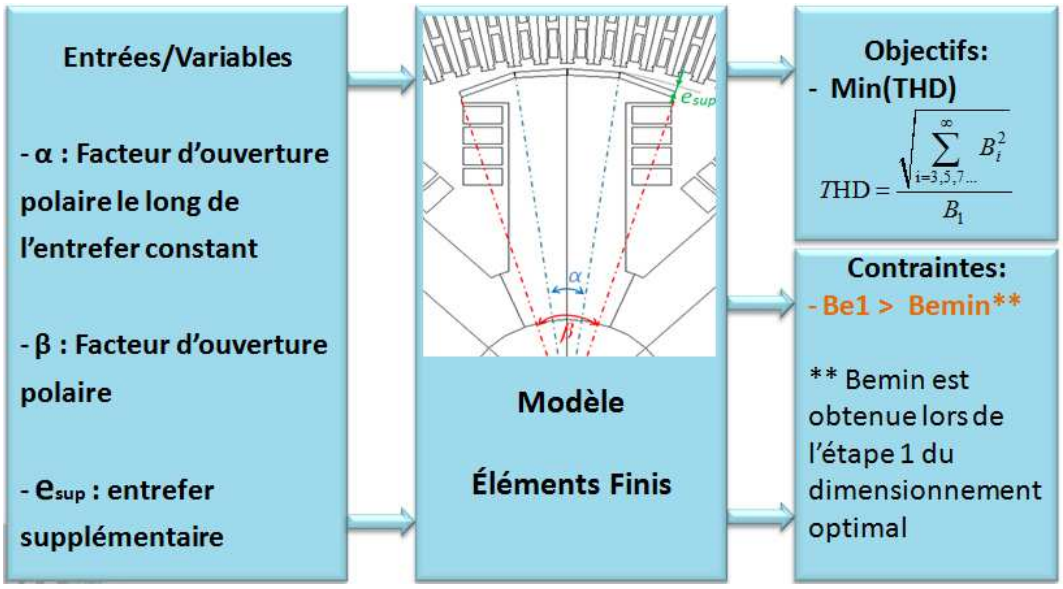


Figure 4-2 : Forme générale du problème d'optimisation de l'épanouissement polaire

Comme le problème d'optimisation est mono-objectif, on a utilisé la méthode SQP pour le dimensionnement par optimisation de l'épanouissement polaire. Le modèle de la machine est un modèle éléments finis statique. Le Tableau 4-4 donne le point initial, le résultat de l'optimisation et les valeurs finales adaptées pour la fabrication du prototype.

Désignation	Unité	Valeur initiale	Valeur calculée	Valeur corrigée
Facteur de l'ouverture polaire le long de l'entrefer constant	-	0,5	0,478	0,48
Facteur de l'ouverture polaire	-	0,72	0,722	0,72
Entrefer supplémentaire	mm	2,5	3,08	3

Tableau 4-4 : Résultats de l'optimisation de la géométrie du pôle

Il faut noter que sur le prototype, les surfaces des pôles rotoriques sont facettées dans le but d'y coller des aimants permanents rectangulaires. Cette procédure apporte un gain économique et plus de facilité de fabrication car les aimants rectangulaires sont beaucoup moins chers et plus faciles à coller que les aimants arrondis.

II.3. Présentation du prototype et instrumentation

II.3.a. Aperçu général du prototype

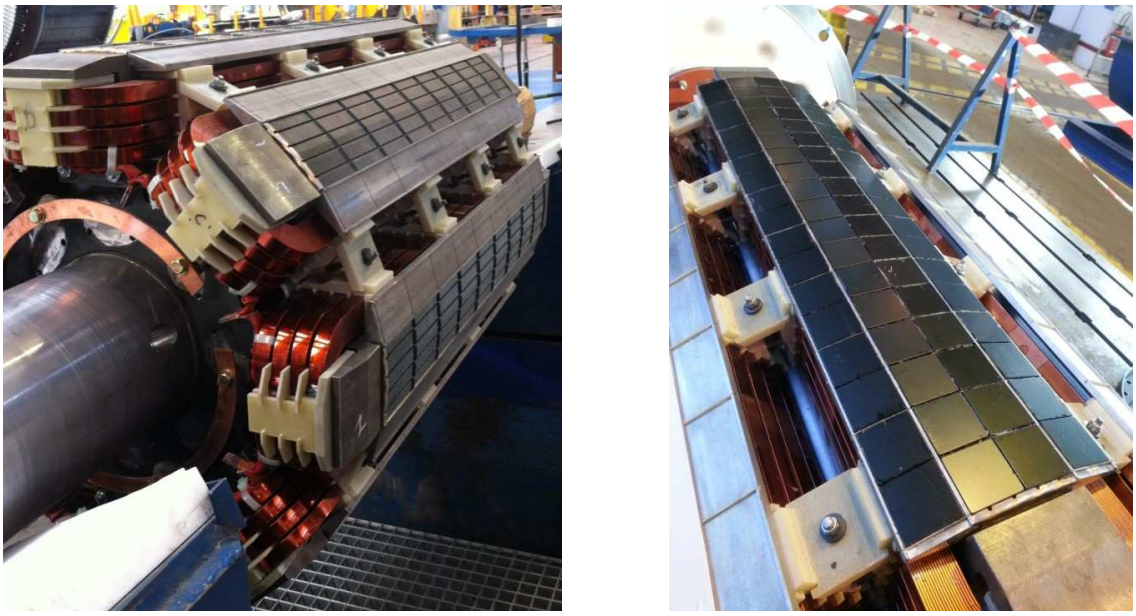
Les deux étapes de conception, dimensionnement par optimisation et optimisation de la forme du pôle de la machine, ont permis le calcul de la géométrie et les données de base du prototype.

II.3.a.i. Rotor du prototype

Le rotor de la machine est présenté sur la Figure 4-3. On peut voir sur la Figure 4-3 (a) le rotor avant le collage des aimants permanents. On distingue bien les surfaces facettées des pôles. Cette forme en facettes de l'épanouissement polaire aura une incidence sur l'induction dans l'entrefer de la machine qu'on verra lors de la présentation des résultats des essais. On remarque aussi la présence de tôles plus hautes que les autres introduites dans le but d'assurer une meilleure fixation des aimants et de limiter l'effet de répulsion entre deux aimants de même polarité.

On observe également sur la Figure 4-3(a) 4 pôles de la machine avec le bobinage concentrique autour des pôles. Le cuivre en arc de cercle permet la connexion des bobines des pôles rotoriques. Les 8 bobines des pôles rotoriques sont connectées en série.

La Figure 4-3 (b) montre un pôle après le collage des aimants permanents. Ces derniers sont des NeFeB.

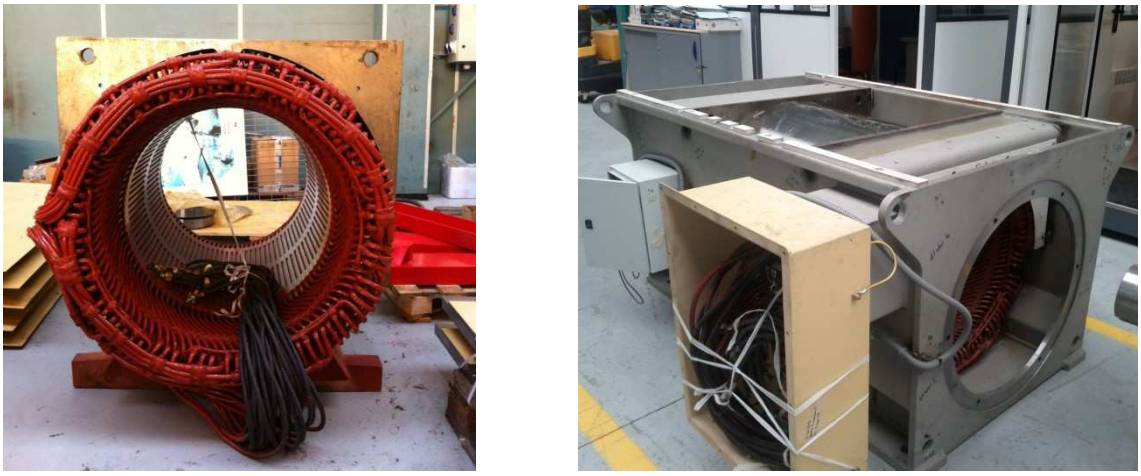


(a) Avant le collage des aimants permanents **(b) Après le collage des aimants permanents**

Figure 4-3 : Rotor du prototype avant (a) et après (b) le collage des aimants permanents

II.3.a.ii. Stator du prototype

Le stator a une structure classique. Sur la Figure 4-4 (a) on peut voir le stator bobiné seul. Un schéma panoramique du bobinage est présenté dans l'annexe VII. La Figure 4-4 (b) montre le stator installé dans sa carcasse. Le stator contient 96 encoches dans lesquelles on a logé un bobinage triphasé distribué à double couches. Chaque phase est composée de 4 circuits en parallèles. Le pas de bobinage est raccourci de 5/6ième dans le but de réduire les amplitudes des harmoniques de tension de rangs 5 et 7 [TI_D3420].



(a) Stator du prototype **(b) Stator dans la carcasse**

Figure 4-4 : Stator seul du prototype(a) et stator installé dans la carcasse (b)

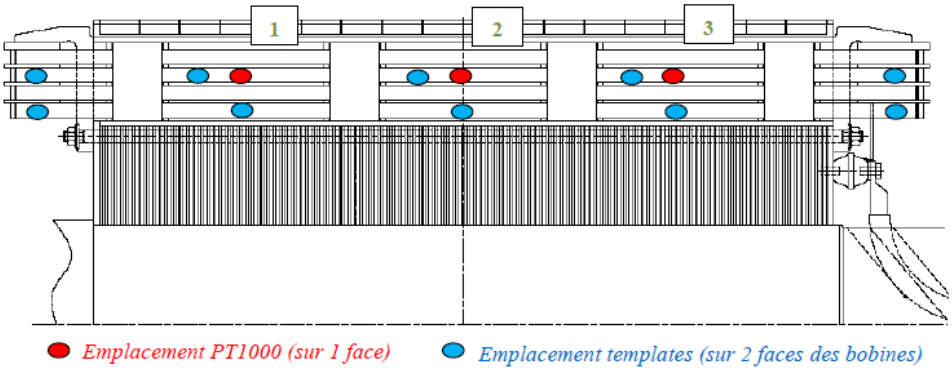
II.3.b. Instrumentation du prototype

Dans le but de suivre l'évolution des composantes thermiques et magnétiques, le prototype GSDE a été équipé de sondes de températures et de sondes à effet Hall.

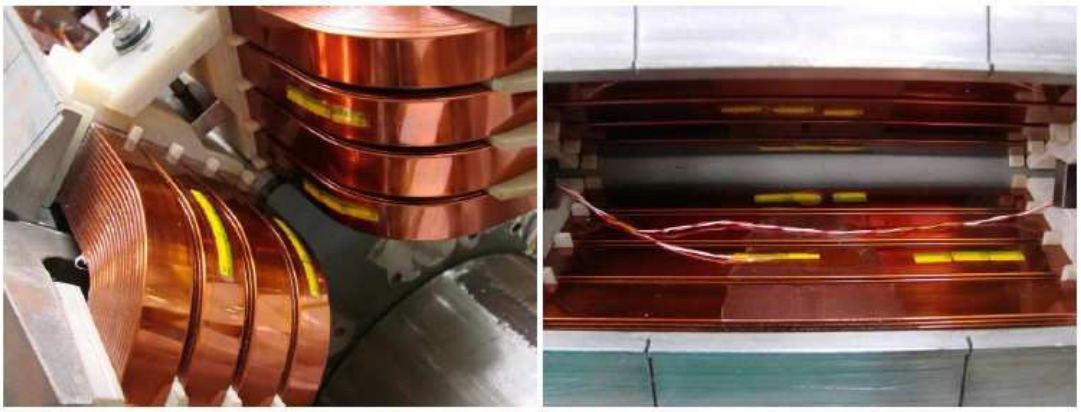
II.3.b.i. Sondes de température

Les sondes de température sont de type « PT1000 » et sont installées comme suit :

- 3 sondes au stator : 1 sonde pour chaque phase. Les sondes sont localisées dans les encoches 1, 33 et 65. La localisation des sondes est marquée sur le schéma de bobinage de l'annexe VII.
- 3 sondes au rotor : sur une spire moyenne d'un pôle rotor, une sonde a été installée du côté de l'entrée de l'air froid, une sonde au milieu et une dernière sonde du côté sortie de l'air chaud. En complément, des templates sont répartis sur la longueur et sur les têtes de bobines. La Figure 4-5 montre l'emplacement et des photos des sondes et des templates.



(a) Emplacement des sondes de température et des templates



(b) Photos des sondes de température et des templates

Figure 4-5 : Emplacement (a) et photos (b) des sondes de température et des templates fixés sur le rotor

II.3.b.ii. Sondes à effet Hall

Les sondes à effet Hall sont de type « Integrated Single-Axis Hall Probe 0YK » [SENIS] et permettent de mesurer des inductions de fréquences élevées allant jusqu'à 30 kHz. Une caractéristique importante, surtout si l'on veut mesurer les ondulations d'induction dues aux encoches ($\frac{96}{8} \times 2 \times 50 = 1200Hz$). Une deuxième caractéristique essentielle est la température maximale de fonctionnement. En effet, ce type de sonde peut fonctionner à des températures allant jusqu'à 100°C sans subir aucune déviation de mesure. Il faut noter que les sondes à effet Hall sont très fines (épaisseur de 0.5 mm). Elles sont installées comme suit :

- 1 sonde sous une dent du stator permettant la mesure de la variation de l'induction due à la succession des pôles rotoriques. La Figure 4-6 montre l'installation de cette sonde.

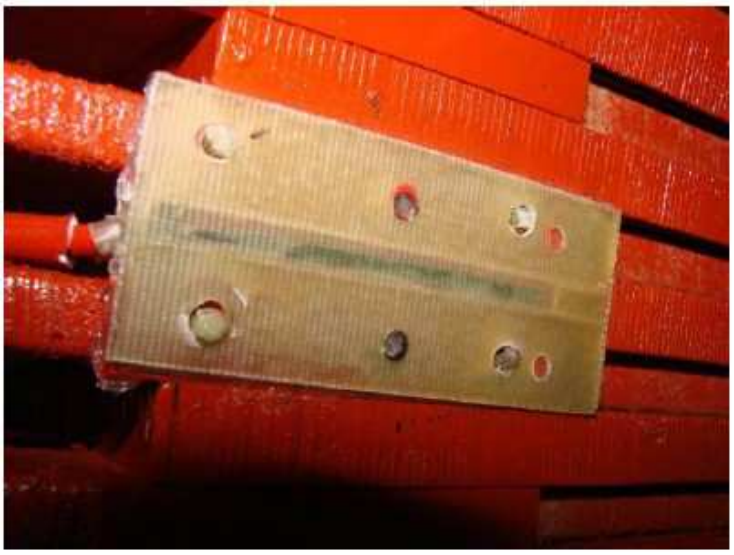


Figure 4-6 : Sonde à effet Hall installée sous une dent statorique

- 4 sondes sont installées sur un pôle rotorique que l'on peut voir sur la Figure 4-7. Les sondes A et D sont collées sur les côtés des cornes polaires (entre les pôles) et leur rôle est de donner une estimation du flux de fuite entre pôles. Quant aux sondes B et C, elles sont installées dans des fines échancrures à la surface d'un pôle de sorte qu'elles soient localisées en dessous des aimants permanents. Ces sondes serviront à la mesure de la variation de l'induction dans les aimants permanents. La variation d'induction est due à l'alternance encoche-dent et peut être à l'origine de pertes par courants induits dans les aimants permanents.

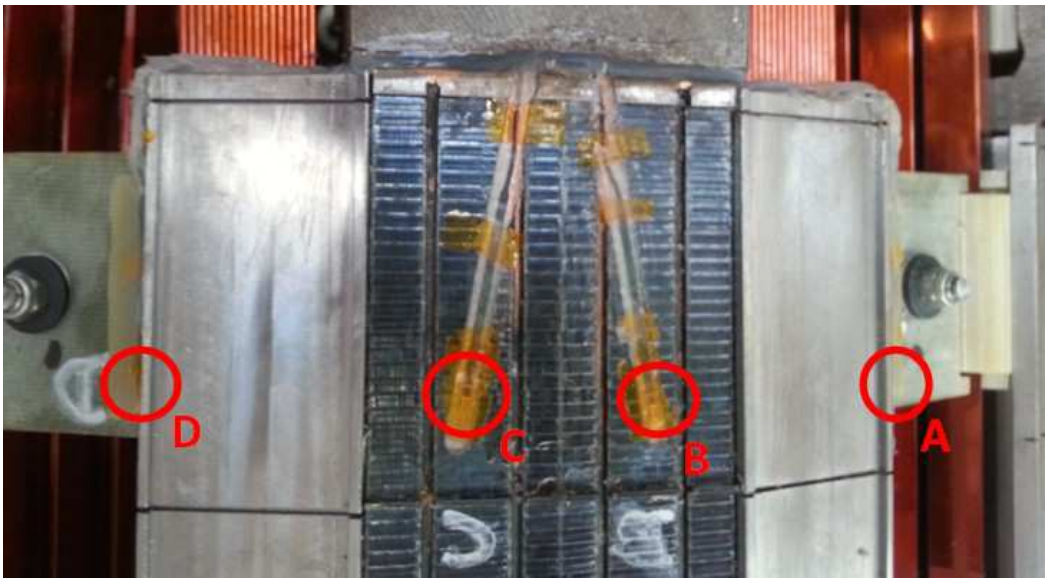


Figure 4-7 : Positions des sondes à effet Hall installées sur le pôle rotor

II.3.b.iii. Collecteur tournant

Les mesures des 4 sondes à effet Hall et des 3 sondes de température, installées sur le rotor, sont ramenées à l'extérieur de la machine par un collecteur tournant [SR_ERT]. Celui ci est installé en bout d'arbre, comme illustré par la Figure 4-8. Le collecteur tournant comporte 36 voies dédiées à la transmission des mesures et 6 voies dédiées à un encodeur de position intégré.

Figure 4-8 : Aperçu du collecteur de mesures tournant

II.3.b.iv. Sondes de courant

Chaque phase statorique est composée de quatre circuits en parallèles. Sur une phase ont été installés des transformateurs de courant sur chaque circuit. Ces sondes sont des transformateurs de courant à passage de câble de rapport 150/5A fabriquées par RS ISOLSEC sous la référence 2Gsc. Les sondes de courant ont pour fonction la détection des courants de circulation qui apparaissent lorsque le rotor est décentré ou lorsque l'induction créée par l'inducteur est différente d'un pôle à l'autre. La Figure 4-9 montre les sondes de courant.

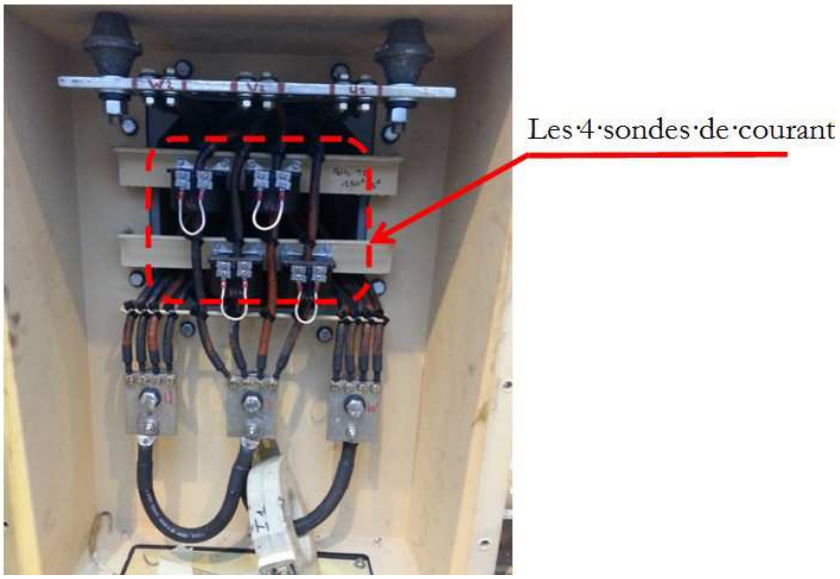


Figure 4-9 : Sondes de courant installées dans la boite à bornes du prototype

III. RESULTATS DES ESSAIS

La campagne d'essais a été menée en deux étapes. La première étape concerne les essais sur le prototype avant le collage des aimants permanents, tandis que la deuxième étape concerne les essais sur le prototype après le collage des aimants permanents. Le but de cette manipulation est de comparer les performances d'une GSDE et d'une GSPS de masse et volume équivalents. Cette opération permettra aussi la validation du modèle multi-physique du Chapitre II qui peut servir pour le dimensionnement d'une GSPS où d'une GSDE.

La Figure 4-10 montre le banc d'essais. Une machine à courant continu, numéroté (1) sur la figure, joue le rôle d'une turbine. Celle-ci entraîne la GSDE, référencée par (2), qui débite dans le réseau électrique à travers un transformateur HT référencé par (3). Les mesures des sondes de température sont collectées via une station d'enregistrement et les mesures des sondes à effet Hall sont affichées via un oscilloscope. Le stand de mesure est référencé par (4).

Figure 4-10 : Aperçu du banc d'essais

III.1. Essais avant le collage des aimants permanents

Dans ce paragraphe, nous allons voir les résultats des essais effectués sur la machine avant le collage des aimants permanents. On est alors dans le cas d'un prototype de générateur synchrone à pôles saillants. On appellera ce cas prototype GSPS. Les résultats des essais à vide, des essais en court circuit et le calcul du rendement seront présentés. Les essais sont réalisés suivant les normes [CEI_34-2] et [CEI_34-4].

III.1.a. Essais à vide

Les essais à vide ont pour but l'établissement de la courbe à vide et le calcul du THD de la tension composée. La détermination de la courbe à vide se fait en entraînant la machine à sa vitesse de synchronisme (750 tr/min) puis en augmentant progressivement le courant d'excitation fournit par une machine à courant continu. La Figure 4-11 montre la courbe à vide de la tension composée (valeur efficace), relevée des essais et comparée à la courbe calculée par le modèle multi-physique du chapitre II. La différence entre les résultats des essais et ceux des calculs ne dépasse pas 4%. Cet écart est essentiellement dû au champ rémanent du circuit magnétique [BIN_65]. En effet, sans courant d'excitation, on mesure une tension entre phase de 60 V.

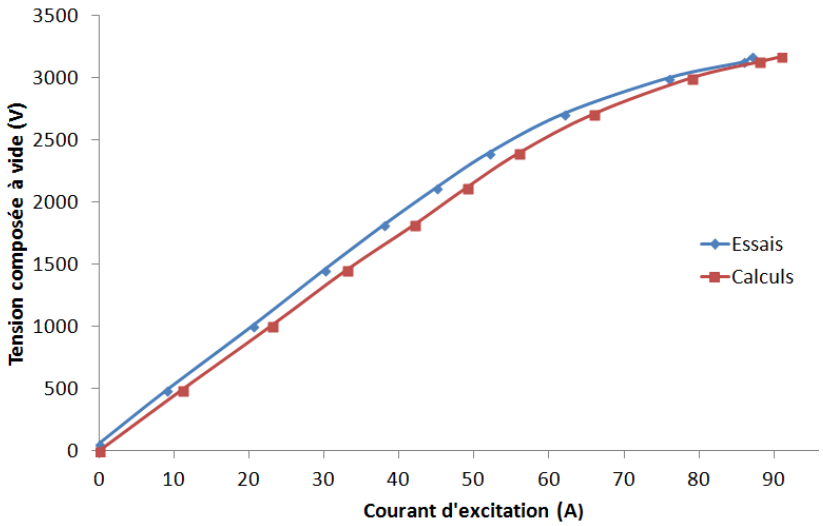


Figure 4-11 : Courbe à vide déduite des essais superposée à celle calculée (vitesse = 750 tr/min)

En maintenant la vitesse nominale et le courant d'excitation à vide nominal (J_{exc0}=76 A, permettant d'avoir la tension nominale), on relève la forme d'onde de la tension composée à vide. L'analyse en série de Fourrier de la tension à vide permet le calcul du THD. La Figure 4-12 montre l'allure de la tension composée en fonction du temps. On observe les ondulations dues à la denture du stator. En effet, sur une alternance, on peut compter 12 ondulations correspondant à 12 encoches par pôle.

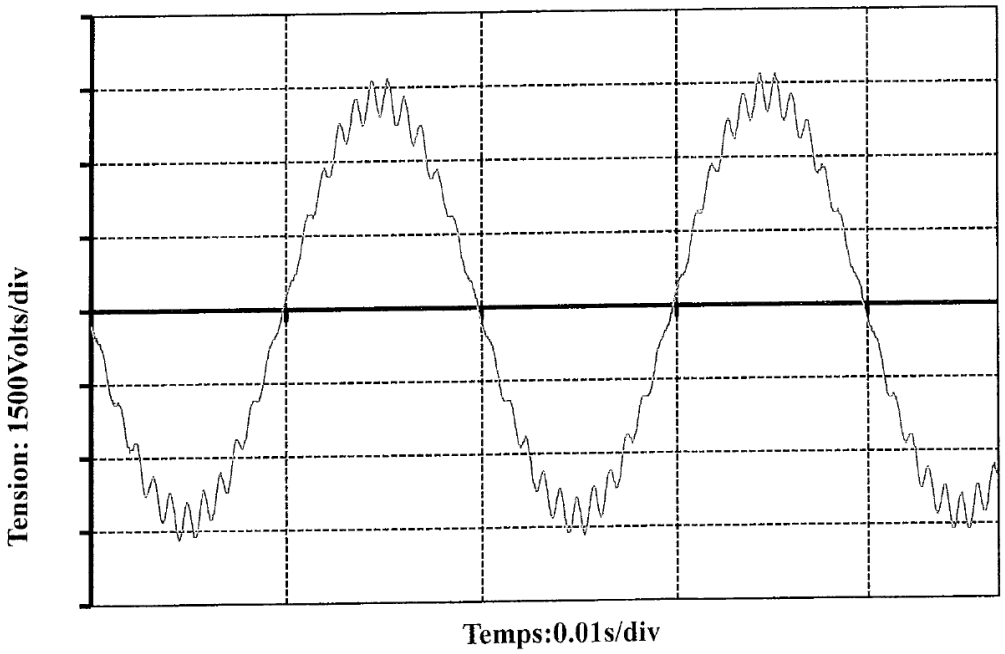


Figure 4-12 : Forme d'onde de la tension composée mesurée lors des essais à vide

La Figure 4-13 montre le contenu harmonique de la tension composée. On retrouve les harmoniques 23 et 25 qui sont dus à la denture statorique. Pour le cas du prototype sans aimants permanent, le THD de la tension composée et égal à 6,8%, légèrement supérieur à la valeur limite de la norme.

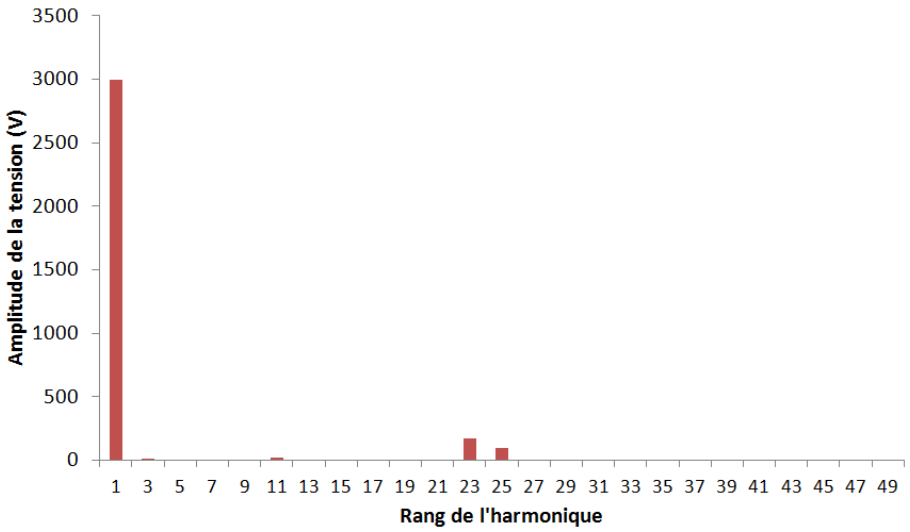


Figure 4-13 : Contenu harmonique de la tension composée mesurée lors des essais à vide

La forme en facette des pôles rotoriques engendre une induction d'entrefer riche en harmoniques ce qui a un impact direct sur la forme d'onde de la tension à vide. La Figure 4-14 montre l'induction d'entrefer, en fonction du temps, mesurée par la sonde à effet Hall placée en dessous d'une dent statorique.

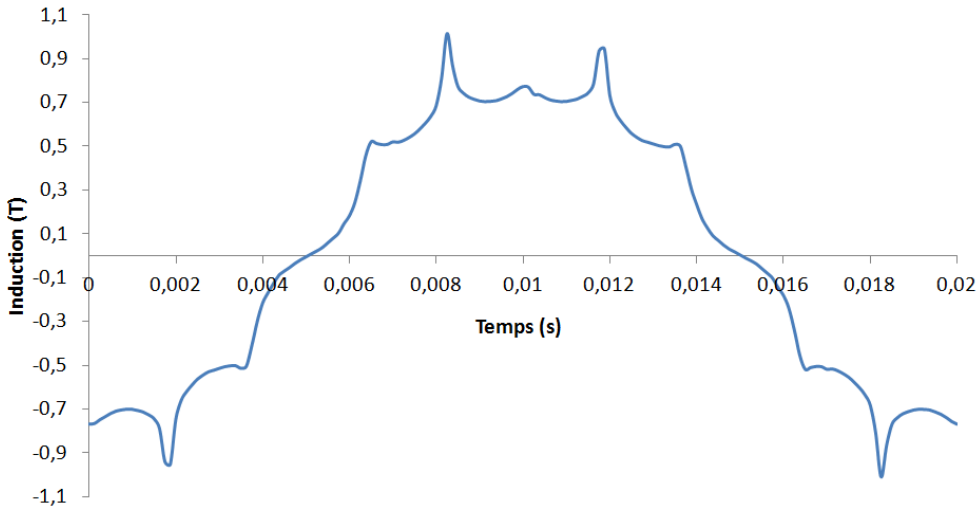


Figure 4-14 : Induction mesurée par la sonde à effet Hall installée sous une dent statorique

Les pics qui apparaissent sur l'allure de l'induction sont dus à la forme des cornes polaires que l'on peut voir sur l'annexe VI. En effet, des butés sont usinées sur les cornes polaires pour faciliter le maintien et l'insertion des aimants permanents. Ces butées créent des phénomènes de pointe et sont à l'origine de la déformation de l'induction.

III.1.b. Essais en court circuit

La machine est entraînée à sa vitesse de synchronisme, l'enroulement de l'induit est court-circuité et la machine est excitée progressivement jusqu'à ce que le courant statorique atteigne sa valeur maximale ($I_{smax} = 1{,}3I_n = 1{,}3 \times 192 = 249A$). La courbe de court-circuit triphasé mesurée est superposée à celle calculée sur la Figure 4-15.

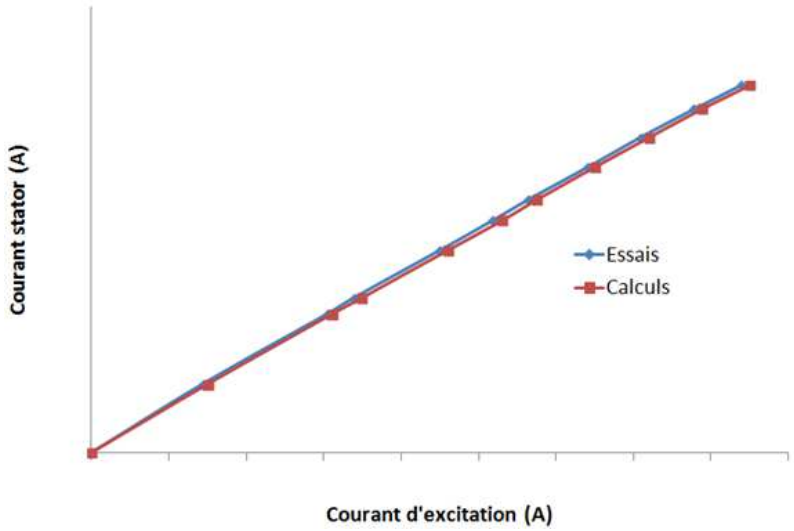


Figure 4-15 : Courbe de court circuit triphasé essais vs. calculs

La Figure 4-15 montre que le modèle multi-physique donne des résultats précis et proches de ceux des essais. En fait, le courant de court-circuit est calculé en divisant la FEM par la réactance directe.

III.1.c. Calcul du rendement

La méthode des pertes séparées, ou méthode du moteur taré [CEI_34-2], a été utilisée pour le calcul des pertes et donc du rendement du prototype. Cette méthode peut être illustrée par la Figure 4-16. En effet, le prototype est entraîné par un moteur à courant continu dont les pertes sont connues.

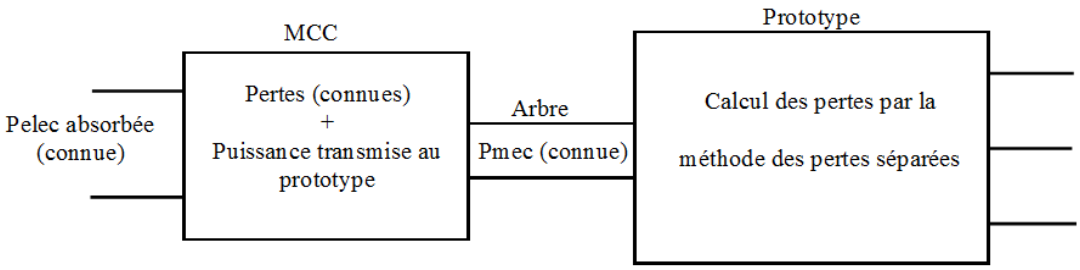


Figure 4-16 : Schéma de principe de la méthode des pertes séparées

A partir des trois essais listés ci-dessous on arrive à calculer les pertes :

- Le premier essai se fait à rotor et stator en circuit ouvert : la puissance fournie par le moteur continu est égale aux pertes mécaniques.
- Le deuxième essai se fait en alternateur à vide : la puissance fournie par le moteur continu est la somme des pertes mécaniques et des pertes dans le fer. Dans le cas du prototype avec aimants permanents il faut prendre en compte les pertes par courants induits dans les aimants permanents. Pour cet essai, la machine est entraînée à vitesse nominale et à courant d'excitation correspondant à la tension nominale à vide.
- Le troisième essai se fait en alternateur en court-circuit : comme la FEM en court-circuit est faible, les pertes dans le fer sont négligeables. Ainsi la puissance fournie par le moteur d'entrainement correspond à la somme des pertes mécaniques, des pertes par effet Joule au stator et des pertes supplémentaires dans les conducteurs.

Dans le Tableau 4-5 on peut voir les résultats des essais comparés à ceux calculés par le modèle multi-physique. Selon les résultats du Tableau 4-5 on peut dire que le modèle multi-physique permet un calcul assez précis du rendement. Cependant, le calcul des pertes est à améliorer, surtout les pertes supplémentaires et les pertes fer qui sont fortement sous estimées.

Type pertes	Essais	Calculs	|Erreur|
Mécaniques (W)	2308	2679	13%
Joules stator (W)	7117	8822	19%
Joules rotor (W)	18533	19977	7%
Supplémentaires (W)	1696	933	44%
Fer (W)	10163	6601	35%
Rendement (%)	95,25	95,35	0,1%

Tableau 4-5 : Pertes et rendement du prototype sans aimant permanent

III.1.d. Essais en charge

Les essais en charge ont pour but de valider le calcul du courant d'excitation en charge par le modèle multi-physique. Rappelons que la méthode analytique utilisée pour le calcul du courant d'excitation en charge est définie dans le paragraphe IV.1 du chapitre II.

Dans ce paragraphe on compare les courbes en « V » obtenues par les essais à ceux obtenues par les calculs. La machine est connectée au réseau et entraînée par un moteur à courant continu (MCC) à vitesse nominale. En maintenant constante la puissance mécanique fournie par la MCC, on arrive à fixer la puissance active fournie par le prototype au réseau. Le réglage de la puissance réactive, qui entraîne un changement du facteur de puissance, est assuré par la variation du courant d'excitation du prototype. Les points de fonctionnement des essais (Tension, Puissance active, Facteur de puissance) sont ensuite rentrés dans le modèle multi-physique, qui utilisant la méthode du paragraphe IV.1, calcule le courant d'excitation en charge. La valeur du courant d'excitation calculée et celle imposée lors des essais sont comparées dans le Tableau 4-6.

Tout d'abord, en regardant le Tableau 4-6, on remarque que la tension stator n'est pas parfaitement constante (Normalement U_n=3000 V). En effet, la fluctuation de la tension EDF et le passage par un transformateur HT ont un impact considérable sur la tension de sortie du prototype. Ensuite, on remarque que le calcul du courant d'excitation en charge par le modèle multi-physique est précis. En effet, la différence entre résultats d'essais et résultats de calculs ne dépasse pas 4%

Puissance active = 225 KW					
Tension stator (V)	**Courant stator (A)**	**Facteur de puissance**	**J Excitation mesuré (A)**	**J Excitation calculé (A)**	**Erreur**
3101	86	0,55	120	123	3%
3040	64	0,739	100	102	2%
2919	50	1	75	77	3%
2876	56	0,896	60	61	2%
2824	68	0,744	50	51	2%
Puissance active = 450 kW					
Tension stator (V)	**Courant stator (A)**	**Facteur de puissance**	**J Excitation mesuré (A)**	**J Excitation calculé (A)**	**Erreur**
3094	109	0,795	130	134	3%
3031	95	0,915	110	113	3%
2927	88	0,995	85	87	2%
2850	97	0,923	70	71	1%
2734	126	0,735	50	51	2%

Tableau 4-6 : Points de fonctionnement pour l'établissement des courbes en « V »

Les résultats du Tableau 4-6 peuvent être représentés par la Figure 4-17. On remarque que la puissance maximale tirée du prototype (sans les aimants permanents) est de 450 kW. C'est l'échauffement de la bobine d'excitation qui est à l'origine de cette limitation. En effet, celle-ci est dimensionnée pour fonctionner en parallèle avec les aimants permanents, qui ne sont pas encore installés lors de cette première phase d'essais.

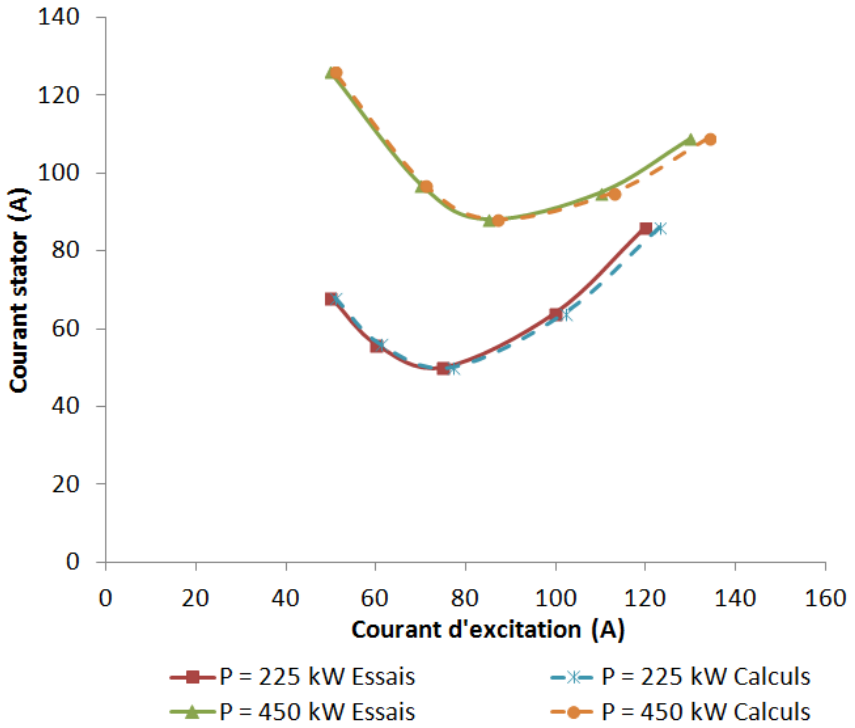


Figure 4-17 : Courbes en « V » du prototype sans aimants permanents – essais vs. calculs

III.1.e. Conclusion sur les résultats de la première phase d'essais

Cette première série d'essais, réalisée sur le prototype avant le collage des aimants permanents, a permis tout d'abord une première validation du modèle multi-physique du Chapitre II. De plus, ces essais ont montré les limites de fonctionnement de la machine sans la double excitation.

III.2. Essais après le collage des aimants permanents

La deuxième phase d'essais a été menée après le collage des aimants permanents. Les essais sont alors menés sur un prototype de générateur synchrone à double excitation. On appellera ce cas prototype GSDE. Tout d'abord, la courbe à vide est établie. Ensuite on procède au calcul du rendement. Enfin, on entame les essais en charge. Cependant, ce dernier essai a été interrompu à

cause du décollage de quelques aimants permanents. Les raisons de cet incident seront expliquées par la suite.

III.2.a. Essais à vide

Comme pour la première phase d'essais, on commence par l'établissement de la courbe à vide du prototype GSDE. On commence par des courants d'excitation « négatifs » (sens du courant inversé) mais peu élevés pour éviter tout risque de démagnétisation des aimants permanents. La Figure 4-18 donne la courbe à vide mesurée superposée aux calculs et aux essais sans aimants.

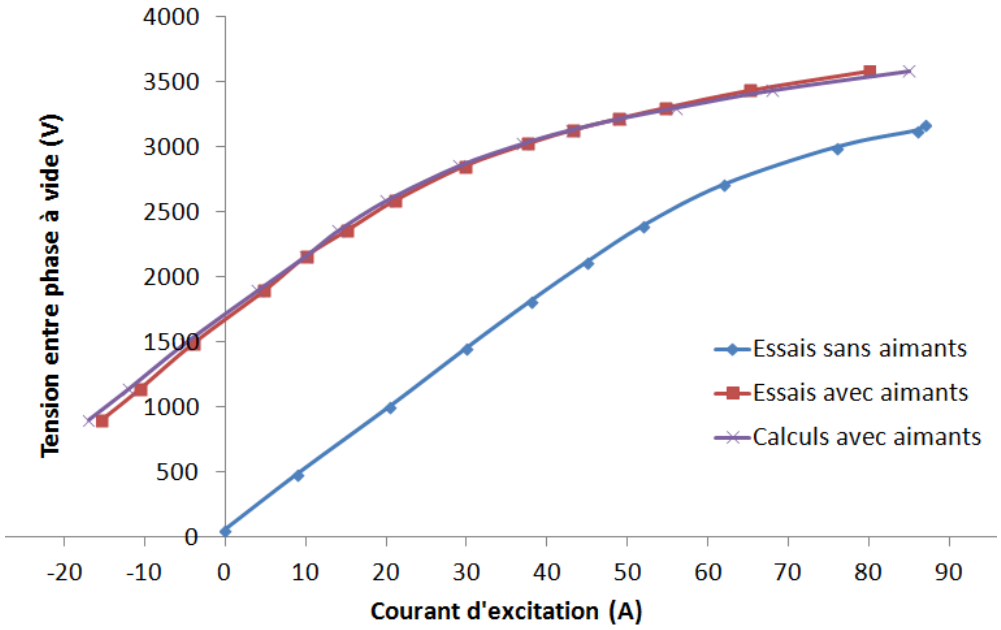


Figure 4-18 : Courbe à vide prototype GSDE vs. prototype GSPS

Les résultats de la Figure 4-18 montrent tout d'abord la précision du modèle multi-physique pour la détermination de la courbe à vide. En effet, la différence entre le calcul et les essais est inférieur à 5%. De plus, ces résultats montrent l'efficacité de la double excitation pour la réduction du courant d'excitation à vide. En effet, pour la tension nominale de 3000 V, le GSPS a besoin d'un courant d'excitation de 76 A, tandis que pour le GSDE le courant d'excitation est seulement de 37 A.

L'ajout des aimants permanents en surface des pôles a aussi permis l'amélioration de la forme d'onde de l'induction dans l'entrefer. La Figure 4-19 montre les relevés de la sonde à effet Hall placée sous une dent stator pour les deux cas (avec et sans aimants). Ceci a un impact direct sur la forme d'onde de la tension de sortie qui est représentée par la Figure 4-20. En effet, la

tension composée, après le collage des aimants permanents (Figure 4-20), comporte moins d'ondulation que la tension composée avant le collage des aimants permanents (Figure 4-12). Le THD calculé pour la GSDE est de 4,5% alors que celui de la GSPS est de 6,8%.

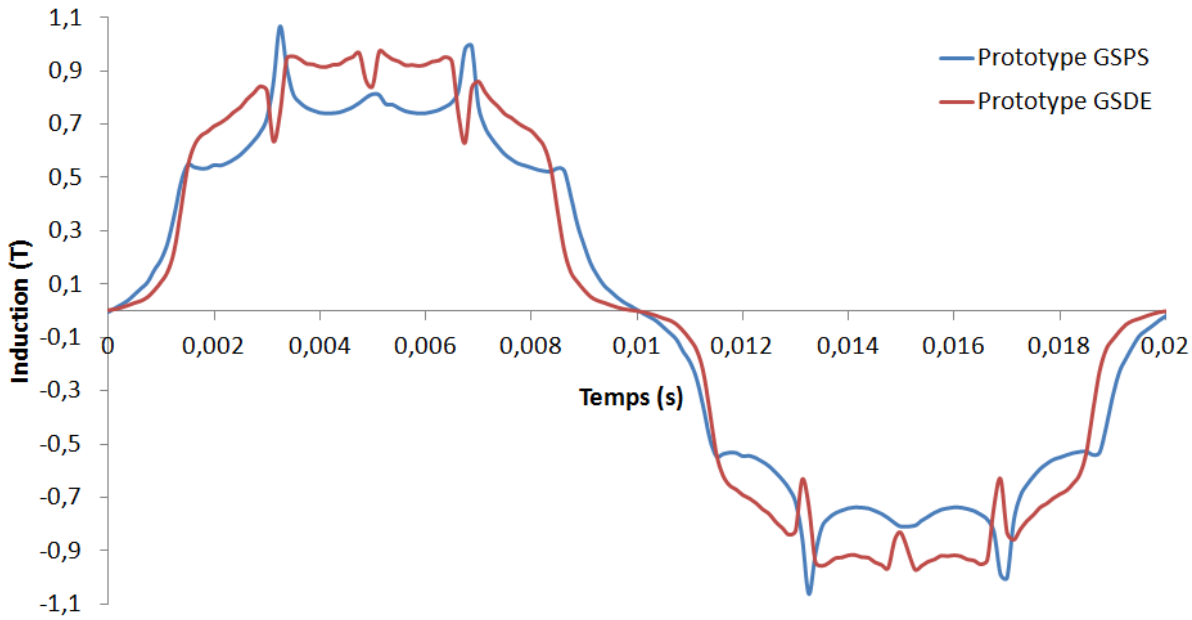


Figure 4-19 : Induction mesurée dans l'entrefer - prototype GSDE vs. prototype GSPS

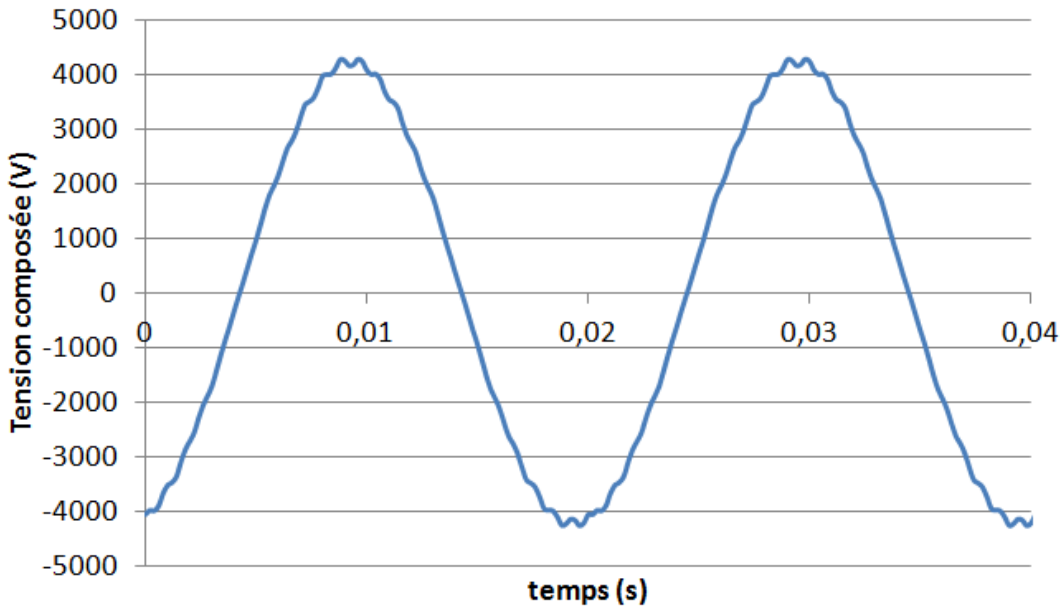
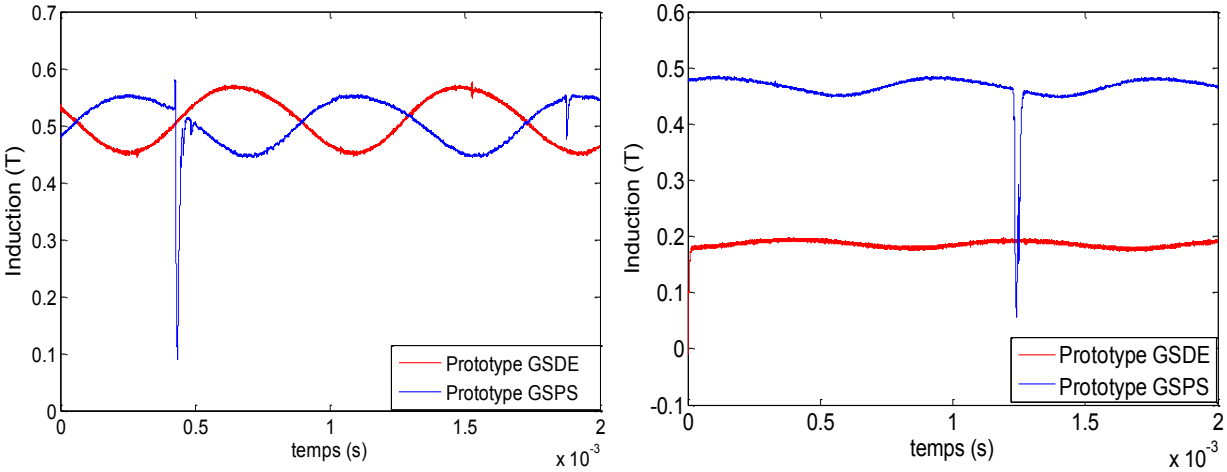


Figure 4-20 : Forme d'onde de la tension composée mesurée à vide du prototype GSDE

Un autre point d'investigation porte sur les mesures des inductions en surface et entre les pôles rotoriques effectuées par les sondes A et B de la Figure 4-7. Les mesures ont été faites dans

les deux cas (avec et sans aimants) et pour une excitation fournissant la tension nominale. Les résultats relevés sont présentés sur la Figure 4-21. En observant la Figure 4-21 (b), on remarque que l'induction entre pôles dans le cas de la GSDE est inférieure à celle de la GSPS. Cette induction est l'image du flux de fuite entre cornes polaires qui, grâce à la double excitation, se trouve considérablement réduit. Ce résultat est important surtout pour le cas des machines à grand nombre de polarité (p>4) où le flux de fuite peut atteindre 20% du flux utile. L'induction mesurée à la surface du pôle (sous les aimants permanents) est représentée par la Figure 4-21 (a). On remarquera l'équivalence des mesures dans les deux cas au niveau de l'ondulation de l'induction. Ce résultat signifie que les aimants permanents n'ont pas d'effet amortisseur et que les courants qui peuvent y être induits sont faibles. Rappelons que ces courants induits sont dus à la variation de la perméance d'entrefer due à l'alternance encoche-dent et peuvent induire des pertes dans les aimants permanents. En effet, on remarquera que les fréquences des signaux mesurés par les sondes à effet Hall et présentés par la Figure 4-21 sont égales à la fréquence d'encoche (1200 Hz).



(a) Mesures de la sonde B (surface du pôle) **(b) Mesures de la sonde A (entre pôles)**

Figure 4-21 : Mesures des sondes à effet Hall installées à la surface du pôle (a) et entre cornes polaires (b)

La variation de la perméance d'entrefer, due aux encoches statoriques, a un impact sur le bobinage d'excitation. Pour déceler cet effet, un essai complémentaire a été réalisé. Cet essai consiste à entrainer la machine à différentes vitesses, à vide et sans courant d'excitation, ainsi les aimants sont la seule source de flux, et mesurer la fréquence de la tension induite aux bornes de la bobine d'excitation. La Figure 4-22 donne l'évolution de la fréquence de cette tension induite en

fonction de la vitesse de rotation. Les fréquences mesurées correspondent aux fréquences d'encoches.

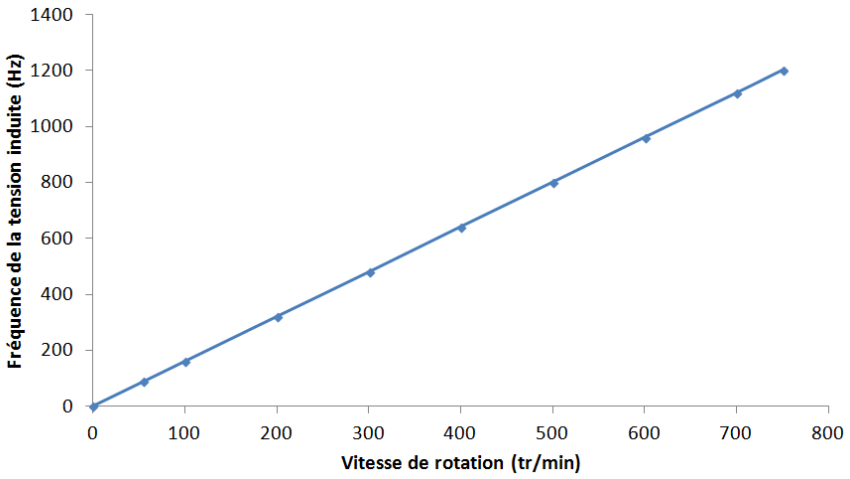


Figure 4-22 : Mesures de la fréquence de la tension induite aux bornes de la bobine d'excitation en fonction de la vitesse de rotation

III.2.b. Calcul du rendement

Le calcul du rendement est fait, comme dans le cas sans aimants, en utilisant la méthode des pertes séparées. Cependant, l'essai en court circuit n'a pas été réalisé car on risquerait de démagnétiser les aimants permanents. Ainsi, on supposera que les pertes supplémentaires dans le cuivre évoluent pareillement que pour le cas sans aimants, ce qui est à priori logique. De plus, les pertes fer sont égales dans les deux cas puisque les niveaux de saturation sont équivalents. Cette hypothèse permettra une estimation des pertes dues aux encoches dans les aimants permanents.

Dans le Tableau 4-7 on peut voir les pertes calculées à partir des essais. Dans le même tableau sont présentés les résultats des essais avant le collage des aimants, la différence des pertes dans les deux cas (avec et sans aimants) et les résultats des calculs effectués par le modèle multi-physique.

En premier lieu, on remarque que le modèle multi-physique donne une bonne estimation du rendement, et ce malgré la sous-estimation des pertes fer. En deuxième lieu, on observe l'amélioration du rendement avec la double excitation. En effet, en effectuant une comparaison au prototype GSPS, malgré les pertes additionnelles occasionnées dans les aimants permanents, la double excitation engendre une réduction de 47% des pertes Joules rotor qui se traduisent par une augmentation de 1% du rendement. Les pertes fer, les pertes Joules stator et les pertes

supplémentaires sont égales au cas sans aimants permanents. Il faut aussi noter la légère augmentation des pertes mécaniques qui peut être due à l'augmentation de la masse du rotor et à la réduction de l'entrefer mécanique suite au collage des aimants permanents. Dans la formule (2.12) on remarque que les pertes mécaniques sont proportionnelles au diamètre du rotor.

Type pertes	Essais sans aimants	Essais avec aimants	Calculs avec aimants	Différence essais GSDE vs. GSPS
Mécaniques (W)	2308	2390	2731	+3%
Joules stator (W)	7117	7117	8822	0%
Joules rotor (W)	18533	9812	10976	-47%
Supplémentaires (W)	1696	1696	933	0%
Aimants à vide (W)	0	210	912	+100%
Fer (W)	10163	10163	6601	0%
Rendement (%)	95,25	96,22	96,27	+1%

Tableau 4-7 : Calcul des pertes à partir des essais et comparaison avec le prototype GSPS

III.2.c. Essais en charge

La première étape des essais en charge concerne le calcul des échauffements. Le point de fonctionnement est à puissance active maximale et à facteur de puissance unitaire. Le Tableau 4-8 donne les caractéristiques du point de fonctionnement. On remarquera que la valeur du courant d'excitation calculée par le modèle multi-physique est proche de celle mesurée lors de l'essai.

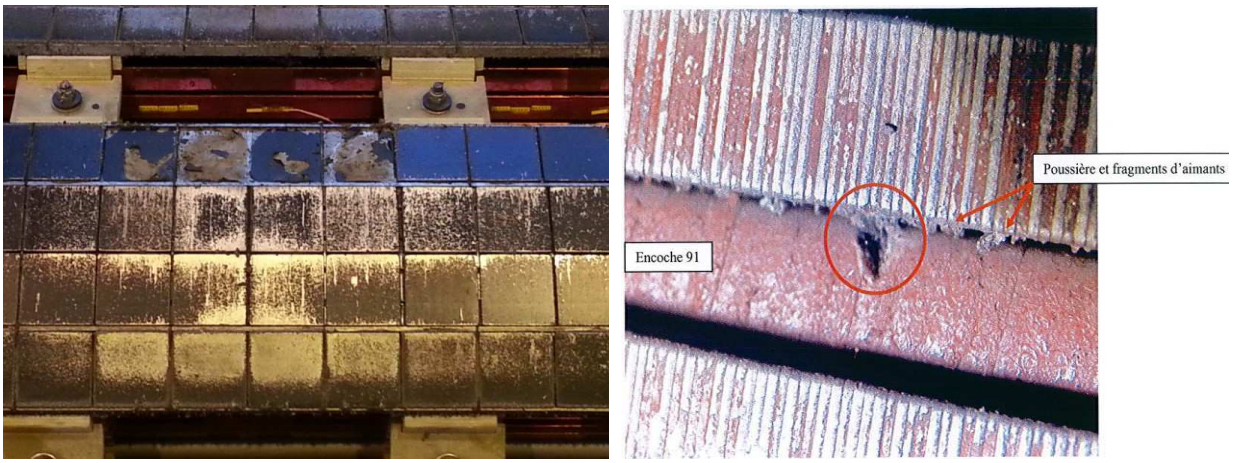
Puissance active (kW)	Tension efficace (V)	Facteur de puissance	J excitation mesuré (A)	J excitation calculé (A)
800	2915	0,98	60	61

Tableau 4-8 : Point de fonctionnement lors des essais d'échauffements en charge

Malheureusement, on a dû interrompre les essais en charge suite à l'apparition d'une anomalie de fonctionnement. En fait, des aimants permanents se sont décollés lors de l'essai en charge. Dans le paragraphe suivant nous présentons les causes, les conséquences de cet incident et les solutions entreprises pour remédier à ce problème.

III.2.d. Incident de décollage des aimants permanents – causes, conséquences et solutions

La Figure 4-23 donne un aperçu des dégâts occasionnés sur le rotor et le stator du prototype par le décollage des aimants permanents.



(a) Dégâts sur le rotor **(b) Dégâts sur le stator**

Figure 4-23 : Dégâts occasionnés par le décollage des aimants permanents sur le rotor(a) et sur le stator(b)

On remarque que les aimants qui se sont décollés sont toujours situés du même côté des épanouissements polaires. En effet, c'est le côté du pôle qui subit la réaction d'induit magnétisante, c'est-à-dire le côté qui voit le plus d'induction. Comme les cornes polaires sont en matériau massif et avec la variation due aux encoches de l'induction d'entrefer, il se crée des courants induits importants. Ces courants induits engendrent des échauffements localisés qui réduisent l'efficacité de maintien de la colle. En plus, ces échauffements altèrent l'adhésion entre l'aimant et sa propre couche anticorrosion (revêtement noir autour des aimants).

Dans le but d'éviter un incident similaire, une frette en fibre de verre a été installée pour un maintien supplémentaire des aimants permanents. La Figure 4-24 montre le rotor du prototype après l'installation de la frette.

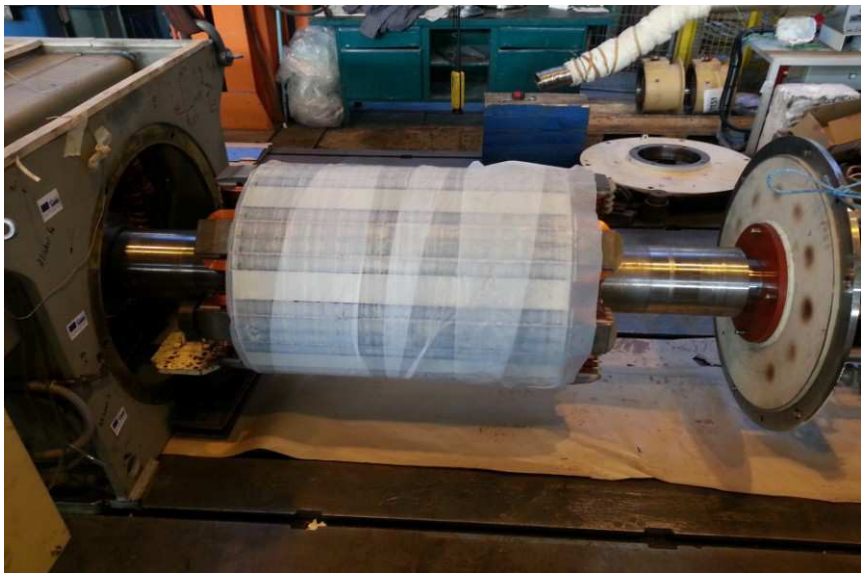


Figure 4-24 : Rotor après l'installation de la frette

Les essais sur le prototype après la correction de l'incident sont programmés et seront effectués prochainement.

IV. CONCLUSION

Dans le but de valider le modèle multi-physique établi, de montrer l'efficacité énergétique et de relever les défis de fabrication d'une GSDE, un prototype de 1MVA a été dimensionné, fabriqué et essayé. Le dimensionnement a été fait en deux étapes ; la première étape avait pour but un dimensionnement par optimisation ayant comme objectif la maximisation du rendement. La deuxième étape était centrée autour du dimensionnement par optimisation de la géométrie de l'épanouissement polaire dans le but de minimiser le THD de l'induction de l'entrefer.

Une première série d'essais a été réalisée sur le prototype avant le collage des aimants permanents. Ensuite, une seconde série d'essais a été réalisée après le collage des aimants permanents. Les essais ont tout d'abord permis la validation du modèle multi-physique établi pour le calcul des performances et le dimensionnement d'une GSDE ou d'une GSPS. En effet, le modèle donne des résultats assez proches de ceux des essais surtout pour le calcul des rendements. Néanmoins, certaines améliorations doivent être amenées pour la correction du calcul des pertes fer et des pertes supplémentaires. En plus de la bonne estimation du courant d'excitation en charge, que ce soit pour une GSDE ou une GSPS, le modèle multi-physique permet un calcul précis de la courbe à vide.

Des échauffements localisés dans les cornes polaires et qui sont dus à la réaction d'induit, ont engendré un décollage de quelques aimants permanents. Cet incident a été sans conséquences grave et a été corrigé par l'installation d'une frette pour assurer un maintien supplémentaire des aimants permanents. Une série d'essais sur le prototype, après la correction de l'incident, afin de vérifier son bon fonctionnement est prévue prochainement.

Conclusion générale

Dans le cadre de cette thèse, une Machine Synchrone à Double Excitation a été modélisée, étudiée et fabriquée.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté quelques chiffres « inquiétants » sur le réchauffement climatique et sa corrélation avec l'augmentation de la consommation énergétique. Les principales solutions entreprises pour lutter contre ce phénomène sont la production d'électricité à partir des ressources renouvelables et l'amélioration des dispositifs productifs et dissipatifs de l'énergie électrique. Par exemple, l'énergie éolienne a connu un essor avec une multiplication par 10 de la puissance mondiale installée durant les 20 dernières années. De même, la puissance mondiale installée d'électricité photovoltaïque a vu une augmentation exponentielle durant cette dernière décennie. Cependant, la dépendance aux conditions climatiques de la plus part des énergies renouvelables constitue leur point faible. Néanmoins, une bonne gestion des producteurs d'électricité pourrait réduire cette dépendance aux facteurs climatiques. Quant à l'amélioration de l'efficacité énergétique, il y a de plus en plus d'intérêt porté aux machines à hauts rendements. Les MSAP et les MSDE constituent de bons candidats. Cependant, on a observé l'avantage de la MSDE par rapport à la MSAP en termes de facilité de contrôle, un critère primordial pour les applications de fortes puissances. Dans le cadre de cette thèse, on a choisi l'étude et le développement d'une MSDE série. Le choix de cette topologie était fortement lié à la simplicité de fabrication.

Dans le deuxième chapitre, nous avons établi le modèle multi-physique d'un générateur synchrone à double excitation. En vue d'utiliser le modèle pour des problèmes d'optimisation, nous avons choisi de réaliser un modèle de comportement pour le calcul des performances de la MSDE. En effet, cette orientation du modèle présente plus de degrés de liberté et une meilleure description des phénomènes multi-physiques. Le choix des méthodes de modélisation s'est orienté vers les méthodes analytiques et semi analytiques dans le but d'avoir un bon compromis rapidité-précision du calcul. Ainsi, l'étude a commencé par la réalisation d'un modèle de réseau de réluctances permettant la détermination de la courbe à vide et les inductions dans les parties ferromagnétiques de la machine. Comparé à un modèle éléments finis, le réseau de réluctances donne des résultats assez précis en un temps beaucoup plus rapide. Par la suite, les résultats du modèle magnétique sont utilisés par une méthode analytique pour l'estimation du courant d'excitation en charge. Cette méthode a été validée par comparaison aux résultats d'un modèle éléments finis. Le calcul des pertes est réalisé uniquement via des formulations analytiques. La validation du modèle des pertes est effectuée par comparaison aux résultats des essais sur le prototype. Enfin, un réseau nodal, en régime permanent (négligeant les capacités thermiques), est utilisé pour constituer le modèle thermique de la machine. Ainsi, le modèle multi-physique établi

permet le calcul des performances de la GSDE en ayant les bonnes caractéristiques (en fonction de la température) des matériaux.

Dans le troisième chapitre, on a utilisé un modèle éléments finis couplé à un algorithme d'optimisation pour étudier l'influence de la forme du pôle du rotor sur le THD de l'induction dans l'entrefer. En fait, les harmoniques de l'induction d'entrefer sont, en partie, à l'origine du bruit magnétique et de la dégradation de la forme d'onde de la tension du bobinage statorique. La minimisation du THD de l'induction est donc une solution intéressante pour éviter ces problèmes. Ainsi, un front de Pareto « THD induction d'entrefer / Fondamental induction d'entrefer » a été établi. On a vu l'influence de l'entrefer et du facteur de l'ouverture polaire sur le fondamental et sur le THD de l'induction d'entrefer. Ensuite l'étude du GSDE en générateur fonctionnant à vitesse constante a montré la supériorité du rendement du GSDE par rapport au GSPS en fonctionnement isolé ou connecté à un réseau puissant. Cette étude a aussi montré l'influence du taux d'hybridation qui permet un dimensionnement énergétiquement optimal de la machine, si l'on connait l'évolution cyclique de sa charge. La deuxième partie du chapitre a été consacré à l'étude du GSDE en générateur éolien. L'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase et l'augmentation de la fréquence de la tension d'alimentation conduisent à des machines plus efficaces et plus légères. Cependant, un modèle de coût et une modélisation du convertisseur statique et du multiplicateur mécanique sont nécessaires pour avoir l'influence de ces paramètres (fréquence et nombre d'encoches par pôle et par phase) sur les performances énergétiques et économiques de toute la chaîne éolienne. Même en fonctionnement variable le GSDE donne de meilleures performances que le GSPS. Cette constatation a été faite par comparaison des fronts de Pareto « masse/énergie » des deux types de machine.

Le quatrième chapitre a été consacré au dimensionnement par optimisation et aux essais d'un prototype de GSDE. Tout d'abord, une optimisation combinée au modèle multi-physique a permis de calculer les dimensions globales du prototype. Ensuite, en utilisant un modèle éléments finis et une méthode d'optimisation on a calculé les paramètres géométriques optimaux des épanouissements polaires. Les essais se sont déroulés en deux parties : une partie avant le collage des aimants permanents et une partie après le collage des aimants permanents. Cette procédure vise à obtenir, en quelque sorte, une comparaison entre un GSDE et un GSPS à masses et volumes égaux. Les résultats d'essais ont montré la supériorité du rendement du GSDE par rapport au GSPS. En plus, ces essais ont permis la validation du modèle multi-physique pour le calcul des performances et le dimensionnement d'un GSDE ou d'un GSPS. Cependant, certaines améliorations devront être amenées sur le modèle et surtout sur la partie de calcul des pertes. La fin des essais a été marquée par le décollage de quelques aimants permanents dû aux

échauffements localisés dans les cornes polaires. Cet incident a été réparé et une frette de maintien a été installée.

Les perspectives de ce travail peuvent être énoncées comme suit :

Tout d'abord, des améliorations sur le modèle multi-physique sont à amener. La première amélioration concerne le réseau de réluctances. Celui-ci peut être amélioré par la prise en compte du mouvement et ainsi des encoches statoriques pour le calcul de la perméance d'entrefer. Cette procédure permettra une meilleure estimation des inductions dans les dents et dans la culasse du stator. De plus, la prise en compte du mouvement donnera des informations sur le contenu harmonique de l'induction d'entrefer sans avoir à utiliser une modélisation par éléments finis. La deuxième amélioration concerne le modèle thermique. En fait, la prise en compte des capacités thermiques et de l'évolution temporelle des températures des matériaux sont nécessaire lors de l'étude de la machine pour un fonctionnement sur un cycle donné. En outre les effets tridimensionnels sont à considérer surtout si la machine comporte des évents de ventilations. Le modèle thermique peut être amélioré par un calcul plus exact des coefficients de convection avec la prise en compte de la variation du régime d'écoulement de l'air.

La MSDE est bien adaptée pour des applications à vitesse variable. Même si au cours de cette thèse la machine a été investiguée en générateur éolien, ce travail doit être plus approfondi. En effet, un modèle de calcul de coût doit être fait pour bien contenir l'aspect économique, surtout avec l'évolution des coûts des matériaux. La modélisation du convertisseur de puissance et la modélisation du multiplicateur mécanique sont à faire si l'on veut avoir un dimensionnement optimal d'une chaîne de conversion éolienne.

Enfin, ce travail doit être complété par l'étude des régimes transitoires. En effet, certains régimes transitoires peuvent induire des champs de réaction d'induit importants pouvant démagnétiser les aimants permanents.

ANNEXE I : Détermination des réluctances du modèle magnétique

I. OBJET

L'objectif de cette annexe est le calcul des réluctances qui sont utilisées dans la définition du réseau des réluctances présenté dans le chapitre II. Tout d'abord, on commencera par la définition de quelques réluctances usuelles. Ensuite on détaillera le calcul des réluctances du modèle magnétique établi.

II. RELUCTANCES TYPIQUES

Dans ce paragraphe on donne deux exemples de représentations simplifiées des cas de tubes de flux les plus usuels dans une machine électrique. Ces tubes de flux sont donnés par la Figure 1.

(a) Tube de flux tangentiel

(b) Tube de flux radial

Figure 1 : Tubes de flux usuels et leurs simplifications

Dans le cas d'un tube de flux tangentiel la réluctance peut être exprimée comme suit :

$$R = \frac{l}{\mu S} = \frac{l}{\mu L h} \quad \textbf{(1)}$$

Avec - $S=Lh$ est la section perpendiculaire au flux,

- l est la longueur du tube de flux,

- μ est la perméabilité absolue du tube de flux.

Dans le cas d'un tube de flux radial, on peut approximer la réluctance par :

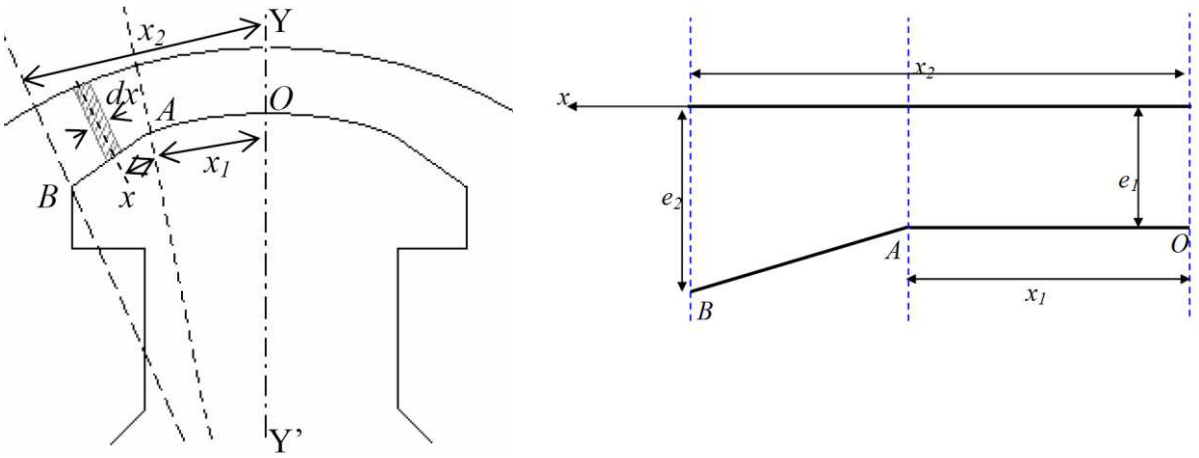
$$R = \frac{l}{\mu S} = \frac{h}{\mu L (l_1 + l_2)/2} \quad \textbf{(2)}$$

La réluctance du tube de flux radial peut être exprimée par une relation plus précise que (2):

$$R = \frac{h}{\mu L}\frac{\ln(l_2/l_1)}{l_2 - l_1} \quad \textbf{(3)}$$

III. CALCUL DE LA PERMEANCE D'ENTREFER

Dans les machines à pôles saillants les cornes polaires sont généralement rabattues (Figure 2). Cette procédure est effectuée dans le but d'avoir un entrefer variable et ainsi donner une forme la plus sinusoïdale possible à l'induction d'entrefer.



(a) Entrefer variable (b) Représentation simplifiée

Figure 2 : Représentation simplifiée de l'entrefer variable

La perméance P_e de l'entrefer est calculée comme suit :

$$P_e = 2(P_{OA} + P_{AB}) \quad \textbf{(4)}$$

Comme l'entrefer est négligeable devant le pas polaire, l'entrefer de la machine peut être représenté par le schéma plan de la Figure 2 (b). Ainsi P_{OA} s'écrit immédiatement :

$$P_{OA} = \frac{\mu_0 L x_1}{e_1} \quad \textbf{(5)}$$

Avec - L est la longueur idéale de la machine,

- e_1 est l'entrefer minimal.

Pour P_{AB} on suppose que la région AB est parfaitement rectiligne et que l'entrefer croît linéairement. On conduit alors le calcul de la façon suivante :

Soit dx la largeur élémentaire d'un tube de flux, la perméance de ce tube pour toute la longueur L de la machine s'écrit donc :

$$dP_{AB} = \mu_0 L \frac{dx}{e_1 + \frac{x(e_2 - e_1)}{x_2 - x_1}} \quad \textbf{(6)}$$

Et donc

$$P_{AB} = \mu_0 L \int_0^{x_2 - x_1} \frac{dx}{e_1 + \frac{x(e_2 - e_1)}{x_2 - x_1}} = \mu_0 L \frac{x_2 - x_1}{e_2 - e_1} \ln(\frac{e_2}{e_1}) \quad \textbf{(7)}$$

La perméance d'entrefer d'un pôle s'obtient à partir de (4) et (5) et (7).

$$P_e = 2\mu_0 L(\frac{x_1}{e_1} + \frac{x_2 - x_1}{e_2 - e_1} \ln(\frac{e_2}{e_1})) \quad \textbf{(8)}$$

La réluctance de l'entrefer R_e est l'inverse de la perméance P_e.

IV. CALCUL DE LA PERMEANCE DE FUITE ENTRE POLES :

Soit une décomposition de l'espace inter polaire tel représenté par la Figure 3.

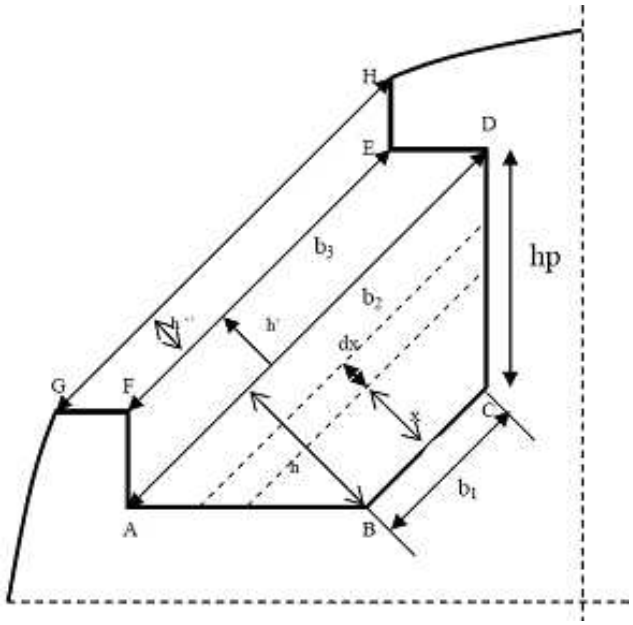


Figure 3 : Décomposition de l'espace inter-polaire

Soit un élément de longueur dx où on peut écrire une perméance élémentaire régie par l'expression suivante :

$$dP = \mu_0 \frac{dS}{b(x)} = \mu_0 L \frac{dx}{b_1 + \alpha x} \quad \textbf{(9)}$$

Avec

$$b(x) = b_1 + \alpha x \text{ et } \alpha = \frac{b_2 - b_1}{h} \quad \textbf{(10)}$$

En intégrant la relation (9) sur la hauteur de l'espace inter polaire on obtient :

$$P = \frac{\mu_0 L}{\alpha} \int_0^h \frac{\alpha dx}{b_1 + \alpha x} \quad \textbf{(11)}$$

En décomposant la hauteur h en n hauteurs élémentaires (11) devient :

$$P = \frac{\mu_0 L}{\alpha} \left[\int_0^{\frac{h}{n}} \frac{\alpha dx}{b_1 + \alpha x} + \int_{\frac{h}{n}}^{\frac{2h}{n}} \frac{\alpha dx}{b_1 + \alpha x} + \int_{\frac{2h}{n}}^{\frac{3h}{n}} \frac{\alpha dx}{b_1 + \alpha x} + \dots\dots\dots + \int_{\frac{(n-1)h}{n}}^{h} \frac{\alpha dx}{b_1 + \alpha x} \right] \quad \textbf{(12)}$$

Et donc

$$P = \frac{\mu_0 L}{\alpha} \sum_{i=0}^{i=n-1} \int_{i\frac{h}{n}}^{(i+1)\frac{h}{n}} \frac{\alpha dx}{b_1 + \alpha x} = \frac{\mu_0 L}{\alpha} \sum_{i=0}^{i=n-1} \left[\ln(b_1 + \alpha x) \right]_{i\frac{h}{n}}^{(i+1)\frac{h}{n}} \quad \textbf{(13)}$$

D'où l'expression de la perméance de fuite entre pôles

$$P = \frac{\mu_0 L}{\alpha} \sum_{i=0}^{i=n-1} \ln \left[\frac{b_1 + \alpha (i+1) \frac{h}{n}}{b_1 + i\alpha \frac{h}{n}} \right] \quad \textbf{(14)}$$

Un élément de cette somme correspond à une réluctance de fuite entre pôle (R_i avec $i=1..6$ de la Figure 2-9). Aussi, on calcule de la même manière la réluctance de fuites entre cornes polaires R_f.

V. CALCUL DES RELUCTANCES DES PARTIES FERROMAGNETIQUES

V.1. Réluctance d'un segment de la couronne stator

La réluctance d'un segment de la couronne statorique est représentée par la Figure 4.

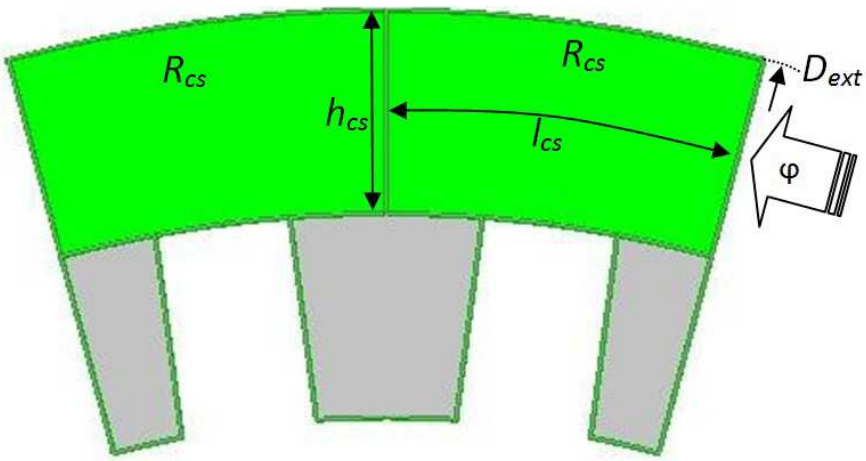


Figure 4 : Réluctance d'une portion de la couronne stator

Suivant le trajet des lignes de flux dans la culasse du stator, sa réluctance peut être définie par l'expression suivante :

$$R_{cs} = \frac{l_{cs}}{\mu S} = \frac{l_{cs}}{\mu L h_{cs}} \quad \textbf{(15)}$$

Avec - h_{cs} est la hauteur de la couronne,

- $l_{cs} = \frac{\pi D_{mcs}}{N_e}$ est la longueur moyenne de la réluctance sur un pas dentaire,

- $D_{mcs} = D_{ext} - h_{cs}$ est le diamètre moyen de la couronne stator,

- N_e est le nombre d'encoches.

V.2. Réluctance d'une dent statorique

La réluctance d'une dent statorique est représentée par la Figure 5.

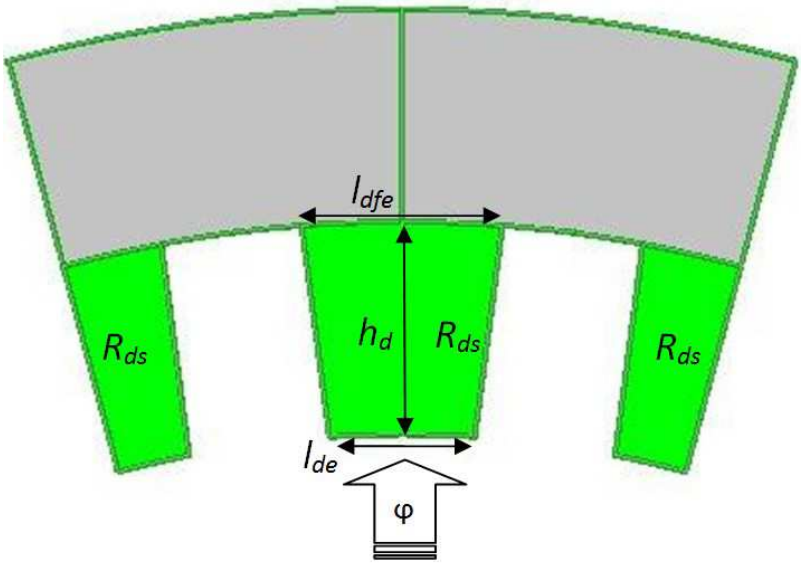


Figure 5 : Réluctance d'une dent stator

On suppose que la dent a une forme trapézoïdale. Sa réluctance est calculée par (16) :

$$R_d = \frac{1}{\mu L} \frac{h_d}{l_{dfe} - l_{de}} \ln\left(\frac{l_{dfe}}{l_{de}}\right) \quad \textbf{(16)}$$

Avec - h_d est la hauteur de la dent,

- l_{dfe} est la largeur de la dent coté font d'encoche,

- l_{de} est la largeur de la dent coté entrefer.

V.3. Réluctance d'un pôle rotorique

La réluctance d'un pôle rotorique est représentée par la Figure 6.

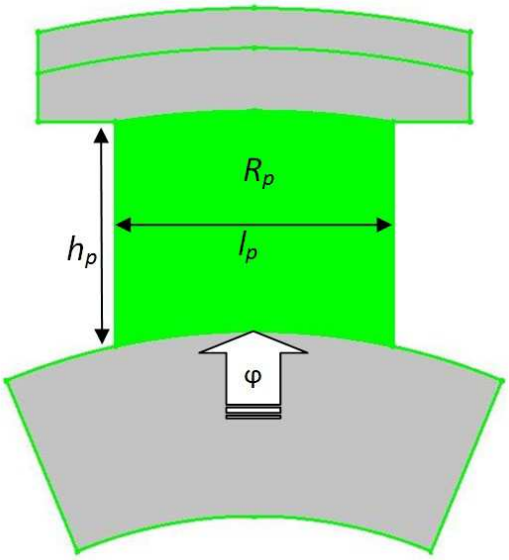


Figure 6 : Réluctance d'un pôle rotorique

Le pôle rotorique peut être assimilé à une partie rectangulaire. Sa réluctance peut être définie par la relation (17).

$$R_p = \frac{h_p}{\mu L l_p} \tag{17}$$

Avec - h_p est la hauteur du pôle,

- l_p est la largeur du pôle.

V.4. Réluctance de la couronne rotorique

La réluctance de la couronne rotorique est représentée par la Figure 7. Suivant le trajet du flux on peut considérer que la réluctance est rectangulaire.

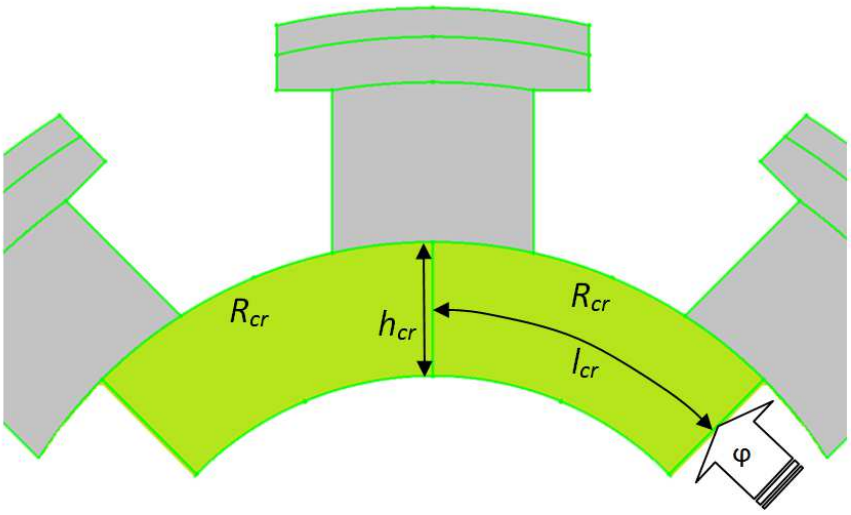


Figure 7 : Réluctance de la couronne rotorique

Son expression est donnée par la relation suivante :

$$R_{cr} = \frac{h_{cr}}{\mu L l_{cr}} \quad \textbf{(18)}$$

Avec - h_{cr} est la hauteur de la couronne rotor,

- $l_{cr} = \frac{\pi D_{mcr}}{2p}$ est la longueur de la couronne rotor sur un pas polaire,

- $D_{mcr} = D_{arbre} + h_{cr}$ est le diamètre moyen de la couronne rotor,

- D_{arbre} est le diamètre de l'arbre.

VI. MODELE EQUIVALENT D'UN AIMANT PERMANENT

De nos jours, la majorité des aimants permanents utilisés en électrotechnique sont des aimants durs dont la caractéristique est linéaire sur la zone de fonctionnement comme illustré par la Figure 8.

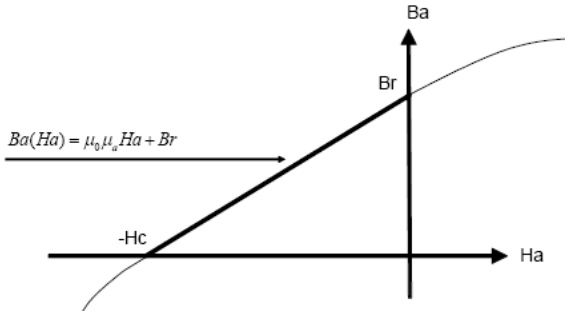


Figure 8 : Courbe de désaimantation d'un aimant permanent

Cette courbe de désaimantation peut être exprimée par la relation (19).

$$B(H) = \mu_0 \mu_a H + B_r \quad \textbf{(19)}$$

Avec - μ_a est la perméabilité relative de l'aimant,

- B_r est l'induction rémanente de l'aimant,

- H_c est le champ coercitif.

On peut donc modéliser ce type d'aimant par une source d'ampère-tour en série avec une réluctance interne. La Figure 9 montre le modèle équivalent d'un aimant d'épaisseur e_a et de section S_a.

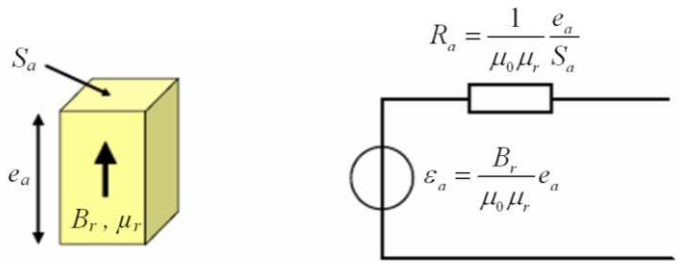


Figure 9 : Modèle « Thévenin » d'un aimant permanent

Il faut noter que la surface S_a représente la surface totale des aimants permanents par pôle. Ceci revient à considérer un aimant permanent fictif par pôle.

ANNEXE II : Méthode des courants des mailles

I. OBJET

L'objet de cette annexe est la définition de la méthode des courants des mailles. Cette méthode a été utilisé pour résoudre le réseau de réluctance de la Figure 2-11 [NEF_03].

II. DEFINITION DE LA METHODE

Pour la résolution du réseau de réluctances, la méthode des courants des mailles a été utilisée. Cette méthode est décrite ci-dessous.

Soit le circuit de la Figure 1.

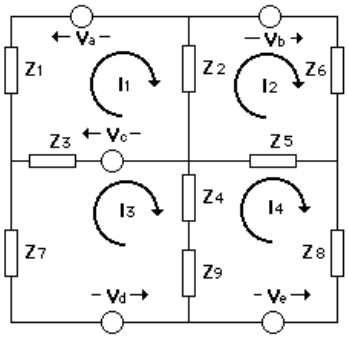


Figure 1 : Circuit électrique quelconque

On retrouve les courants des mailles en utilisant le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & -Z_{12} & -Z_{13} & -Z_{14} \\ -Z_{21} & Z_{22} & -Z_{23} & -Z_{24} \\ -Z_{31} & -Z_{32} & Z_{33} & -Z_{34} \\ -Z_{41} & -Z_{42} & -Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} V_{11} \\ V_{22} \\ V_{33} \\ V_{44} \end{bmatrix} \quad \textbf{(1)}$$

Avec
- Zii est l'impédance totale de la maille i,
- Zij est l'impédance de la connexion commune entre la maille i et la maille j,
- Ii est le courant de maille de la maille i,
- Vii est la somme des sources de tensions de la maille i ; en signe plus (+) si dans le même sens que le courant de maille, en signe moins (-) si dans le sens contraire du courant de maille.

On retrouve les courants circulant dans les branches communes en calculant la différence des courants des mailles adjacentes, par exemple :

$$I_{Z2}=I_2-I_1 \; ; \; I_{Z3}=I_3-I_1 \; ; \; I_{Z4}= I_{Z9}=I_4-I_3 \text{ et } I_{Z5}=I_2-I_3 \quad \textbf{(2)}$$

Les courants circulant dans les branches appartenant qu'à une seule maille sont égaux à ceux de la maille, par exemple :

$$I_{Z1}=I_1 \text{ et } I_{Z6}=I_2 \quad \textbf{(3)}$$

ANNEXE III : Modèles éléments finis des machines utilisées pour la validation

I. OBJET

Dans cette annexe on donne un aperçu des modèles éléments finis des machines utilisés pour la validation du réseau de réluctances et de la méthode de calcul du courant d'excitation définis dans le chapitre II. Les caractéristiques générales de ces machines sont données par le tableau suivant.

Dimensions	Unité	Machine 1	Machine 2	Machine 3
Puissance apparente	kVA	1000	7280	23530
Tension d'alimentation	V	3000	6600	11000
Fréquence d'alimentation	Hz	50	60	50
Nombre de paires de pôles	-	**4**	**5**	**6**
Diamètre extérieur	mm	860	1600	2500
Diamètre d'alésage	mm	620	1225	1994
Longueur du fer	mm	750	1042	1392
Nombre d'encoches stator	-	96	120	144
Epaisseur de l'entrefer	mm	2	4	6
Epaisseur des aimants permanents	mm	3	6.4	10

Tableau 1: Données générale des machines de validation

Les trois modèles des machines sont représentés par les figures suivantes.

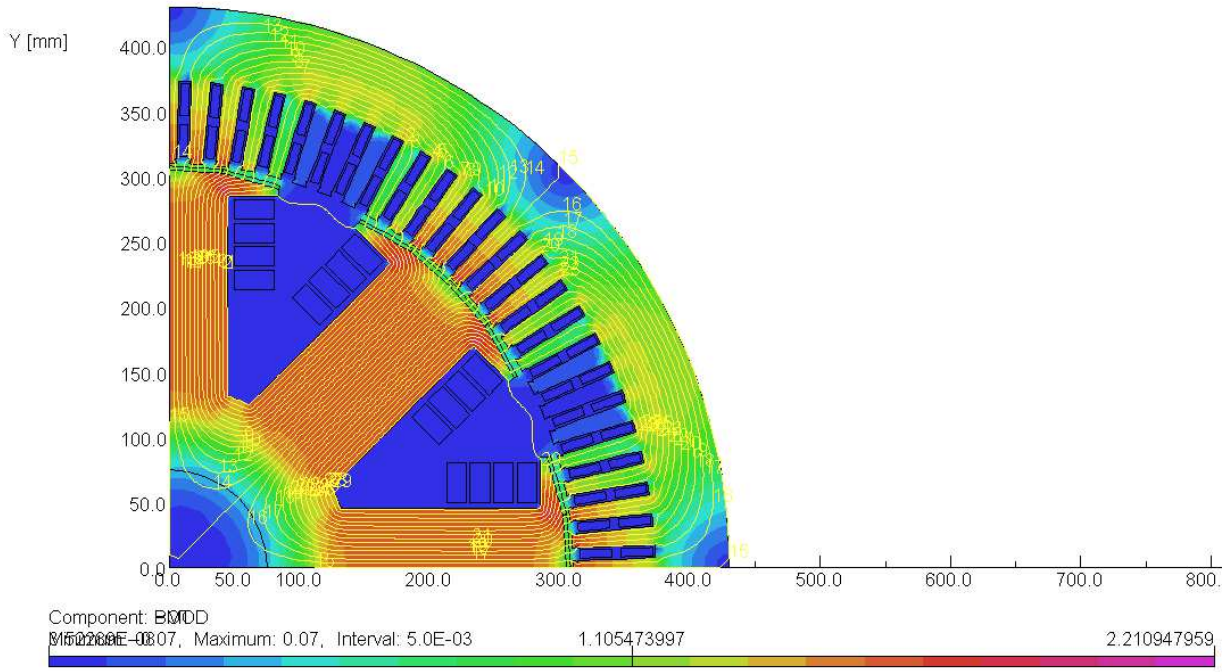


Figure 1 : Modèle de la Machine 1 – 8 pôles – 1000 kVA

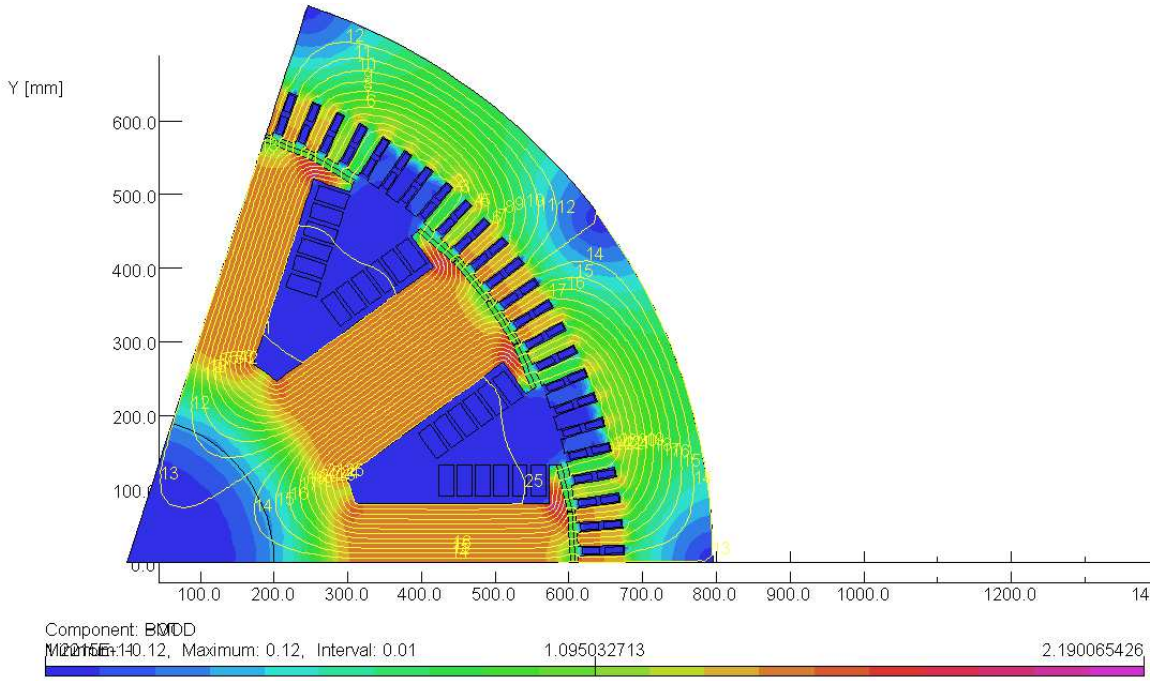


Figure 2 : Modèle de la Machine 2 – 10 pôles – 7280 kVA

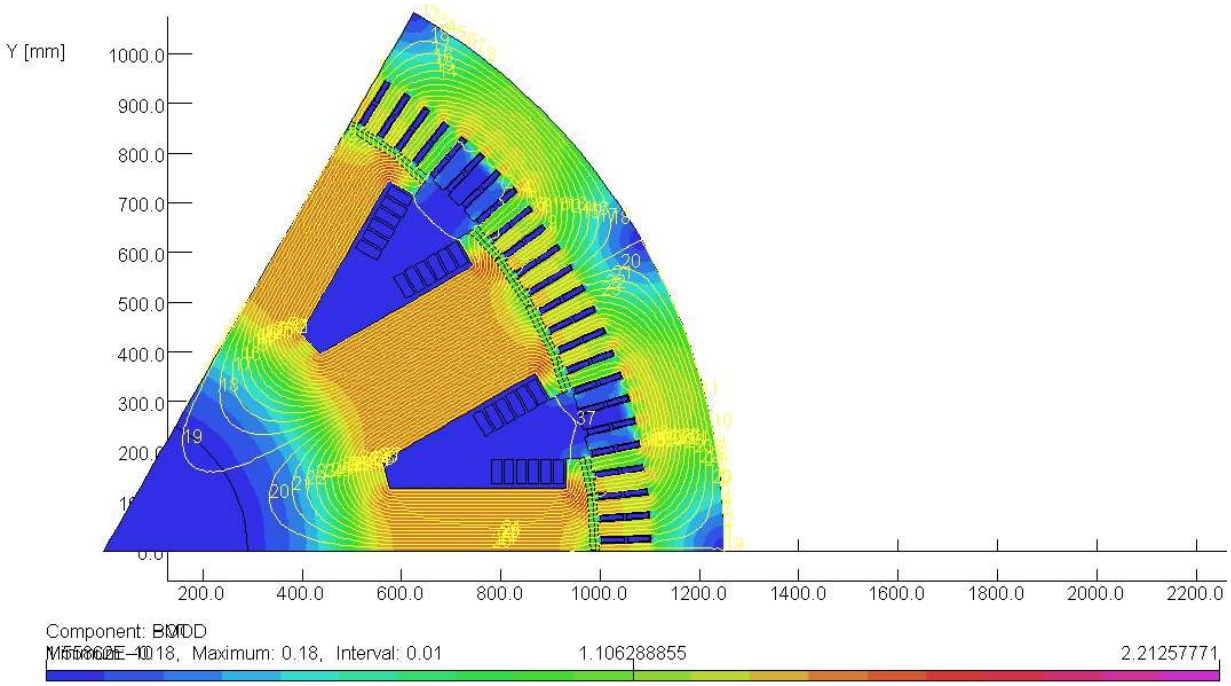


Figure 3 : Modèle de la Machine 3 – 12 pôles – 23530 kVA

ANNEXE IV : Niveaux de bruit maximaux imposés par la norme CEI 60034-9

I. OBJET

Cette annexe présente un aperçu des niveaux de bruit admissibles imposés par la norme CEI 60034-9.

Tableau 1 – Niveaux maximaux de puissance acoustique pondérée A, LWA en dB, à vide [CEI_34-9]

Vitesse assignée n_N min^{-1}	$n_N \leq 960$			$960 < n_N \leq 1\,320$			$1\,320 < n_N \leq 1\,900$			$1\,900 < n_N \leq 2\,360$			$2\,360 < n_N \leq 3\,150$			$3\,150 < n_N \leq 3\,750$		
Méthodes de refroidissement (code simplifié)	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7
	Note 1	Note 2	Note 2	Note 1	Note 2	Note 2	Note 1	Note 2	Note 2	Note 1	Note 2	Note 2	Note 1	Note 2	Note 2	Note 1	Note 2	Note 2
Puissance assignée P_N kW (ou kVA)																		
$1 \leq P_N \leq 1{,}1$	73	73	–	76	76	–	77	78	–	79	81	–	81	84	–	82	88	–
$1{,}1 < P_N \leq 2{,}2$	74	74	–	78	78	–	81	82	–	83	85	–	85	88	–	86	91	–
$2{,}2 < P_N \leq 5{,}5$	77	78	–	81	82	–	85	86	–	86	90	–	89	93	–	93	95	–
$5{,}5 < P_N \leq 11$	81	82	–	85	85	–	88	90	–	90	93	–	93	97	–	97	98	–
$11 < P_N \leq 22$	84	86	–	88	88	–	91	94	–	93	97	–	96	100	–	97	100	–
$22 < P_N \leq 37$	87	90	–	91	91	–	94	98	–	96	100	–	99	102	–	101	102	–
$37 < P_N \leq 55$	90	93	–	94	94	–	97	100	–	98	102	–	101	104	–	103	104	–
$55 < P_N \leq 110$	93	96	–	97	98	–	100	103	–	101	104	–	103	106	–	105	106	–
$110 < P_N \leq 220$	97	99	–	100	102	–	103	106	–	103	107	–	105	109	–	107	110	–
$220 < P_N \leq 550$	99	102	98	103	105	100	106	108	102	106	109	102	107	111	102	110	113	105
$550 < P_N \leq 1\,100$	101	105	100	106	108	103	108	111	104	108	111	104	109	112	104	111	116	106
$1\,100 < P_N \leq 2\,200$	103	107	102	108	110	105	109	113	105	109	113	105	110	113	105	112	118	107
$2\,200 < P_N \leq 5\,500$	105	109	104	110	112	106	110	115	106	111	115	107	112	115	107	114	120	109

NOTE 1 Classification de type d'enveloppe IP22 ou IP23.
NOTE 2 Classification de type d'enveloppe IP44 ou IP55.

Prototype GSDE

ANNEXE V : Dimensions et caractéristiques du prototype

I. OBJET

Cette annexe regroupe toutes les caractéristiques et toutes les dimensions géométriques du prototype de GSDE dimensionné et testé dans le chapitre IV.

II. DONNEES GENERALES DU PROTOTYPE

Le Tableau 1 présente les données générales du prototype de GSDE.

Désignation	Notation	Unité	Valeur
Puissance apparente nominale	S	kVA	1000
Nombre de phases / couplage	m	-	3 / étoile
Tension composée d'alimentation	U	V	3000
Fréquence	f	Hz	50
Facteur de puissance nominal	Fp	-	0,8
Courant stator nominal	I_s	A	192
Nombre de paires de pôles	p	-	4
*Courant d'excitation à vide sans aimants	J_{exco}	A	79
*Courant d'excitation à vide avec aimants	J_{exco}	A	35
*Courant d'excitation en charge sans aimants	J_{exc}	A	149
*Courant d'excitation en charge avec aimants	J_{exc}	A	101
Classe d'isolation	-	-	F
Classe d'échauffement	-	-	F
Degré de protection	-	-	IP23
Mode de refroidissement	-	-	IC01A

*Valeur calculée par le modèle multi-physique

Tableau 1: Données générale du prototype

III. DONNEES DU STATOR

Le Tableau 2 présente les données du stator du prototype de GSDE.

Désignation	Notation	Unité	Valeur
Diamètre extérieur	D_e	mm	Confidentiel
Diamètre d'alésage	D_a	mm	
Longueur du fer	L_f	mm	
Nombre d'encoche	N_e	-	
Entrefer magnétique minimal	e_{min}	mm	
Entrefer magnétique maximal	e_{max}	mm	
Conducteur par encoche	n_{ce}	-	Confidentiel
Nombre de voies en parallèle	a	-	
Pas polaire raccourci en nombre de dents	τ_{pd}	-	
Largeur cuivre stator	l_{cu}	mm	
Epaisseur cuivre stator	e_{cu}	mm	
Hauteur totale d'une encoche	h_e	mm	
Largeur totale d'une encoche	l_e	mm	
Type de bobinage	-	-	Confidentiel

Tableau 2: Données du stator du prototype

IV. DONNEES DU ROTOR

Le Tableau 3 présentes les données du rotor du prototype.

Désignation	Notation	Unité	Valeur
Longueur du fer rotor	L_{fr}	mm	Confidentiel
Largeur d'un pôle	l_p	mm	
Hauteur utile du pôle	h_p	mm	
Hauteur corne polaire	h_{cp}	mm	
Hauteur de l'épanouissement polaire	h_{ep}	mm	
Hauteur couronne rotor	h_{cr}	mm	
Facteur d'ouverture polaire	β	-	
Facteur d'ouverture polaire entrefer constant	α	-	Confidentiel
Nombre de barres amortisseurs	-	-	
Section barres amortisseurs	S_a	mm²	
Largeur cuivre rotor	l_{cur}	mm	
Epaisseur cuivre rotor	e_{cur}	mm	
Nombre de spires rotor	N_{sr}	-	
Epaisseur d'un aimant permanent	e_a	mm	
Largeur d'un aimant permanent	l_a	mm	
Longueur d'un aimant permanent	L_a	mm	
Nombre d'aimants permanents par pôle	-	-	Confidentiel

Tableau 3 : Données du rotor du prototype

ANNEXE VI : Quelques plans de fabrication du prototype

I. OBJET

Cette annexe présente quelques schémas de fabrication du prototype. Ainsi, on peut visualiser :

- Figure 1 : Plan d'une corne polaire. Sur cette figure, on remarque que la surface de la corne a une forme en « U ». Cette forme est usinée sur la corne polaire dans le but de faciliter le collage des aimants permanents et aider à leur maintien.
- Figure 2 : Empilage des tôles rotor. On remarque la présence de tôles plus hautes que d'autres. En fait, entre deux tôles sont collés deux aimants permanents (sens axial) de même polarité. La répulsion entre les aimants permanents est amortie par ces tôles.
- Figure 3 : bobinage du rotor et disposition des aimants permanents. Cette figure présente le montage des bobines sur le rotor ainsi que le dispositif de fixation. On peut aussi voir la disposition des aimants permanents sur la surface d'un pôle.
- Figure 4 : Montage de la tôlerie stator. Sur cette figure on peut observer l'empilage des tôles stator ainsi que les joues de serrage.

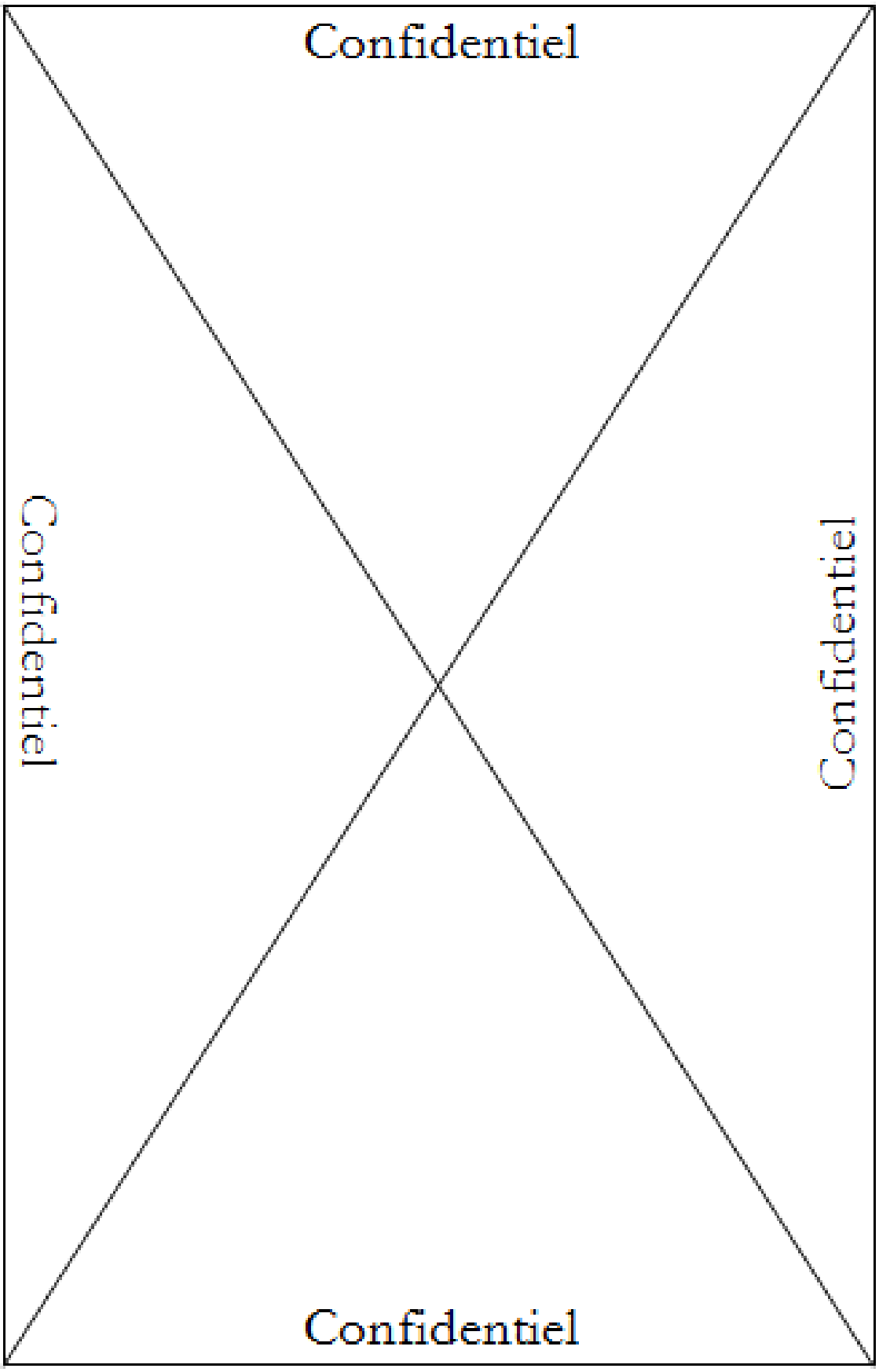


Figure 1 : Corne polaire

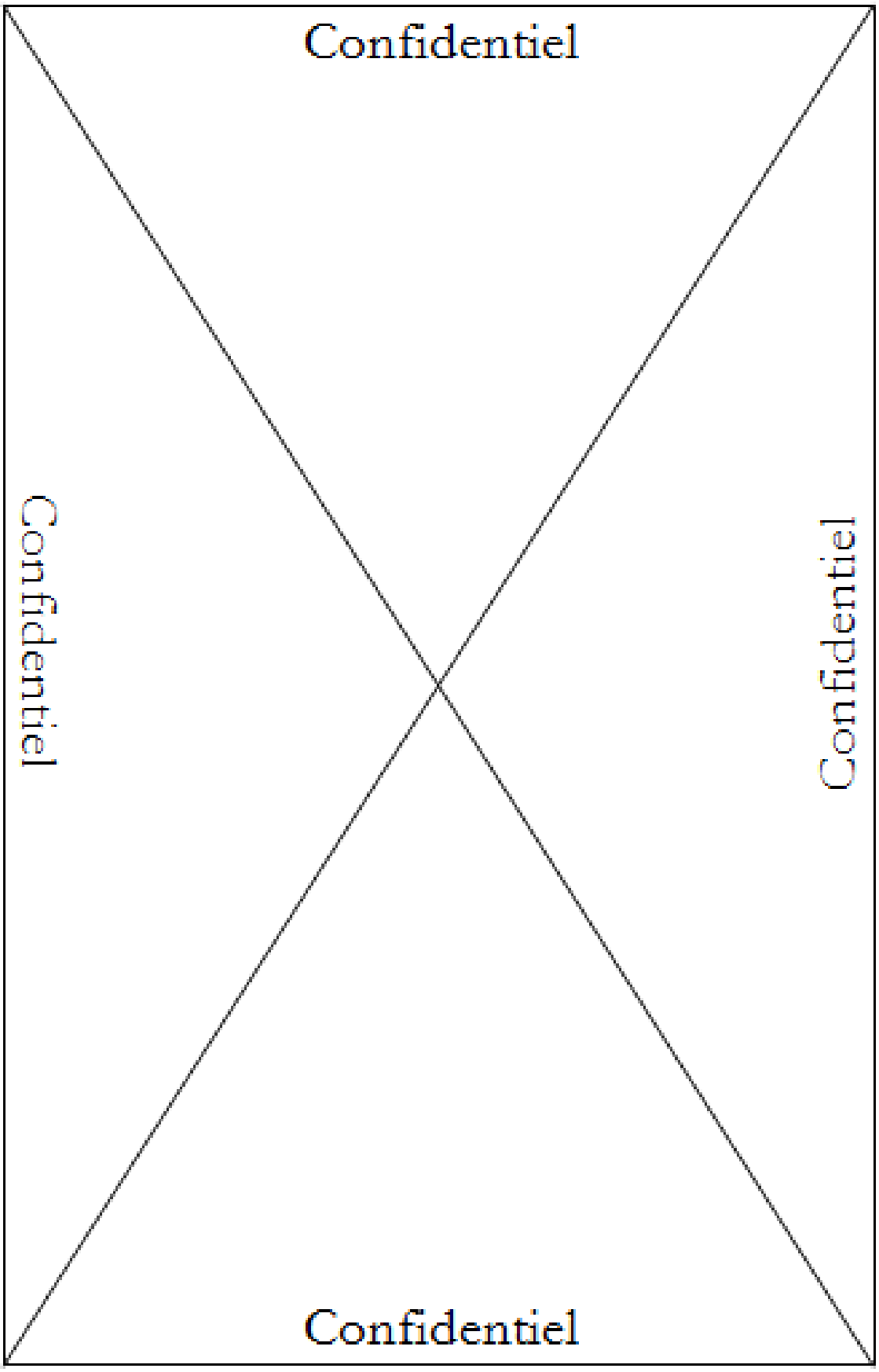


Figure 2 : Empilage tôles rotor

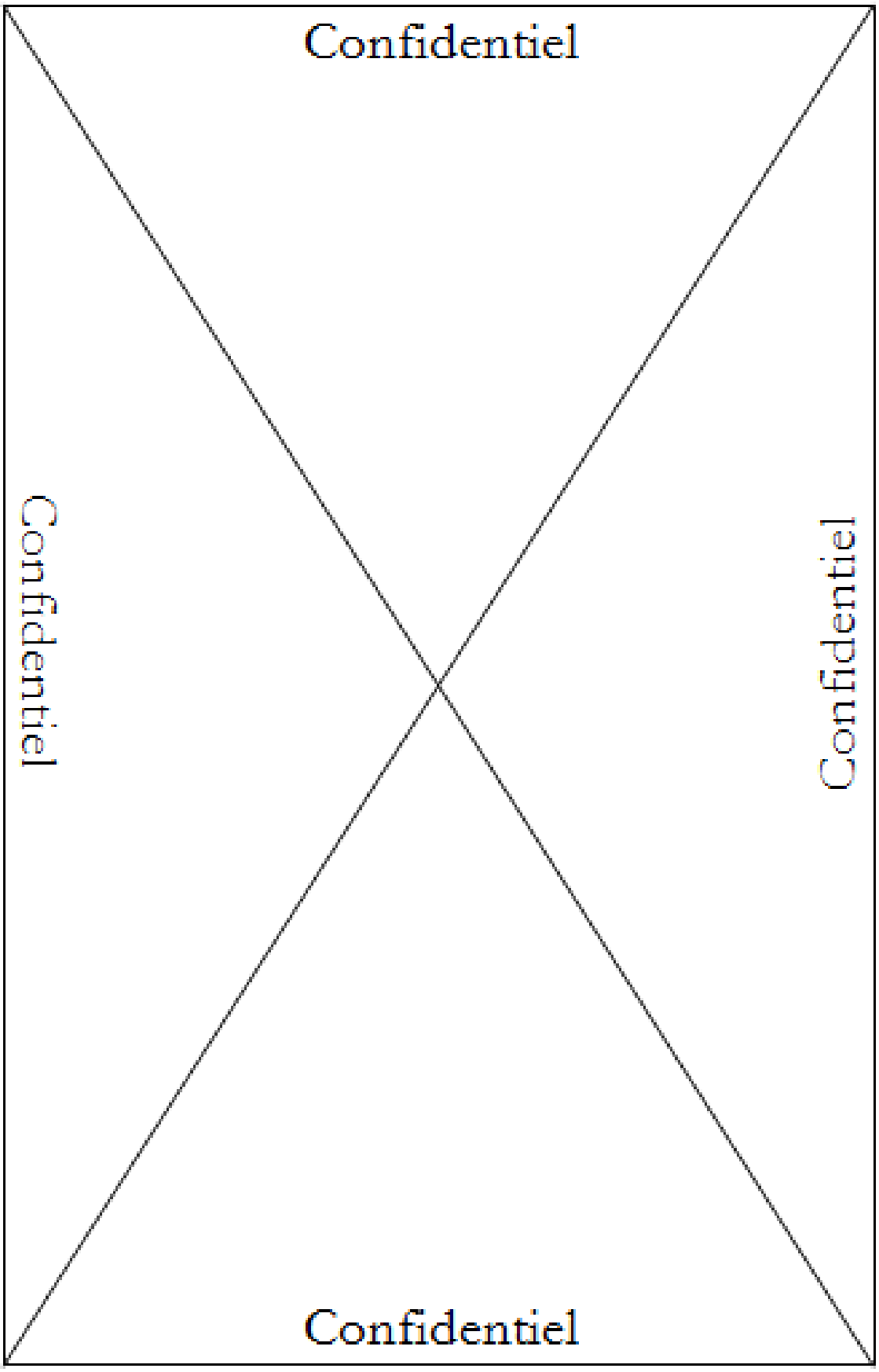


Figure 3 : Bobinage du rotor et disposition des aimants permanents

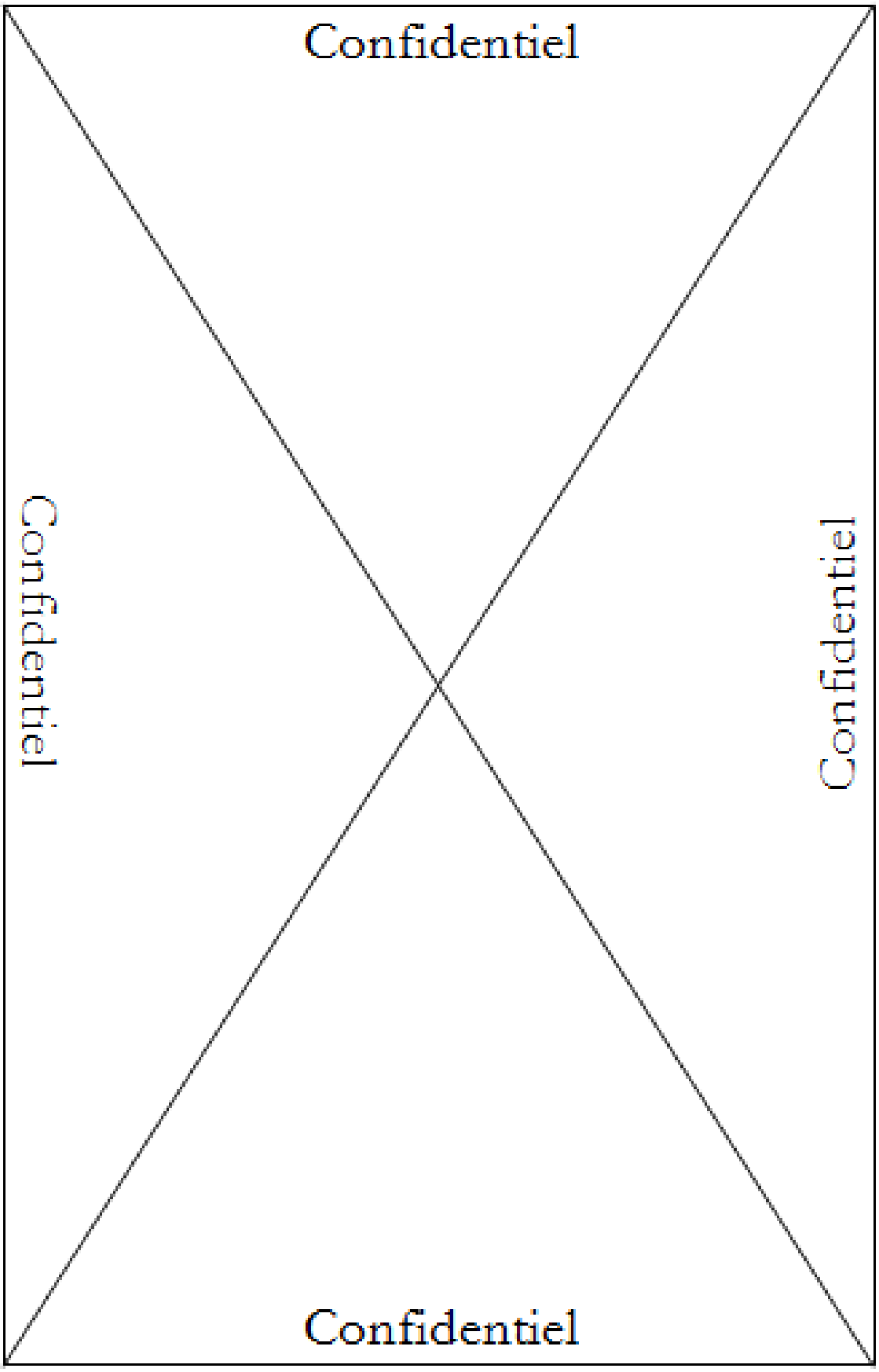


Figure 4 : Montage tôlerie stator

ANNEXE VII : Schéma panoramique du bobinage du prototype

I. OBJET

Cette annexe présente un schéma panoramique du bobinage du prototype (Figure 1). Le bobinage est distribué et raccourci de 5/6ième. Sur la Figure 1 on peut aussi voir la localisation des sondes de température. Ces sondes sont localisées dans les encoches 1, 33 et 65.

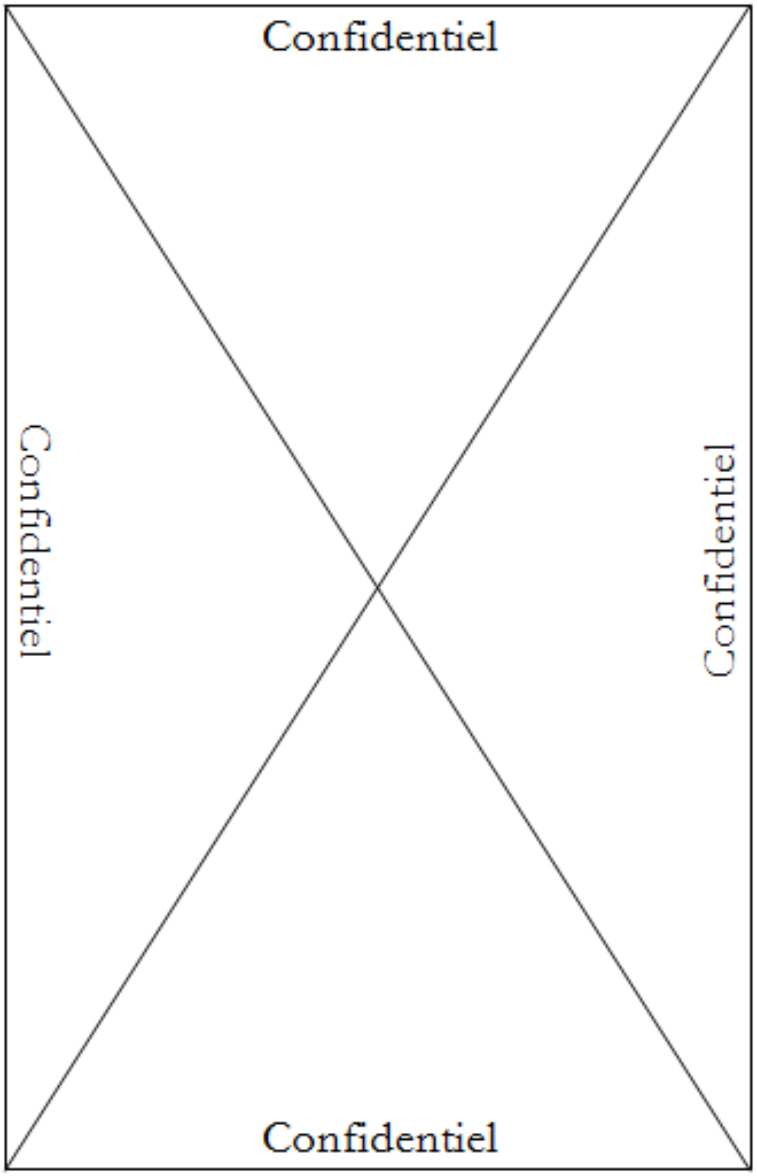


Figure 1 : Schéma panoramique du bobinage du prototype

ANNEXE VIII : Calcul du point initial pour le dimensionnement par optimisation

I. OBJET

L'utilisation de la méthode SQP, pour le dimensionnement par optimisation du prototype, nécessite la connaissance d'un point initial. Cette annexe décrit la méthode utilisée pour le pré-dimensionnement de la machine.

II. DESCRIPTION DE LA METHODE DE PRE-DIMENSIONNEMENT

Les données géométriques et caractéristiques connues de la machine sont regroupés dans le Tableau 1:

Désignation	Notation	Unité	Valeur
Puissance apparente nominale	S	kVA	1000
Tension composée d'alimentation	U	V	3000
Fréquence	f	Hz	50
Facteur de puissance nominal	Fp	-	0,8
Courant stator nominal	I_s	A	192
Nombre de paires de pôles	p	-	4
Diamètre extérieur	D_e	mm	Confidentiel
Longueur du fer	L_f	mm	Confidentiel
Nombre d'encoches	N_e	-	96
Nombre de voies en parallèle	a	-	4

Tableau 1: Données connues pour le pré-dimensionnement de la machine

A partir des paramètres connus de la machine, on procède au calcul du point initial. Tout d'abord, on calcule le diamètre d'alésage suivant la formule suivante.

$$\begin{aligned} D_a &= \text{Confidentiel} \\ D_a &= \text{Confidentiel} = 625mm \end{aligned} \quad (1)$$

Ensuite, en supposant que l'induction dans l'entrefer est connue, généralement $B_e=0,8\ T$, ainsi que le facteur d'ouverture polaire (généralement $\beta=0,7$), on calcule le flux (φ_e) dans l'entrefer.

$$\varphi_e = \beta \frac{\pi D_a}{2p} L_f B_e \quad \textbf{(2)}$$

$$\varphi_e = 0,7 \frac{\pi \times 0,625}{8} 0,75 \times 0,8 = 0,103 Wb$$

Si k_b représente le coefficient de bobinage, on détermine le nombre de spires en série par phase (N_s) comme suit.

$$N_s = \frac{V}{4,44 f \times k_b \times \varphi_e} \quad \textbf{(3)}$$

$$N_s = \frac{3000/\sqrt{3}}{4,44 \times 50 \times 0,92 \times 0,103} = 82,33 \approx 82$$

En supposant que le bobinage statorique comporte 4 circuits parallèles ($a=4$), on calcule le nombre de conducteurs par encoche.

$$n_{ce} = \frac{6aN_s}{N_e} \quad \textbf{(4)}$$

$$n_{ce} = \frac{6 \times 4 \times 82}{96} = 20,5$$

Les règles de dimensionnement des machines électriques, basées sur l'expérience des concepteurs, imposent des inductions maximales (B_{smax}) dans les parties ferromagnétiques statoriques égales à 1,6 T. Pour le rotor, l'induction maximale (B_{rmax}) peut atteindre 1,7 T. Ces règles vont permettre le dimensionnement du circuit magnétique. La conservation du flux dans l'entrefer, sur un pas dentaire, permet le calcul de la largeur d'une dent.

$$d = \frac{\pi D_a}{N_e} \frac{B_e}{B_{s\max}} \quad \textbf{(5)}$$

$$d = \frac{\pi \times 625}{96} \frac{0,8}{1,6} = 10,22 mm$$

La largeur d'une encoche (l_e) sera égale à :

$$l_e = \frac{\pi D_a}{N_e} - d \quad \textbf{(6)}$$

$$l_e = \frac{\pi \times 625}{96} - 10,22 = 10,23 mm$$

Selon les procédures internes de JEUMONT ELECTRIC, pour une tension efficace entre phase de 3000 V on utilise un isolant de 2,6 mm (isolation double). Ainsi, on calcule la largeur du cuivre stator (l_{cus}) comme suit :

$$l_{cus} = l_e - 2,6 = 7,63 mm \quad \textbf{(7)}$$

D'autres règles de conception, basées sur l'expérience, imposent une densité de courant (δ_s) dans les conducteurs du bobinage statorique de 3A/mm². Cette règle permettra le calcul de l'épaisseur du conducteur stator.

$$e_{cu} = \frac{I_s}{a \times l_{cu} \times \delta_s} \quad \textbf{(8)}$$
$$e_{cu} = \frac{192}{4 \times 7,63 \times 3} = 2,09mm$$

En négligeant le flux de fuite rotor et en supposant que l'induction dans le corps magnétique rotorique doit être inférieure à 1,7 T, on calcule la largeur du pôle (l_p) par la relation suivante.

$$l_p = \frac{\varphi_e}{L_f \times 1,7} \quad \textbf{(9)}$$
$$l_p = \frac{0,103}{0,75 \times 1,7} = 0,0807m = 80,7mm$$

En négligeant les fuites rotor et en utilisant la conservation du flux d'entrefer, la hauteur de la culasse rotor (h_{cr}) est calculée par la relation suivante.

$$h_{cr} = \frac{\varphi_e / 2}{L_f \times 1,7} \quad \textbf{(10)}$$
$$h_{cr} = \frac{0,103 / 2}{0,75 \times 1,7} = 0,0403m = 40,3mm$$

L'épaisseur de l'entrefer dépend du diamètre d'alésage et du nombre de paires de pôles. En fait, la valeur de l'entrefer est définie par l'optimisation du niveau de distorsion du champ d'une part et par le souci de minimiser les pertes à la surface du pôle d'autre part. La valeur de l'entrefer prise au centre du pôle est donnée par la relation (11). Cette équation est obtenue par les ingénieurs de JEUMONT ELECTRIC à la suite de l'étude et de la réalisation de multiples machines.

$$e = \text{Confidentiel} \quad \textbf{(11)}$$
$$e = \text{Confidentiel} = 5,35mm$$

Une fois l'épaisseur de l'entrefer déterminée, on calcule les ampères tours consommés dans l'entrefer. En négligeant la saturation, les ampères tours d'entrefer correspondent aux ampères tours à vide (At_0). Ces ampères tours sont calculés par la relation suivante.

$$At_0 = e \times H_e = e \times \frac{B_e}{\mu_0} \quad \textbf{(12)}$$
$$At_0 = 0,00535 \times \frac{0,8}{4\pi 10^{-7}} = 3407Am$$

Pour calculer les ampères tours d'excitation en charge, il faut tout d'abord déterminer les ampères tours de réaction d'induit (At_r). En utilisant l'expression suivante on calcule les ampères tours de réaction d'induit.

$$At_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}\frac{N_s}{p}k_b I_s \quad \textbf{(13)}$$
$$At_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}\frac{82}{4}0,92\times 192 = 4890\,Am$$

En supposant que les ampères tours de réaction d'induit et les ampères tours à vide ont la même direction, on calcule les ampères tours d'excitation en charge (At_u). Cependant, il faut noter que la relation (14) est approximative car le déphasage entre les ampères tours à vide et les ampères tours en charge dépend de l'angle de charge.

$$At_u = At_0 + At_r \quad \textbf{(14)}$$
$$At_u = 4890 + 3407 = 8297\,Am$$

Les ampères tours utiles sont créés par les aimants permanents (At_a) et par le bobinage d'excitation (At_b). En connaissant le taux d'hybridation ($ToHy$), on calcule les ampères tours créés par les aimants permanents.

$$At_a = ToHy \times Atu \quad \textbf{(15)}$$
$$At_a = 0,35\times 8297 = 2903\,Am$$

Si les aimants permanents utilisés possèdent une induction rémanente (B_r) de 1,18 T et une perméabilité relative (μ_r) de 1,1 on détermine l'épaisseur des aimants permanents (e_a) par la relation suivante.

$$At_a = \frac{B_r}{\mu_0\mu_r}e_a \text{ donc } e_a = \frac{\mu_0\mu_r}{B_r}At_a \quad \textbf{(16)}$$
$$e_a = \frac{1,1\times 4\pi 10^{-7}}{1,18}2903 = 0,0034m = 3,4mm$$

Les ampères tours créés par le bobinage d'excitation sont calculés par la formule suivante.

$$At_b = (1 - ToHy)\,At_u \quad \textbf{(17)}$$
$$At_b = (1 - 0,35)8297 = 5393\,Am$$

Le calcul des dimensions du cuivre de la bobine d'excitation nécessite deux hypothèses. La première hypothèse consiste à fixer le courant d'excitation en charge (J_{exc}) à 100 A, ce qui permettra de déterminer le nombre de spires rotor par pôle (N_{sr}).

$$N_{sr} = \frac{At_b}{Jexc} = \frac{5393}{100} = 53,9 \approx 54\,spires \quad \textbf{(18)}$$

La deuxième hypothèse consiste à fixer l'épaisseur d'une spire rotor (e_{cur}) à 2mm. En supposant que la densité de courant maximale (δ_r) que peut supporter une spire rotor est de 3A/mm² et en connaissant le courant d'excitation en charge, on détermine la largeur du conducteur rotor par la relation suivante.

$$l_{cur} = \frac{J_{exc}}{e_{cur}\times\delta_r} = \frac{100}{2\times 3} = 16,66mm \quad \textbf{(19)}$$

En suivant la démarche décrite ci-dessus on calcule le point initial de l'optimisation. Les valeurs initiales des variables d'optimisation sont regroupées dans le tableau suivant.

Désignation	Notation	Unité	Valeur
Largeur du conducteur stator	l_{cu}	mm	7,63
Epaisseur du conducteur stator	e_{cu}	mm	2,09
Epaisseur de l'entrefer magnétique	e	mm	5,35
Epaisseur des aimants permanents	e_a	mm	3,4
Diamètre d'alésage	D_a	mm	625
Hauteur de la culasse rotor	h_{cr}	mm	40
Largeur d'un pôle rotor	l_p	mm	80
Largeur d'un conducteur rotor	l_{cur}	mm	16,66
Epaisseur d'un conducteur rotor	e_{cur}	mm	2
Facteur de l'ouverture polaire	β	-	0,7
Nombre de conducteurs par encoche	n_{ce}	-	20,5
Nombre de spires par pôle rotor	N_{sr}	-	54

Tableau 2: Valeurs initiales des variables d'optimisation

III. CONCLUSION

Dans cette annexe on a détaillé la procédure utilisée pour la détermination du point initial pour le dimensionnement par optimisation du prototype.

Dans cette procédure, on a utilisé des formules analytiques et des règles basées sur l'expérience des concepteurs de JEUMONT ELECTRIC. De plus, plusieurs hypothèses ont été considérées :

- La saturation et les flux de fuite sont négligés,
- Colinéarité des ampères tours de réaction d'induit et des ampères tours à vide.

Il faut noter que certaines valeurs initiales calculées ne respectent pas les contraintes imposées par l'algorithme de l'optimisation. En effet, le but de cette procédure est de fournir un point initial pour démarrer le dimensionnement par optimisation du prototype qui utilise le modèle multi-physique du chapitre II, qui est bien plus rigoureux que la démarche d'initialisation du dimensionnement.

Références Bibliographiques

[ABI_94] M. M. Abidi, D. P. Milanicz, "Reactive Capability Limitation of Synchronous Machines", Power System, IEEE Transactions on, vol. 9, no. 1, Feb. 1994.

[ADEME_05] ADEME, « Les différents documents prenant en compte l'aménagement local et l'éolien ». http://www.ademe.fr/bretagne/telechargement/AMENAGEMENT-LOCAL-EOLIEN.pdf

[AKE_00] D. Akemakou, « Dual excitation electrical machine, and especially motor vehicule alternator », US Parent 6,037,691. 14 Mars 2000.

[AKE1_00] D. Akemakou et S. K. Phounsombat, « Electrical machine with double excitation, epecially a motor vehicle alternator », US Patent 6,147,429. 14 Nov. 2000.

[AMA_01] Y. Amara, « Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation », thèse de Doctorat, Université Paris XI, 2001.

[AMA_04] Y. Amara, H. Ben Ahmed, M. Gabsi, M. Lecrivain et F. Chabot, « Machines synchrones à double excitation », Revue internationale de génie électrique, vol. 7, n°1-2, ISBN : 2-7462-0721-4, p. 163-199, 2004.

[AMM_10] A. Ammar, F. Gillon and P. Brochet, « The double excitation : A solution to improve energetic performances of high power synchronous machines », IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010, Rome, September 2010.

[AMM_12] A. Ammar, A. C. Berbecea, F. Gillon and P. Brochet, « Influence of the ratio of hybridization on the performances of synchronous generator with hybrid excitation », IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM 2012, Marseille, September 2012.

[AMM_13] A. Ammar, A. C. Berbecea, F. Gillon and P. Brochet, « Modeling and optimal design of a 1MVA hybrid excitation synchronous generator prototype», Industrial Electronics, IEEE Transactions on, à paraître.

[ATA_00] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, D. A. Stone, « Rotor Loss in Permanent Magnet Brushless AC Machines », Industry Applications, IEEE Transactions on, Vol. 36, p.1612-1618, Nov./Dec. 2000.

[AYD_02] M. Aydin, S. Huang et T. Lipo, « A new axial flux surface mounted permanent magnet machine capable of field control », Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, 2, 2002.

[BAR_02] P. Barret, « Machines électriques – Théorie et mise en œuvre », éditions Ellipses, 1er édition, Mars 2002.

[BEL_76] A. Belot, « Calcul des machines électriques tournantes », édition les procédés DOREL, paris, 1976.

[BET_10] A. Bettayeb, « Pertes à haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension », thèse de doctorat de l'Ecole Supérieure d'Electricité, 2010.

[BIN_65] K.J. Binns, « Predetermination of the no-load magnetization characteristics of large turbo generators », Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of, Vol. 112, Issue 4, pp.720-730, 1965.

[BOA_05] K. Baoquan, L. Chunyan, et C. Shukang, « A new flux weakening method of permanent magnet synchronous machine », Electrical Machines and Systems, ICEMS 2005, Proceedings of the Eighth International Conference on, Vol. 1, p.500-503, Sept. 2005.

[BOG_95] P. T. Boggs et J. W. Tolle, « Sequential Quadratic Programming », Acta Numerica, Volume 4, pp 1-51. 1995.

[BOL_06] I. Boldea, « The electric generators handbook – Synchronous generator », Edition Taylor & Francis, USA, 2006.

[CEA_01] « Les trois voies de l'énergie solaire », Clefs CEA, n° 44, hiver 2000/2001.

[CEI_34-1] Norme Internationale CEI 60034-1, « Machines électriques tournantes-Caractéristiques assignés et caractéristiques de fonctionnement », pages 117-119, 2004.

[CEI_34-2] Norme internationale, « Machine électrique tournante – Méthodes pour la détermination des pertes et du rendement des machines électriques à partir d'essais », 1ère édition, 1972.

[CEI_34-4] Norme internationale, « Machine électrique tournante – Méthodes pour la détermination des à partir d'essais des grandeurs d'une machine synchrone », 1ère édition, 1985.

[CEI_34-6] Norme internationale, « Machine électrique tournante - Modes de refroidissement », 2ème édition, 1991.

[CEI_34-9] Norme Internationale CEI 60034-9, « Machines électriques tournantes - Limites de bruit », pages 18-20, 2003.

[COBHAM] Cobham software: 2D, 3D reference manuals.

[CUR_97] W. Curtiss, C. Syverson, « Hybrid alternator with voltage regulator », US Patent 5,631,544, Mai 1997.

[DAV_50] R. David, « Calcul des machines électriques tournantes », première partie, Edition Ecole Supérieure d'Electricité, Paris 1950.

[DEB_02] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal et T. Meyarivan, « A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II », IEEE Trans. Evol. Comput., vol. 6, no. 2, p. 182–197, Avr. 2002.

[DHA_83] G .Dhatt et G.Touzot, "Une présentation de la méthode des éléments finis", collection université de Compiègne, Edition Maloine ,Paris 1983.

[DOR_12] A. Doria-Cerezo ; V. A. Utkin et al. « Control of a Stand-Alone Wound Rotor Synchronous Generator: Two Sliding Mode Approaches via Regulation of the d-Voltage Component », IEEE Transaction on Control Systems Technology, Vol. 20, Issue 3, pages 779-786, May 2012.

[EDF_11] EDF et Observ'ER, « la production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde : Collection chiffre et statistiques », année 2011.

[EVA_97] P. Evans et R. Schultz, « Rotating electrical machine with electromagnetic and permanent magnet excitation », US Patent 5,663,605. 2 Septembre 1997.

[FIE_05] A. B. Field, « Eddy Currents in Large Slot-Wound Conductors », Trans. A.I.E.E. 1905, p. 761 à 788.

[FOD_05] D. FODOREAN, « Conception et réalisation d'une machine synchrone à double excitation : Application à l'entrainement direct », Thèse de Doctorat de l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et de l'Université Technologique de Cluj-Napoca, 2005.

[GIE_06] J. F. Gieras, « Noise of polyphase electric motors », Editions Taylor & Francis, USA 2006.

[GIE_10] J. F. Gieras, « Permanent Magnet Motor Technology-Design an Applications », 3ème édition, p.570-571, Edition Taylor and Francis Group, LLC, USA, 2010.

[GIEC_07] GIEC, "Changements climatiques 2007, rapport d'activité", 2007.

[GIR_06] A. Giret, « Transferts thermiques convectifs dans le cadre des machines tournantes », Thèse de Doctorat de l'université de Poitiers, Aout 2006.

[HAI_71] Y. Y. Haimes, L. S. Ladon, D. A. Wismer, « On a Bi-criterion Formulation of the Problems of Integrated System Identification and System Optimization », IEEE Transactions on Systems Man, and Cybernetics, Vol. 1, No. 3, pp. 296-297, 1971.

[HEN_94] J. R. Hendershot Jr, T. J. E. Miller, « Design of bruchless-permanent motors », Oxford, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1994.

[HEN_94] G. Henneberger, J.R. Hadji-Minaglou, R.C. Ciorba, « Design and test of permanent magnet synchronous motor with auxiliary excitation winding for electric vehicle application », European Power Electronics Chapter Symposium, p. 645-649, Lausanne, Oct. 1994.

[HLI_08] S. Hlioui, « Étude d'une Machine synchrone à double excitation - contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal », Thèse de Doctorat de l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.

[KAM_08] K.Kamiev, J. Nerg, J. Pyrhönen, V. Zaboin, « Hybrid excitation synchronous generators for island operation » IEEE International Conferance on Electrical Machine, ICEM2008, 6-8 Sept. 2008.

[KRA_02] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, « Analysis of Electric Machinery and Drive Systems », Editions Wiley, deuxième édition, 2002.

[KRE_04] R. J. Krefta, « Hybrid electrical machine with system and method of controlling such hybrid machine », European Patent n°1501 169 A2, Avril 2004.

[LAC_89] G. Lacroux, « Les aimants permanents », page 224, édition Lavoisier, Paris, 1989.

[LEO_96] F. Leonardi, T. Matsuo, Y. Li, T. A. Lipo, AND P. J. Maccleer, « Design considerations and test results for a doubly salient PM motor with flux control », Industry Applications Conference, Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS 1996, Vol.1, p. 458–463, 1996.

[LIW_67] M. Liwschitz, « Calcul des machines électrique », Tome I, pages 39-46, édition DUNOD, Paris 1967.

[LUO_00] X. Luo, T. Lipo, « A synchronous/permanent magnet hybrid AC machine », Energy conversion, IEEE Transactions on, Vol.15, Issue 2, p. 203-210, 2000.

[MA_99] L. Ma, M. Sanada, et al, « High effeciency adjustable speed control of IPMSM with variable permanent magnet flux linkage », Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, 2, 1999.

[MA_02] L. Ma, M. Sanada, et al, « Advantages of IPMSM with adjustable PM armature flux linkage in effeciency improvement and operating range extension », Power Conversion Conference, PCC Osaka 2002, Proceedings of the, 1, 2002.

[MAS_98] M. Masuzawa, N. Hirao, T. Sasaki, M. Mita, et al, « Brushless motor having permanent magnets », US Patent 5821710, Octobre 1998.

[MIZ_97] T. Mizuno, « Hybrid excitation type permanent magnet synchronous motor », US Patent 5,682,073. 28 Oct. 1997.

[MOR_96] W. D. Morris, K. F. Rahmat-Abadi, « Convective heat transfer in rotating ribbed tubes », International Journal of Heat and Mass Transfer, Vol. 39, No 11, pages 2253-2266, 1996.

[MOU_08] F. Moussouni-Messad, S. Kreuawan, S. Brisset, F. Gillon, P. Brochet, and L. Nicod. «Multilevel design Optimization Using Target Cascading », In Proceeding of the 10th International Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnétism (OIPE), pp. 48-49, Ilmenau, Germany, September, 2008.

[MUL_98] B. Multon, « l'énergie sur la terre : analyse des ressources et de la consommation. La place de l'énergie électrique. », Antenne de Bretagne de l'ENS Cachan, Revue 3EI, Septembre 98.

[MUN_08] A. Munteanu, Al. Simion et L. Livadaru, « Optimization study upon excitation pole shape of a hybrid synchronous generator », International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2008, p. 1292-1296, 2008.

[NED_11] B. Nedjar, « Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation », thèse de Doctorat de l'école Normale Supérieure de Cachan, 2011.

[NEF_08] T. Neffati, « Electricité générales – Analyse et synthèse des circuits », Edition Dunod, 2ème édition, Paris 2008.

[NIC_00] S. Nicaise, « Analyse numérique et équations aux dérivées partielles», Edition Dunod, 1ère édition, Paris 2000.

[PYR_08] J. Pyrhönen, T. Jokinen, V. Hrabovcova, « Design of electrical rotating machine », p. 256-265, Editions John Wiely & Sons, Ltd, Finlande, 2008.

[RAD_90] T. A. Radomski, « Alternating current generator », US Patent 4,959,577, Sep. 1990.

[RIC_63] R. Richter, « Elektrische Machinen, Band II », 3 Auflage, Basel, Birkhauser Verlag, 1967.

[SEB_86] T. Sebastian, G. Slemon and M. Rahman, « Modelling of permanent magnet synchronous motors », Magnetics, IEEE Transaction on, vol. 22, no. 5, pp. 1069-1071, 1986.

[SENIS] site internet du fabricant de sondes à effet Hall SENIS http://www.senis.ch/magnetics/hall-probes/integrated-hall-probes/hall-probe-k

[SHA_93] A. Shakal, Y. Liao,et T. Lipo, « A permanent magnet AC machine structure with true field weakening capability », Industrial Electronics, Conference Proceedings, ISIE'93-Budapest, IEEE International Symposium on, p. 1924, 1993.

[SHA_10] W. Shanming, X. Yonghong, W. Ciangheng, S. Pengsheng, H. Shaogang, Z. Anming, « State of the art of hybrid Excitation permanent magnet synchronous machines », Electical Machines and Systems (ICEMS), International Conference on, p. 1004-1009, 2010.

[SOO_94] W.L. Soong et J.T.E. Miller, « Field-weakening performances of brushless synchronous ac motor drive », IEEE Proceedings Electric Power Applications, Vol 141, n°6, p. 331 – 340, Novembre 1994.

[SR_ERT] Fiche technique du collecteur tournant http://www.intertechnology.com/Michigan_Scientific/pdfs/SR_ERT_Series.pdf

[SUG_96] Y. Sugii, M. Yada, S. Koga, T. Ashikaga, « Applicability of Various Motors to Electric Vehicles (EV) », Proceedings of EVS-13, vol. 1, p. 757–764, Osaka, Japan, Octobre 1996.

[SYV_95] C.D. Syverson "Hybrid alternator", Mar. 14, 1995, US Patent 5,397,975.

[TAK_08] A. Takorabet, « Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile - Comparaison à des structures classiques », thèse de Doctorat de l'école Normale Supérieure de Cachan, 2008.

[TAP_03] J. A. Tapia, F. Leonardi, T. A. Lipo, « Consequent Pole Permanent Magnet Machine with Extended Field Weakening Capability », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, Issue 6, p.1704-1709, 2003.

[TI_BM4640] M. Rapin et P. Leconte, « Eoliennes », Techniques de l'Ingénieur, Référence BM4640, page 22, 10 Avril 2009.

[TI_D3420] J. Saint-Michel, « Bobinage des machines tournantes à courant alternatif », Technique de l'ingénieur, référence D3420.

[TI_D3460] Y. Bertin, « Refroidissement des machines électriques tournantes », Technique de l'ingénieur, référence D3460.

[TI_D3521] H. Ben Ahmed, N. Bernard, G. Feld, B. Multon, « Machines synchrones – Modélisation en régime permanent », Techniques de l'Ingénieur, D3521, Novembre 2006.

[TI_D3524] H. Ben Ahmed, N. Bernard, G. Feld, B. Multon, « Machines synchrones – Fonctionnement en régime autopiloté », Techniques de l'Ingénieur, D3524, Novembre 2009.

[TI_D3525] L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, « Machines synchrones à double excitation MSDE», Techniques de l'Ingénieur, D3525, Fév. 2011.

[TI_D3900] H. Ben Ahmed, B. Multon, G. Robin, O. Gergaud, « Consommation d'énergie et ressources énergétiques », Techniques de l'Ingénieur, D3900, Novembre 2003.

[VIZ_07] D. Vizireanu, « Conception optimale d'une génératrice synchrone à flux axial et aimants permanents pour une éolienne de 5 MW en attaque directe », Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille, Juillet 2007.

[Web_E2D] Site internet énergie de demain http://energies2demain.com/eau/vagues/recuperation-de-l-energie-des-vagues

[Web_EIA] Site internet de l'Energy Information Administration du gouvernement US http://www.worldenergyoutlook.org/

[Web_ENERCON] Site internet de ENERCON – fiche technique de la E126. http://www.enercon.de/en-en/66.htm

[Web_ENSL] Site internet de l'Ecole Nationale Supérieure de Lyon http://planet-terre.ens-lyon.fr/planetterre/XML/db/planetterre/metadata/LOM-co2-atm-temp.xml

[Web_JE] site internet de la société JEUMONT ELECTRIC. www.jeumontelectric.com

[Web_LSCE] Site du Laboratoire des Sciences du Climat et de l'Environnement de l'Institut Pierre Simon Laplace http://www.universcience.fr/climobs/figure/constat_composition-atmosphere_concentration-co2-1958-2011/

[Web_NOAA] Site internet du National Oceanic and Atmospheric Administration http://www.ncdc.noaa.gov/cmb-faq/anomalies.php#grid

[Web_Wiki_Ress] Site internet Wikipédia: Ressources et consummation énergétique mondiale http://fr.wikipedia.org/wiki/Ressources_et_consommation_%C3%A9nerg%C3%A9tiques_mondiales

[WU_11] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, S. Kouro, « Power conversion and control of wind energy systems », Editions Wiley, New Jersey, USA 2011.

[YAN_95] W. M. Yan, C. Y. Soong, « Simultaniously developing mixed convective in radially rotating rectangular ducts », International Journal of Heat and Mass Transfer, Vol. 39, No 4, pages 665-677, 1995.

[YEM_00] R. W. Yemm, R. M. Henderson et C. A. E. Taylor, « The OPD Pelamis WEC : Currents Status and Onward Programme », Wave Energy Conferences, Alborg, 2000.

Modélisation et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation de forte puissance

Résumé : Alliant flexibilité de contrôle et bon rendement, les Machines Synchrone à Double Excitation (MSDE) sont de plus en plus investiguées pour diverses applications de petites et moyennes puissances mais rarement pour des applications de fortes puissances. Cette thèse a pour objectif l'étude d'un Générateur Synchrone à Double Excitation (GSDE) de forte puissance. Un modèle de comportement a été établi. Des méthodes analytiques et semi-analytiques ont été utilisées pour la modélisation multi-physique de la machine. Ce modèle a été validé, dans un premier temps, par comparaison aux résultats d'un modèle éléments finis.

Comparé à un Générateur Synchrone à Pôles Saillants (GSPS), le GSDE offre des solutions plus intéressantes énergétiquement et économiquement que ce soit en fonctionnement à vitesse constante ou à vitesse variable. Dans le cadre d'un fonctionnement en générateur éolien, l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase et l'augmentation de la fréquence d'alimentation contribuent à l'amélioration des performances du GSDE. Cependant il faudrait tenir compte des impacts sur l'électronique de puissance et le multiplicateur mécanique. De plus, la distribution de Weibull et le bon choix de la plage utile de variation de la vitesse du vent, jouent un rôle important sur le dimensionnement optimal du générateur éolien.

Un prototype de GSDE d'une puissance d'1MVA a été dimensionné, optimisé et fabriqué. Tout d'abord, le prototype a servi à la validation du modèle multi-physique. Enfin, la réalisation des essais sur deux étapes (avant et après le collage des aimants permanents) a montré l'apport énergétique du GSDE par rapport au GSPS.

Mots clés : Générateur Synchrone, Double Excitation, Modélisation, Optimisation, Dimensionnement, Prototype, Générateur Eolien.

Modeling and Optimization of a large Hybrid Excitation Synchronous Generator

Abstract: The use of Hybrid Excitation Synchronous Machine (HESM) can widely be extended to any size of power applications in regards to its high efficiency and simplicity of flux control. The aim of this thesis consists to analyze different design constraints and develop optimization processes of a Hybrid Excitation Synchronous Generator (HESG).

Analytical and lumped models were used with reasonable level of accuracy and minimum computation time. The model has been validated by comparing the result to those achieved by FEM.

The study shows the technical and economical advantages of the use of HESG compare to the conventional Salient Pole Synchronous Generator (SPSG). The comparison between the two generator topologies was considered for constant and variable speed applications such as wind energy. The influence of several parameters such as frequency and the number of slot per pole and per phase was investigated. For the case of wind energy application the study shows the importance of Weibull distribution and the speed range when looking for the optimized generator.

In order to validate the multi-physics model, a 1MVA HESG was considered and a prototype produced. To highlight the advantages and performances of HESG generator a test program was carried out into steps. A first set of tests have been made before bounding the permanent magnets and the second set of tests have been made after bounding the permanent magnets.

Key words: Hybrid Excitation, Generator, Modeling, Optimization, Design, Prototype, Wind Turbine.