



**HAL**  
open science

# Efficacité énergétique des machines de production d'électricité

Maxime Poyard

► **To cite this version:**

Maxime Poyard. Efficacité énergétique des machines de production d'électricité. Energie électrique. Ecole Centrale de Lille, 2017. Français. NNT : 2017ECLI0010 . tel-01871328

**HAL Id: tel-01871328**

**<https://theses.hal.science/tel-01871328v1>**

Submitted on 10 Sep 2018

**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 : 323

**CENTRALE LILLE**

**THESE**

présentée en vue  
d'obtenir le grade de

**DOCTEUR**

**en**

**Spécialité : Génie Electrique**

par

**Maxime PLOYARD**

**DOCTORAT DELIVRE PAR CENTRALE LILLE**

Titre de la thèse :

**Efficacité Energétique des Machines  
de Production d'Electricité**

Soutenue le 29 Juin 2017 devant le jury d'examen :

<b>Président</b>	M. M. Gabsi	Professeur, SATIE, École Normal Supérieur de Cachan
<b>Rapporteur</b>	M. F. Wurtz	Directeur de Recherche CNRS, G2ELab, Grenoble INP
<b>Rapporteur</b>	M. N Takorabet	Professeur, GREEN, Université de Lorraine
<b>Examineur</b>	M <sup>m</sup> c Hage-Hassan	Maître de conférences, GeePs, CentraleSupélec
<b>Directeur</b>	M F. Gillon	Maître de conférences HDR, L2EP, Centrale Lille
<b>Encadrant</b>	M. L. Vido	Maître de conférences, SATIE, Université de Cergy Pontoise
<b>Invité</b>	M. D. Laloy	Responsable R&D, JEUMONT Electric

Thèse préparée dans le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP)  
Ecole Doctorale SPI 072 (Lille I, Lille III, Artois, ULCO, UVHC, Centrale Lille)



# Remerciements

---

Ce travail de trois ans est la concrétisation d'un ensemble de collaboration. C'est ainsi que je présente mes remerciements à l'ensemble des personnes et institutions qui ont contribué à la réussite de cette thèse en collaboration avec Centrale Lille (Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance - L2EP), JEUMONT Electric et l'Ecole Normal Supérieur de Cachan (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de L'Energie - SATIE).

Je tiens à remercier particulièrement M. Frédéric Gillon, Maître de conférences HDR à Centrale Lille, d'avoir dirigé ces travaux de thèse. Ce fût un réel plaisir de travailler avec lui et de bénéficier d'autant d'enthousiasme, de dynamisme et de curiosité. Merci pour sa disponibilité, son soutien sans relâche durant ces trois années de thèse.

Ma profonde reconnaissance va à M. Daniel Laloy, Responsable Recherche et Développement à JEUMONT Electric, pour sa confiance, son expertise et tout son savoir-faire qui m'ont été prolifique. Je le remercie vivement pour tout ce qu'il m'a apporté durant ces trois années.

Je tiens également à remercier M. Lionel Vido, Maître de conférences à l'Université de Cergy Pontoise, pour son implication dans ces travaux de recherches. Je lui suis reconnaissant pour les fructueux échanges que l'on a eu et bien entendu pour son accueil à l'ENS Cachan.

Je remercie amplement M. Aymen Ammar, Ingénieur d'études à JEUMONT Electric, qui m'a accompagné tout au long de ces trois années. Je lui montre une grande gratitude pour m'avoir fait bénéficier de son expérience, ses conseils et son savoir-faire acquis lors de sa thèse. Une nouvelle fois merci, car cela m'a permis de démarrer sur un formidable socle de compétences pour mener à bien ce travail.

J'adresse mes profonds remerciements à M. Mohamed Gabsi, Professeur à l'Ecole Normal Supérieur de Cachan, d'avoir accepté de présider cette soutenance de thèse.

Pour leur participation en tant que rapporteur, je remercie M. Frederic Wurtz, Directeur de recherche CNRS (G2ELab, Grenoble INP), et M. Nouredine Takorabet, Professeur à l'Université de Lorraine (GREEN), de m'avoir fait l'honneur d'apporter leurs expertises et leurs jugements sur ces travaux de thèse.

De par sa participation au jury de thèse, je souhaite également remercier M<sup>me</sup> Maya Hage-Hassan, Maître de conférences de CentraleSupélec (GEEPS), pour avoir examiné ce mémoire.

Ce travail reflète la synthèse de nombreuses collaborations dont je souhaite souligner leurs importances dans ce mémoire :

- Je remercie, Olivier de la Barriere, Chargé de recherche CNRS, pour sa participation active sur les pertes fer et son accueil au sein de l'ENS Cachan.
- Je souligne également les fructueuses collaborations de M<sup>me</sup> Juliana Luísa Müller Iamamura, Docteur de l'Université de Lille, et M. Abdelkader Benabou, Maître de Conférences HDR à l'Université de Lille.
- Je remercie M. Dan Ilea, ingénieur responsable applications chez Cobham, pour ces conseils, sa réactivité.



- J'adresse de vifs remerciements à M. Florent Delhaye, Ingénieur de recherche, qui en plus d'apporter une convivialité et une bonne humeur quotidienne, a réussi à transmettre son savoir et ses connaissances « en informatique » pour bonifier ces travaux.

Je souhaite également remercier l'ensemble des enseignants chercheurs et le personnel de Centrale Lille pour leur accueil, leur sympathie et conseils. Je porte également de très forts remerciements à l'ensemble des équipes de JEUMONT Electric, pour mon intégration à leurs équipes de travaux et leurs implications sur ces travaux de thèses.

Je souligne également l'enrichissement personnel au près des différentes personnes que j'ai côtoyé durant ces années de thèse. Je pense notamment aux différents membres de mon bureau à Centrale Lille, Mathieu Rossi, Antoine Bruyère, Valentin Zaharia, Wissem Bekir, Guilherme Santos Pereira mais également aux collègues et amis, Mathias Fakam, Pierre Caillard, Patricio La Delfa, Ghislain Despret, Emile Devillers, Jean Sylvio Ngoua Teu Magambo, et tant d'autres. Je mentionne également Trung-Kien Hoang, Baptiste Chareyron et Benjamin Gaussens pour leur accueil si chaleureux à l'ENS Cachan.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans citer mes proches qui m'ont soutenu durant ces trois années sans relâche. Je pense notamment à ma compagne Justine, ma mère, mon père et mes deux sœurs.

# Tables des matières

---

<b>Tables des matières</b> .....	<b>I</b>
<b>Listes des figures</b> .....	<b>V</b>
<b>Listes des tableaux</b> .....	<b>IX</b>
<b>Introduction générale</b> .....	<b>1</b>
<b>Chapitre 1. Introduction</b> .....	<b>4</b>
<b>1.1. Contexte général</b> .....	<b>4</b>
<b>1.2. Problématiques sociétales et industrielles</b> .....	<b>4</b>
1.2.1. Besoin sociétal.....	5
1.2.1.1. Les enjeux environnementaux .....	5
1.2.1.2. Efficacité énergétique.....	7
1.2.2. Besoin industriel .....	9
<b>1.3. Les machines à double excitation</b> .....	<b>10</b>
1.3.1. Principes et structures des MSDE série.....	10
1.3.1.1. Principes des MSDE série .....	10
1.3.1.2. Structures de MSDE série .....	12
1.3.2. Principes et structures des MSDE parallèle .....	13
1.3.2.1. Principes des MSDE parallèle (1).....	13
1.3.2.2. Principes des MSDE parallèle (2).....	15
1.3.2.3. Structures des MSDE parallèle .....	16
1.3.3. Exemples de structures à double excitation .....	17
1.3.3.1. MSDE à pôles consécutifs.....	17
1.3.3.2. MSDE à commutation de flux.....	18
1.3.3.3. MSDE à paires de pôles variables .....	19
1.3.3.4. MSDE à concentration de flux (homopolaire et bipolaire).....	20
<b>1.4. Positionnement scientifique et industriel</b> .....	<b>22</b>
1.4.1. Structures et solutions retenues pour la forte puissance .....	22
1.4.1.1. La MSDEs .....	22
1.4.1.2. JEOLIS.....	24
1.4.1.3. MSDEv .....	25
1.4.2. Pertes et efficacité énergétique.....	27
1.4.3. Dimensionnement par optimisation des structures.....	28
1.4.3.1. L'optimisation au service de la conception .....	28
1.4.3.2. L'optimisation, une alternative pour le choix des structures.....	29
1.4.3.3. L'interaction du système lors de la conception .....	30
1.4.3.4. L'association temps de calcul et modèles de conception .....	32

<b>1.5. Synthèse et apports.....</b>	<b>34</b>
<b>Chapitre 2. Les pertes fer dans les générateurs de forte puissance .....</b>	<b>36</b>
<b>2.1. Introduction.....</b>	<b>36</b>
2.1.1. Les origines des pertes fer pour les fortes puissances .....	37
2.1.2. Les pertes fer dans les matériaux magnétiques doux.....	38
2.1.2.1. Les pertes par hystérésis .....	38
2.1.2.2. Les pertes par courants induits .....	40
2.1.2.3. Les pertes excédentaires .....	41
<b>2.2. Les modèles de pertes fer .....</b>	<b>42</b>
2.2.1. Les modèles de pertes fer globales .....	42
2.2.1.1. Le modèle de Steinmetz .....	42
2.2.1.2. Les modèles d'interpolation.....	43
2.2.2. Les modèles de décomposition des pertes .....	44
2.2.2.1. Les modèles de la dérivée temporelle de l'induction.....	44
2.2.2.2. Considération des cycles mineurs .....	46
2.2.3. Les modèles d'hystérésis .....	47
2.2.4. Le modèle Loss Surface .....	49
2.2.5. Sélections des modèles pour la conception des générateurs .....	50
<b>2.3. Applications et comparaisons des modèles de pertes fer .....</b>	<b>53</b>
2.3.1. Les moyens de mesures des pertes fer .....	53
2.3.2. Identification des coefficients des modèles de pertes .....	55
2.3.3. Comparaisons expérimentales des modèles soumis à des formes non-sinusoïdales.....	57
2.3.4. Comparaisons expérimentales des modèles soumis à des formes d'induction de MSDE.....	60
<b>2.4. Les pertes fer appliquées au générateur électrique.....</b>	<b>67</b>
2.4.1. Méthodologie et hypothèses pour le calcul des pertes fer.....	68
2.4.1.1. $B_{min}$ - $B_{maj}$ .....	68
2.4.1.2. Simplifications EF .....	69
2.4.2. Les pertes fer dans le stator de la génératrice .....	70
2.4.3. Calculs et mesures des pertes globales dans les générateurs .....	72
2.4.3.1. Procédure de mesures des pertes à vide .....	73
2.4.3.2. Les pertes en surface du pôle .....	74
2.4.3.3. Validations expérimentales des pertes globales dans la MSDEs.....	75
2.4.3.4. Les pertes fer en charge .....	77
<b>2.5. Synthèse et apports.....</b>	<b>79</b>
<b>Chapitre 3. Modélisation multi-structure des MSDE.....</b>	<b>82</b>
<b>3.1. Introduction.....</b>	<b>82</b>
3.1.1. Cahier des charges des prototypes étudiés .....	83
3.1.2. Les incidents de la MSDEs .....	85
<b>3.2. Réseaux de reluctance et règle de conception des MSDE série .....</b>	<b>88</b>
3.2.1. Principe des réseaux de réluctance.....	88

3.2.2. Règle de conception des MSDE série .....	90
<b>3.3. Modélisation électromagnétique multi-structure.....</b>	<b>93</b>
3.3.1. Modélisation à vide .....	94
3.3.1.1. Identification du réseau de réductance .....	95
3.3.1.2. Calculs des réductances et sources.....	98
3.3.2. Modélisation en charge.....	102
3.3.2.1. Modèle de Park en flux .....	102
3.3.2.2. Principe des niveaux de modélisations des flux.....	103
3.3.2.3. Méthode analytique .....	104
3.3.2.4. Méthode numérique .....	105
3.3.2.5. Méthode par réseaux de réductance.....	109
3.3.2.6. Comparaison des méthodes d'obtention des flux.....	111
3.3.2.7. Phaseurs et conventions .....	113
3.3.2.8. Stratégie de résolution d'un point de fonctionnement en charge .....	115
<b>3.4. Les modèles pour la conception .....</b>	<b>117</b>
3.4.1. Modèle technico-économique.....	117
3.4.1.1. Modèle économique des matières premières.....	118
3.4.1.2. Modèle économique de main d'œuvre.....	120
3.4.1.3. Applications du modèle technico-économique.....	121
3.4.2. Modèle mécanique.....	122
3.4.3. Modèles de pertes Joules .....	124
3.4.4. Modèle de pertes mécaniques .....	125
3.4.5. Modèles de pertes dans les aimants .....	125
<b>3.5. Validations et comparaisons .....</b>	<b>127</b>
3.5.1. Validations expérimentales à vide.....	127
3.5.2. Validations expérimentales en charge.....	128
3.5.3. Validations expérimentales sur cycle de fonctionnement .....	130
3.5.3.1. Cycle expérimental de fonctionnement éolien.....	130
3.5.3.2. Comparaison des méthodes d'obtention des flux.....	131
<b>3.6. Synthèses et apports.....</b>	<b>135</b>
<b>Chapitre 4. Conception par optimisation des MSDE.....</b>	<b>137</b>
<b>4.1. Introduction.....</b>	<b>137</b>
4.1.1. Lois de contrôle des générateurs .....	138
4.1.2. Convergence de la loi de contrôle .....	138
4.1.3. Application au générateur éolien.....	144
4.1.3.1. Caractéristiques de fonctionnement .....	144
4.1.3.2. Architecture du contrôle optimal .....	146
4.1.3.3. Impact de la loi de contrôle sur les données statistiques.....	147
<b>4.2. Présentation du processus d'optimisation multi-structure sur point nominal .....</b>	<b>151</b>
4.2.1. Définition du problème d'optimisation.....	151

4.2.1.1. Définition des variables.....	151
4.2.1.2. Gestion des contraintes.....	154
4.2.2. Analyse de corrélation.....	154
4.2.2.1. Principe des coefficients de corrélation.....	155
4.2.2.2. Application au modèle multi-structure.....	155
4.2.3. L'algorithme pour la conception par optimisation.....	157
4.2.3.1. L'optimisation par algorithme génétique.....	157
4.2.3.2. Les paramètres de l'algorithme génétique.....	158
4.2.4. Synthèse de l'architecture d'optimisation.....	159
<b>4.3. Conception par optimisation multicritère sur le point nominal.....</b>	<b>161</b>
4.3.1. Application au générateur éolien.....	161
4.3.1.1. Résultats et analyses.....	162
4.3.1.2. Impact du critère économique.....	167
4.3.1.3. Impact du critère de masse.....	169
4.3.2. Applications aux générateurs de production.....	170
4.3.2.1. Optimisation sur le point nominal.....	171
4.3.2.2. Impact de la procédure « All-In-One ».....	173
4.3.2.3. Impact des variables statoriques.....	175
<b>4.4. Conception par optimisation sur données statistiques.....</b>	<b>179</b>
4.4.1. Architecture du processus d'optimisation.....	179
4.4.2. Résultats d'optimisation.....	180
4.4.2.1. Analyses des fronts de Pareto.....	180
4.4.2.2. Impact des données statistiques sur le dimensionnement.....	182
<b>4.5. Synthèse et apports.....</b>	<b>184</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>187</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>191</b>
<b>Annexe a. Caractéristiques des matériaux ferromagnétiques doux.....</b>	<b>192</b>
<b>Annexe b. Généralité sur le modèle de Park.....</b>	<b>193</b>
<b>Annexe c. Calculs des paramètres électriques d'une MSDE.....</b>	<b>196</b>
<b>Annexe d. Analyses des résultats d'optimisation.....</b>	<b>205</b>
<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>211</b>

# Listes des figures

Figure 1.1 Consommation mondiale d'énergie primaire en milliard de tep par zone [7] .....	5
Figure 1.2 Consommation d'énergie finale par continent [7] .....	5
Figure 1.3 Origine des émissions de CO <sub>2</sub> dues à la combustion d'énergie en 2013 [8] .....	6
Figure 1.4 Production d'énergie primaire en Mtep par énergie en France [7] .....	6
Figure 1.5 Répartition en % par secteur des émissions de GES en France en 2014 [8] .....	7
Figure 1.6 Bilan énergétique dans l'Union Européenne en 2015 (KTOE : ktep) [9] .....	8
Figure 1.7 MSRB à pôles saillants .....	9
Figure 1.8 Schéma de principe d'une MSDE série .....	11
Figure 1.9 Lignes de flux d'une MSDE série .....	11
Figure 1.10 Structures de MSDE série .....	12
Figure 1.11 Schéma de principe d'une MSDE parallèle (1) .....	13
Figure 1.12 Lignes de flux d'une MSDE parallèle .....	14
Figure 1.13 Cartographies d'inductions de la MSDE parallèle (1) .....	14
Figure 1.14 Schéma de principe d'une MSDE parallèle (2) .....	15
Figure 1.15 Principe des lignes de flux d'une MSDE parallèle (2) .....	15
Figure 1.16 Structures de MSDE parallèle (1) .....	16
Figure 1.17 Structures de MSDE parallèle (2) .....	16
Figure 1.18 MSDE à pôles conséquents [29] .....	17
Figure 1.19 Modes de fonctionnement de la MSDE à pôles conséquents [29] .....	18
Figure 1.20 Structure de MSDE à commutation de flux [32] .....	18
Figure 1.21 Principe de fonctionnement de la MSDE à commutation de flux [32] .....	18
Figure 1.22 MSDE à paires de pôles variables .....	19
Figure 1.23 Lignes de flux d'une MSDE à paires de pôles variables [17] .....	20
Figure 1.24 Principe de la double excitation à concentration de flux [35] .....	21
Figure 1.25 Principes des lignes de flux [35] .....	21
Figure 1.26 Rotor du prototype de la MSDEs [6] .....	23
Figure 1.27 Cartographies d'inductions de la MSDEs .....	23
Figure 1.28 Prototype JEOLIS .....	24
Figure 1.29 Cartographies d'inductions de JEOLIS .....	25
Figure 1.30 Concept de la MSDEv .....	25
Figure 1.31 Cartographies d'inductions de MSDE .....	26
Figure 1.32 Processus de montage de la MSDEv .....	26
Figure 1.33 Diagramme sur l'origine des pertes dans les générateurs de forte puissance .....	27
Figure 1.34 Processus de conception par optimisation .....	29
Figure 1.35 Processus de conception par optimisation multi-structure .....	30
Figure 1.36 Evolution de la production éolienne en [GWh] en France .....	31
Figure 1.37 Répartition [%] des installations par nombre et tranche de puissance fin 2015 .....	31
Figure 1.38 Interaction du système sur la conception .....	32
Figure 1.39 Classification des méthodes de modélisation .....	33
Figure 1.40 Concepteur face aux temps de calcul [44] .....	33
Figure 2.1 Parties ferromagnétiques du prototype de la MSDEs .....	37
Figure 2.2 Mouvement des parois de Bloch .....	39
Figure 2.3 Exemple d'un cycle d'hystérésis quasi-statique .....	39
Figure 2.4 Courants induits dans l'épaisseur d'une tôle .....	40
Figure 2.5 Elargissement du cycle d'hystérésis .....	41
Figure 2.6 Surface de mesures des densités de pertes sur une tôle M400-65A .....	43
Figure 2.7 Définition des variables et représentation sur le cycle d'hystérésis .....	45

Figure 2.8	Variation temporelle de l'induction avec présence de cycles mineurs.....	46
Figure 2.9	Cycle d'un commutateur magnétique.....	47
Figure 2.10	Schéma phénoménologique du modèle de Preisach statique [52].....	48
Figure 2.11	Mesures et reconstructions de cycles d'hystérésis avec le modèle de Preisach [46].....	48
Figure 2.12	Surface $H(B, dB/dt)$ à 1,75 T, tôle M330-35A [68].....	49
Figure 2.13	Cadre d'Epstein avec les échantillons insérés.....	54
Figure 2.14	Caractéristiques des densités de pertes mesurées et fitting des modèles.....	56
Figure 2.15	Illustration du Cas 1.....	58
Figure 2.16	Illustration du Cas 2.....	58
Figure 2.17	Illustration du Cas 3.....	59
Figure 2.18	Evolutions des pertes fer pour les 3 cas en fonction du déphasage.....	60
Figure 2.19	Modèle EF et maillage de la MSDEs.....	61
Figure 2.20	Variations temporelles de l'induction sous une dent - mesures et simulations EF.....	61
Figure 2.21	Emplacement et LOCI des cinq points statoriques.....	62
Figure 2.22	Variations temporelles des inductions pour les axes majeur et mineur des points du stator ...	64
Figure 2.23	Cycles d'hystérésis expérimentaux des points caractéristiques du stator.....	65
Figure 2.24	Comparaison des densités de pertes pour les 5 points du stator.....	66
Figure 2.25	Procédure de calcul des pertes fer (décomposition de l'induction pour un élément n).....	68
Figure 2.26	Illustration d'une demi-dent avec le maillage et les barycentres associés.....	70
Figure 2.27	Distribution des densités de chaque composante de pertes fer [W/kg].....	71
Figure 2.28	Erreurs en [W/kg] des modèles de pertes en fonction du modèle $M_{4+}$ de référence.....	72
Figure 2.29	Schéma de principe de l'essai de mesures des pertes fer à vide.....	73
Figure 2.30	Schéma de principe de l'évolution de l'induction à la surface d'un pôle.....	74
Figure 2.31	Procédure de calcul des pertes globales à vide.....	75
Figure 2.32	Comparaisons des pertes fer calculées et mesurées.....	76
Figure 2.33	Diagramme circulaire des proportions de pertes calculées.....	76
Figure 2.34	Variations de l'induction sous une dent en charge (mesures et simulations EF).....	77
Figure 2.35	Distribution des densités de pertes fer (à vide, en charge, différence).....	79
Figure 3.1	Prototypes des générateurs.....	83
Figure 3.2	Architecture complète de la chaîne de conversion JEOLIS.....	84
Figure 3.3	Incident du décolage des aimants permanents [6].....	85
Figure 3.4	Caractérisation de l'induction d'un aimant NdFeB.....	86
Figure 3.5	Mesures au gaussmètre sur le générateur et repère choisi.....	86
Figure 3.6	Cartographie d'induction au centre des aimants d'un pôle.....	87
Figure 3.7	Variations de l'induction au milieu des aimants en charge.....	87
Figure 3.8	Principe d'un tube de flux.....	89
Figure 3.9	Ré reluctances usuelles et équations associées.....	89
Figure 3.10	Modèle par réseau de ré reluctances simple.....	90
Figure 3.11	Variations du courant d'excitation en fonction de la longueur et la hauteur d'aimant.....	92
Figure 3.12	Représentation des compromis de masse d'aimant à courants d'excitations donnés.....	93
Figure 3.13	Structures investiguées.....	94
Figure 3.14	Lignes de flux des différentes structures.....	95
Figure 3.15	Variation d'induction dans le pôle pour chaque structure.....	96
Figure 3.16	Réseau de ré reluctances multi-structure.....	97
Figure 3.17	Variables associées aux tubes de flux.....	98
Figure 3.18	Modèle circuit dans le repère de Park.....	103
Figure 3.19	Principe des niveaux de modélisation.....	104
Figure 3.20	Exemple de phaseur des flux en fonctionnement moteur.....	105
Figure 3.21	Principe d'obtention des flux par méthode numérique.....	105
Figure 3.22	Exemples de bobinages à double couche.....	106
Figure 3.23	Distribution des bobinages à double couche.....	107
Figure 3.24	Lignes de flux suivant le repère dq pour une MSRB.....	108

Figure 3.25 Lignes de flux suivant le repère dq pour une MSDEv .....	108
Figure 3.26 Réseaux de réluctance suivant chaque axe .....	109
Figure 3.27 Surfaces de flux d'axe direct par la méthode EF et RR .....	111
Figure 3.28 Surfaces de flux d'axe quadrature par la méthode EF et RR.....	112
Figure 3.29 Surfaces de flux d'axe quadrature par la méthode EF et RR.....	113
Figure 3.30 Diagrammes vectoriels d'une machine synchrone .....	114
Figure 3.31 Schéma de résolution d'un point de fonctionnement en charge.....	116
Figure 3.32 Répartition des coûts suivant une MSRB, MSDEs et MSDEv.....	122
Figure 3.33 Répartitions des coûts sur JEOLIS .....	122
Figure 3.34 Force centrifuge s'appliquant sur un pôle .....	123
Figure 3.35 Confidentiel .....	124
Figure 3.36 Cartographie d'induction en charge de la MSDEv.....	126
Figure 3.37 Variations d'induction au milieu des aimants de la MSDEv en charge .....	126
Figure 3.38 Courbes à vide calculées et mesurées de la MSRB et MSDEs .....	127
Figure 3.39 Courbes à vide calculées et mesurées de JEOLIS .....	128
Figure 3.40 Comparaison des courbes en « V » de la MSDEs avant le collage des aimants .....	130
Figure 3.41 Cycle de fonctionnement éolien et grandeurs électriques mesurés .....	131
Figure 3.42 Comparaisons des méthodes d'obtention flux.....	132
Figure 4.1 Processus de résolution dans le plan couple/vitesse .....	138
Figure 4.2 Contrôle optimal de JEOLIS sur le plan couple/vitesse .....	141
Figure 4.3 Contrôle optimal de la MSAPv sur le plan couple/vitesse.....	141
Figure 4.4 Critères de convergence de la loi de contrôle de JEOLIS.....	142
Figure 4.5 Critères de convergence de la loi de contrôle de la MSAPv .....	142
Figure 4.6 Convergences avec un unique point initial .....	144
Figure 4.7 Densité de probabilité du vent .....	145
Figure 4.8 Caractéristiques de fonctionnement du générateur en fonction de la vitesse du vent .....	145
Figure 4.9 Architecture du contrôle optimal .....	146
Figure 4.10 Evaluation de l'énergie en fonction du contrôle .....	148
Figure 4.11 Courants de contrôle de la génératrice .....	149
Figure 4.12 Evolution des points de fonctionnement de la génératrice .....	149
Figure 4.13 Evolution des pertes suivant le contrôle .....	150
Figure 4.14 Définition des variables géométriques.....	153
Figure 4.15 Coefficients de Spearman d'une MSDEs.....	156
Figure 4.16 Coefficients de Spearman d'une MSDEv .....	156
Figure 4.17 Principe de l'AG.....	157
Figure 4.18 Architecture de l'optimisation multi-structure .....	160
Figure 4.19 Fronts de Pareto multi-structure.....	162
Figure 4.20 Evolution des variables d'optimisation.....	163
Figure 4.21 Evolutions des variables de contrôle .....	164
Figure 4.22 Evolution des contraintes .....	164
Figure 4.23 Evolution des pertes .....	165
Figure 4.24 Evolution des coûts.....	165
Figure 4.25 Fronts de Pareto de la minimisation des coûts de matière premières .....	168
Figure 4.26 Fronts de Pareto de la minimisation de la masse.....	169
Figure 4.27 Evolution des variables d'optimisation suivant le critère de masse.....	170
Figure 4.28 Définition des variables et contraintes géométriques de la MSDE .....	171
Figure 4.29 Fronts de Pareto des machines de production d'électricité .....	172
Figure 4.30 Comparaison du front AIO et des fronts par machine .....	174
Figure 4.31 Variables statoriques (noir) et grandeurs calculées (bleu) .....	175
Figure 4.32 Fronts de Pareto avec variables statoriques.....	176
Figure 4.33 Comparaisons des machines optimales à perte unitaire au prototype de MSDEs.....	178
Figure 4.34 Comparaisons des machines optimales à coût unitaire au prototype de MSDEs.....	178



---

Figure 4.35 Architecture de l'optimisation multi-structure sur données statistiques .....	180
Figure 4.36 Front de Pareto de conception sur données statistiques .....	181
Figure 4.37 Comparaison des méthodes de dimensionnement .....	182
Figure 4.38 Comparaison entre des méthodes de dimensionnement .....	183
Figure a.1 Caractéristique mesurée et estimée sur les tôles M400-65A .....	192
Figure b.1 Représentation d'un système triphasé (oabc) et diphasé (odq) .....	193
Figure c.1 Illustration des flux de fuites d'encoches et définition des variables .....	196
Figure c.2 Flux de fuites de dent à dent .....	197
Figure c.3 Variables associées aux têtes de bobines .....	198
Figure c.4 Variation du facteur $\sigma_{diff}$ .....	201
Figure c.5 Illustration des flux des axes direct et quadrature pour une MSDEv .....	202
Figure c.6 Schéma du bobinage rotorique .....	203
Figure d.1 Evolution des variables d'optimisation (scenario - coût simplifié) .....	205
Figure d.2 Evolution des courants de contrôle (scenario - coût simplifié) .....	206
Figure d.3 Evolution des contraintes (scenario - coût simplifié) .....	206
Figure d.4 Evolution des pertes (scenario - coût simplifié) .....	207
Figure d.5 Evolution des coûts (scenario - coût simplifié) .....	207
Figure d.6 Evolution des courants de contrôle (scenario - masse) .....	208
Figure d.7 Evolution des contraintes (scenario - masse) .....	209
Figure d.8 Evolution des pertes (scenario - masse) .....	209
Figure d.9 Evolution des coûts (scenario - masse) .....	209

# Listes des tableaux

Tableau 1.1 Signification de la légende.....	8
Tableau 2.1 Critères des modèles de pertes fer .....	50
Tableau 2.2 Modèles de pertes fer investigués.....	52
Tableau 2.3 Coefficients des modèles de pertes fer .....	56
Tableau 2.4 Les trois cas d'inductions non-sinusoidales .....	57
Tableau 2.5 Comparaisons des densités de pertes [W/kg].....	67
Tableau 2.6 Comparaisons des pertes dans le stator .....	72
Tableau 2.7 Point de fonctionnement mesuré et calculé .....	78
Tableau 2.8 Comparaisons des pertes fer à vide et en charge.....	78
Tableau 3.1 Caractéristiques des machines investiguées.....	84
Tableau 3.2 Point de fonctionnement mesuré et calculé .....	85
Tableau 3.3 Analogie des grandeurs électriques et magnétiques.....	88
Tableau 3.4 Courants d'excitation des structures à tension nominale.....	95
Tableau 3.5 Activation des éléments suivant le générateur .....	98
Tableau 3.6 Evaluation du $\theta_0$ en fonction du bobinage .....	107
Tableau 3.7 Temps de calcul pour l'établissement des surfaces de flux.....	113
Tableau 3.8 Décomposition des coûts de production d'une MSDE .....	118
Tableau 3.9 Comparaisons entre les méthodes et les mesures en charge .....	129
Tableau 3.10 Comparaisons de la méthode RR et les essais en « V » sur la MSRB .....	129
Tableau 3.11 Ecart entre les mesures expérimentales et les calculs sur cycle .....	132
Tableau 3.12 Temps de calcul pour 100 points de fonctionnement.....	133
Tableau 3.13 Synthèse des méthodes d'obtention des flux .....	134
Tableau 4.1 Optimisation de la loi de contrôle dans le plan couple-vitesse.....	140
Tableau 4.2 Stratégies de contrôle optimal.....	147
Tableau 4.3 Gains potentiels suivant la stratégie de contrôle .....	148
Tableau 4.4 Influence du contrôle sur le rendement.....	151
Tableau 4.5 Définition des variables d'optimisation .....	152
Tableau 4.6 Activation des variables et constantes suivant les structures.....	153
Tableau 4.7 Définition des contraintes d'optimisation.....	154
Tableau 4.8 Paramètres d'optimisation par GAmultiobj.....	158
Tableau 4.9 Représentation des structures à coûts minimums et maximums.....	166
Tableau 4.10 Représentation des structures à coûts de matières équivalent au prototype JEOLIS.....	168
Tableau 4.11 Définition des contraintes de la boucle de contrôle.....	172
Tableau 4.12 Définition des variables d'optimisation du processus AIO .....	173
Tableau 4.13 Comparaisons des machines Pareto optimales par rapport au prototype de MSDEs .....	177
Tableau 4.14 Comparaison des générateurs optimaux à énergie maximale.....	181
Tableau 4.15 Temps de rentabilité des structures par rapport à la MSRB à pertes minimales .....	181
Tableau 4.16 Comparaison des générateurs suivant la méthode de conception .....	184
Tableau c.1 Distance entre les têtes de bobines et longueur hors fer .....	199
Tableau c.2 Comparaisons des paramètres électriques calculés et mesurés.....	204



# Introduction générale

---

La consommation d'énergie primaire a plus que doublé en quarante années. Ce besoin, en constante hausse, est la conséquence d'une croissance démographique et économique mondiale. Néanmoins, cette nécessité n'est pas sans conséquence pour notre environnement. Le secteur de l'énergie se transforme pour répondre aux défis de demain, à savoir, limiter l'impact du réchauffement climatique. Au centre de ces problématiques se positionnent deux solutions. La première porte sur le développement massif des moyens de production d'énergie verte. La seconde concerne l'amélioration de l'efficacité énergétique des machines de production d'électricité.

Les travaux de cette thèse apportent une contribution suivant ce second axe. Améliorer l'efficacité énergétique des chaînes de conversion permet d'assurer une meilleure utilisation des ressources. Au centre de ces chaînes de conversion, la machine électrique tournante est consommatrice d'énergie. Parmi les machines électriques conventionnelles, les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) présentent un couple massique élevé et un rendement important. Les Machines Synchrones à Rotor Bobiné (MSRB) ont atteint leurs limites suivant ces deux critères. Néanmoins, les MSRB possèdent plus de flexibilité pour le contrôle du flux. Ces limitations ont stimulé le développement de nouvelles topologies nommées Machines Synchrones à Double Excitation (MSDE). L'enjeu de ces nouvelles machines est d'allier la souplesse de contrôle du flux par l'excitation bobinée à l'efficacité des aimants permanents. Dans les années 90, de nombreuses équipes de recherches internationales ont montré un véritable engouement autour des nouvelles structures à double excitation [1]–[5]. Face aux exigences environnementales et à des marchés de plus en plus exigeants, JEUMONT Electric s'est dirigé vers ces nouvelles technologies de MSDE de forte puissance pour la conversion et la production d'électricité. Ce positionnement a mené à des premiers travaux [6]. L'auteur a proposé des méthodologies de conception des MSDE basées sur l'optimisation multi-physique. Un prototype de MSDE à aimants en surface (MSDEs) de 1MVA a conclu cette démarche de conception. Les travaux de cette thèse sont dans la continuité de cette thématique de recherche.

Lors de la conception d'un générateur de forte puissance, le choix de la topologie est généralement imposé par l'expertise du concepteur selon le cahier des charges. Face à l'émergence des nouvelles structures à double excitation, de nombreuses topologies de machines peuvent répondre à de même spécifications techniques. Dès lors, le choix de la structure la mieux adaptée à un besoin devient particulièrement controversé. En conséquence, l'objectif de cette thèse est de proposer une aide décisionnelle au choix de structures de générateurs de forte puissance.

Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit aspire à répondre aux problématiques précédemment évoquées offrant de nouvelles perspectives de conception des générateurs de forte puissance. Ainsi, ce mémoire est décomposé en quatre chapitres.

Dans le chapitre 1, les enjeux environnementaux préalablement évoqués sont détaillés. La transition énergétique autour du développement des énergies renouvelables est introduite. Produire de l'énergie propre avec une efficacité accrue est l'objectif de ce siècle. Au travers du bilan énergétique de l'Union Européenne, la notion d'efficacité énergétique est développée. Les pertes de transformations liées à la conversion d'énergie mettent en avant l'intérêt de

promouvoir une utilisation efficace des sources d'énergies. En corrélation avec le besoin sociétal, les machines de conversion et de production d'électricité présentent un fort potentiel d'amélioration d'efficacité énergétique. Face aux limitations des machines conventionnelles, la MSDE apparaît comme une candidate pour répondre à ces objectifs. Les principes de ces machines combinant une excitation bobinée et les aimants permanents sont introduits. Quelques topologies de MSDE sont également exposées. Ensuite, le positionnement des travaux de thèse est développé autour de trois axes. Le premier présente les structures de MSDE pour les fortes puissances. Deux prototypes sont présentés et une nouvelle topologie est argumentée. Le second énonce les problématiques des pertes et d'efficacité énergétique. Le dernier développe la conception par optimisation des topologies de générateurs.

Le chapitre 2 développe le second axe sur les pertes dans les générateurs. Pour les fortes puissances, l'estimation des pertes est bien souvent basée sur le savoir-faire du constructeur. Ainsi, une progression considérable est possible tant dans la compréhension que dans la réduction des pertes. Ce second chapitre met en avant une procédure afin d'estimer les pertes fer dans les générateurs de forte puissance. Après un court état de l'art, quelques modèles de pertes fer sont sélectionnés et mis en avant dans différents contextes. Une comparaison de ces modèles sur des formes d'inductions typiques de générateurs est notamment développée. Ces modèles seront ensuite confrontés à des mesures réalisées sur le prototype de 1MVA.

Le chapitre 3 intervient sur la modélisation des structures de MSDE. L'objectif de ce chapitre est de mettre en avant des méthodes de modélisations qui permettent de considérer les machines conventionnelles, telles les MSRB, et un ensemble de topologies de MSDE. Le développement des modèles intervient dans une démarche de conception par optimisation des générateurs. Cette orientation implique l'utilisation de modèles analytiques et semi-analytiques. La considération de l'aspect multi-structure est étendue à des modèles dédiés à la conception. Un modèle technico-économique, qui considère les coûts des matières premières et de main d'œuvre, est notamment développé en lien avec les processus de fabrication des générateurs. Ensuite, cette modélisation multi-structure est comparée à deux prototypes de forte puissance. Le premier est la MSDEs de 1MVA. Le second est un générateur pour une application éolienne à attaque directe.

Le chapitre 4 propose d'exploiter la modélisation multi-structure des MSDE par un processus de conception par optimisation. En vue d'améliorer l'efficacité énergétique des machines de production, deux solutions sont proposées. La première consiste à assurer une stratégie de contrôle efficace. De par le prototype de générateur à attaque directe, la pertinence des lois de contrôle est analysée en termes d'énergie annuelle produite à partir de données statistiques de fonctionnement. La seconde porte sur la conception par optimisation multi-structure. L'intérêt de cette démarche est de comparer différentes topologies de générateurs au travers d'un même processus de conception. Les différentes topologies sont jugées sous formes de fronts de Pareto et suivant différents critères et cahiers des charges au point nominal. Enfin, la dernière proposition de conception par optimisation est menée en couplant la stratégie de contrôle sur données statistiques et l'optimisation multi-structure. L'influence de cette procédure de conception est quantifiée. Les générateurs Pareto optimaux sur les données statistiques sont comparés à ceux dimensionnés au point nominal.



# Chapitre 1. Introduction

---

## 1.1. Contexte général

Les besoins énergétiques mondiaux sont en constante croissance. Cette réalité implique les défis de demain, à savoir, comment répondre à cette demande énergétique mondiale tout en limitant les impacts du réchauffement climatique. De nouveaux accords entrent en vigueur afin de créer une synergie internationale visant à limiter les impacts du changement climatique. Plusieurs propositions sont développées autour du déploiement des énergies renouvelables et de l'amélioration de l'efficacité énergétique des chaînes de production d'énergie. Suivant ces deux propositions, la flexibilité de leur utilisation et leur efficacité énergétique confèrent aux machines électriques de grands avantages pour répondre aux défis de la transition énergétique. Face à ces enjeux, le concepteur de machines électriques doit proposer de nouvelles solutions. Parmi les machines conventionnelles, la Machine Synchrones à Rotor Bobiné (MSRB) et Machine Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) présentent des avantages et inconvénients antagonistes. La première est valorisée par sa flexibilité de contrôle, la seconde pour son efficacité accrue. Pour pallier à ces limitations, de nouvelles machines nommées Machines Synchrones à Double Excitation (MSDE) ont été développées reposant sur la combinaison des aimants et des bobines d'excitation [1]–[6]. Les travaux de cette thèse visent à maîtriser la conception des MSDE de forte puissance à haut rendement énergétique.

À la suite des problématiques sociétales et industrielles, ce chapitre introduit les différents principes et structures des MSDE. Ensuite, ce chapitre donne le positionnement scientifique et industriel suivant trois axes. Le premier énonce les structures des MSDE retenues pour la forte puissance. Le second porte sur l'efficacité énergétique et l'estimation des pertes fer dans les générateurs de forte puissance. Le troisième développe la modélisation dans l'objectif de concevoir par optimisation les structures de MSDE.

## 1.2. Problématiques sociétales et industrielles

Cette partie introduit, dans un premier temps, la problématique des indicateurs environnementaux. La consommation croissante d'énergie implique des conséquences importantes sur le réchauffement climatique. De nouveaux accords mondiaux entrent en vigueur afin de réduire les émissions de gaz à effets de serre et ainsi limiter l'impact sur les hausses climatiques [7]. La situation mondiale et française sera brièvement introduite. Pour pallier à ces contraintes environnementales, deux solutions sont introduites autour du développement des énergies renouvelables et de l'amélioration de l'efficacité énergétiques des chaînes de production d'énergie. Aujourd'hui ces enjeux environnementaux poussent les concepteurs de machines électriques à développer de nouvelles solutions afin de répondre à ces exigences. Ces travaux sont orientés vers de nouvelles solutions de générateurs de production à haute efficacité énergétique.

## 1.2.1. Besoin sociétal

### 1.2.1.1. Les enjeux environnementaux

La croissance démographique, l'accès croissant des populations à l'énergie et la croissance économique induisent une augmentation systématique des besoins mondiaux énergétiques. La consommation mondiale d'énergie primaire est en croissance continue. Depuis quarante années, cette consommation est passée de 6 à 13.3 milliards de tep (tonne d'équivalent pétrole). La figure 1.1 illustre cette croissance par zone géographique [7].

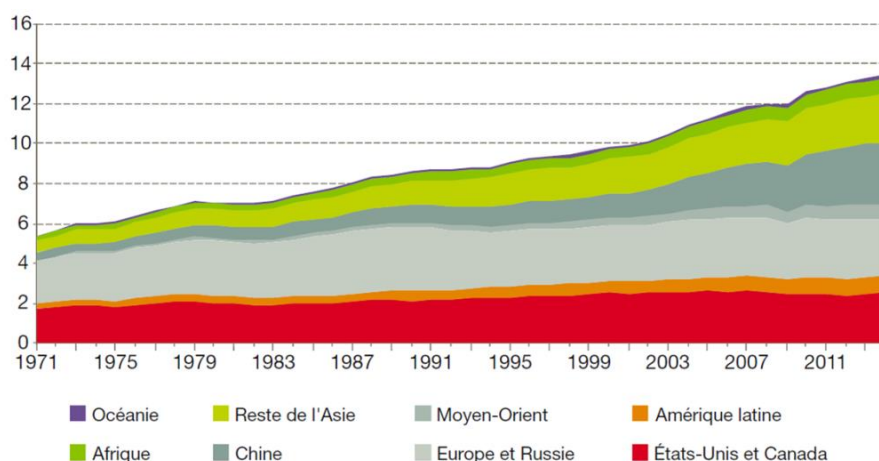


Figure 1.1 Consommation mondiale d'énergie primaire en milliard de tep par zone [7]

En 2014, les produits pétroliers représentent encore 40% de la consommation finale d'énergie mondiale. La figure 1.2 représente la variété du mix énergétique entre les continents, où des disparités demeurent. En Asie, le charbon reste encore fortement utilisé. En Afrique, la biomasse est majoritaire. Le gaz est présent dans les continents les plus développés.

Cette consommation croissante d'énergies n'est pas sans conséquence pour notre environnement. Pour y remédier, l'Accord de Paris sur le climat (COP21) est entré en vigueur en novembre 2016 afin de transformer ce secteur de l'énergie. La COP21 a notamment permis d'aboutir à un accord engageant de nombreux pays à réduire leurs émissions de Gaz à Effet de Serre (GES). L'objectif ambitieux de ne pas dépasser une hausse mondiale de 1,5° à 2° d'ici la fin du siècle a été définie en vue de limiter les impacts du changement climatique.

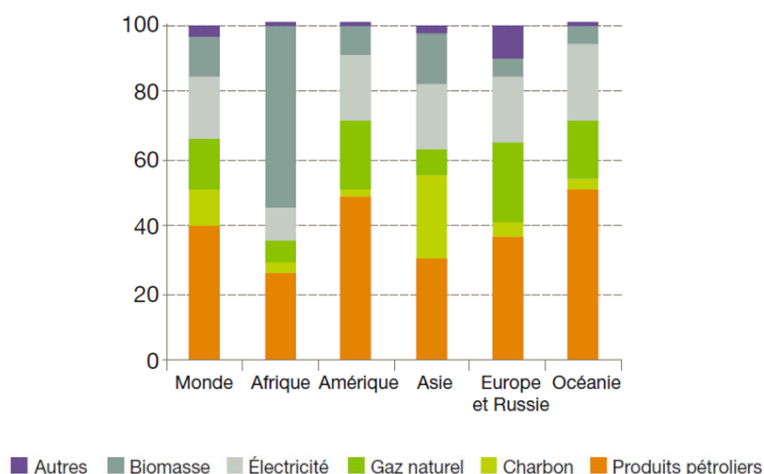
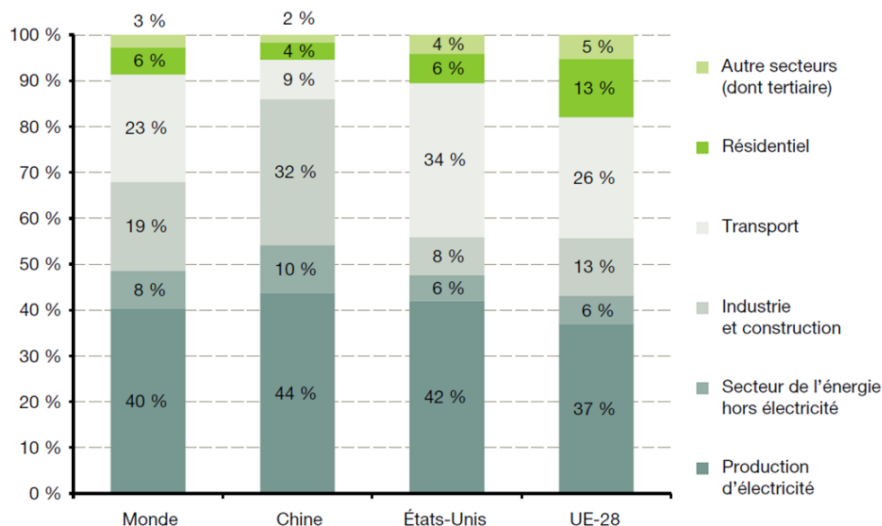


Figure 1.2 Consommation d'énergie finale par continent [7]



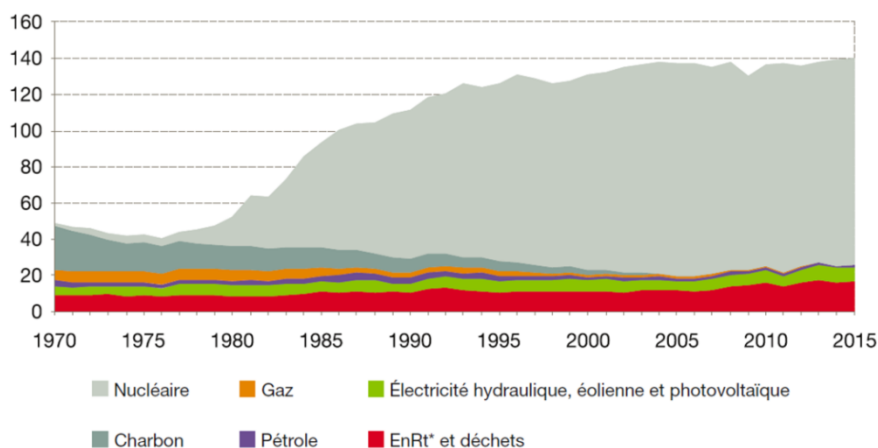
La figure 1.3 représente les origines des émissions de CO<sub>2</sub> dues à la combustion d'énergie en 2013. La production d'énergie est la plus forte composante avec 40% des émissions de CO<sub>2</sub>. La production d'électricité liée à la combustion du charbon, pétrole ou encore de gaz naturel contribuent fortement aux émissions de CO<sub>2</sub> [8].



**Figure 1.3 Origine des émissions de CO<sub>2</sub> dues à la combustion d'énergie en 2013 [8]**

Le secteur de la production d'électricité, impulsé par les énergies renouvelables, représente un vecteur potentiel de diminution des émissions de GES. L'hydraulique, l'énergie marine, l'éolien, le solaire et les bioénergies (bois-déchets) sont autant de secteurs qui pourront sur le long terme permettre de répondre aux exigences de réduction d'émissions de GES.

Cependant sur le plan national, la transition énergétique est difficile en raison de l'importance de l'énergie d'origine nucléaire. En France métropolitaine, la production totale d'énergie primaire, en figure 1.4, est passée de 44 Mtep en 1970 (9% de nucléaire) à 140 Mtep en 2015 (81.5% de nucléaire). Depuis les années 2000, la production d'énergie primaire d'origine renouvelable est en constante croissance.

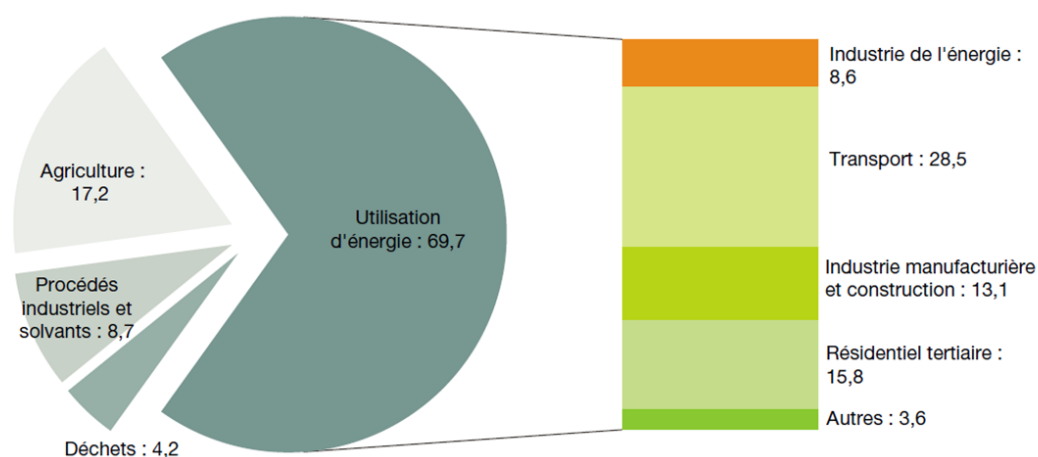


**Figure 1.4 Production d'énergie primaire en Mtep par énergie en France [7]\***

\* EnRt : Les énergies renouvelables thermiques comprenant le bois de chauffage, résidus de bois, les déchets urbains, industrielle d'origine biologiques, le biogaz, les biocarburants, le solaire thermique ou encore la géothermie...

Dans le contexte actuel, où le nucléaire est généralement désigné comme point noir de la transition énergétique, la France a fait part de sa volonté de réduire sa dépendance au nucléaire en votant la loi de transition énergétique (publiée le 18 août 2015 dans le Journal Officiel). Cette réduction du nucléaire est notamment liée au débat sur la sûreté des centrales. Cette transition énergétique favorise la croissance des énergies renouvelables.

Néanmoins, le nucléaire est une énergie à faible émission de GES. La figure 1.5 représente la répartition par secteur des émissions GES hors UTCF (Utilisation des terres, leurs changements et la forêt) en France. L'utilisation d'énergie est la principale source d'émission de GES. Néanmoins, le secteur de transport est le plus émetteur. Celui de l'industrie de l'énergie n'est pas majoritaire en raison de l'importance de la production nucléaire. Cette tendance est inversée pour l'Europe où le secteur de l'industrie de l'énergie est la principale source d'émission de GES.



**Figure 1.5 Répartition en % par secteur des émissions de GES en France en 2014 [8]**

La production d'électricité, poussée par les énergies renouvelables, est en pleine transition énergétique. Le mix énergétique est tourné vers ces énergies propres tant sur la scène nationale qu'internationale. Produire l'électricité proprement avec une efficacité accrue est un enjeu primordial de ce 21<sup>ème</sup> siècle.

### 1.2.1.2. Efficacité énergétique

Un second vecteur de gain potentiel consiste à améliorer l'efficacité énergétique. Le principe est alors d'assurer une consommation minimale d'énergie pour une même production. L'efficacité énergétique voit son intérêt grandissant dans le secteur de l'énergie.

La figure 1.6 représente le diagramme de Sankey du bilan énergétique dans l'Union Européenne en 2015 [9]. Ce diagramme est une illustration des flux d'énergies entre l'énergie disponible et l'énergie après transformation. L'énergie disponible est issue des sources primaires, mais également des importations et des stocks. L'énergie après transformation est celle qui est issue de la production moins le reflux de transformation. L'énergie après transformation est mise à disposition de l'industrie, le transport, le secteur résidentiel, l'export et autres. Le tableau 1.1 liste les éléments de la légende de la figure 1.6.

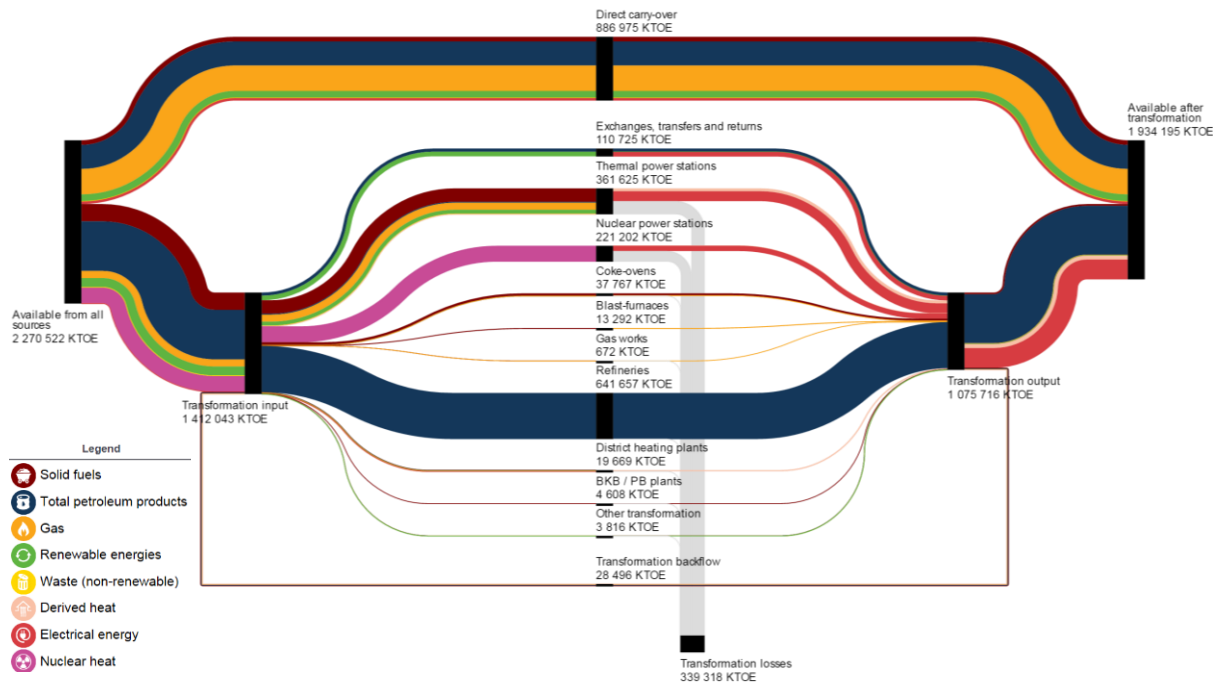


Figure 1.6 Bilan énergétique dans l'Union Européenne en 2015 (KTOE : ktep) [9]

Tableau 1.1 Signification de la légende

Designation	Signification
Solid Fuels	Les combustibles solides fossiles (charbon et ses dérivées)
Total petroleum products	Les produits pétroliers (pétrole et ses dérivées)
Gas	Le gaz naturel et ses dérivées
Renewable energies	Le solaire, l'éolien, hydrolique...
Waste	Les combustibles issus de déchets industriels, institutionnels
Derived heat	La chaleur dérivée obtenue après la combustion de combustible...
Electrical energy	L'énergie électrique
Nuclear heat	La chaleur nucléaire (énergie thermique produite dans une centrale)

Le terme d'efficacité énergétique a une symbolisation forte suivant ce diagramme. L'objectif est alors de réduire les pertes de transformations liées à la conversion d'énergie. Une efficacité accrue des moyens de transformations de l'énergie permet d'assurer une meilleure utilisation des ressources disponibles.

Le terme de pertes par transformation («Transformation Losses») est à éclaircir puisque sur la figure 1.6, il est essentiellement lié aux centrales nucléaires et thermiques. La convention internationale impose de comptabiliser, pour les centrales nucléaires par exemple, les pertes calorifiques produites par la réaction. Celle-ci représente deux-tiers de la conversion [10].

L'amélioration de l'efficacité des chaînes de conversion est un enjeu majeur afin d'assurer une utilisation efficace des sources d'énergies. Les travaux de thèse apportent une contribution suivant cet axe. Dans les chaînes de production d'électricité, la machine électrique est présente et consommatrice d'énergie. Accroître son efficacité serait bénéfique à l'ensemble de la chaîne de conversion d'énergie électrique. Ainsi, la thématique de ces travaux porte sur la conversion électromécanique et plus particulièrement sur l'efficacité des machines de production d'électricité.

### 1.2.2. Besoin industriel

Les travaux de cette thèse sont l'émergence de la collaboration avec JEUMONT Electric, équipementier majeur de production et conversion d'électricité. Fort d'un savoir-faire de plus de 100 ans, JEUMONT Electric propose des alternateurs et moteurs électriques spécifiques. Dans le secteur de l'énergie, des machines et des services sont développés dans les activités des centrales de production d'énergie électrique, qu'elles soient entre autres, diesel-électrique, thermiques, industrielles ou éoliennes.

Aujourd'hui, les fabricants cherchent de nouvelles façons de concevoir des machines électriques. Le marché étant de plus en plus concurrentiel, l'industrie doit proposer des solutions pour répondre aux nouvelles exigences environnementales. Ces travaux apportent une aide au développement de nouveaux produits sur une base de machine synchrone à pôles saillants illustrée en figure 1.7.



**Figure 1.7 MSRB à pôles saillants**

Les Machines Synchrones à Rotor Bobiné (MSRB) à pôles saillants présentent la faculté de créer le flux d'excitation par l'injection d'un courant dans les enroulements rotoriques. Grâce aux bobines rotoriques, ces machines ont un degré de liberté supplémentaire pour la loi de contrôle. Ce type de machine est particulièrement avantageux à vitesse variable, où le défluxage est aisé par la réduction du courant d'excitation. Néanmoins, la bobine d'excitation est source des pertes Joules au rotor qui font des MSRB des machines à rendement et au rapport couple massique limités.

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) bénéficient de l'évolution des aimants permanents et de l'émergence de l'électronique de puissance. Les MSAP présentent l'avantage d'un rapport couple massique élevé et donc un rendement important. La MSAP se dissocie par

son rotor, ainsi les auteurs [5], [6], [11], [12] présentent les avantages et inconvénients des principales topologies de MSAP. Parmi les inconvénients, son fonctionnement en vitesse variable est limité dans la plage de défluxage où les risques de démagnétisations irréversibles sont à considérer. Dans le cas d'applications de forte puissance, les aimants impliquent des coûts supplémentaires. Ces machines sont alors dédiées à des applications à haute valeur ajoutée.

Face à ces limitations technologiques, les Machines Synchrones à Double Excitation (MSDE) sont une alternative aux machines conventionnelles. Le principe des MSDE repose sur l'utilisation des aimants et des bobines afin de pallier aux inconvénients des MSRB et MSAP. L'enjeu industriel porte sur la maîtrise de la conception des nouvelles topologies de MSDE dans le cadre d'application de forte puissance.

### 1.3. Les machines à double excitation

Les premières MSDE sont apparues dans les années 90 [1]–[5]. Ces machines ont vu leur développement s'accroître pour pallier aux limitations des machines conventionnelles. Alors que le nom de MSDE commence à être ancré dans la « culture machiniste », le terme anglo-saxon est généralement défini comme « Hybrid Excitation Synchronous Machine ». Cette dénomination fait référence à l'hybridation des machines électriques afin de combiner l'efficacité des MSAP à la souplesse de contrôle de flux des MSRB. Le principe des MSDE repose alors sur l'alliance de deux sources de flux, à savoir les aimants permanents et les bobines d'excitation. À partir de ce principe, de nombreuses et nouvelles structures non-conventionnelles ont été développées. Dans la littérature, de nombreux états de l'art énumèrent ces structures. Différentes classifications sont proposées :

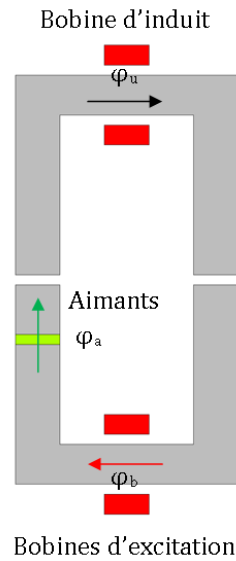
- La première repose sur la localisation des sources d'excitation. L'auteur [13] classe ces machines suivant si les sources sont au rotor, stator, ou un mix des deux.
- La seconde se base sur le trajet du flux généré par les sources. Dans le cas d'une machine, les flux peuvent être 2D, ou 3D [14], [15].
- La troisième est basée sur la relation de position entre les pôles composés d'aimants ou de fer. L'auteur de [16] détaille ce principe avec un état de l'art
- La quatrième propose de classer les MSDE suivant l'arrangement des sources [5], [6]. Concrètement, les sources de flux peuvent être magnétiquement en série ou en parallèle. Cette méthode de classification est la plus courante.

Dans les prochaines sections, un bref panel des structures de MSDE est introduit. Le principe de classification choisi repose sur le quatrième principe, suivant l'arrangement des sources en série ou en parallèle.

#### 1.3.1. Principes et structures des MSDE série

##### 1.3.1.1. Principes des MSDE série

Le schéma de principe de la double excitation série est donné sur la figure 1.8. Le flux créé par les bobines d'excitation  $\varphi_B$  emprunte le même trajet que le flux créé par les aimants permanents  $\varphi_a$ . En conséquence, l'agencement des sources de flux implique que les bobines soient magnétiquement en série avec les aimants permanents.

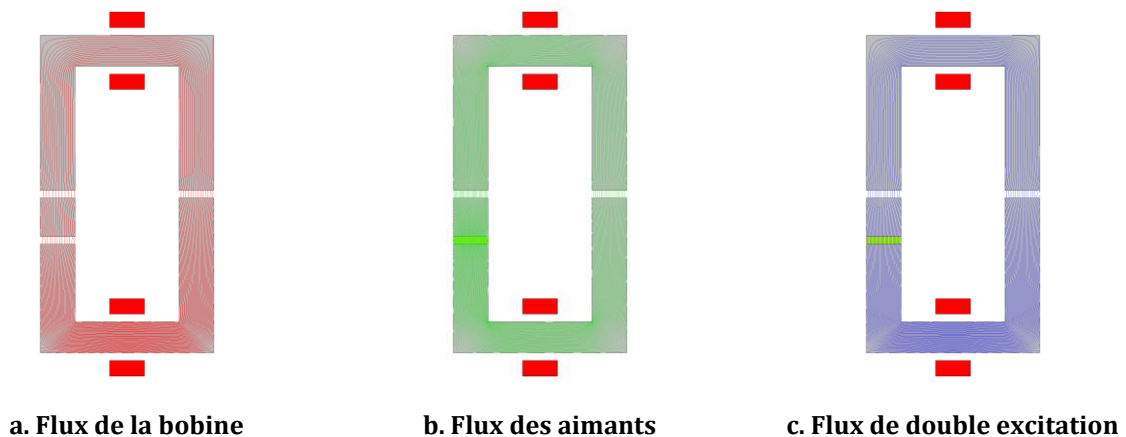


**Figure 1.8 Schéma de principe d'une MSDE série**

Suivant l'équation (1.1), le flux utile  $\varphi_u$  peut-être défini comme une fonction  $f$  du flux de la bobine d'excitation  $\varphi_b$  et du flux des aimants permanents  $\varphi_A$ . Dans cette configuration, le flux créé par la bobine d'excitation s'ajoute à celui des aimants. Suivant l'orientation du courant, le flux créé par la bobine pourrait être également soustractif.

$$\varphi_u = f(\varphi_b + \varphi_a) \quad (1.1)$$

Afin de comprendre la combinaison de ces sources, la figure 1.9 propose de décomposer le trajet des lignes de flux de ce schéma de principe. Lorsque les bobines seules sont alimentées en figure 1.9.a, les aimants sont remplacés par de l'air. Le flux créé par les bobines d'excitation voit alors deux entrefers magnétiques suivant la perméabilité des aimants. Lorsque la structure utilise uniquement les aimants, en figure 1.9.b, le flux créé emprunte le même trajet que précédemment. Enfin, la figure 1.9.c reprend le principe de combinaison de ces deux sources de flux magnétiquement en série.



**Figure 1.9 Lignes de flux d'une MSDE série**

L'inconvénient de ce type de structure est la présence de deux entrefers. Les bobines d'excitation perdent de leur efficacité à agir sur le flux utile [17]. De plus, suivant ce principe, il existe des risques de démagnétisation des aimants lorsque l'on cherche à atténuer le flux utile.

### 1.3.1.2. Structures de MSDE série

Basé sur le principe de l'agencement des sources en série, de nombreuses structures de MSDE ont été développées. La figure 1.10 propose différents concepts de MSDE série. Le même principe des sources magnétiquement en série peut mener à différentes topologies de MSDE.

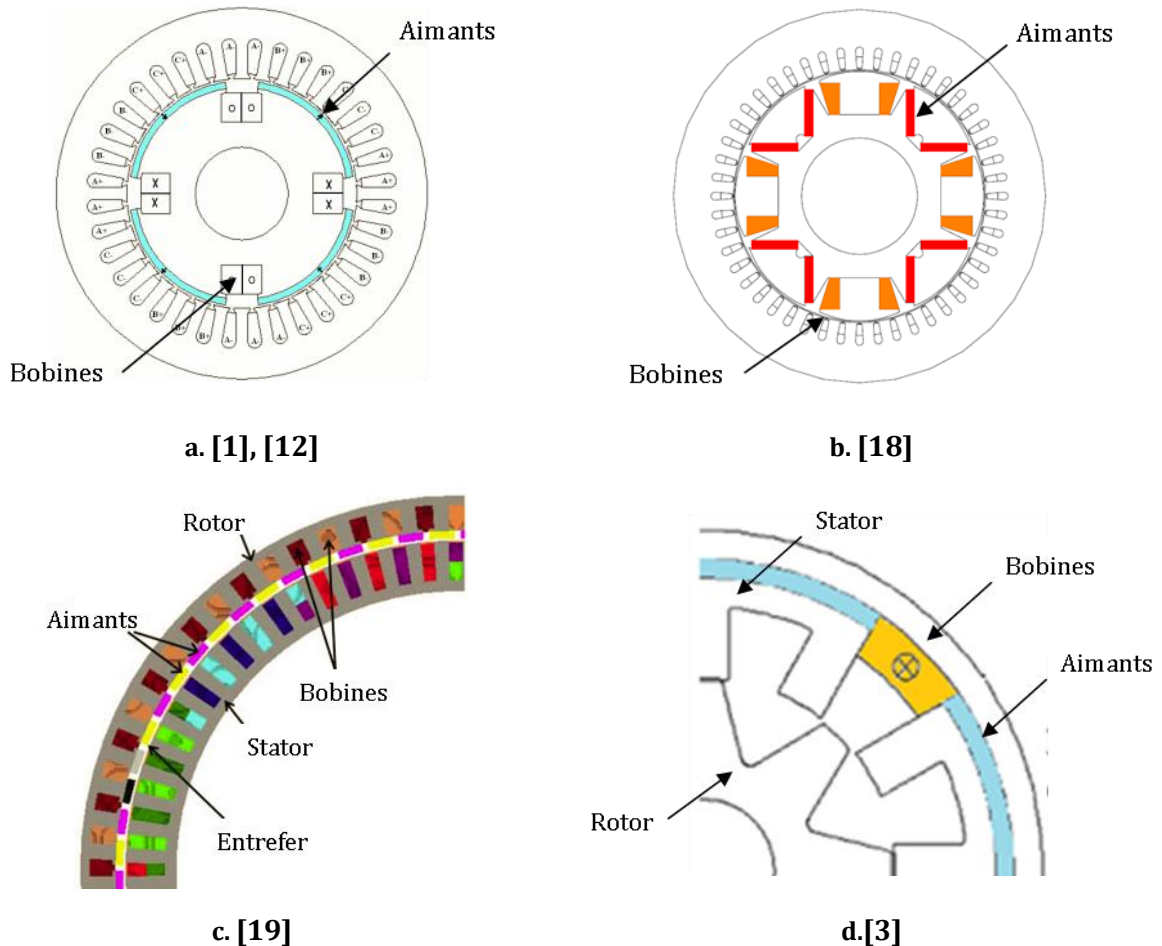


Figure 1.10 Structures de MSDE série

La structure proposée par [18] a mené à un prototype de 69kVA. Récemment, la topologie de l'auteur [19], a été développée pour une application éolienne, où la hauteur d'aimant permet de produire le flux nominal. La bobine d'excitation est utilisée afin d'accroître ou décroître ce flux utile. Néanmoins, ces structures souffrent de l'entrefer important vis-à-vis de l'enroulement d'excitation. Les opérations de défluxage restent limitées et requièrent beaucoup d'ampères-tours, engendrant des conséquences thermiques et des risques de démagnétiser les aimants. Un compromis est alors nécessaire entre les ampères-tours créés par les aimants et ceux de la bobine d'excitation (cf : chapitre 3 – section 3.2.2).



### 1.3.2. Principes et structures des MSDE parallèle

Le principe des MSDE parallèle repose sur deux sources de flux placées magnétiquement en parallèle. Contrairement à la MSDE série, les sources de flux n'empruntent pas le même trajet. En conséquence, les risques de démagnétisations par l'excitation bobinée sont évités. Les MSDE parallèle ont été investiguées suivant de nombreux agencements des sources de flux. Le principe est présenté suivant deux exemples. Ensuite, des structures de MSDE parallèle sont détaillées. Une nouvelle fois, ces structures ne sont pas listées de manière exhaustive. De plus ample propositions sur les structures de MSDE parallèle sont faites dans [5], [17].

#### 1.3.2.1. Principes des MSDE parallèle (1)

La figure 1.11 illustre le schéma de principe de la MSDE parallèle (1). Sur ce schéma, les aimants et la bobine d'excitation sont au rotor. Son principe de fonctionnement peut se décomposer en deux parties.

La première partie fait référence à un courant d'excitation nul dans la bobine. Le flux créé par les aimants est alors court-circuité au rotor. Il n'y a alors aucun flux qui traverse l'entrefer, le flux utile est nul. Cette particularité est avantageuse par rapport à la MSDE série, car en cas de défaut, la force électromotrice peut être totalement annulée.

La seconde partie utilise un courant d'excitation permettant de faire saturer les mêmes parties ferromagnétiques que celles précédemment court-circuitées par les aimants. Ce courant d'excitation est alimenté afin que le flux créé par la bobine s'oppose à celui des aimants. Les aimants permanents permettent de décroître le niveau de saturation du rotor. En conséquence, le flux utile est accru avec les aimants placés entre les plots rotoriques.

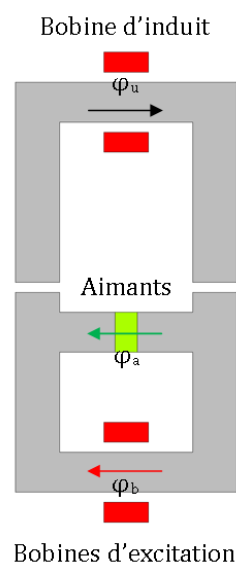


Figure 1.11 Schéma de principe d'une MSDE parallèle (1)

Les figures 1.12 et 13 proposent de synthétiser les modes de fonctionnement à partir du schéma de principe de la MSDE parallèle (1). Ces deux figures reprennent respectivement les lignes de flux et les cartographies d'inductions.



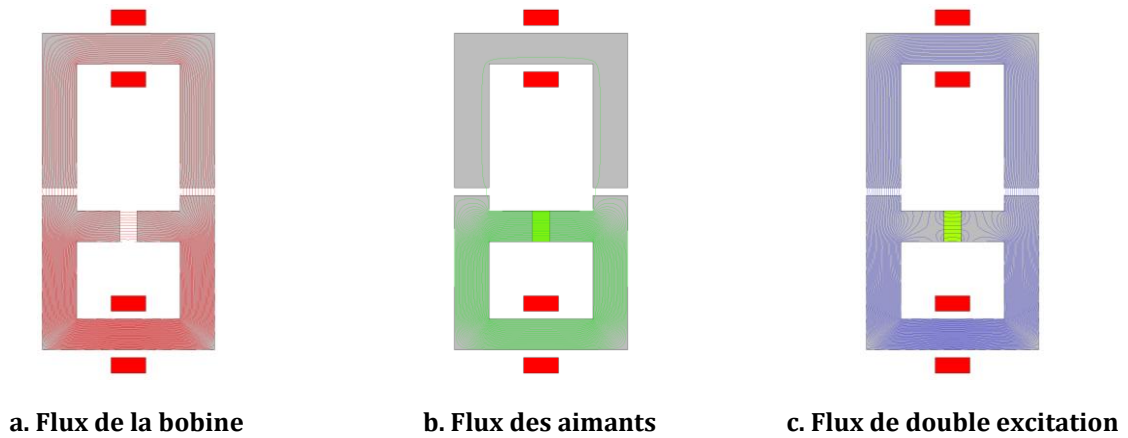


Figure 1.12 Lignes de flux d'une MSDE parallèle

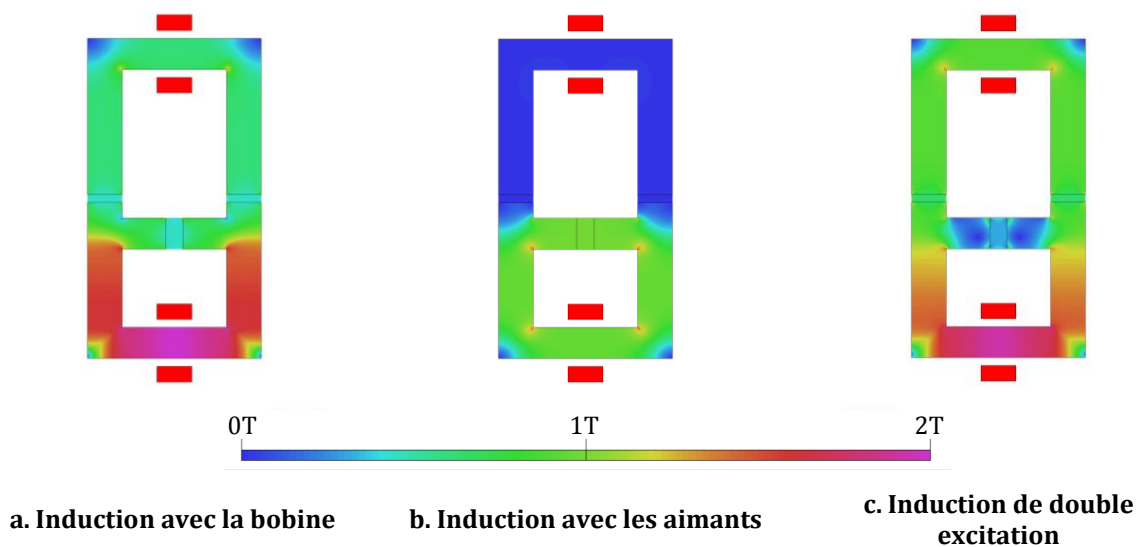


Figure 1.13 Cartographies d'inductions de la MSDE parallèle (1)

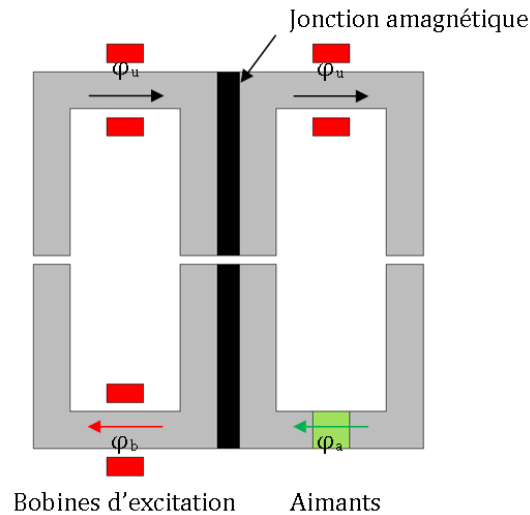
Les figures 1.12.a et 13.a reprennent les lignes de flux et la cartographie d'induction avec les bobines seules. Dû à un courant d'excitation important, le rotor est particulièrement saturé. L'espace entre les plots rotoriques engendre des flux de fuites. Sur les figures 1.12.b et 13.b, des aimants ont été placés entre les plots du rotor. Le flux créé par les aimants est alors court-circuité au rotor. Enfin, les figures 1.12.c et 13.c illustrent la combinaison de ces deux sources de flux. Suivant la cartographie d'induction, les aimants entre les plots rotoriques permettent de diminuer la saturation du pôle. L'équation (1.2) propose de synthétiser l'expression du flux utile  $\varphi_u$  comme une fonction de ces deux sources de flux.

$$\varphi_u = f_1(\varphi_b + f_2(\varphi_a, \varphi_b)) \quad (1.2)$$

Lorsque cette structure n'est pas saturée, le flux utile est directement lié au flux de la bobine  $\varphi_b$ . Lorsque les ampères-tours rotoriques font saturer le rotor, le flux des aimants  $\varphi_a$  contribue à améliorer le flux utile. En conséquence, cette MSDE parallèle (1) est particulièrement avantageuse à un niveau de saturation important.

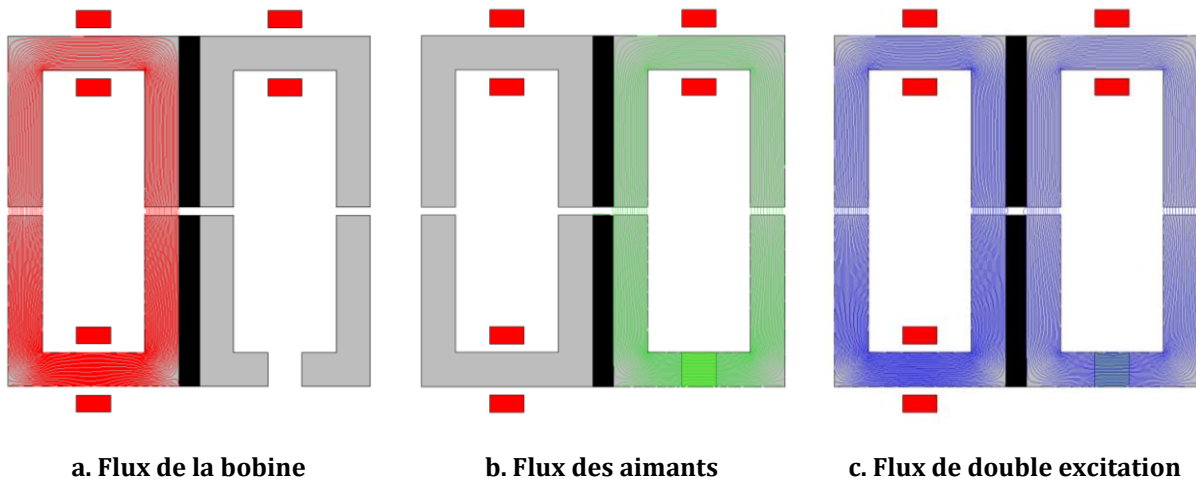
### 1.3.2.2. Principes des MSDE parallèle (2)

Le second principe des MSDE parallèle détaillé est en figure 1.14. Cette structure reprend l'idée de deux circuits juxtaposés autrement dit à double rotor. Ces deux rotors reprennent le même bobinage statorique. L'avantage de cette structure est la faculté de contrôle du flux par la bobine d'excitation. Le flux utile peut être augmenté ou restreint en agissant suivant un courant d'excitation bidirectionnel.



**Figure 1.14 Schéma de principe d'une MSDE parallèle (2)**

La figure 1.15 représente les lignes de flux au sein du schéma de principe. Les lignes de flux liées uniquement à l'excitation ou aux aimants sont illustrés respectivement en figures 1.15.a et b. Lorsque ces deux sources sont actives, le flux utile se voit alors réduit ou accru suivant le sens du courant d'excitation. Dans le cas de la figure 1.15.c, celui-ci est renforcé par l'excitation.



**Figure 1.15 Principe des lignes de flux d'une MSDE parallèle (2)**

À partir de ce principe, l'expression (1.3) synthétise ce mode de fonctionnement, le flux utile est directement une combinaison de ces sources de flux.

$$\varphi_u = f_1(\varphi_b) + f_2(\varphi_a) \quad (1.3)$$

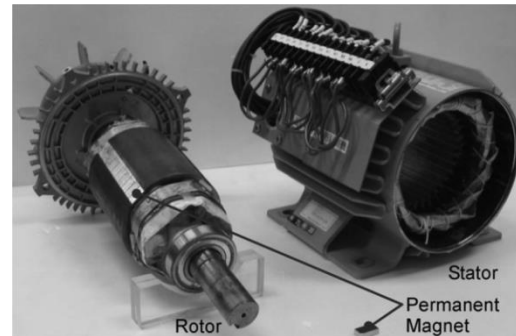
La particularité de cette MSDE parallèle est que le flux utile global peut être croissant ou décroissant suivant le sens du courant d'excitation. Grâce aux circuits juxtaposés, les risques de démagnétisations sont évités. Néanmoins, cette structure présente des disparités au niveau des inductions locales dans l'entrefer [5], [6], [17]. En prenant l'exemple d'un mode de défluxage, le courant d'excitation va permettre de réduire le flux. Celui-ci sera en opposition avec le flux des aimants. Cependant, localement, l'induction dans l'entrefer le long des deux rotors présente des disparités. Celle-ci occasionne des pertes fer supplémentaires qui sont préjudiciables au rendement de la structure à vitesse importante. Enfin, suivant la proportion du rotor à aimants, cette machine peut être intéressante en termes de puissance massique.

### 1.3.2.3. Structures des MSDE parallèle

La figure 1.16 représente deux exemples de machines à double excitation parallèle (1). La première machine en figure 1.16.a illustre une machine à griffe où des aimants permanents ont été placés entre les griffes du rotor [20]. La seconde machine, en figure 1.16.b, est une MSRB à pôles saillants où les aimants sont placés dans l'espace inter-corne. Dans la littérature cette dernière structure est notamment appelée machine synchrone compensée (« Permanent Magnets Assisted Salign Pole Synchronous Machine »).



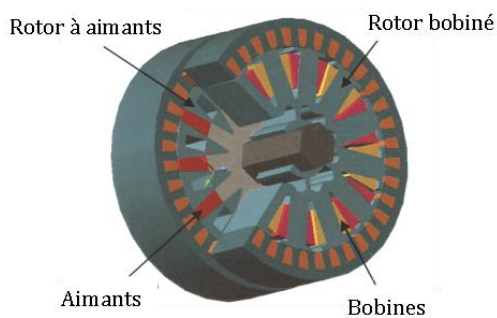
a. Machine synchrone à griffes [20]



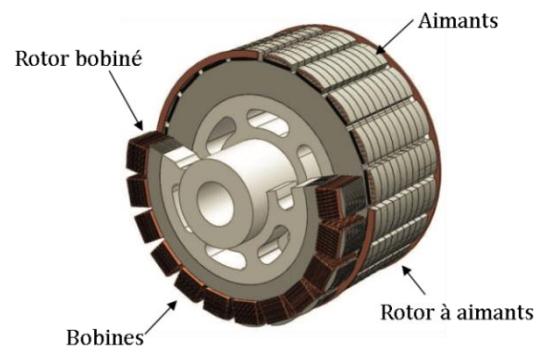
b. Machine synchrone compensée [21]

Figure 1.16 Structures de MSDE parallèle (1)

Ce dernier concept a été repris dans de nombreuses études [21]-[25]. La machine de la figure 1.16.b est un prototype de 2,1kVA [21]. Ces travaux ont également montré l'intérêt de cette double excitation pour un générateur de forte puissance de 2,3MVA [21]. La figure 1.17 propose deux exemples de MSDE parallèle (2) à circuits juxtaposés. Suivant le schéma de principe, de nombreuses combinaisons sont possibles selon la variété des MSRB et MSAP.



a. [26], [27]



b. [28]

Figure 1.17 Structures de MSDE parallèle (2)

Sur la figure 1.17.a, la structure est composée d'un rotor à pôles saillants et d'un second à aimants permanents en concentration de flux. Sur la figure 1.17.b, les aimants sont enterrés dans le pôle. La structure proposée en figure 1.17.b, est un générateur de 1MW détaillée dans les travaux [28]. L'auteur mentionne un gain de plus 1% de rendement comparé à une MSRB sur différents points de fonctionnement. En dépit des difficultés de constructions, la subtilité de cette machine réside dans la proportion du rotor à aimants permanents vis-à-vis de celui bobiné. Cette considération est primordiale pour un compromis entre le couple massique et la capacité de contrôle du flux utile.

### 1.3.3. Exemples de structures à double excitation

Cette section a pour objectif d'expliquer synthétiquement le principe de quelques MSDE parmi le large panel des structures développées dans la littérature. Pour de plus amples détails, les références [5], [6], [17] décrivent ces nombreuses structures de MSDE.

#### 1.3.3.1. MSDE à pôles conséquents

Les MSDE à pôles conséquents sont composées de pôles aimants et de pôles ferromagnétiques qui sont alternés suivant la longueur axiale de la machine. Dans la structure proposée par [29], [30], les aimants sont placés en surface de pôle comme illustré en figure 1.18. Comme le rapporte l'auteur [31], cette structure est similaire à une machine à flux transverse. L'aimantation de chaque section du rotor est décalée d'un pas polaire. Le stator de cette structure est décomposé en deux sections laminées à l'intérieur d'une culasse magnétique solide. La bobine qui permet la double excitation est alors placée entre ces deux parties du stator feuilleté. Cette structure est classée parmi les MSDE parallèle.

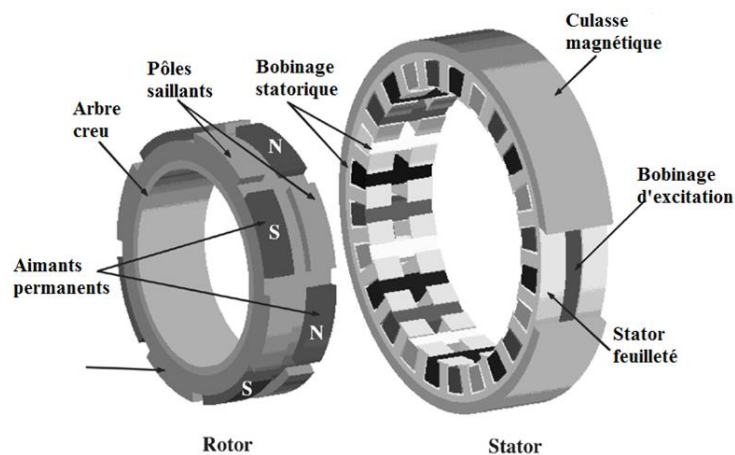


Figure 1.18 MSDE à pôles conséquents [29]

L'enroulement de double excitation est alimenté par un courant d'excitation bidirectionnel. Suivant le sens de ce courant, deux modes de fonctionnement sont possibles. Le premier mode permet à la bobine d'excitation de créer des pôles saillants de même polarité que ceux des aimants qui sont adjacents axialement. Le mode de fonctionnement est alors du surfluxage comme illustré en figure 1.19.a. Le second mode permet à la bobine de générer un flux qui vient s'opposer à celui des aimants permanents. La bobine d'excitation crée des pôles saillants de polarité opposée à ceux des aimants adjacents axialement. Ce mode de fonctionnement correspond au défluxage comme illustré en figure 1.19.b.

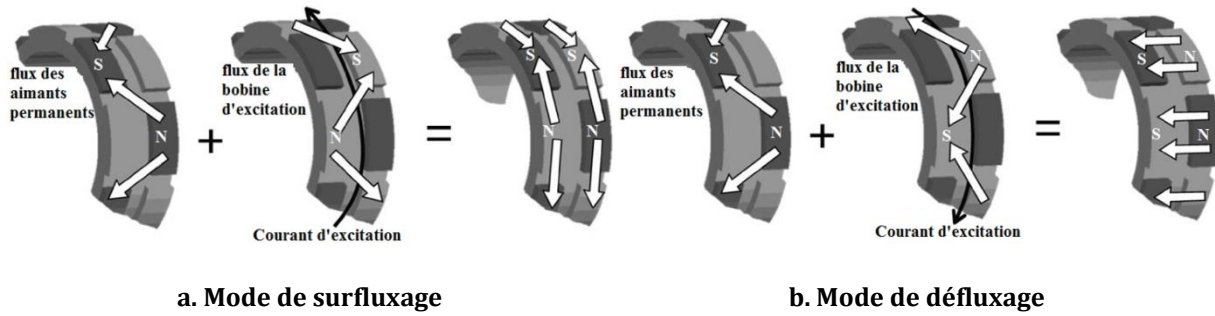


Figure 1.19 Modes de fonctionnement de la MSDE à pôles consécutifs [29]

Cette structure a l'avantage d'avoir une commande sur la bobine d'excitation simple sans contact glissant due à son emplacement au stator.

### 1.3.3.2. MSDE à commutation de flux

La figure 1.20 représente une MSDE à commutation de flux [32]. Celle-ci présente l'avantage d'avoir un rotor totalement passif. L'ensemble des sources de flux sont au stator. Cette structure est à l'origine de nombreux travaux. L'auteur [33] donne des détails sur cette topologie.

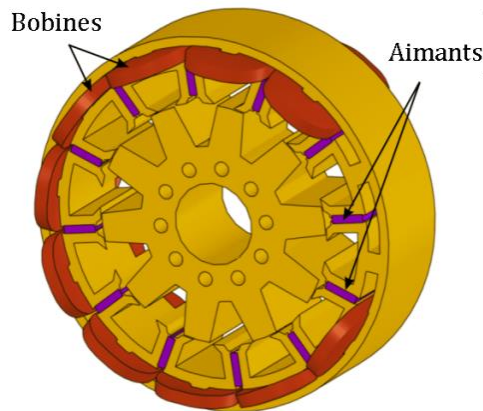


Figure 1.20 Structure de MSDE à commutation de flux [32]

Le principe de cette structure est brièvement introduit par la figure 1.21 repris de [32]. La figure 1.21.a illustre le principe à courant d'excitation nul. Par un contrôle bidirectionnel du courant d'excitation, le flux créé par la bobine d'excitation permet d'accroître ou de décroître le flux créé par les aimants respectivement en figure 1.21.b et c.

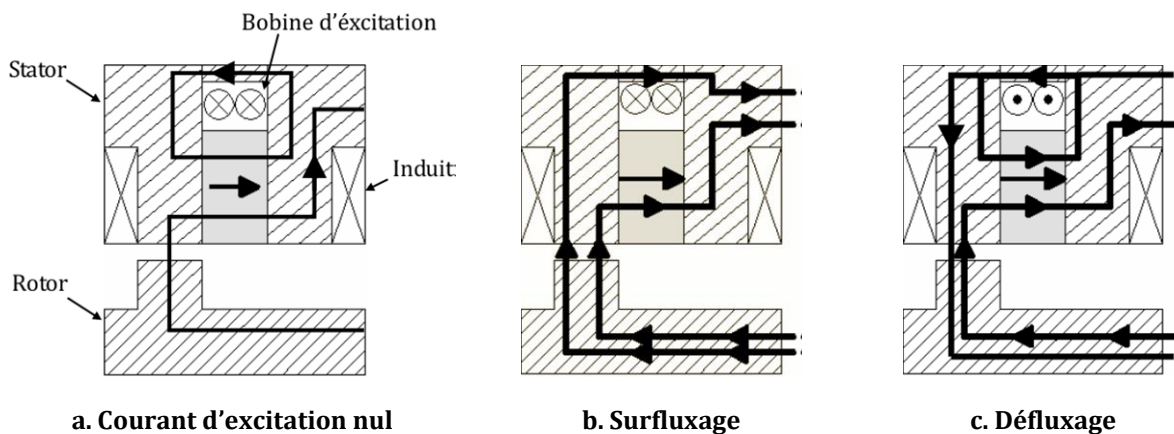


Figure 1.21 Principe de fonctionnement de la MSDE à commutation de flux [32]



Dans la littérature, de nombreux travaux ont été réalisés autour de cette structure de MSDE, notamment au laboratoire SATIE [33].

### 1.3.3.3. MSDE à paires de pôles variables

Le principe des MSDE à paires de pôles variables est basé sur le changement de polarité de la structure suivant l'alimentation de la bobine d'excitation. Plusieurs travaux ont mis en avant des structures de MSDE à paires de pôles variables illustrés en figure 1.22. L'intérêt est d'agir sur la polarité afin de contrôler le flux utile. Une nouvelle fois, une multitude de structures est envisageable suivant la localisation des aimants permanents.

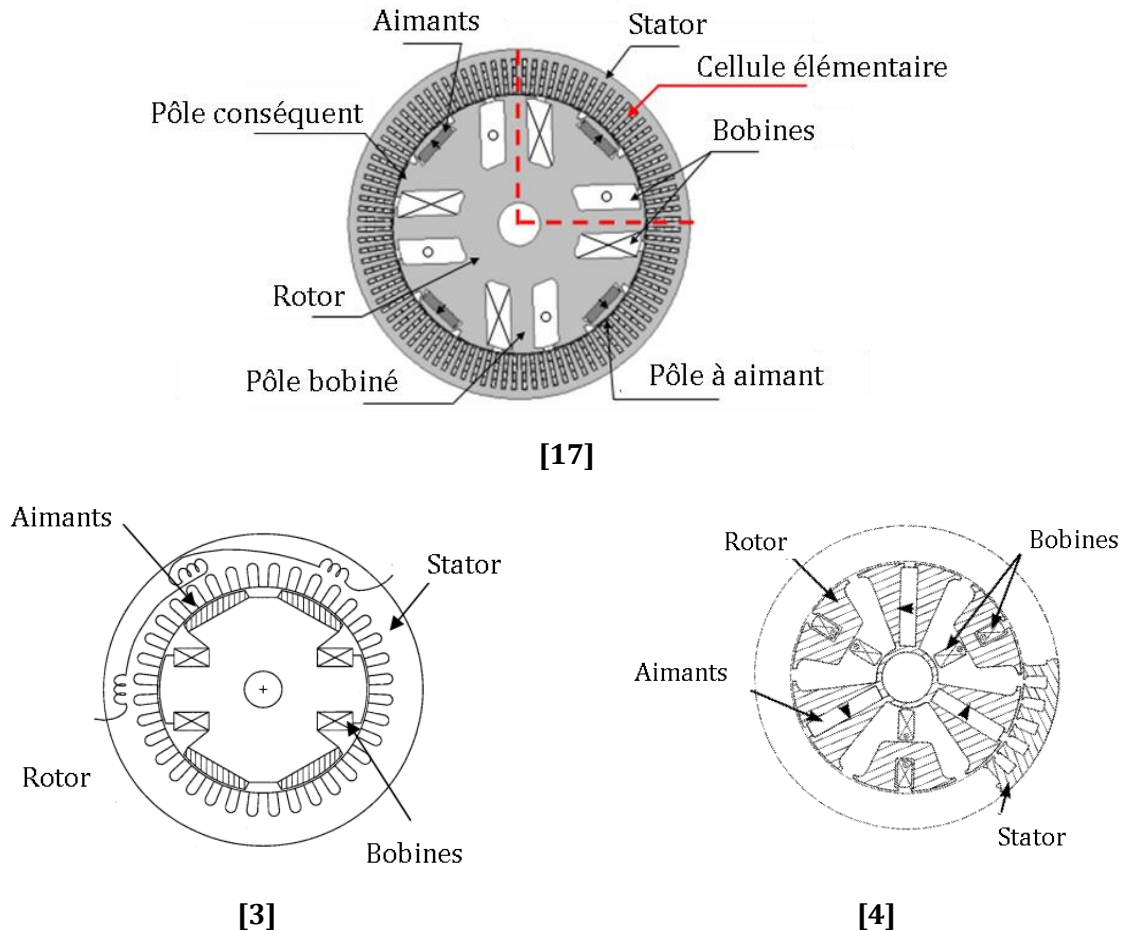


Figure 1.22 MSDE à paires de pôles variables

Le principe des machines à nombre de pôles variables est brièvement introduit à partir de la figure 1.23 repris de [17]. Ces figures retranscrivent le comportement de la structure suivant l'alimentation de la bobine de double excitation. Ce principe de fonctionnement est décomposé en quatre parties suivant respectivement les figures 1.23.a à d.

Le première mode intervient lorsque la bobine de double excitation n'est pas alimentée. Le flux est alors créé uniquement par les aimants comme en figure 1.23.a. Au rotor, les lignes de champs se referment suivant les masses polaires adjacentes et les pôles bobinés. Dans ce fonctionnement, le rotor voit une succession d'un pôle nord pour trois pôles sud.

Lorsque la bobine est alimentée dans le sens positif, les lignes de flux de l'aimant se referment suivant le pôle conséquent comme illustré en figure 1.23.b. Les lignes de champs de la bobine de

double excitation se referment également par le pôle conséquent. La succession de pôles nord et sud est alors régulière.

Lorsque la bobine est alimentée dans le sens négatif, les lignes de champs de l'aimant sont attirées vers le pôle bobiné. Comme sur la figure 1.23.c, les lignes de champs dans le pôle conséquent sont très faibles. Ce pôle commence alors à devenir neutre.

Lorsque le courant négatif de la bobine est accru, la quasi-totalité des lignes de flux de l'aimant passe par le pôle bobiné. Le pôle conséquent est alors complètement neutre.

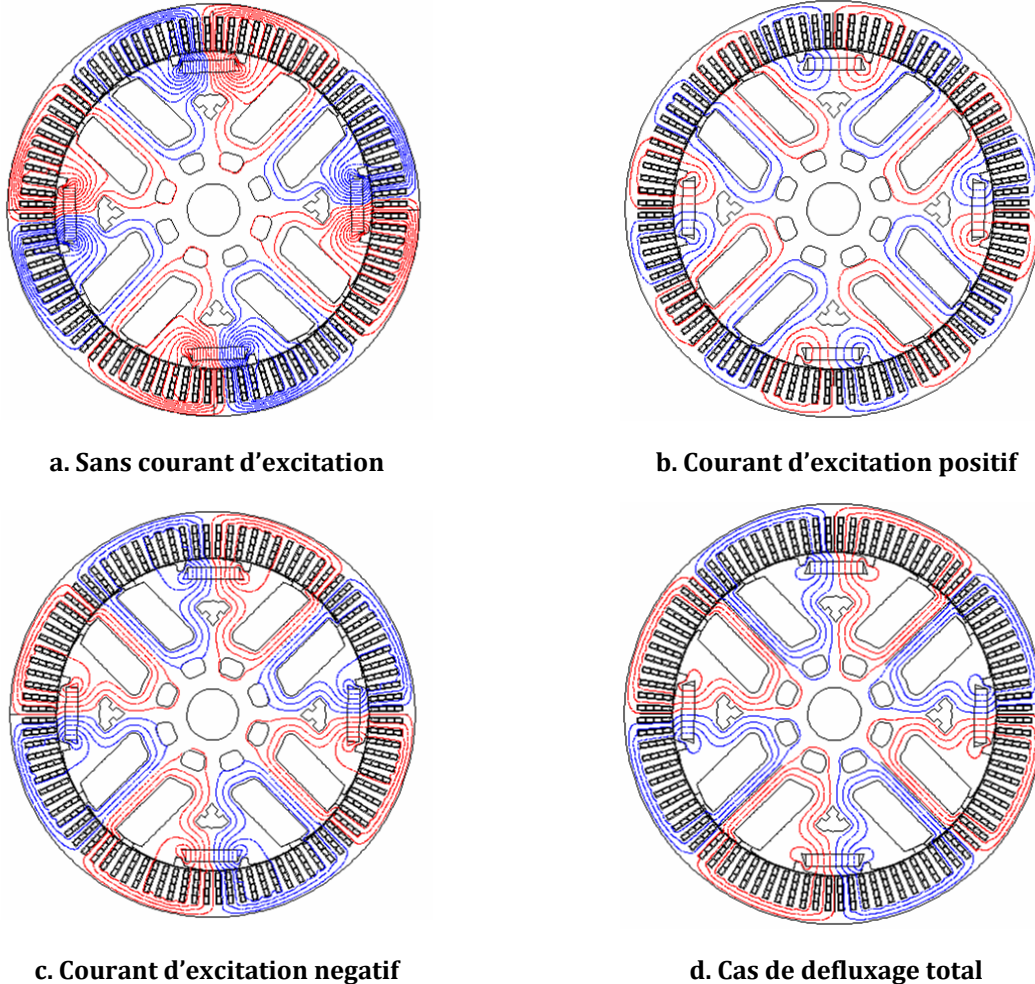
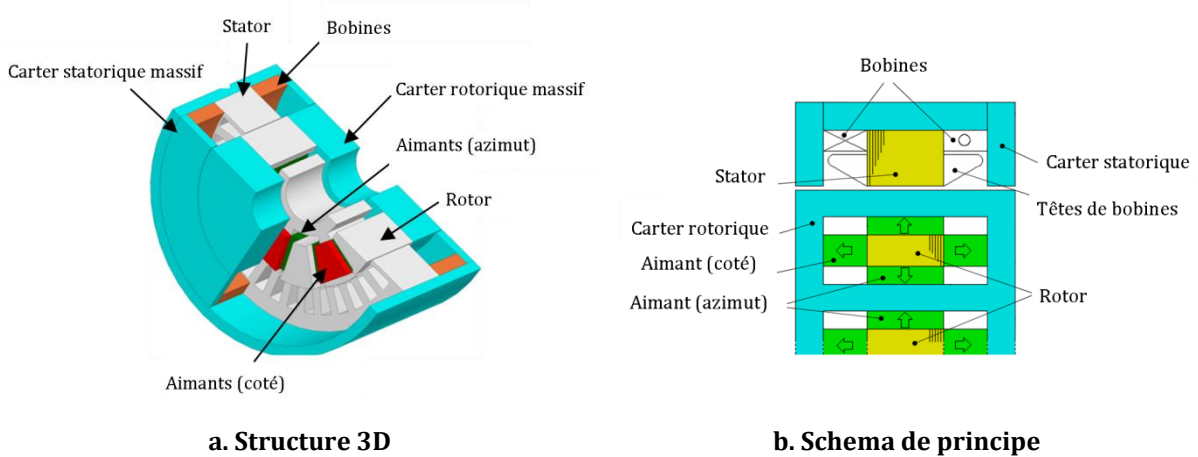


Figure 1.23 Lignes de flux d'une MSDE à paires de pôles variables [17]

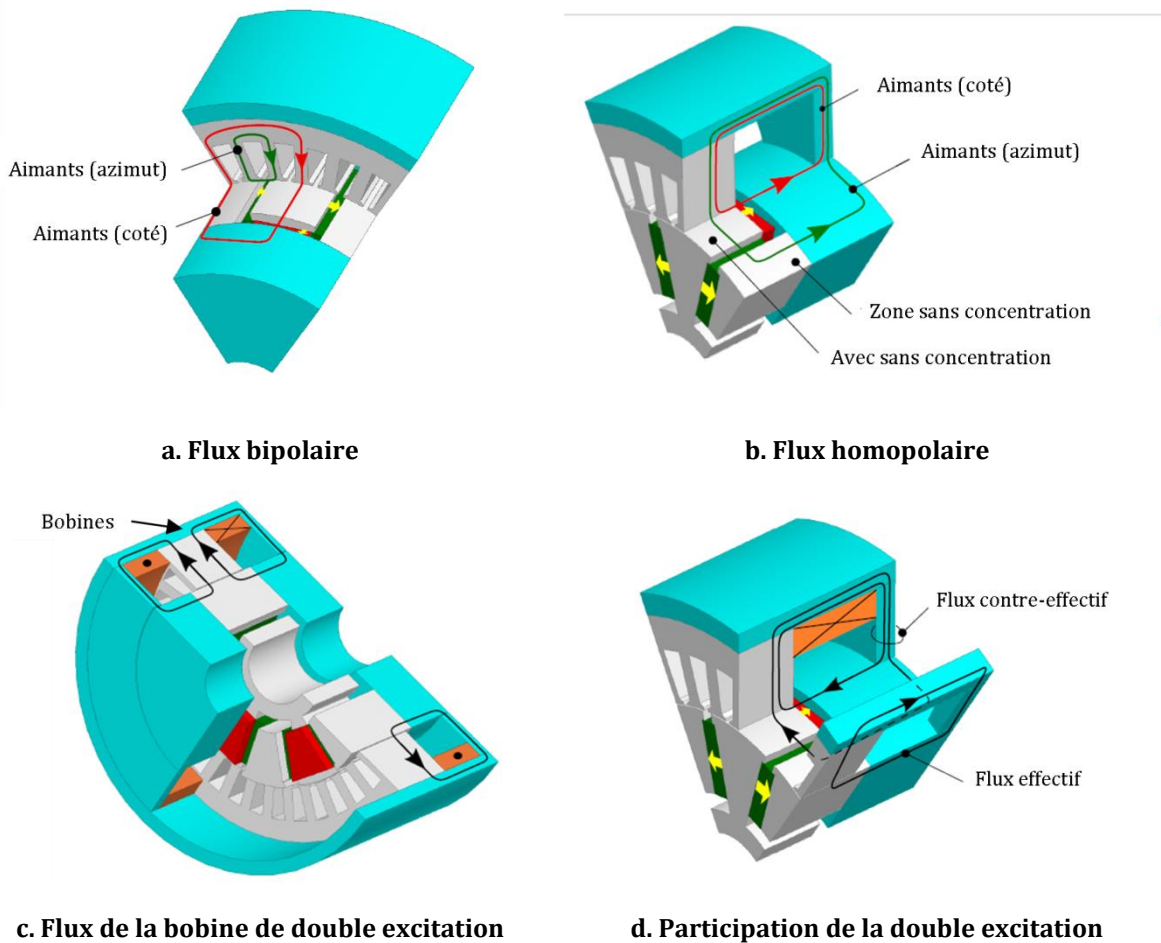
#### 1.3.3.4. MSDE à concentration de flux (homopolaire et bipolaire)

De nombreuses topologies ont été développées autour des mêmes configurations de MSDE ici nommée MSDE à concentration de flux. Ces machines sont modulables suivant l'assemblage du rotor. Les auteurs [34], [35] décrivent ces concepts. Ici, la proposition est faite autour de la structure de la figure 1.24.a. Son schéma est également détaillé figure 1.24.b. Le rotor de cette structure se compose de deux parties magnétiquement isolées. L'une est massive et l'autre est feuilletée. Les aimants placés au rotor reprennent deux configurations (coté et azimut). Deux bobines d'excitation sont placées dans un carter statorique magnétique.



**Figure 1.24 Principe de la double excitation à concentration de flux [35]**

Le principe de cette machine réside dans les passages des flux notamment 3D. Cette structure se distingue par des flux homopolaires et bipolaires. Le principe des trajets de flux sont synthétisés dans la figure 1.25. Le flux homopolaire est illustré en figure 1.25.a. Celui-ci crée un seul type de pôle dans les parties actives de la structure (nord ou sud). Contrairement au flux bipolaire, représenté en figure 1.25.b, qui crée les pôles nord et sud dans les parties actives.



**Figure 1.25 Principes des lignes de flux [35]**



La bobine de double excitation est ici en configuration parallèle. Le flux créé par la double excitation est lui deux fois homopolaires. Ces deux flux liés à la bobine de double excitation sont illustrés en figure 1.25.d. Le flux effectif permet de jouer un rôle clé pour la régulation du flux dans l'entrefer. Le flux contre-effectif tend à atténuer ce flux dû à sa direction opposée.

## **1.4. Positionnement scientifique et industriel**

De par le besoin industriel, les générateurs à double excitation étudiés sont basés sur une topologie à pôles saillants. Les prochaines parties visent donc à introduire les différents prototypes de MSDE conçus par JEUMONT Electric. Une nouvelle topologie de MSDE est également développée autour du principe des aimants en « V ».

Ensuite, les positionnements scientifiques et industriels sont organisés en deux thématiques. La première porte sur l'estimation des pertes dans un générateur de forte puissance et plus particulièrement les pertes fer. La seconde est orientée sur la conception par optimisation des générateurs.

### **1.4.1. Structures et solutions retenues pour la forte puissance**

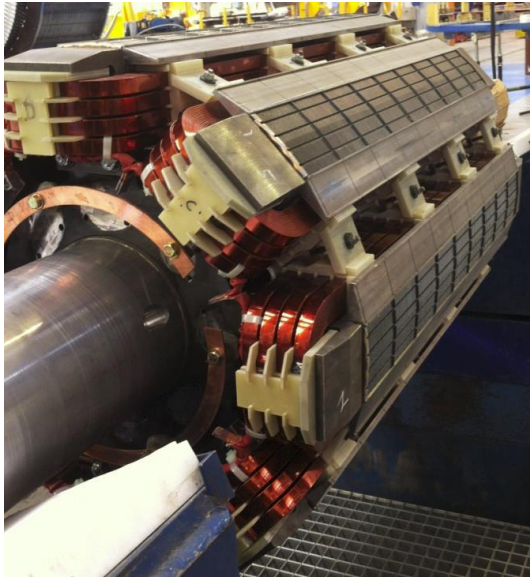
Ces travaux ont la volonté de proposer des outils d'aides décisionnelles aux choix de structures de générateurs. Dans la section précédente, le principe de nombreuses topologies de MSDE a été introduit. Néanmoins, pour des applications de forte puissance, ces MSDE ne sont pas tous adaptées. En adéquation avec le besoin industriel, le positionnement du choix des structures a été orienté vers les machines à pôles saillants.

#### **1.4.1.1. La MSDEs**

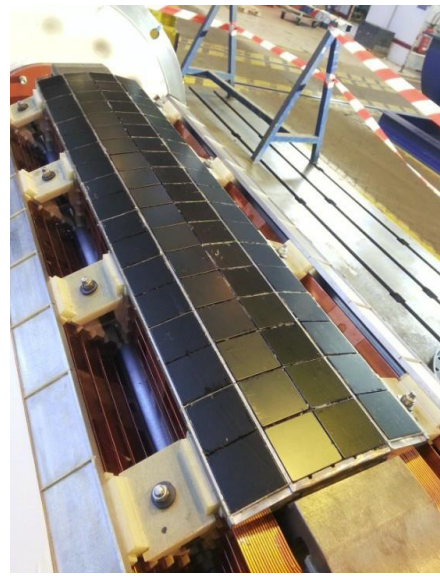
Les travaux [6], [36] sont intégrés dans une démarche de développement des méthodologies de conception des machines électriques basées sur la modélisation et l'optimisation multi-physique et multi-objectif. Ces travaux ont conduit à un prototype de MSDE série. Ce prototype est basé sur une machine à pôles saillants avec des aimants permanents collés en surface des pôles. Le choix de cette technologie a été motivé par la simplicité de conception.

La construction de ce prototype a été menée en deux phases bien distinctes. La première étape correspond à une MSRB conventionnelle dont le rotor est illustré en figure 1.26.a. À partir de ce générateur, des essais ont été réalisés. Ils seront exploités au cours de ce mémoire.

Ensuite, le rotor du prototype a été extrait afin d'y coller les aimants en surface des pôles. La figure 1.26.b illustre ce même rotor avec les aimants collés en surface d'un pôle. La machine est alors une MSDE série. Une nouvelle séquence d'essais a été réalisée. Ce prototype sera nommé MSDEs (MSDE à aimants en surface).



a. Rotor avant le collage des aimants

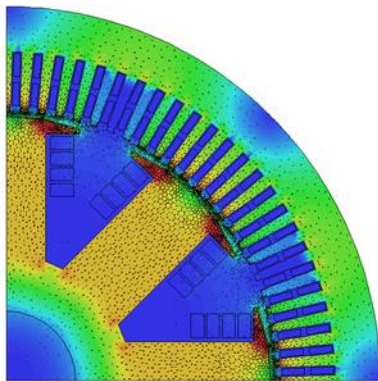


b. Rotor après le collage des aimants

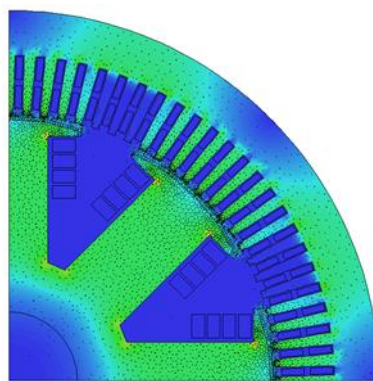
Figure 1.26 Rotor du prototype de la MSDEs [6]

La particularité de ce générateur est qu'il ne présente pas le même entrefer mécanique entre le passage du rotor de la MSRB à la MSDEs. Les aimants en surface sont placés dans l'entrefer mécanique, ce qui limite la hauteur des aimants. En revanche, l'entrefer magnétique reste identique pour les bobines.

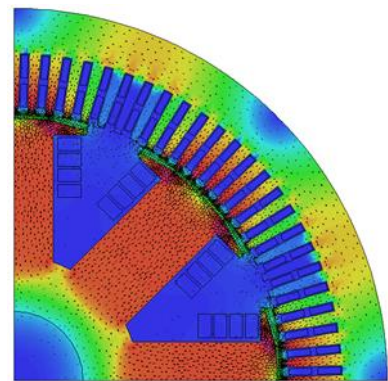
Le principe de cette machine est illustré en figure 1.27. La figure 1.27.a représente la cartographie d'induction de la MSRB. La figure 1.27.b se base sur le même principe, mais les bobines ne sont pas alimentées, les aimants contribuent directement au flux utile. La figure 1.27.c illustre la combinaison des deux sources de flux. La machine est alors une MSDEs.



a. Courant d'excitation



b. Aimants



c. Double excitation

Figure 1.27 Cartographies d'inductions de la MSDEs

Ce générateur à double excitation a été retenu pour l'étude des structures des machines de production à haute efficacité énergétique pour sa simplicité de conception.

### 1.4.1.2. JEOLIS

Le projet JEOLIS porté par JEUMONT Electric a été soutenu par l'ADEME dans le cadre de l'Appel à Projet « GRAND EOLIEN ». L'objectif est de mettre en œuvre un générateur qui combine les avantages des machines à rotor bobiné et des machines à aimants pour une application éolienne à attaque directe. L'intérêt est alors de combiner une faible quantité d'aimants tout en gardant les bobines d'excitations pour faciliter le contrôle du générateur.

Cette génératrice éolienne est à attaque directe. Cette technologie présente l'avantage de s'affranchir du multiplicateur (réducteur). Le multiplicateur qui reste la première cause de maintenance et engendre des pertes supplémentaires. La figure 1.28 propose quelques photos du prototype JEOLIS durant la phase de test et lors de son installation.



a. Prototype durant la phase de test



b. Installation du prototype

**Figure 1.28 Prototype JEOLIS**

Le concept JEOLIS est basé sur le principe de la MSDE parallèle (1). Ce générateur utilise des aimants permanents placés dans l'espace inter-corne [25]. Son principe de fonctionnement est illustré en figure 1.29.

La figure 1.29.a illustre la cartographie d'induction du prototype avant le montage des aimants. Cette machine est alors une MSRB qui présente la particularité d'être fortement saturée. Le concept JEOLIS repose sur l'intégration d'aimants entre les cornes polaires. La figure 1.29.b représente la cartographie d'induction de cette MSDE parallèle lorsque le courant d'excitation est nul. Dans ce cas, le flux créé par les aimants est alors court-circuité au rotor. La figure 1.29.c reprend la cartographie d'induction de JEOLIS avec les bobines alimentées. Le flux créé par les aimants vient alors en opposition du flux créé par l'excitation. Ce principe permet d'une part de compenser le flux de fuites entre cornes, mais également de réduire significativement la saturation dans le pôle. De par les nombreux essais réalisés sur cette machine, le concept JEOLIS sera conservé pour l'étude des structures de générateurs à haute efficacité énergétique.

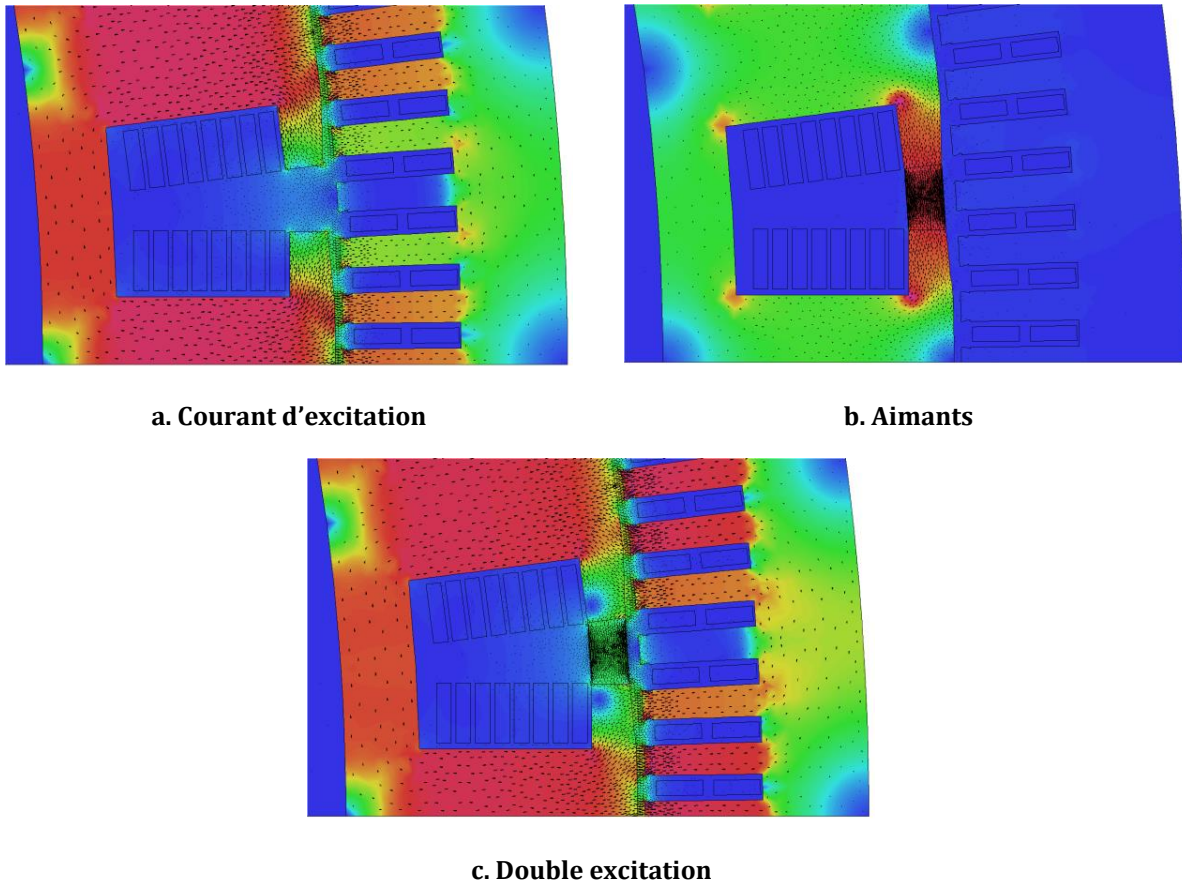


Figure 1.29 Cartographies d'inductions de JEOLIS

#### 1.4.1.3. MSDEv

Une nouvelle topologie de MSDE est au centre de ces travaux. Alors que la MSDEs limite la quantité d'aimant de par son ouverture polaire, une solution est proposée en vue d'accroître l'efficacité de la machine. Cette nouvelle structure repose sur une machine à pôles saillants dans laquelle des aimants en « V » sont enterrés dans les pôles. Cette topologie de machine est nommée MSDEv. Ce concept est illustré en figure 1.30 à partir des dimensions de la MSDEs.

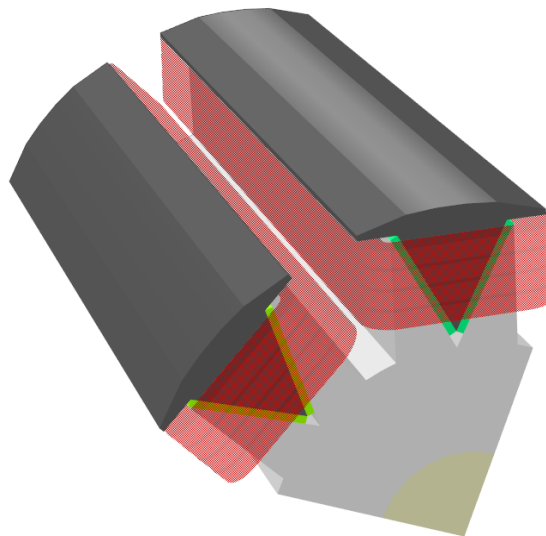
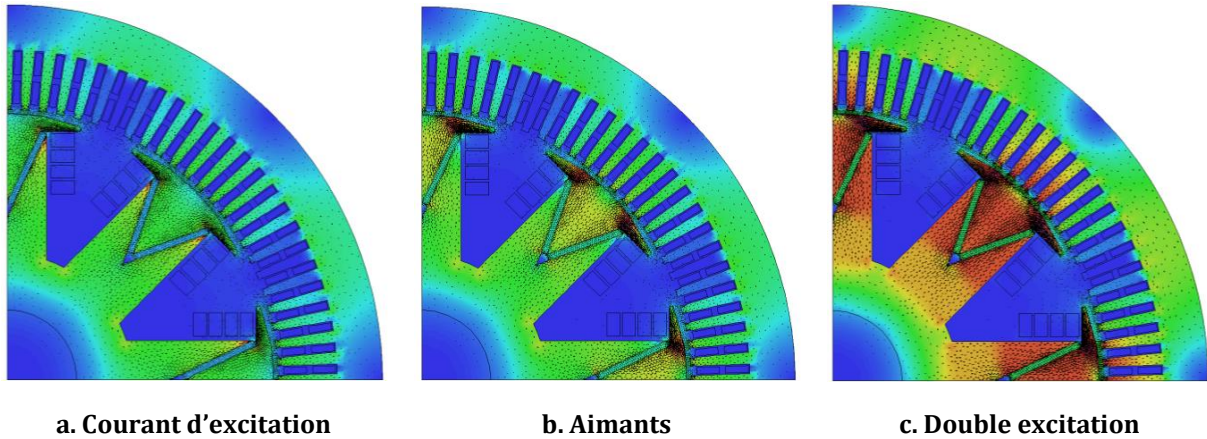


Figure 1.30 Concept de la MSDEv



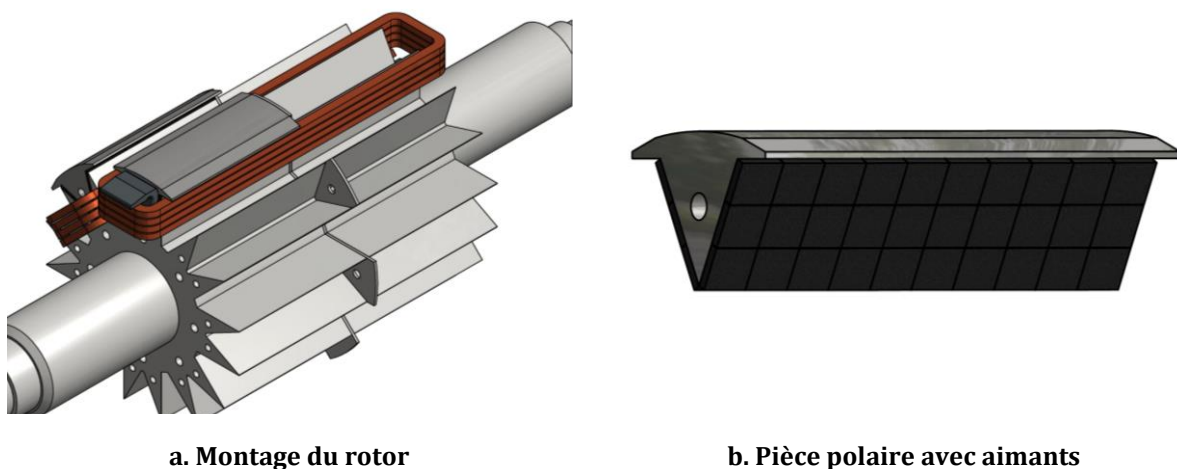
Son principe de fonctionnement est détaillé en figure 1.31. La figure 1.31.a représente un mode de fonctionnement avec uniquement les bobines d'excitations alimentées. En conséquence, les aimants permanents sont remplacés par de l'air. Le flux créé par la bobine voit alors deux entrefers magnétiques, à savoir l'entrefer mécanique et celui impliqué par les aimants. La figure 1.31.b illustre le fonctionnement de MSDEv avec uniquement les aimants, le courant d'excitation est alors nul. Enfin, la figure 1.31.c reprend la cartographie d'induction de la double excitation.



**Figure 1.31 Cartographies d'inductions de MSDE**

Cette réflexion sur la MSDEv est partie d'une des problématiques de la MSDEs. Les aimants placés en surface des pôles subissent des variations d'inductions liées aux effets de dentures. Ces variations dues à l'alternance dents/encoches sont le siège de courants induits à l'origine de pertes dans les aimants. L'intérêt de la MSDEv est que l'induction dans le pôle est relativement constante, et en conséquence les pertes sont limitées. Néanmoins, cette structure reste une MSDE série, en conséquence la bobine d'excitation voit son efficacité réduite due à la perméabilité des aimants permanents. Cette structure est une nouvelle fois dans le compromis puissance massique (aimants) et facilité de contrôle du flux (bobines).

D'un point de vue conception, cette nouvelle structure est nettement plus complexe que la MSDEs. La localisation des aimants en « V » dans le pôle nécessite des nouveaux procédés de fabrication. Aux vues des dimensions de la machine, une insertion des aimants n'est pas possible. Ainsi, une proposition est menée autour de la figure 1.32.



**Figure 1.32 Processus de montage de la MSDEv**

La technologie des machines à pôles saillants développée par JEUMONT Electric utilise des galettes qui forment le bobinage rotorique. Dans une MSRB conventionnelle, ces galettes sont insérées avant le montage des cornes polaires qui forment l'épanouissement polaire. Le processus de montage de la MSDEv repose sur le même principe. Les galettes rotoriques sont insérées avant de placer une pièce polaire en figure 1.32.a. Les aimants en « V » sont alors collés sur cette pièce qui forme l'épanouissement polaire détaillé en figure 1.32.b.

L'industrialisation de cette topologie de MSDE n'est pas sans conséquence sur les coûts de fabrication. L'une des démarches de ces travaux est de proposer des outils de conception des structures de MSDE en tenant compte de ces procédés. L'enjeu porte sur la comparaison de ces topologies par rapport à leurs performances.

#### 1.4.2. Pertes et efficacité énergétique

L'efficacité énergétique consiste à assurer une même production en une consommation minimale d'énergie. Pour un générateur de forte puissance, ce principe revient à assurer un même point de fonctionnement tout en limitant les pertes. Néanmoins, les origines des pertes dans les générateurs synchrones sont diverses. Grâce à des données de calculs et d'essais de machines électriques produites par JEUMONT Electric, le diagramme en figure 1.33 illustre les tendances sur les pertes dans les générateurs synchrones. Ces statistiques sont fondées sur huit générateurs à pôles saillants d'une polarité de 6 à 48 pôles pour une puissance allant de 900kVA à 30MVA. Ces données sont issues des points de fonctionnement nominal de chaque générateur. Ce diagramme ne prétend pas définir une généralité sur les origines des pertes dans les générateurs de forte puissance. Cependant, la diversité des machines capitalisées permet de donner un ordre de grandeur sur les proportions et l'origine des pertes.

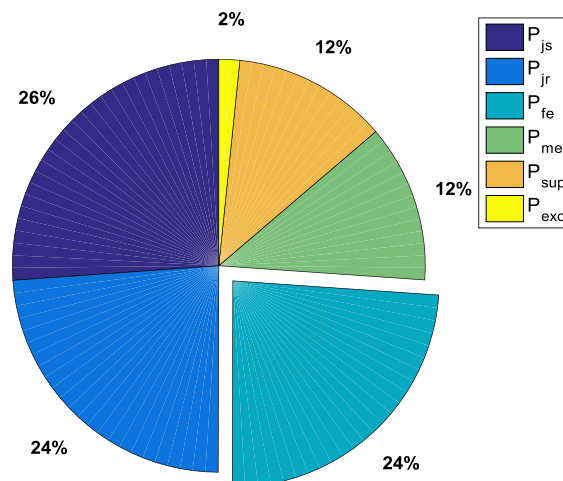


Figure 1.33 Diagramme sur l'origine des pertes dans les générateurs de forte puissance

Avec :

- $P_{js}$  Les pertes joules stator
- $P_{jr}$  Les pertes joules rotor
- $P_{fe}$  Les pertes fer statoriques

$P_{mec}$	Les pertes mécaniques
	Les pertes supplémentaires comprenant :
$P_{sup}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>▫ Les pertes dans les plateaux</li> <li>▫ Les pertes en surface à vide du rotor</li> </ul>
$P_{exc}$	Les pertes de l'alternateur d'excitation

Généralement, sur la gamme des générateurs à pôles saillants de forte puissance, on constate que les pertes joules statoriques et rotoriques sont proches. Les pertes fer sont conséquentes et représentent près d'un quart des pertes totales.

L'une des complexités pour le concepteur de machines électriques est de fournir une estimation pertinente des pertes fer lors de la phase de conception du générateur. Malgré la multitude de modèles disponibles, beaucoup d'incertitudes perdurent. Néanmoins, dans la littérature, plusieurs auteurs [37], [38] se sont confrontés aux pertes fer dans l'armature statorique des machines de forte puissance. Pas moins de cinquante-huit générateurs ont été testés et comparés à des mesures expérimentales. L'auteur [38] évoque alors une moyenne de pertes calculées n'atteignant que 65% des pertes mesurées pour une gamme de puissance allant de 26 à 500MVA. L'auteur [37] compare quarante-six générateurs allant de 5 à 20MVA et le constat est quasi-similaire. Ces études confirment la différence entre calculs et mesures des pertes pour ces gammes de puissances.

Malgré ces incertitudes, le concepteur doit être capable de fournir une évaluation pertinente des pertes fer durant la phase de conception du générateur. De surcroît à cette valeur de pertes, la compréhension des phénomènes dans le dispositif est nécessaire. Ainsi, le second chapitre de ces travaux est orienté sur le calcul des pertes fer dans les générateurs de forte puissance. Les objectifs sont d'une part didactiques afin de comprendre les phénomènes qui sont à l'origine des pertes fer dans ces générateurs. Ensuite, plusieurs démarches sont proposées afin de comparer les modèles de pertes fer adaptés à la conception des générateurs de forte puissance. Cette démarche sera appliquée au prototype de la MSDEs de 1MVA.

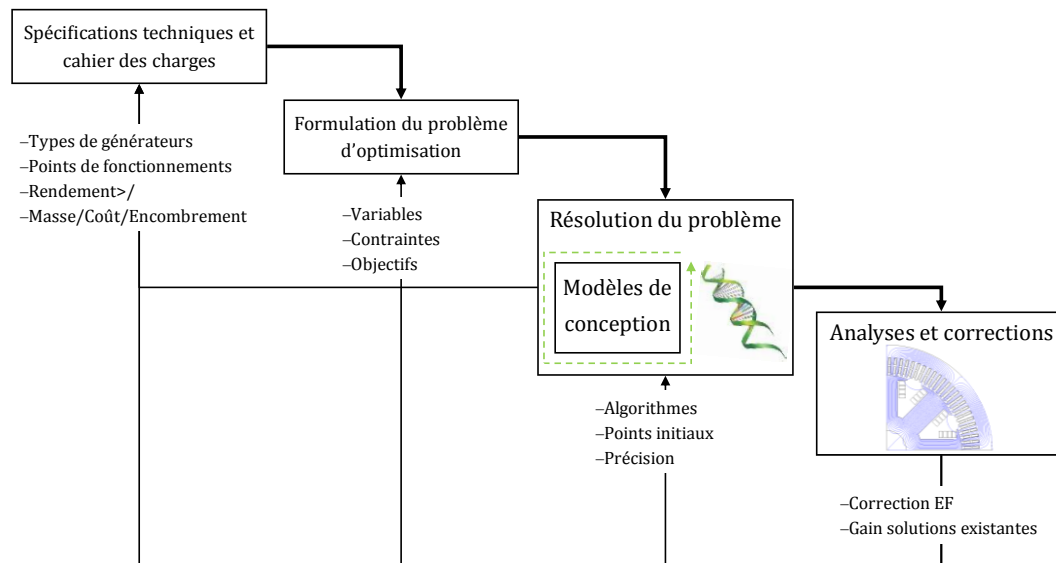
### 1.4.3. Dimensionnement par optimisation des structures

La conception des systèmes électriques est en pleine évolution motivée par les besoins sociétaux d'amélioration de l'efficacité énergétique. Ces systèmes, telles les machines électriques, ont des obligations de performances avec des cahiers des charges rigoureux. Ces obligations incitent le concepteur à intégrer des nouvelles méthodologies de conception pour répondre à ces contraintes. Ainsi, les paragraphes suivants visent à développer le positionnement scientifique et industriel de la conception par optimisation des générateurs. Ce positionnement est dirigé vers des outils de conception dédiés à la prise de décision sur les topologies de générateurs pour des applications de forte puissance.

#### 1.4.3.1. L'optimisation au service de la conception

Les méthodes d'optimisation sont en parfaite adéquation avec les besoins de conception. La figure 1.34 propose de détailler synthétiquement le processus de conception par optimisation d'un générateur électrique. Ce processus est développé selon l'interaction entre le concepteur et les différentes phases de conception du système. Suivant un cahier des charges et des spécifications techniques définies, le concepteur doit procéder à des choix préliminaires qui

figent le processus. Ces décisions limitent le processus de conception, notamment lors du choix du type de générateurs.



**Figure 1.34 Processus de conception par optimisation**

La formulation du problème d'optimisation intervient en vue de proposer des solutions optimales suivant un nombre important de variables et de critères. Ces critères sont généralement retranscrits sous formes de contraintes et de fonctions objectifs.

Lors de la résolution du problème, le concepteur peut bénéficier des méthodes d'optimisation qui lui permettent de résoudre des problèmes complexes en adéquation avec la formulation du problème. Ces méthodes d'optimisation permettent entre autre d'explorer l'ensemble de l'espace de conception. Cette démarche permet de trouver la solution la mieux adaptée aux critères imposés. Le concepteur peut également obtenir des nouvelles solutions et ainsi améliorer son expertise. De nombreuses méthodes de conception par optimisation sont disponibles. Celles-ci nécessitent un savoir-faire quant au choix de l'algorithme et des paramètres les mieux adaptés par rapport aux modèles de conception. Suivant ces modèles, la notion de temps de calcul impacte directement ce processus itératif.

Enfin, la dernière étape de ce processus intervient sur les résultats de la résolution du problème de conception. Des outils dédiés à des analyses plus fines permettent de corriger les résultats optimaux. D'une part, ces analyses permettent de conforter la prise de décision du concepteur sur les solutions optimales. D'autre part, cela permet de quantifier l'impact de ces résultats optimaux par rapport aux solutions existantes.

Ce processus de conception paraît s'exécuter de façon séquentielle. Néanmoins, le concepteur doit généralement revenir sur les différentes étapes qui précèdent l'analyse des résultats pour bonifier ce processus. Ce retour sur expérience peut aller du simple changement de paramètre d'algorithme, en passant par la formulation du problème, jusqu'au changement des spécifications techniques.

#### **1.4.3.2. L'optimisation, une alternative pour le choix des structures**

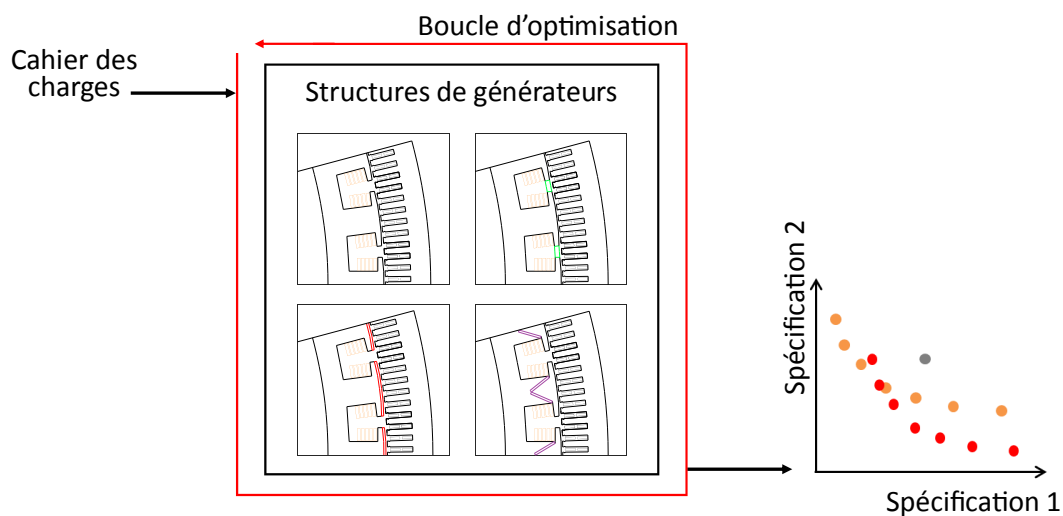
Lors du processus de conception, le choix de la topologie de générateur fait généralement office d'une connaissance a priori. Suivant le cahier des charges et les spécifications, le concepteur choisit la solution qu'il lui semble la mieux adaptée aux critères imposés. Face à l'engouement des nouvelles topologies de machines aux efficacités énergétiques accrues et notamment des



MSDE, ce raisonnement devient difficilement justifiable. Le concepteur voit une surabondance de solutions qui pourraient subvenir à un même besoin.

Pour les machines non-conventionnelles, bon nombre d'auteurs investiguent de nouvelles structures en démontrant leurs avantages et inconvénients. Pour les machines conventionnelles, de nombreuses références proposent également des articles orientés sur la synthèse et la comparaison des structures. Les conclusions, bien qu'intéressantes, sont généralement limitées par la conception préalablement réalisée. Dans la littérature, peu de travaux proposent d'intégrer un choix de structures au cœur d'un même processus de conception [39], [40]. Ce constat est lié en partie à l'obstacle de généricité des modèles. Ceux-ci doivent assurer une certaine validité pour un ensemble de machines. C'est vers ce travail original que s'oriente cette thèse.

L'objectif de ces travaux est dédié à l'aide décisionnelle sur les structures de générateurs. Les enjeux sont alors la considération d'un ensemble de structures de générateurs au travers d'un unique processus de conception par optimisation. Cette démarche sera nommée « multi-structure » tout au long de ce mémoire. Le principe du processus de conception est développé en figure 1.35. L'intérêt de la méthodologie repose sur des modèles de conception dédiés à un ensemble de générateurs à pôles saillants. Ainsi, un même processus de conception propose d'intégrer les topologies de MSRB, MSDE parallèle (1), MSDEs et MSDEv. Le troisième chapitre présente le développement de la modélisation multi-structure.



**Figure 1.35 Processus de conception par optimisation multi-structure**

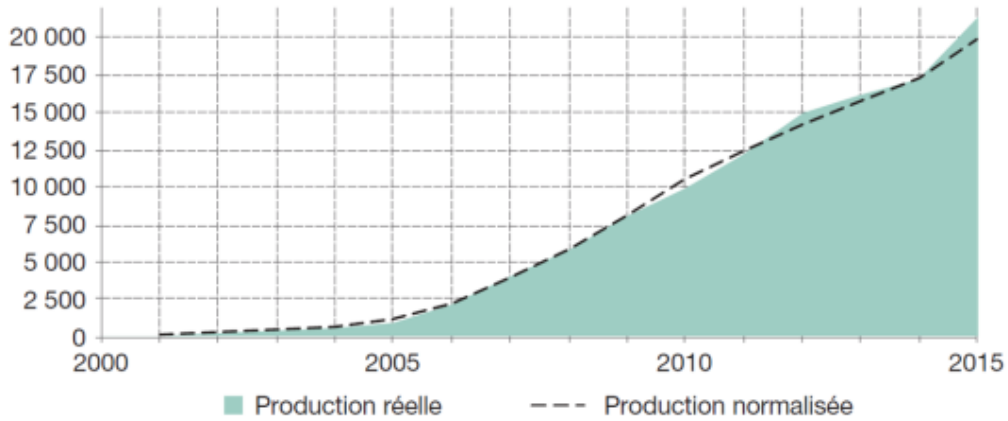
L'aide décisionnelle au choix des structures est mise en place suivant un processus de conception par optimisation. L'objectif est de proposer une hiérarchie sur les structures de générateurs suivant différents cahiers des charges et spécifications. En plus de classier les topologies, ce processus apportera des éléments de réponses quant à l'intérêt des MSDE par rapport aux structures conventionnelles et aux prototypes existants. Le quatrième chapitre apporte plusieurs contributions suivant cet axe.

### 1.4.3.3. L'interaction du système lors de la conception

Les méthodes de conception des générateurs de forte puissance sont traditionnellement dimensionnées pour un seul point de fonctionnement. Ce point réfère au fonctionnement nominal du générateur. Dans le cas de système à vitesse variable, cette démarche devient

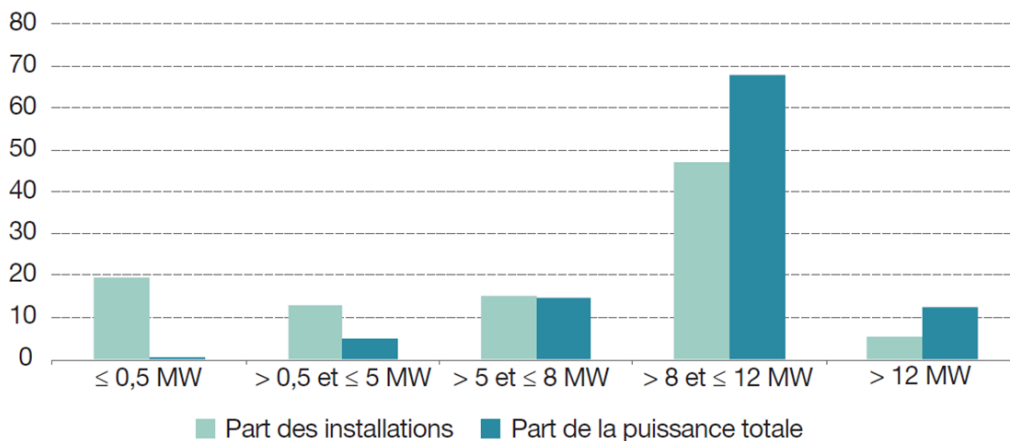
limitée. Motivé par le prototype JEOLIS à attaque directe, le positionnement de l'aspect système est orienté vers la production d'énergie éolienne.

En France, la production d'électricité éolienne est en pleine progression depuis les années 2000 comme illustré en figure 1.36. En 2015, on référence une production 21 343GWh soit une hausse de 23.8% par rapport à 2014. La France arrive quatrième pays de l'Union Européenne dans la production d'énergie éolienne.



**Figure 1.36 Evolution de la production éolienne en [GWh] en France**

La figure 1.37 représente la répartition des installations par nombre et tranche de puissance lors de la fin d'année 2015 en France. Ces installations vont du micro-éolien de quelques kW à des champs éolien munis de plusieurs masts d'une puissance supérieure à la dizaine de MW. Dans cette gamme de puissance, le rapport entre les parts d'installations et de puissances est le plus notable. Cette figure 1.37 démontre l'engouement autour des éoliennes de forte puissance pour la production d'électricité.



**Figure 1.37 Répartition [%] des installations par nombre et tranche de puissance fin 2015**

Au vue de la croissance de ces parcs éoliens de forte puissance, le dimensionnement de chaque élément du système doit être en adéquation avec une efficacité énergétique accrue. Le positionnement de ces travaux est orienté entre l'interaction du système éolien et le dimensionnement du générateur. La figure 1.38.a propose une architecture de conversion éolienne à attaque directe dans laquelle le système de conversion électromécanique est une MSDE.

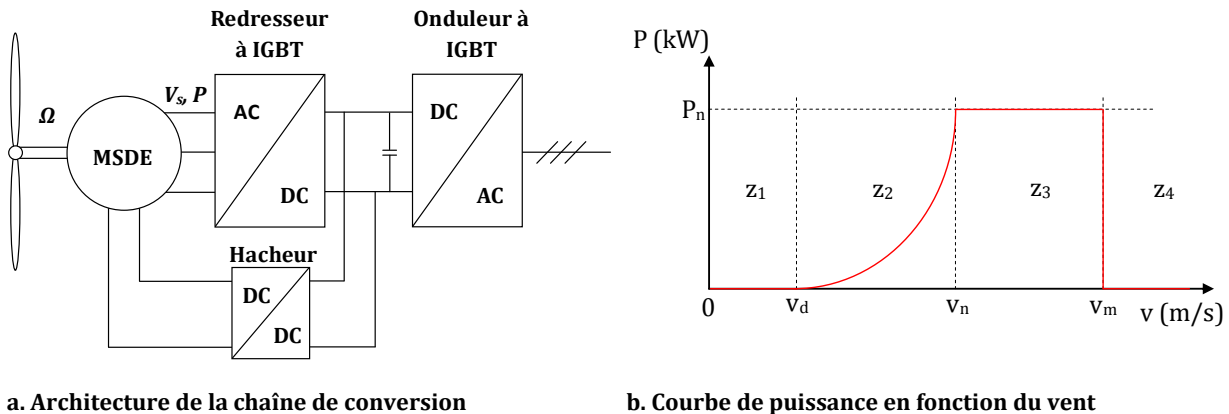


Figure 1.38 Interaction du système sur la conception

L'énergie éolienne est une source intermittente, le générateur voit alors une succession de points de fonctionnement qui dépendent de la vitesse du vent. La caractéristique de puissance mécanique transmise par la turbine au générateur est représentée en figure 1.38.b. Cette caractéristique énumère quatre zones de fonctionnement du système :

- La partie  $z_1$  réfère à une vitesse de vent trop faible, qui ne permet pas d'assurer le démarrage de la turbine. Cette vitesse de démarrage  $v_d$  est généralement autour de 3m/s.
- La partie  $z_2$  est définie entre la vitesse de démarrage  $v_d$  et la vitesse nominale  $v_n$ . Cette zone correspond à une plage de production où la charge est partielle.
- La partie  $z_3$  correspond à la zone entre la vitesse nominale  $v_n$  et la vitesse maximale  $v_m$ . La vitesse des pales de l'éolienne est limitée en vue de maintenir la puissance constante et ainsi protéger le système. Cette plage de production correspond au fonctionnement en pleine charge. La limitation en puissance peut être réalisée par un système de pitch où les pales sont orientées de quelques degrés pour limiter la puissance en entrée. D'autres systèmes nommés « stall » assurent un décrochage naturel à la vitesse souhaitée.
- La partie  $z_4$  fait référence à l'arrêt de l'éolienne, à partir de  $v_m$ , pour assurer la sûreté de la turbine.

Pour l'architecture de la figure 1.38.a, la MSDE doit alors assurer la conversion de puissances avec une efficacité énergétique à chaque vitesse de vent. Dès lors, une efficacité accrue au point nominal de fonctionnement n'assure pas un meilleur rendement pour l'ensemble des occurrences des vitesses de vent. Le quatrième chapitre propose une étude sur l'influence du fonctionnement lors de la phase de conception.

#### 1.4.3.4. L'association temps de calcul et modèles de conception

Dans ces travaux, la modélisation électromagnétique est orientée vers une phase de conception par optimisation des générateurs. Plusieurs niveaux de modélisation du dispositif sont possibles. Celles-ci sont représentées en figure 1.39 dans le plan précision/temps de calcul. Cette représentation plutôt conventionnelle reprend les méthodes analytiques, semi-analytiques et numériques qui respectivement nécessitent des temps de calcul croissants en lien avec une précision plus fine.

Les méthodes analytiques reposent sur des formulations caractérisant un système. Ces modèles peuvent assurer le comportement du système au prix d'hypothèses fortes, comme la linéarité, le

premier harmonique. Néanmoins, ceux-ci sont particulièrement rapides et en adéquation avec un processus itératif, telle une méthode de conception par optimisation.

Les méthodes semi-analytiques sont très répandues dans le cadre de la modélisation de machines électriques. De nombreux travaux au sein du laboratoire L2EP sont basés sur la méthode de réseaux de réductance pour modéliser des machines à pôles saillants [41], turbo-alternateur [42], MSAP [43] et d'autres. Le laboratoire du SATIE a également développé des modèles basés sur des réseaux de réductance maillés [15], [35] appliqués aux MSDE. Les références précédemment citées ont développé ces modèles pour modéliser au mieux leur dispositif tout en gardant des temps de calcul raisonnables en comparaison aux modèles éléments finis. Les temps de calcul sont généralement liés à la discrétisation souhaitée du modèle. Néanmoins, les modèles ont leurs limites de validité pour une structure unique de machine.

Les méthodes numériques avec les éléments finis sont les plus couramment utilisées afin d'estimer au mieux le comportement électromagnétique d'un système. Le principe repose sur une discrétisation du système avant d'y résoudre les équations de Maxwell. La qualité de la solution dépend alors de la précision du maillage et qui influe directement sur les temps de calcul.

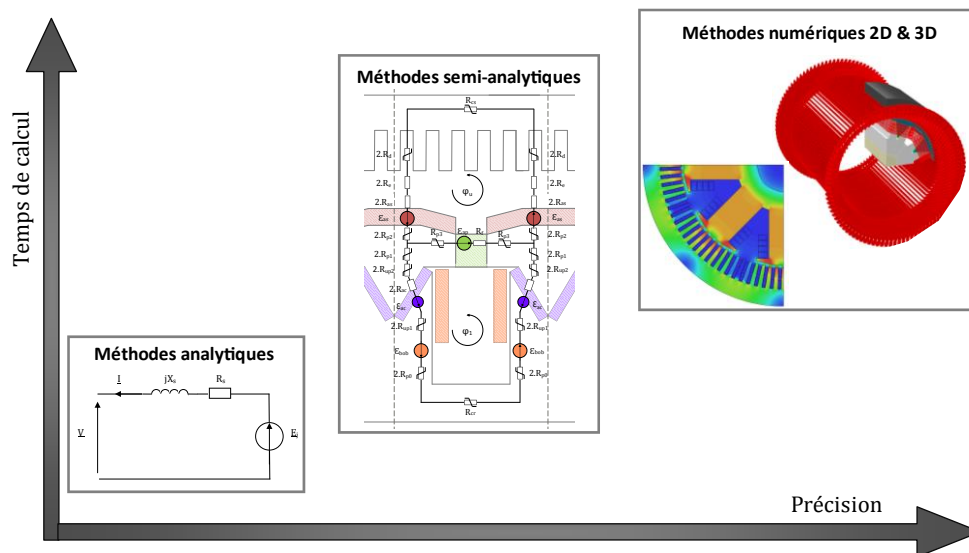


Figure 1.39 Classification des méthodes de modélisation

Lors d'une phase de conception par optimisation, le processus itératif implique un nombre important d'évaluation du modèle. Le concepteur se voit alors infligé une attente en vue d'obtenir les résultats. La figure 1.40 représente le ressenti du concepteur face au temps de calcul pour une évaluation d'un modèle [44]. Dans le cas d'un modèle prenant quelques minutes, celui-ci est considéré comme lent. Le modèle devient difficilement exploitable durant la phase de conception lorsqu'une évaluation dépasse l'heure de calcul.

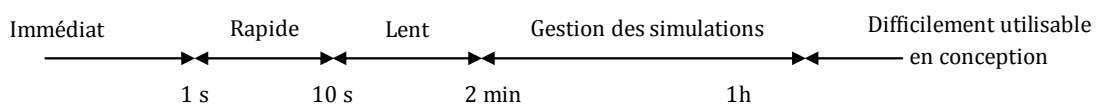


Figure 1.40 Concepteur face aux temps de calcul [44]

Dans le cadre du développement des modèles de conception du troisième chapitre, plusieurs approches sont proposées autour d'un modèle circuit. Trois niveaux de modélisations sont proposés et comparés en lien avec l'association temps de calcul et précision. L'originalité de l'aspect multi-structure implique certaines hypothèses qui seront présentées.

Le second chapitre porte sur le calcul des pertes fer dans un générateur de forte puissance. Cette méthodologie nécessite une modélisation fine afin d'avoir le bon comportement magnétique du générateur. En conséquence, les éléments finis seront exploités.

## **1.5. Synthèse et apports**

Dans ce chapitre introductif, les problématiques et enjeux environnementaux ont été développés. La constante croissance des besoins énergétiques se répercute sur le réchauffement climatique. La politique environnementale mondiale développe des nouvelles solutions pour limiter les conséquences de cette croissance énergétique. Au centre des accords, le développement de masse des énergies renouvelables et l'amélioration de l'efficacité énergétique des chaînes de production d'énergie apportent des solutions pour répondre aux défis de demain.

Dans les chaînes de production d'énergie, les machines électriques sont omniprésentes et voraces en énergie. Face à ces problématiques environnementales, les concepteurs de machines électriques doivent proposer de nouvelles solutions offrant une efficacité énergétique accrue. Les solutions conventionnelles telles la MSRB et la MSAP présentent chacune des avantages et inconvénients. L'une des alternatives à ces machines conventionnelles est la MSDE. Celle-ci combine efficacité et flexibilité de contrôle. De nombreuses structures de MSDE ont été développées depuis les années 90. Plusieurs concepts de MSDE ont été introduits notamment au travers des principes de MSDE série et parallèle. Quelques-unes d'entre elles ont été sélectionnées en vue d'apporter des solutions efficaces pour la production d'électricité.

Le positionnement des travaux est ancré suivant deux axes. Le premier axe porte sur l'efficacité énergétique des machines de production et plus particulièrement l'estimation des pertes fer. Une méthodologie de calcul des pertes fer appliquée à un générateur de 1MVA sera proposée. Le second axe est tourné vers les méthodes de conception des MSDE de forte puissance. La modélisation proposée de ces machines a l'originalité de considérer un ensemble de structures. Cette modélisation est ensuite exploitée au travers d'un processus de conception par optimisation. L'objectif est d'apporter une aide décisionnelle aux choix des structures de générateurs et plus particulièrement des MSDE.



# Chapitre 2. Les pertes fer dans les générateurs de forte puissance

---

## 2.1. Introduction

Dans le contexte actuel, l'amélioration de l'efficacité des machines de production d'électricité est devenue une priorité pour le concepteur. L'objectif est alors de concevoir une machine en adéquation avec son environnement et aux pertes limitées. L'estimation des pertes dans les générateurs de forte puissance est souvent basée sur le savoir-faire et l'expérience du constructeur. Ainsi, une marge de progression est possible tant dans la détermination que dans la compréhension des phénomènes en vue de réduire ces pertes.

Aujourd'hui, les méthodes numériques, telles que les éléments finis (EF), permettent de mieux comprendre les phénomènes dans les dispositifs électromagnétiques. Ces outils permettent de modéliser précisément un dispositif et d'y déterminer ses performances et ses pertes. Pour le concepteur, la connaissance et l'identification de l'origine des pertes lui permet d'agir sur le dispositif afin d'accroître son efficacité. Néanmoins, l'ensemble des phénomènes présents dans le système est généralement limité par bon nombre d'hypothèses imposées par l'outil numérique.

L'une des difficultés pour le concepteur est d'assurer une estimation correcte des pertes fer lors du dimensionnement du générateur. Au cours de ces dernières années, le calcul des pertes est sujet à de nombreuses recherches et à gagner en attention dû à leurs complexités. Dans les gammes des fortes puissances, les pertes fer représentent une quantité de pertes non négligeable (24%, chapitre 1, section 1.4.2). D'une part, ces pertes sont péjoratives pour l'efficacité énergétique de la machine. D'autre part, ces pertes sont à l'origine de dégagement de chaleur dans le circuit magnétique, source de difficultés thermiques.

Dans ce contexte, ce second chapitre a pour objectif d'établir une procédure en vue d'estimer les pertes fer dans les générateurs électriques. Les origines des pertes dans les générateurs ainsi que les pertes dans les matériaux ferromagnétiques sont introduits. Dans un second temps, quelques modèles de pertes fer seront investigués. Le challenge est alors d'établir une synthèse, puis de juger les modèles les mieux adaptés à une phase de conception de générateur.

La troisième partie développera des comparaisons entre les modèles de pertes fer choisis sur différentes formes d'ondes. Les modèles de pertes fer seront comparés à des densités de pertes mesurées expérimentalement sur le cadre d'Epstein. Cette partie met en avant des comparaisons sur des formes d'ondes de générateurs électriques de forte puissance. Une hiérarchie dissocie les modèles de pertes les mieux adaptés pour l'estimation des pertes des générateurs.

Enfin, la dernière partie appliquera cette démarche en vue d'estimer les pertes dans l'ensemble du dispositif. La méthodologie et les hypothèses du calcul des pertes seront introduites. Ce calcul de pertes sera ensuite comparé aux mesures sur la MSDE. Une synthèse des résultats permettra d'argumenter l'origine des pertes dans les générateurs de forte puissance.

### 2.1.1. Les origines des pertes fer pour les fortes puissances

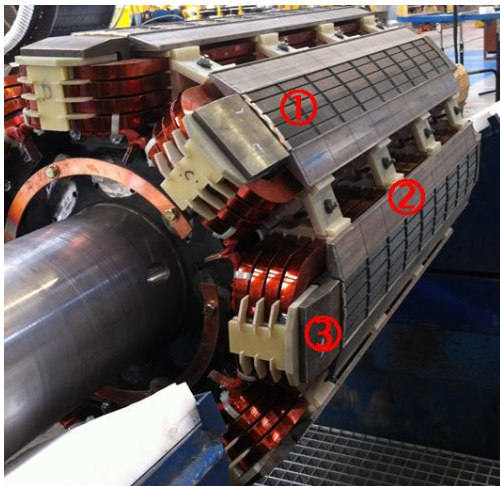
Les générateurs électriques conçus par JEUMONT Electric présentent de nombreuses spécificités de fabrication liées à la fois au savoir-faire de l'entreprise, aux diverses spécifications techniques et également aux contraintes électriques, thermiques et mécaniques. La technologie des alternateurs à pôles saillants est dense suivant le cahier des charges et le type d'application. Le design du générateur est alors adapté au besoin. Grâce au prototype de MSDEs, une brève représentation des parties ferromagnétiques de la machine est abordée. Cette vision n'est pas une généralité sur l'ensemble des machines conçues. Néanmoins, cela permet de cibler les parties susceptibles d'être à l'origine de pertes fer dans une machine de forte puissance.

La figure 2.1 représente les différentes parties ferromagnétiques du prototype de MSDEs de 1MVA. L'armature statorique avant la phase de bobinage est représentée en figure 2.1.a. L'ensemble des tôles statoriques sont couvertes par un carter métallique et des joues de serrage qui assurent la mise sous pression des tôles.



- ① Tôles statoriques
- ② Ailettes de ventilations
- ③ Joue de serrage
- ④ Carter statorique

#### a. Parties ferromagnétiques statoriques



- ① Tôles rotoriques
- ② Corne polaire massive
- ③ Flasque d'extrémité massif

#### b. Parties ferromagnétiques rotoriques

Figure 2.1 Parties ferromagnétiques du prototype de la MSDEs



Le rotor de la figure 2.1.b reprend celui du prototype avant le collage des aimants en surface. Celui-ci est composé principalement de deux matériaux ferromagnétiques. Le premier est feuilleté pour les tôles rotoriques, le second est de l'acier massif pour les cornes polaires. Le flasque d'extrémité est également massif. Celui assure le maintien des galettes du bobinage d'excitation rotorique.

Ainsi, différents matériaux ferromagnétiques feuilletés et massifs constituent la machine. La variété de ces matériaux entraîne des différences sur les propriétés magnétiques (courbes  $B(H)$  et pertes fer). De surcroît à cette variété de matériaux, le processus de découpage des tôles, la segmentation du circuit magnétique, la mise sous-pression des tôles, le recuit peuvent influencer sur les propriétés magnétiques. Différentes études investiguent l'impact de ces procédés de fabrication sur les pertes fer [45]–[47].

### 2.1.2. Les pertes fer dans les matériaux magnétiques doux

Les matériaux ferromagnétiques doux sont employés dans les machines électriques sous forme de tôles empilées afin de former les circuits magnétiques rotorique et statorique. Ces tôles sont constituées de fer mais également d'un faible pourcentage d'alliage. Ils ont alors la faculté de pouvoir aimanter facilement un circuit magnétique à de faibles valeurs de champs en raison de leur champ coercitif  $H_c$  faible. L'intérêt des matériaux ferromagnétiques doux est de permettre de canaliser le flux magnétique.

Lorsque le matériau ferromagnétique est soumis à un champ d'excitation variable dans le temps, des pertes énergétiques, appelées pertes fer apparaissent. Les pertes fer peuvent être décomposées en trois phénomènes physiques bien distincts. Même si l'ensemble des pertes dans les matériaux ferromagnétiques ont pour source les courants induits, la décomposition est faite en fonction de leurs différentes échelles spatio-temporelles. Ainsi les pertes fer sont décomposées en pertes par hystérésis, pertes par courants induits et pertes excédentaires. L'équation (2.1) reprend ce principe de décomposition [48].

$$P_{fe} = P_h + P_{ci} + P_{exc} \quad (2.1)$$

Avec :

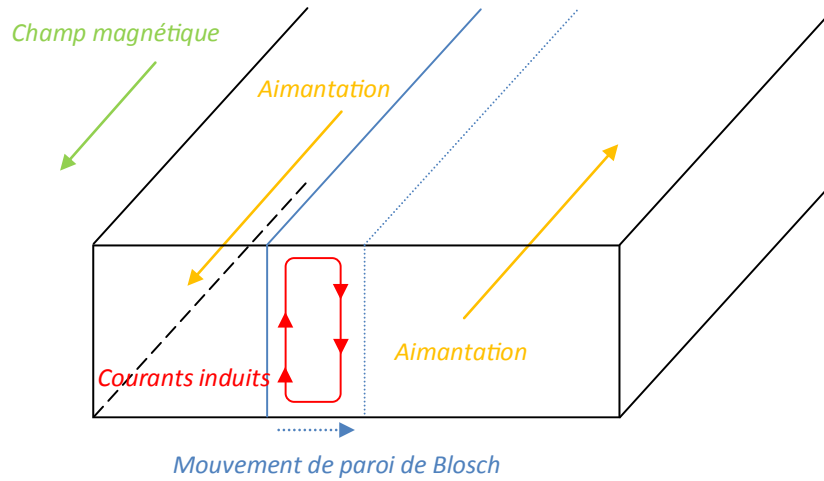
$P_{fe}$	Densité de pertes fer
$P_h$	Densité de pertes par hystérésis
$P_{ci}$	Densité de pertes par courants induits
$P_{exc}$	Densité de pertes excédentaires

Les sections suivantes ont pour objectif de présenter l'origine des pertes dans un matériau ferromagnétique doux selon la décomposition introduite par (2.1).

#### 2.1.2.1. Les pertes par hystérésis

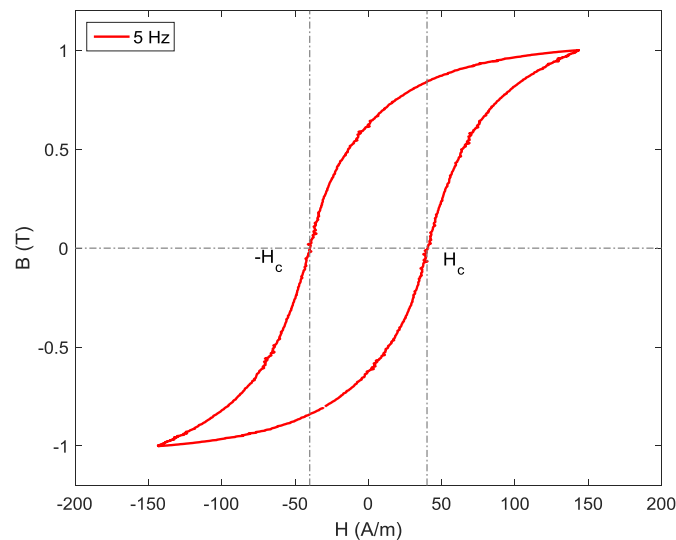
Les pertes par hystérésis sont des pertes quasi-statiques. Elles interviennent lors d'absence de phénomène dynamique dû à un flux variable dans le temps. Ainsi les pertes par hystérésis sont uniquement liées à une échelle spatio-temporelle très réduite. En raison de l'organisation de la matière en domaines (domaine de Weiss) et en fonction de l'aimantation de celle-ci, le passage de l'orientation d'un domaine à un domaine voisin s'effectue de manière progressive [49]. Ainsi, le changement de magnétisation entre domaine engendre le déplacement de parois nommées

parois de Bloch en figure 2.2. Le passage d'un domaine à un autre est rapide, cela le rend indépendant des fréquences du champ magnétique. Ces déplacements de parois dans le matériau ont pour conséquence la création de courants induits microscopiques. Les pertes quasi-statiques par hystérésis sont alors la conséquence de ces courants induits.



**Figure 2.2** Mouvement des parois de Bloch

Ces pertes sont liées au comportement hystérétique du matériau. Cela signifie que si un matériau doux est magnétisé par un champ  $H$  croissant, il sera ensuite démagnétisé dans la direction opposée à ce champ magnétique. Les pertes fer quasi-statiques se traduisent alors par l'aire de la courbe  $B(H)$  autrement appelé cycle d'hystérésis. La figure 2.3 présente un cycle d'hystérésis quasi-statique pour une fréquence de 5Hz.



**Figure 2.3** Exemple d'un cycle d'hystérésis quasi-statique

L'auteur [50] démontre par les principes de la thermodynamique que l'énergie volumique perdue au cours de ce cycle correspond à l'aire du cycle. Par conséquent, l'équation (2.2) permet de déterminer l'énergie volumique [ $J/m^3$ ] dissipée au cours d'une période. De par l'expression de l'énergie, les pertes par hystérésis ou quasi-statiques sont données en (2.3).

$$W_{fe} = \oint H \cdot dB \quad [J/m^3] \quad (2.2)$$

$$P_h = f \cdot \oint H \cdot dB \quad [W/m^3] \quad (2.3)$$

### 2.1.2.2. Les pertes par courants induits

Les pertes par courants induits ou encore appelés courants de Foucault sont engendrées par un flux magnétique variant en fonction du temps. Cela provoque des forces électromotrices qui induisent des courants induits macroscopiques dans l'épaisseur du matériau. Les courants induits se referment dans le plan normal à la direction du flux. Ces pertes dépendent de l'échelle spatio-temporelle, ceux sont alors des pertes dites dynamiques.

La figure 2.4 illustre le principe des courants induits engendrés dans une tôle ferromagnétique par un champ d'excitation variable dans le temps. Le champ magnétique d'excitation variable est imposé suivant l'axe z, il est supposé homogène dans l'espace. Ce champ engendre une circulation des courants dans le plan normal à la direction du champ, suivant l'axe x, c'est-à-dire dans l'épaisseur de la tôle pour s'opposer à la cause qui lui a donné naissance.

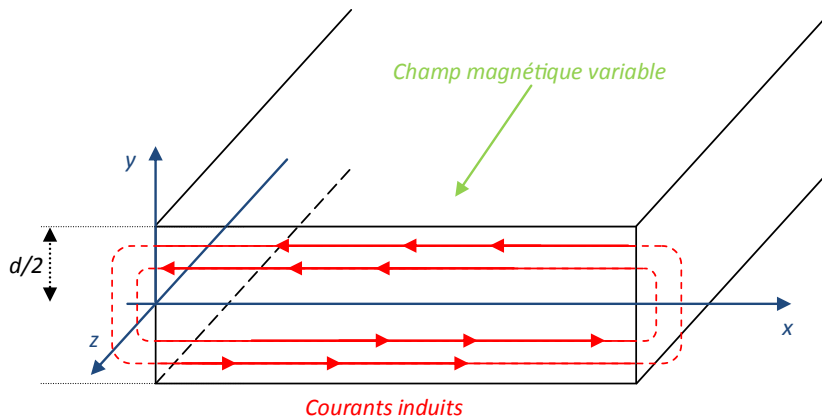


Figure 2.4 Courants induits dans l'épaisseur d'une tôle

Pour une tôle ferromagnétique infinie par rapport à son épaisseur  $d$ , l'expression des pertes par effet joules par unité de volume liées aux courants induits est donnée par [46], [51] :

$$P_{ci}(t) = \frac{1}{d} \cdot \int_{-d/2}^{d/2} \frac{j^2(y,t)}{\sigma} \cdot dy = \frac{\sigma \cdot d^2}{12} \cdot \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 \quad (2.4)$$

Avec :

- $j$  Densité de courants induits [ $J/m^2$ ]
- $\sigma$  Conductivité [ $S/m$ ]
- $d$  Epaisseur de la tôle [ $m$ ]

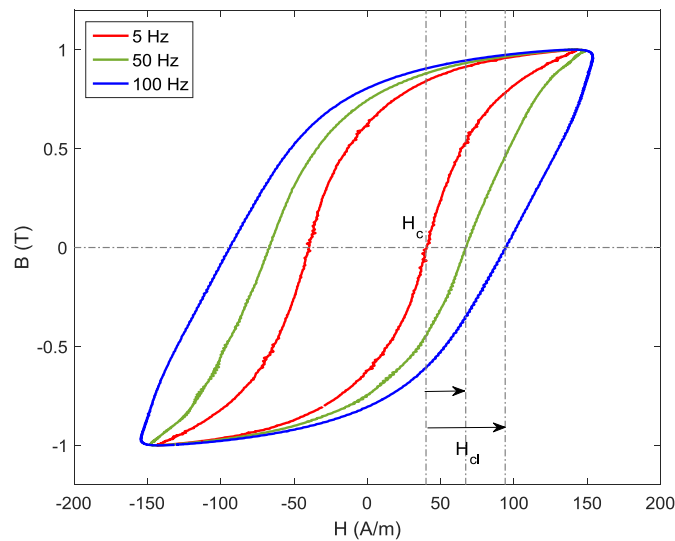
En s'intéressant à la valeur moyenne de ces pertes volumiques pour une période donnée, l'expression (2.4) devient la suivante :

$$P_{ci} = \frac{\sigma \cdot d^2}{12} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 \cdot dt \quad (2.5)$$

En considérant une induction purement sinusoïdale à la fréquence  $f$ , d'amplitude  $B_{\max}$ , les pertes par courants induits s'expriment par la relation suivante :

$$P_{ci} = 2 \cdot \pi^2 \cdot \frac{\sigma \cdot d^2}{12} \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \quad (2.6)$$

Ces courants induits impliquent une augmentation du champ coercitif  $H_c$  illustré en figure 2.5 où  $H_{cl}$  définit le champ magnétique responsable de l'élargissement du cycle [51], [52]. Ainsi, le cycle d'hystérésis subit un gonflement. Le terme cycle de pertes peut être alors associé à la figure 2.5 pour les fréquences de 50 Hz et 100 Hz. Ces cycles de pertes incluent les pertes statiques à la fréquence de 5Hz, et les pertes dynamiques par courants induits.



**Figure 2.5 Elargissement du cycle d'hystérésis**

De par l'expression (2.6), les pertes par courants induits sont proportionnelles à la conductivité du matériau. De plus, ces pertes sont proportionnelles, au carré de l'épaisseur du matériau, de sa fréquence et de son amplitude. Dans les machines électriques, la solution visant à réduire ces pertes dynamiques consiste à feuilletter le circuit ferromagnétique afin d'en réduire son épaisseur. Le circuit ferromagnétique est constitué de tôles isolées. Grâce à ce procédé, la circulation des courants macroscopiques est freinée par une augmentation de la résistivité dans le sens de l'épaisseur des tôles. La seconde solution est l'ajout d'alliages dans les tôles ferromagnétiques permettant de réduire la conductivité des matériaux et de diminuer les pertes par courants induits [49].

### 2.1.2.3. Les pertes excédentaires

Les pertes excédentaires ou parfois nommées anormales sont relatives aux parois de Bloch comme pour les pertes par hystérésis. Cependant, ces pertes sont dynamiques. Elles traduisent une augmentation locale des pertes liées à l'interaction spatio-temporelle entre les parois. L'interaction entre les parois engendre des courants induits qui sont à l'origine des pertes excédentaires. Basée sur la théorie introduite par Bertotti [50], l'expression des pertes excédentaires a été développée par [53] et est donnée par :

$$P_{exc}(t) = \sqrt{\sigma \cdot G \cdot S \cdot V_0} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^{3/2} dt \quad (2.7)$$

Avec :

G	Constante liée aux frottements entre les domaines magnétiques ( $G \approx 0,1356$ )
S	Section du matériau [ $m^2$ ]
$V_0$	Distribution statique du champ coercitif

Si l'on considère une induction purement sinusoïdale, l'expression de la valeur moyenne de la densité volumique de pertes excédentaires est décrite par:

$$P_{exc} = 8,76 \cdot \sqrt{\sigma \cdot G \cdot S \cdot V_0} \cdot f^{3/2} \cdot B_{max}^{3/2} \quad (2.8)$$

## 2.2. Les modèles de pertes fer

Dans le paragraphe précédent, les origines des pertes fer dans les génératrices ont été introduites. D'un point de vue des matériaux employés, les phénomènes de dissipation d'énergie sont subtils car ils interviennent à différentes échelles spatio-temporelles. Il en résulte une difficulté quant à leurs estimations. Néanmoins, la détermination des pertes ainsi que la compréhension des phénomènes restent des critères majeurs en vue de la conception d'une machine électrique. Par conséquent, il est important de connaître et d'investiguer les différentes approches pour estimer les pertes fer. Ainsi, ce paragraphe énumère les modèles de pertes fer qui font office de référence puisqu'ils sont régulièrement utilisés dans la littérature. Ces modèles sont classés en quatre niveaux associés à des hypothèses plus au moins fortes. Les modèles dits de premier niveau sont basés sur un calcul global des pertes selon l'équation de Steinmetz. Le second niveau énumère les modèles analytiques basés sur la décomposition de pertes. Ces modèles reprennent la théorie de séparations des pertes selon les phénomènes physiques. Les deux derniers niveaux présentent des modèles de construction de cycle d'hystérésis. Il est nécessaire d'ajouter que cette classification est non-exhaustive, et fait référence à des modèles qui ont été appliqués à l'estimation des pertes dans des machines électriques.

Enfin, une synthèse énonce les tendances sur les modèles de pertes fer en vue de la conception des machines électriques. Une comparaison, qui s'articule autour de quatre critères, donne une orientation sur le choix des modèles en vue de l'estimation des pertes dans les générateurs de forte puissance lors de la phase de conception.

### 2.2.1. Les modèles de pertes fer globales

#### 2.2.1.1. Le modèle de Steinmetz

Les modèles de calculs de pertes fer globales sont relatifs à l'estimation des pertes sans décomposition des phénomènes physiques introduits précédemment. Le modèle de Steinmetz [54] est basé sur une équation empirique développée en 1890 :

$$P_{fe} = k_{se} \cdot f^\alpha \cdot B_{max}^\beta \quad (2.9)$$

Les coefficients  $k_{se}$ ,  $\alpha$  et  $\beta$  sont des constantes déterminées à partir de mesures expérimentales en régime sinusoïdale. À partir du modèle de Steinmetz, de nombreux modèles ont étendu cette équation. Ces modèles considèrent la dérivée temporelle de l'induction pour des formes non-sinusoïdales. Ces extensions se nomment notamment modèle de Steinmetz modifié (MSE,

Modified Steinmetz Equation) et modèle de Steinmetz généralisé (iGSE et GSE, improved Generalized Steinmetz Equation). Les références suivantes développent synthétiquement ces améliorations [55], [56].

### 2.2.1.2. Les modèles d'interpolation

Le second modèle reprend l'idée de globalisation des pertes fer. Ce modèle utilise une méthode d'interpolation en fonction de la valeur maximale de l'induction et de sa fréquence (2.10). L'intérêt premier de cette méthode est d'éviter les incertitudes concernant l'obtention des coefficients. En effet, ce point est crucial dans l'évaluation d'un modèle, et sera développé en section 2.3.2. Bien évidemment, le modèle nécessite une surface de pertes en fonction de la fréquence et de l'amplitude de l'induction comme représenté sur la figure 2.6. Cette surface est classiquement obtenue à partir de mesures en régime sinusoïdale. Les données sont parfois directement fournies par le fabricant des tôles ferromagnétiques. Ce modèle assume une variation temporelle de l'induction strictement sinusoïdale.

$$P_{fe} = P_{fe}(B_{max}, f) \quad (2.10)$$

Le troisième modèle est basé sur une approche menée par Fiorillo et Novikov [53] qui consiste à calculer les pertes fer avec l'approche de séparation proposée en (2.1). Ces pertes sont calculées en décomposant l'induction magnétique en série de Fourier. Ce troisième modèle conserve l'approche globale des pertes fer (sans séparation), tout en utilisant une décomposition en série de Fourier de l'induction. Cette méthode a été récemment utilisée dans [57], [58]. Une fois que chaque harmonique d'induction et sa fréquence sont déterminés, un harmonique dit « de pertes fer » est obtenu par interpolation sur la surface de la figure 2.6.

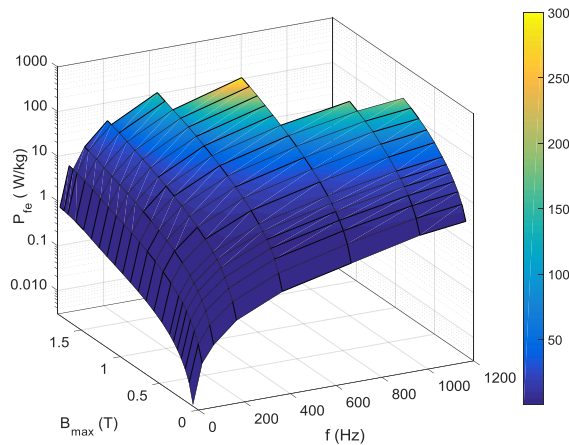


Figure 2.6 Surface de mesures des densités de pertes sur une tôle M400-65A

Le troisième modèle reprend le principe de calcul suivant.  $B(t)$  représente une induction variable dans le temps. À partir d'une décomposition en série de Fourier, l'induction  $B$  est considérée comme un ensemble d'harmonique d'amplitude  $B_{max,i}$  jusqu'au rang  $n$  :

$$B(t) = \sum_{i=1}^n B_{m,i} \quad (2.11)$$

Pour chaque harmonique  $i$ , une valeur de densité de pertes est déterminée à partir de l'amplitude de l'induction  $B_{max,i}$  et de sa fréquence  $f_i$ . Ainsi un harmonique de pertes fer  $P_{fe,i}$  est

interpolé à partir de la figure 2.6 (2.12). Les pertes fer globales associées au signal  $B(t)$  sont ensuite assimilées à une somme de chaque harmonique de pertes jusqu'au rang  $n$  considéré.

$$P_{fe,i} = P_{fe}(B_{m,i}, f_i) \quad (2.12)$$

$$P_{fe} = \sum_{i=1}^n P_{fe,i} \quad (2.13)$$

La particularité de ce modèle est qu'il assume un théorème de superposition. Les densités de pertes fer pour une forme d'induction variable dans le temps sont alors définies comme une somme d'harmoniques. Il est nécessaire de préciser que la valeur interpolée à la fréquence de l'harmonique est toujours issue d'une surface mesurée en régime sinusoïdale comme en figure 2.6. Enfin, un calcul des pertes fer par la transformée de Fourier implique la non-considération du déphasage entre les harmoniques de l'induction magnétique. De récentes études ont utilisé ce modèle pour calculer les pertes fer dans une machine asynchrone [59]. D'autres études ont utilisé ce principe pour estimer les pertes fer dues aux harmoniques de hautes fréquences causées par une alimentation MLI également dans une machine asynchrone [60].

### 2.2.2. Les modèles de décomposition des pertes

À partir du modèle de Steinmetz (2.9), de nombreux modèles ont été développés afin d'étendre le calcul des pertes fer. On recense ainsi le modèle proposé par Jordan [61], où les pertes sont séparées en deux termes. Cette relation décompose les pertes en composantes quasi-statiques et dynamiques.

$$P_{fe} = k_h \cdot f \cdot B_{max}^\alpha + k_{ci} \cdot f^2 \cdot B_{max}^2 \quad (2.14)$$

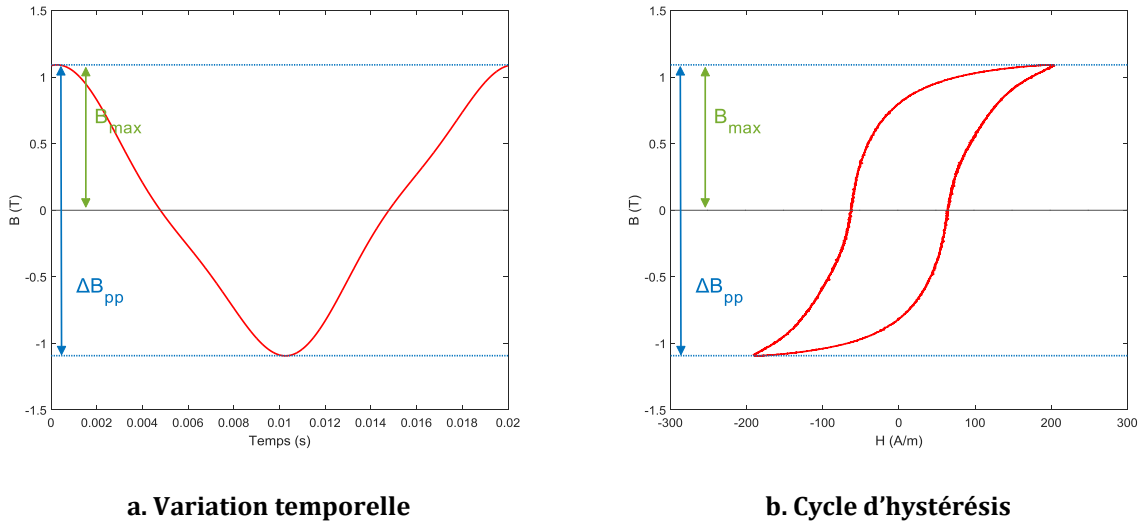
Bertotti a proposé une méthode qui ajoute un troisième terme représentant des pertes excédentaires [48], [50].

$$P_{fe} = k_h \cdot f \cdot B_{max}^\alpha + k_{ci} \cdot f^2 \cdot B_{max}^2 + k_{exc} \cdot f^{3/2} \cdot B_{max}^{3/2} \quad (2.15)$$

Les coefficients de chaque terme de pertes peuvent présenter une difficulté dans leurs obtentions en fonction du matériau utilisé. Une méthode régulièrement employée consiste à identifier les coefficients des modèles de pertes ( $k_h, \alpha, K_{ci}, k_{exc}$ ) à partir d'une série de mesures effectuées sous forme d'induction sinusoïdale. Ce principe de détermination des coefficients des modèles de pertes est introduit en section 2.3.2.

#### 2.2.2.1. Les modèles de la dérivée temporelle de l'induction

Les modèles de pertes introduits précédemment sont basés sur une variation d'induction sinusoïdale ou une sommation d'harmoniques. De nombreux modèles ont été ensuite développés en vue de tenir compte des formes d'inductions distordues. Afin de considérer ces variations, la figure 2.7 introduit la variable  $\Delta B_{pp}$  qui représente la variation crête à crête de l'induction.



**Figure 2.7 Définition des variables et représentation sur le cycle d'hystérésis**

Les premières approches, référencées dans la littérature, sont des extensions du modèle de Steinmetz considérant la dérivée temporelle de l'induction [45], [55]. Cependant, le modèle le plus répandu dans la littérature en vue d'estimer les pertes fer en régime non-sinusoidal est basé sur la décomposition de Bertotti. Le modèle développé en [46] en reprend le principe :

$$P_{fe} = k_h \cdot f \cdot \Delta B_{pp}^\alpha + k_{ec} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left( \frac{dB(t)}{dt} \right)^2 \cdot dt + k_{exc} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left( \frac{dB(t)}{dt} \right)^{1,5} \cdot dt \quad (2.16)$$

Dans l'équation (2.16), les pertes par hystérésis sont calculées à partir de la valeur  $\Delta B_{pp}$ . L'intérêt d'utiliser  $\Delta B_{pp}$  plutôt qu'une induction maximale est de prendre en compte les formes d'ondes non-symétriques au cours d'une période donnée. Les pertes dynamiques décomposées par les pertes par courants induits et excédentaires sont calculées par la dérivée temporelle de l'induction.

Un second modèle basé sur la dérivée temporelle de l'induction utilise une décomposition des pertes fer en deux termes, les pertes statiques et dynamiques. Les pertes excédentaires ne sont pas décomposées. Le modèle décompose alors les pertes par hystérésis en deux termes selon la variation de  $\Delta B_{pp}$ . L'équation (2.17) décrit ce modèle, où les auteurs des références [52], [62] expriment les coefficients en relation avec les phénomènes physiques.

$$P_{fe} = (k_{h1} \cdot \Delta B_{pp} + k_{h2} \cdot \Delta B_{pp}^2) \cdot f + \alpha_p \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 \cdot dt \quad (2.17)$$

Avec :

- $k_{h1}$  Proportionnel aux champs coercitifs
- $k_{h2}$  L'inverse de la perméabilité des matériaux
- $\alpha_p$  Dépendant de l'épaisseur et de la résistivité des matériaux



### 2.2.2.2. Considération des cycles mineurs

Dans le cas des machines électriques, les variations temporelles de l'induction peuvent avoir un haut contenu harmonique. Ces harmoniques peuvent être causés par la denture rotorique et statorique ou encore à l'alimentation. Plus spécifiquement aux générateurs conçus par JEUMONT Electric, les cornes polaires massives facettées induisent des variations locales d'induction dans l'entrefer. Cela peut engendrer de fortes variations locales dans les bords des dents statoriques (cf : section 2.3.4). Selon l'amplitude de ces harmoniques, la variation temporelle de l'induction peut alors contenir des inversions de pentes qui provoquent des cycles mineurs à l'intérieur du cycle d'hystérésis principale. Ces cycles mineurs sont à l'origine de pertes additionnelles liées aux pertes par hystérésis [63].

Concrètement, lorsqu'une induction variable dans le temps  $B(t)$  ayant pour amplitude crête à crête  $\Delta B_{pp}$ , il peut arriver qu'elle contienne une variation de pente comme en figure 2.8.a. Ainsi cette variation locale induit une aire supplémentaire d'amplitude  $\delta B_i$  sur le cycle d'hystérésis majeur d'amplitude  $\Delta B_{pp}$  en figure 2.8.b. Cette aire supplémentaire sur le cycle d'hystérésis est à l'origine de pertes nommées des pertes par cycles mineurs.

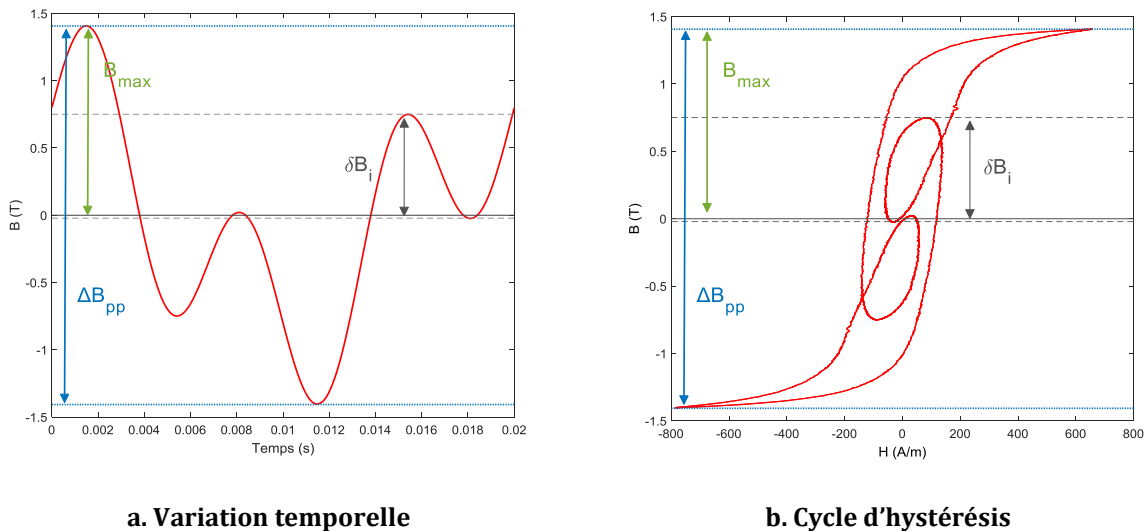


Figure 2.8 Variation temporelle de l'induction avec présence de cycles mineurs

La meilleure façon de considérer ces cycles mineurs est d'utiliser les modèles d'hystérésis de type modèle de Preisach (cf : section 2.2.3). Néanmoins, les auteurs proposent une formation analytique (2.18) afin de considérer ces phénomènes [63], [64]. Soit une forme d'induction variable dans le temps  $B(t)$  d'amplitude crête à crête  $\Delta B_{pp}$ , contenant  $n$  cycle mineur d'amplitude  $\delta B_i$ , l'expression des pertes fer totales devient :

$$P_{fe} = (k_{h1} \cdot \Delta B_{pp} + k_{h2} \cdot \Delta B_{pp}^2) \cdot f + \alpha_p \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 \cdot dt + \sum_{i=1}^n (k_{h1} \cdot \delta B_i + k_{h2} \cdot \delta B_i^2) \cdot f \quad (2.18)$$

Avec :

- $\delta B_i$             L'amplitude la variation du cycle mineur  $i$
- $n$                     Le nombre de cycles mineurs

Les pertes par hystérésis causées par les cycles mineurs sont supposées identiques à celles du cycle d'hystérésis majeur centré de même amplitude crête à crête. Par conséquent, il y a une relation linéaire entre les termes des pertes par hystérésis classiques et les pertes par cycles mineurs. Ces pertes sont liées à leurs amplitudes de variations d'inductions respectives. À noter que ce modèle (2.18) est une extension du modèle (2.17) avec l'ajout dans l'expression des pertes d'un terme supplémentaire pour considérer les cycles mineurs.

### 2.2.3. Les modèles d'hystérésis

Dans cette partie, les modèles de constructions de cycle d'hystérésis sont brièvement introduits. Le principe est de pouvoir déterminer le cycle d'hystérésis  $B(H)$  et ainsi établir une relation liant l'induction et le champ magnétique. L'objectif est alors de retrouver la loi de comportement des matériaux ferromagnétiques doux afin d'en déduire les pertes associées à la surface du cycle d'hystérésis. Plusieurs modèles et leurs extensions existent dans la littérature. Il est notamment possible d'énumérer les deux modèles les plus utilisés à savoir, le modèle de Jiles Atherton et de Preisach. Dans cette brève introduction, seulement le modèle de Preisach statique est succinctement présenté. La plupart des informations concernant ce modèle ont été reprises des thèses suivantes [46], [49], [52]. De plus, les références précédemment citées expriment très clairement son extension dynamique qui reprend le même mécanisme que le modèle statique avec l'ajout d'une dépendance temporelle.

Le modèle de Preisach est introduit en 1935 pour décrire les phénomènes de dissipation d'énergie par hystérésis. Ce modèle considère un système physique hystérétique défini par un ensemble de commutateurs magnétiques bistables dont la réponse non-linéaire est de forme rectangulaire en figure 2.9 [49]. Lorsque le matériau est démagnétisé, il y a autant de dipôles positifs que négatifs. Suivant le champ magnétique, chaque commutateur bascule vers un état ( $\pm 1$ ). L'évolution de l'aimantation du matériau consiste en un changement d'état de chaque commutateur magnétique.

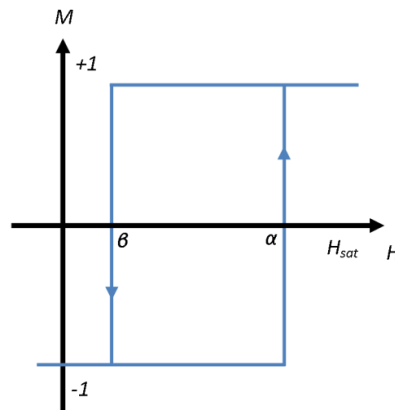
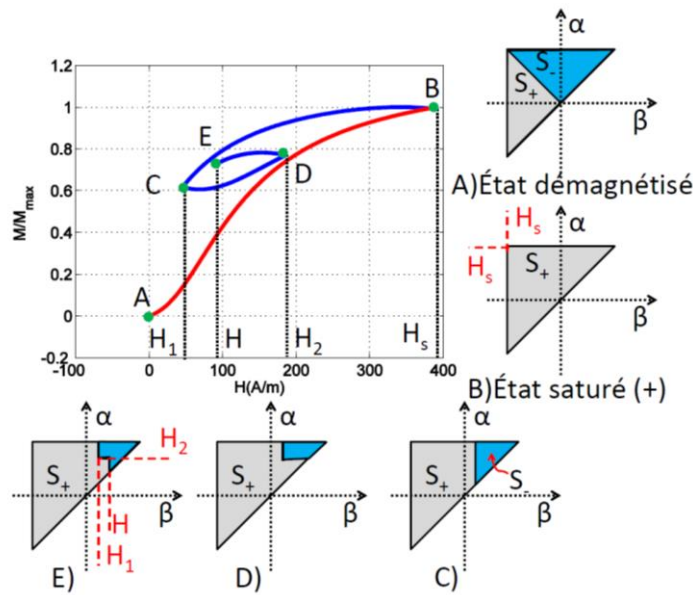


Figure 2.9 Cycle d'un commutateur magnétique

Le matériau peut être caractérisé par  $p(\alpha, \beta)$  qui représente la densité de distribution statique d'un matériau ferromagnétique associée à des champs de basculement ( $\alpha, \beta$ ). La figure 2.10, tirée de [52], illustre le principe du modèle de Preisach. Lors de l'état démagnétisé (point A), le plan de Preisach est divisé en deux surfaces égales ( $S_+$  et  $S_-$ ). En partant d'un état saturé positif (point B), le plan de Preisach sera saturé positivement. Pour arriver ensuite au point C, le commutateur magnétique  $\beta$  se déplace jusqu'à la position  $H_1$ . Pour atteindre le point D, le champ

magnétique doit augmenter jusqu'à la valeur  $H_2$ . Le commutateur  $\alpha$  se déplace de  $H_1$  vers  $H_2$ . Le même procédé est ainsi repris pour le point E de la figure 2.10.



Afin de pouvoir utiliser le modèle simplifié de Preisach, deux paramètres sont à identifier. L'aimantation à saturation nommée généralement  $M_{sat}$  et la densité de Preisach  $p(\alpha, \beta)$ . L'aimantation s'obtient avec un cycle d'hystérésis saturé. La densité de Preisach  $p(\alpha, \beta)$  peut être déterminée par différentes méthodes. Plusieurs approches, basées sur des formulations analytiques, sont développées dans [52]. Une seconde approche, amplement détaillée dans [49], propose une identification de la densité de Preisach par interpolation suite à une série de mesures de cycles d'hystérésis centrés. La figure 2.11 reprise de [46] illustre la reconstruction de cycle par le modèle de Preisach. Ce modèle permet notamment de reconstruire des cycles majeurs en figure 2.11.a, mais également des cycles d'hystérésis comprenant des cycles mineurs non centrés en figure 2.11.b.

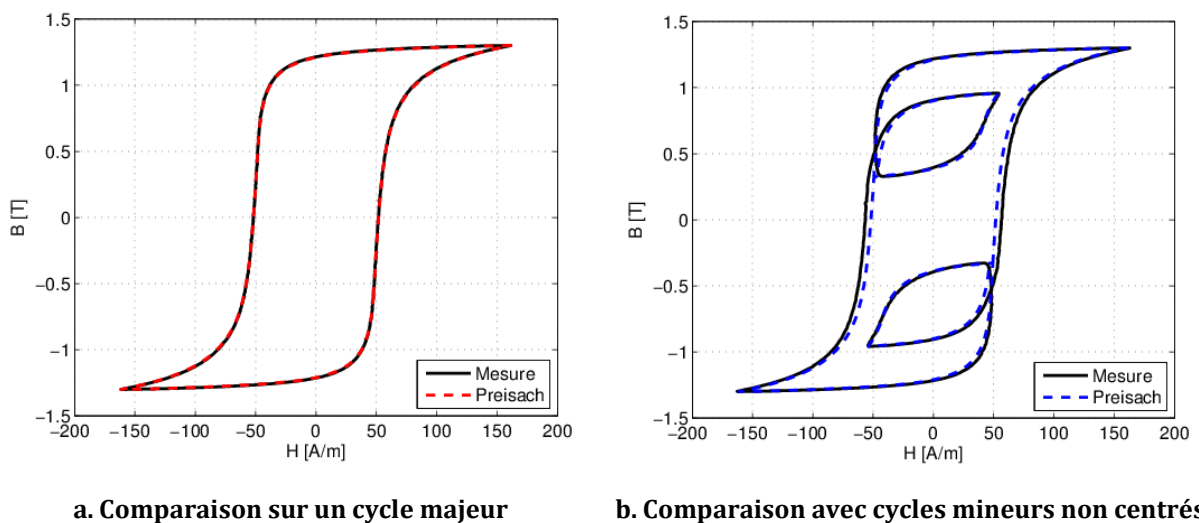


Figure 2.11 Mesures et reconstructions de cycles d'hystérésis avec le modèle de Preisach [46]

Dans la littérature, le modèle de Preisach vectoriel inverse  $H(B)$  est parfois utilisé dans la phase de résolution EF afin de considérer la loi de comportement et des pertes en champs tournant. Sur un dispositif complexe, l'auteur [65] démontre une bonne concordance par rapport aux mesures sur une machine asynchrone. Une seconde étude [66], sur une machine à pôles saillants de 12.5MW, investigate les méthodes de résolutions EF en vue d'estimer les pertes fer. L'auteur compare l'influence de la prise en compte ou non des pertes fer lors de la phase de résolution EF. Enfin il est nécessaire de préciser que cette méthode incluse dans le processus de résolution EF peut engendrer des problèmes de convergences et une forte hausse des temps de calcul.

### 2.2.4. Le modèle Loss Surface

Le modèle Loss Surface (LS), a été initié par les travaux de recherches des auteurs en [67]. L'idée générale du modèle est que le champ magnétique dépend de l'induction moyenne et de sa dérivée temporelle. Ce modèle est basé sur la connaissance d'une surface de réponse réalisée à partir d'un grand nombre de mesures expérimentales. Ainsi trois paramètres sont définis pour réaliser cette surface, à savoir l'amplitude  $B_{max}$ , la valeur instantanée de  $B(t)$  et la dérivée temporelle de l'induction  $dB/dt$ . Ces mesures sont effectuées par un balayage en fréquence d'un signal triangulaire à  $dB/dt$  constant pour obtenir la surface de la figure 2.12. Néanmoins cette procédure doit être itérée pour plusieurs valeurs de  $B_{max}$ , et ainsi obtenir un ensemble de surfaces.

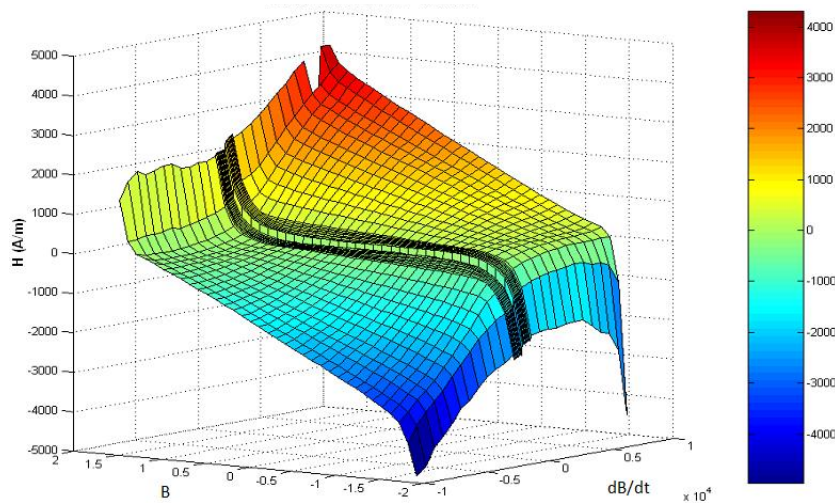


Figure 2.12 Surface  $H(B, dB/dt)$  à 1,75 T, tôle M330-35A [68]

Les auteurs [55], [69] précisent que cette version du modèle LS développée dans [70] reste complexe de par la nécessité de réaliser un grand nombre de mesures.

L'auteur [71] a ensuite démontré que la contribution dynamique du cycle d'hystérésis est indépendante de l'induction maximale  $B_{max}$ . L'auteur propose notamment une décomposition de  $H(t)$  en deux contributions. La première, nommée  $H_{stat}(B)$  obtenue par un modèle d'hystérésis statique. Ce comportement statique correspond alors à un  $dB/dt$  quasi nul. La seconde contribution est dynamique nommée  $H_{dyn}$ . Celle-ci est déterminée expérimentalement en fonction de  $B$  et de  $dB/dt$ . Cette surface est obtenue par la différence entre les cycles à fréquences variables et le cycle statique.

Enfin, ce modèle a été étendu pour mieux reconstituer les cycles mineurs statiques [68]. L'auteur a d'ailleurs obtenu des résultats satisfaisants avec une erreur relative inférieure à 20% dans

l'estimation des pertes globales d'une MSAP. Récemment, les travaux de [69] ont mené à une estimation relativement proche des pertes fer dans une MSDE à aimants entre les cornes polaires. L'auteur énonce des écarts allant de 20% à 32% sur l'estimation de pertes dans le dispositif avec des mesures par la méthode des pertes séparées.

### 2.2.5. Sélections des modèles pour la conception des générateurs

Plusieurs modèles de pertes fer ont été introduits en vue d'estimer les pertes dans les machines électriques. Les modèles décrits ne sont pas exhaustifs mais représentent ceux les plus couramment utilisés dans la littérature. Ces modèles de pertes diffèrent en de nombreux points. Le tableau 2.1 juge d'un avis personnel les modèles proposés en vue d'estimer les pertes fer dans une machine électrique. Les critères sélectionnés restent subjectifs et liés aux problématiques d'estimation des pertes fer dans un dispositif complexe tel que les générateurs de forte puissance. Les modèles sont également évalués en vue de leurs intégrations dans une phase de conception de ces générateurs. Ces critères les classifient par rapport à une procédure qui peut être facilement mise en place dans un contexte industriel, où les dimensions, les matériaux et les procédés de fabrication peuvent changer d'un cahier des charges à l'autre durant la phase de conception.

Le tableau 2.1 énumère quatre critères spécifiques à l'estimation des pertes fer dans les machines. Le premier est la considération des phénomènes physiques. Il est évident que le modèle doit être capable d'estimer correctement les pertes fer mais également permettre la compréhension des phénomènes mis en jeu dans le dispositif. Le second porte sur la nécessité, la quantité et la complexité des mesures sur les matériaux qui forment la génératrice. Ce critère est en lien avec les caractérisations à effectuer sur les matériaux. Le troisième est la prise en compte des formes d'inductions distordues. Les modèles doivent considérer des formes d'inductions fortement distordues et comportant un haut contenu harmonique. Dans le cas des générateurs, des variations locales d'induction à fréquences élevées peuvent être induites par les dentures rotorique et statorique. Ainsi, le modèle doit tenir compte des formes d'ondes susceptibles d'être présentes dans les générateurs de forte puissance. Enfin, le dernier critère est défini comme la facilité d'implémentation du modèle de pertes. Préalablement, le choix a été porté sur des modèles a posteriori pour des critères de facilités d'implémentation mais également de temps de calcul. En concordance avec cette prise de décision, les modèles choisis devront présenter une facilité d'implémentation et d'utilisation. Le tableau 2.1 suivant illustre ces quatre critères selon un choix de modèles restreints.

**Tableau 2.1 Critères des modèles de pertes fer**

Modèles	Phénomènes physiques	Nécessité de mesures	Inductions distordues	Facilité d'implémentation
Global	↓	↓	↓	↑
Décomposition	↑	↔	↗	↑
Hystérésis	↑	↗	↑	↓
LS	↑	↑	↑	↓

Les modèles d'hystérésis et le LS ne seront pas retenus pour des raisons bien distinctes. Ces modèles sont évidemment les mieux appropriés pour estimer précisément les pertes fer. Ils permettent de considérer au mieux la loi de comportement des matériaux. Cependant, pour ces deux méthodes, ils requièrent nettement plus de mesures et de connaissances sur les matériaux qui formeront le dispositif. Pour les modèles d'hystérésis, l'identification des coefficients est plus complexe. De par cette procédure de mesures où d'identifications sur les matériaux, la variété de tôles dans les générateurs reste un frein à la généralité de ces modèles. De plus, ces modèles engendrent des temps de calcul a posteriori conséquents. De par les larges spécifications des générateurs de forte puissance, le nombre de matériaux potentiellement employable, ces méthodes ne seront pas choisies même si elles sont au plus proche des phénomènes physiques.

Concernant les modèles globaux exprimés en section 2.2.1, ceux sont les modèles qui comportent le plus d'hypothèses. Ces modèles considèrent les pertes comme une formulation globale sans respecter tous les fondements physiques des matériaux. Ils ne sont valables qu'en formes sinusoïdales, ou comme une somme d'harmoniques. Néanmoins, ils présentent l'avantage de nécessiter peu de mesures, voire de n'utiliser que des données fournies par les constructeurs de matériaux. Ils sont très faciles à implémenter, et s'adaptent parfaitement à une démarche de pré-dimensionnement sans une recherche considérable de précision. De par cet aspect global des pertes, ces modèles sont investigués dans la suite de ces travaux.

Les modèles de séparation sont un compromis adéquat entre les critères définis en tableau 2.1 pour l'estimation des pertes fer dans une génératrice. De par les principes de séparation des pertes fer, ces modèles sont en adéquation avec les phénomènes physiques. La procédure d'identification reste accessible et requiert peu de mesures. Ces modèles sont faciles à implémenter dans une procédure de post-traitement, car seule la variation temporelle de l'induction est nécessaire. Les formes d'ondes non sinusoïdales et les cycles mineurs de l'induction peuvent être également estimés. Les modèles de pertes fer de décomposition sont en adéquation pour une mise en place dans un contexte industriel. Ces modèles de calculs a posteriori permettent de garder un lien physique sur l'origine des pertes fer dans dispositif complexe tel qu'un générateur électrique.

Les différents modèles investigués dans la suite des travaux sont répertoriés dans le tableau 2.2 ci-dessous où la notation et l'équation de chaque modèle sont détaillées. Ce tableau référence les sections, et les numéros d'équations où ces modèles ont été évoqués.

Le choix a été porté sur cinq modèles nommés du  $M_1$  au  $M_{4+}$  correspondants comme suivant à :

- Le modèle  $M_1$  estime les pertes fer globales par une interpolation sur une surface de pertes fer.
- Le modèle  $M_2$  utilise la même procédure d'interpolation pour chaque harmonique à partir d'une décomposition en série de Fourier de l'induction.
- Le modèle  $M_3$  est basé sur l'approche proposée par Bertotti, qui consiste à décomposer les pertes fer en trois termes, les pertes par hystérésis, pertes par courants induits et pertes excédentaires.
- Le modèle  $M_4$  ne considère pas les pertes excédentaires.
- Le modèle  $M_{4+}$  est une extension du modèle  $M_4$  qui permet d'estimer les pertes par rebroussement de l'induction également nommées les pertes par cycles mineurs.

**Tableau 2.2 Modèles de pertes fer investigués**

Modèles	Equations	Section - Numéro s./ n° (/./)
M <sub>1</sub> :	$P_{fe} = P_{fe}(B_{max}, f)$	s.2.2.1.2 n° (2.10)
M <sub>2</sub> :	$P_{fe} = \sum_{i=1}^n P_{fe,i}(B_{m,i}, f_i)$	s.2.4.1.2 n° (2.13)
M <sub>3</sub> :	$P_{fe} = k_h \cdot f \cdot \Delta B_{pp}^\alpha + k_{ec} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left( \frac{dB(t)}{dt} \right)^2 \cdot dt + k_{exc} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left( \frac{dB(t)}{dt} \right)^{1,5} \cdot dt$	s.2.4.2.1 n° (2.16)
M <sub>4</sub> :	$P_{fe} = (k_{h1} \cdot \Delta B_{pp} + k_{h2} \cdot \Delta B_{pp}^2) \cdot f + \alpha_p \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 \cdot dt$	s.2.4.1.2 n° (2.17)
M <sub>4+</sub> :	$P_{fe} = (k_{h1} \cdot \Delta B_{pp} + k_{h2} \cdot \Delta B_{pp}^2) \cdot f + \alpha_p \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 \cdot dt + \sum_{i=1}^n (k_{h1} \cdot \delta B_i + k_{h2} \cdot \delta B_i^2) \cdot f$	s.2.4.2.2 n° (2.18)

## 2.3. Applications et comparaisons des modèles de pertes fer

Dans la partie précédente, différents modèles ont été sélectionnés suivant des critères d'estimation des pertes fer dans les générateurs de forte puissance. Une synthèse a permis d'établir une classification en lien avec les problématiques lors de la phase conception. Ainsi, cinq modèles de pertes ont été retenus.

La partie suivante a pour objectif de comparer ces cinq modèles de pertes fer retenus. Néanmoins, pour comparer les modèles, il est nécessaire d'identifier les coefficients de ces modèles. Equations et identifications sont un ensemble. Une procédure expérimentale doit être mise en place afin d'assurer une identification pertinente.

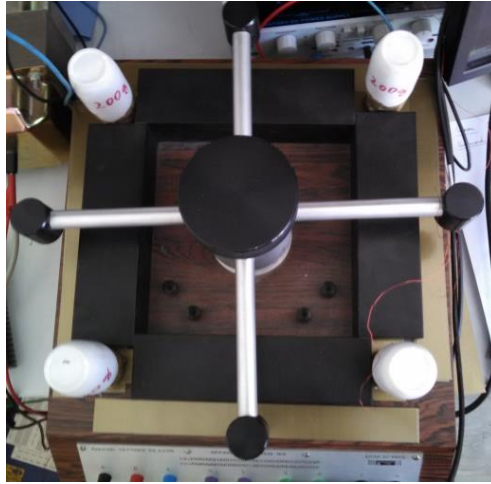
Ainsi, une première section vise à introduire le moyen le plus reconnu pour caractériser les matériaux laminés, à savoir le cadre d'Epstein. À partir de ces mesures en régime sinusoïdal, la procédure d'identification des modèles de pertes fer sera développée. Les deux dernières sections ont pour objectif de comparer les modèles de pertes fer à des mesures expérimentales sur le cadre d'Epstein. Deux approches distinctes sont établies pour comparer ces modèles.

La première approche est la plus traditionnelle, les pertes fer sont calculées et mesurées sur des formes d'ondes non-sinusoïdales. La seconde approche est originale puisque l'objectif est de comparer les modèles de pertes fer soumis à des inductions typiques de générateurs de forte puissance. Afin de s'assurer une comparaison fiable des modèles, les variations temporelles d'inductions seront asservies sur le cadre d'Epstein. Cette procédure permet d'obtenir les cycles d'hystérésis associés à chaque forme d'onde de générateur, puis d'en déduire les pertes expérimentales. Les modèles de pertes fer seront alors hiérarchisés selon leurs aptitudes à estimer correctement les pertes fer à partir d'inductions provenant de la machine d'étude.

### 2.3.1. Les moyens de mesures des pertes fer

Le cadre d'Epstein est le moyen le plus répandu pour caractériser les matériaux laminés. Il est bien connu des industriels, reconnu des standards internationaux [72], [73] et apprécié pour sa facilité d'utilisation. Son principe reprend celui d'un transformateur monophasé à vide. Chaque bras est composé de deux bobines. La première permet de gérer l'alimentation. La seconde permet de récupérer la tension induite. L'insertion des tôles doit être réalisée avec quatre, ou un multiple, de quatre échantillons de 30mm de large (4 cotés). Aux angles du cadre, une légère pression est exercée par des poids afin de correctement fermer le circuit magnétique composé de tôles. La figure 2.13 présente un cadre d'Epstein. Le cadre d'Epstein le plus répandu est celui qui comporte 700 tours de bobinage primaire et secondaire conformément à la norme [72]. À haute fréquence, les standards internationaux préconisent un cadre d'Epstein de 200 spires primaires et secondaires [73].





**Figure 2.13 Cadre d'Epstein avec les échantillons insérés**

L'enroulement primaire est parcouru par un courant  $I_1(t)$  variable dans le temps. La valeur du champ magnétique  $H(t)$  est obtenue à partir du théorème d'Ampère (2.19). Le courant impose alors le champ magnétique.

$$H(t) = \frac{N_1}{l_m} \cdot I_1(t) \quad (2.19)$$

Avec :

$N_1$	Le nombre de spires au primaire [/]
$I_1(t)$	Le courant du primaire [A]
$l_m$	La longueur moyenne du circuit magnétique [m]

Le courant d'excitation au primaire engendre à travers le circuit magnétique une variation de tension dans l'enroulement secondaire. La mesure de l'induction est effectuée à partir la tension induite au secondaire (2.20).

$$B(t) = \frac{1}{N_2 \cdot S} \cdot \int E_2(t) \cdot dt \quad (2.20)$$

Avec :

$N_2$	Le nombre de spire au secondaire [/]
$E_2(t)$	La tension induite au secondaire [V]
$S_m$	La section du circuit magnétique [m <sup>2</sup> ]

En raison du comportement non-linéaire des matériaux ferromagnétiques doux, un asservissement de la tension du secondaire est nécessaire afin d'assurer la variation d'induction que l'on désire reproduire au sein du dispositif. Un algorithme basé sur la méthode du point fixe permet de corriger le courant d'excitation  $I_1(t)$  au primaire du cadre d'Epstein, pour obtenir l'induction imposée [52], [62].

Pour conclure, le cadre d'Epstein présente quelques défauts parmi lesquels, les effets de coins dus à l'empilement des tôles, l'influence de la direction de laminage. Toutefois, le cadre d'Epstein est indéniablement le moyen de caractérisation le plus répandu et le plus utilisé.

### 2.3.2. Identification des coefficients des modèles de pertes

La détermination des coefficients des modèles de pertes fer est une étape cruciale dans l'estimation des pertes fer. La caractérisation des matériaux ferromagnétiques doux se fait sous induction sinusoïdale. Les mesures sont effectuées avec le cadre d'Epstein à différentes fréquences et inductions maximales. À partir de ces mesures, les coefficients associés aux modèles de pertes fer sont alors identifiés. L'une des méthodes courantes pour obtenir les coefficients des modèles consiste à utiliser un algorithme d'optimisation afin d'identifier les coefficients relatifs à chaque terme de pertes. Ainsi, une fonction objectif est définie (2.21) en vue de minimiser une somme d'erreurs entre la densité de pertes mesurée  $P_m$  et la grandeur de densité de pertes évaluée par le modèle  $P_c$  pour chaque point expérimental  $n$ .

$$f_{\text{obj}} = \sum_{i=1}^n (P_{m_i} - P_{c_i})^2 \quad (2.21)$$

Plusieurs stratégies peuvent être mises en place afin de considérer au mieux les phénomènes physiques décrits dans la section 2.1.2. Les coefficients associés aux pertes par hystérésis peuvent être estimés à partir des mesures en quasi-statiques ( $K_h, \alpha, k_{h1}$  et  $k_{h2}$ ), c'est-à-dire aux plus basses fréquences. Puis, les coefficients associés aux pertes dynamiques (pertes par courants induits et excédentaires,  $K_{ec}, k_{exc}$  et  $\alpha_p$ ) peuvent être obtenus à partir des mesures à plus hautes fréquences. Cette stratégie est effectuée pour les coefficients du modèle  $M_3$ . Le modèle  $M_3$  en régime sinusoïdale peut être exprimé par l'équation suivante :

$M_3$  (sous forme sinus):

$$P_{fe} = k_h \cdot f \cdot B_{\text{max}}^\alpha + 2 \cdot \pi^2 \cdot k_{ec} \cdot f^2 \cdot B_{\text{max}}^2 + 8,764 \cdot k_{exc} \cdot f^{1,5} \cdot B_{\text{max}}^{1,5} \quad (2.22)$$

Concernant les modèles  $M_4$  et  $M_{4+}$ , les coefficients ( $k_{h1}, k_{h2}, \alpha_p$ ) sont identifiés à partir du rapport de densité de pertes sur la fréquence. En raison d'un régime strictement sinusoïdale  $M_4$  et  $M_{4+}$  sont confondus. Après développement, l'expression de la densité de pertes sur la fréquence est la suivante :

$M_4$  et  $M_{4+}$  (sous forme sinus):

$$\frac{P_{fe}}{f} = (k_{h1} \cdot 2 \cdot B_{\text{max}} + k_{h2} \cdot 4 \cdot B_{\text{max}}^2) + \alpha_p \cdot 2 \cdot \pi^2 \cdot B_{\text{max}}^\alpha \cdot f \quad (2.23)$$

Afin d'identifier les coefficients des modèles  $M_3, M_4$  et  $M_{4+}$ , deux méthodes ont été utilisées. La première concerne le modèle  $M_3$ , où les coefficients sont directement obtenus en fonction de la densité de pertes. La seconde concerne les modèles  $M_4$  et  $M_{4+}$ , l'identification est réalisée suivant le rapport  $P_{fe}/f$ . Le choix d'exprimer suivant ce rapport permet notamment de restreindre les grandeurs de la fonction objective en chaque point expérimental  $n$ .

Des échantillons de tôles non-orientées commerciales M400 – 65A ont été caractérisés avec le cadre d'Epstein afin d'obtenir les densités de pertes fer du matériau. La désignation M400 réfère au maximum de densité de pertes 4W/kg à 1.5 T sous 50 Hz. 65A correspond à l'épaisseur de la tôle. Afin d'assurer une estimation correcte des pertes dans un générateur électrique, l'identification des coefficients doit être rigoureuse et tenir compte des fréquences et inductions présents dans le dispositif. L'identification est réalisée selon des valeurs crêtes d'inductions allant de 0.1 à 1.6 T. Ces inductions sont relatives à l'ordre de grandeur classique que l'on peut

retrouver dans le stator des générateurs électriques. Les fréquences sont comprises entre 5 Hz (régime quasi-statique) et 1200 Hz (fréquence de denture de la MSDE). La figure 2.14 présente une partie avec les deux modes de représentation ( $P_{fe}$  et  $P_{fe}/f$ ). Les points correspondent aux mesures.

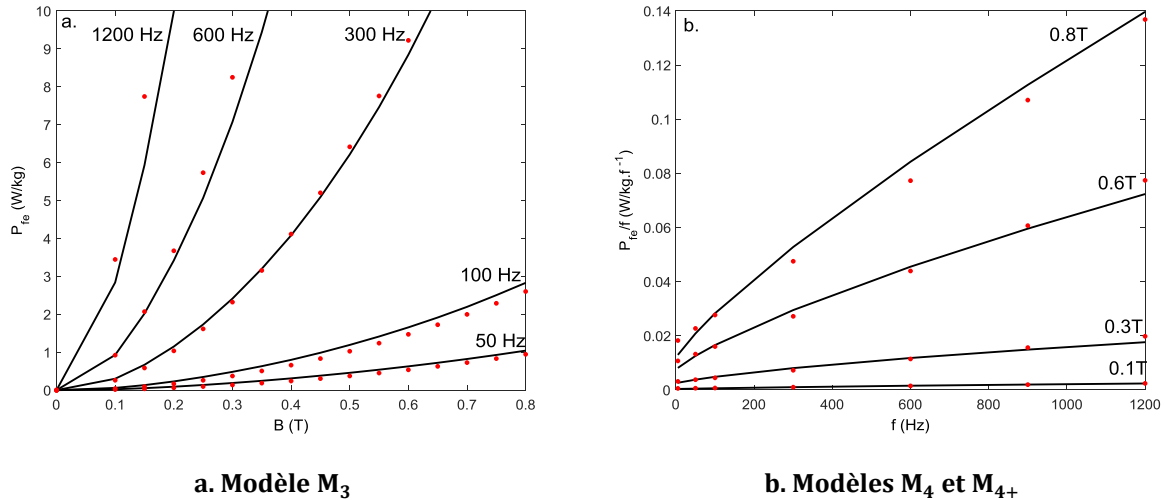


Figure 2.14 Caractéristiques des densités de pertes mesurées et fitting des modèles

Pour le modèle  $M_3$ , l'identification des coefficients ( $K_h, \alpha$ ), liés aux pertes statiques, est obtenue à partir des mesures à très faibles fréquences (5Hz). Les coefficients des pertes dynamiques  $K_{ec}, k_{exc}$  sont déterminés à des fréquences de fonctionnement du système jusqu'à la fréquence de denture statorique.

Pour les modèles  $M_4$  et  $M_{4+}$ , l'identification de l'ensemble des coefficients ( $k_{h1}, k_{h2}$  et  $\alpha_p$ ) est menée par une fonction de fitting qui assure le meilleur ajustement au sens des moindres carrés. Le tableau 2.3 reprend les coefficients des modèles de pertes fer  $M_3, M_4$  et  $M_{4+}$  identifiés à partir des mesures réalisées sur le cadre d'Epstein. Les figures 2.14.a et b illustrent respectivement les densités de pertes fer et les ratios  $P_{fe}/f$  après l'obtention des coefficients par optimisation comparées aux mesures expérimentales.

Tableau 2.3 Coefficients des modèles de pertes fer

$M_3$			$M_4, M_{4+}$		
Coefficient	Unité	Valeur	Coefficient	Unité	Valeur
$k_h$	$[WsT^\alpha kg^{-1}]$	$1,82 \cdot 10^{-3}$	$k_{h1}$	$[WsT^{-1}kg^{-1}]$	$1,5 \cdot 10^{-3}$
$\alpha$	$[/]$	1,955	$k_{h2}$	$[WsT^{-2}kg^{-1}]$	$6 \cdot 10^{-3}$
$k_{ec}$	$[Ws^2T^{-2}kg^{-1}]$	$1,127 \cdot 10^{-5}$	$\alpha_p$	$[Ws^2T^{-2}kg^{-1}]$	$7,855 \cdot 10^{-6}$
$k_{exc}$	$[Ws^{1,5}T^{-1,5}kg^{-1}]$	$1,307 \cdot 10^{-7}$			

### 2.3.3. Comparaisons expérimentales des modèles soumis à des formes non-sinusoïdales

L'une des problématiques liées à l'estimation des pertes fer est le choix parmi la multitude de modèles évoqués dans la littérature. Malgré cette diversité, il est également complexe de juger leurs cohérences quant à l'estimation des densités de pertes fer. Ce critère est primordial sous forme d'inductions non-sinusoïdales. Les références [74]–[77] exposent ce principe. Ainsi, on se propose d'investiguer les modèles sélectionnés sous des formes d'inductions  $B(t)$  plus ou moins distordues. Ces formes d'ondes sont obtenues à partir de l'équation (2.24).

$$B(t) = B_1 \cdot (\cos(\omega \cdot t) + \beta_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t - \varphi_n)) \quad (2.24)$$

Avec :

$B_1$	L'amplitude du fondamental de l'induction (T)
$n$	Le rang de l'harmonique
$\beta_n$	Le ratio de l'amplitude du fondamental par celui de l'harmonique $n$ (%)
$\varphi_n$	Le déphasage de l'harmonique $n$ (°)

La proposition faite ci-dessous est d'investiguer trois cas d'études où le rang  $n$  de l'harmonique considéré est égal à trois. Successivement, la variation temporelle de l'induction sera de moins en moins sinusoïdale. Par conséquent, le ratio  $\beta_n$  sera croissant au fil des cas. Ainsi, le tableau 2.4 énumère trois jeux de paramètres comme références successives.

**Tableau 2.4 Les trois cas d'inductions non-sinusoïdales**

	Cas 1	Cas 2	Cas 3
$B_1$	1 T	1 T	0,8 T
$\beta_n$	10 %	30 %	87,5 %
$\varphi_n$		de 0 à 180°	

La procédure de caractérisation décrite par les standards est réalisée sous forme d'induction sinusoïdale. Pour des formes d'ondes distordues, la méthode de détermination du cycle d'hystérésis et des densités de pertes fer doit être étendue. La procédure expérimentale mise en place effectue un asservissement quelque soit la forme d'onde  $B(t)$  sur le cadre d'Epstein. Cela permet d'obtenir le cycle d'hystérésis expérimental associé à chaque variation temporelle de l'induction.

Le premier cas reprend un ratio  $\beta_n$  faible, l'harmonique de rang 3 équivaut à 10% du fondamental. Par conséquent, l'induction magnétique en figure 2.15.a est proche d'une sinusoïde. Les cycles d'hystérésis expérimentaux sont représentés figure 2.15b. À noter que lorsque le déphasage augmente, l'amplitude et l'aire du cycle d'hystérésis expérimental croissent, et par conséquent les pertes sont plus élevées.

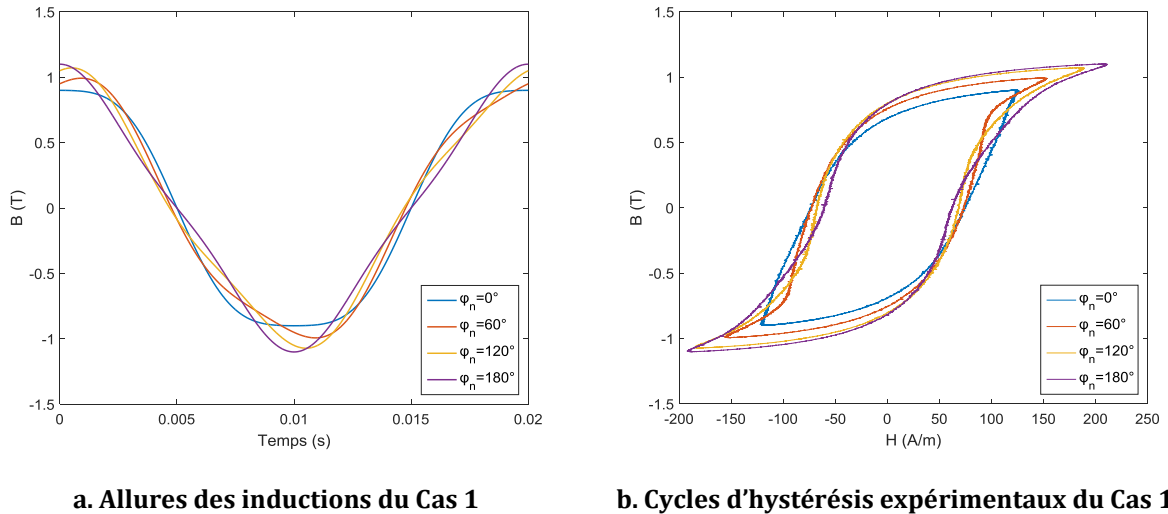


Figure 2.15 Illustration du Cas 1

Dans le second cas, le ratio  $\beta_n$  est équivalent à 30% de l'amplitude du fondamental. Sur les variations d'inductions de la figure 2.16.a, des rebroussements sont alors plus ou moins prononcés. Ces changements de pentes apparaissent en fonction du déphasage appliqué sur la variation d'induction  $B(t)$ . Cela se traduit par des cycles mineurs mesurés aux plus faibles déphasages en figure 2.16.b. Pour les déphasages les plus élevés, le cycle d'hystérésis présente de simples rebroussements sans impliquer d'aire supplémentaire.

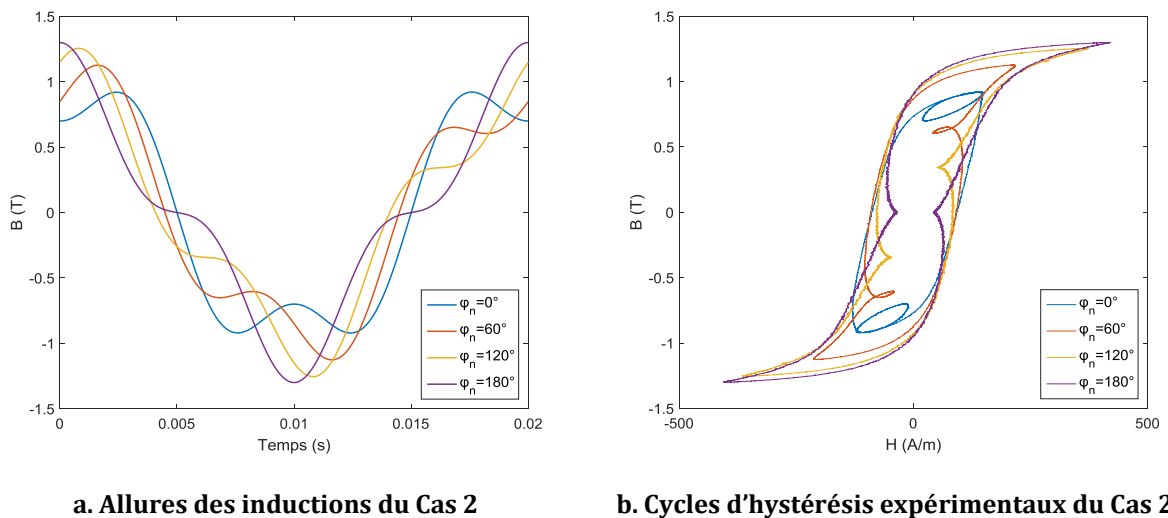
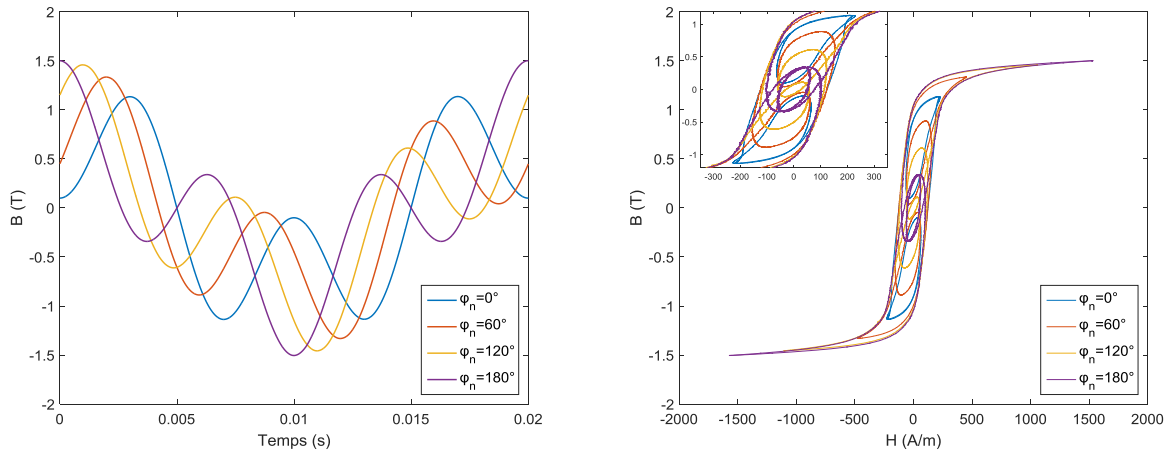


Figure 2.16 Illustration du Cas 2

Enfin, le cas 3 a pour objectif d'estimer les pertes sous formes distordues en lien avec un ratio  $\beta_n$  élevé en figure 2.17.a. Les cycles d'hystérésis associés à ces formes d'ondes en figure 2.17.b présentent des cycles mineurs de tailles importantes. Ce dernier cas peut être vu comme des conditions démesurées pour les modèles de pertes fer. Néanmoins, le cas 3 va permettre d'établir une hiérarchie sur les modèles de pertes fer.



a. Allures des inductions du Cas 3

b. Cycles d'hystérésis expérimentaux du Cas 3

Figure 2.17 Illustration du Cas 3

Après avoir obtenu les valeurs expérimentales à partir de l'aire des cycles d'hystérésis, les cinq modèles de pertes fer retenus en section 2.2.5 sont testés. Les densités de pertes sont calculées suivant les trois cas référencés dans le tableau 2.4.

La figure 2.18 compare l'évolution des densités de pertes fer en fonction du déphasage  $\varphi_n$  pour les trois cas précédemment évoqués. Le premier constat intervient sur les modèles de calculs globales des pertes, à savoir  $M_1$  et  $M_2$ . La première certitude est que le modèle  $M_2$  utilisant une décomposition en série de Fourier est bien indépendant du déphasage. Ainsi, les densités de pertes du modèle  $M_2$  sont constantes pour chaque cas représenté en figure 2.18. Le modèle  $M_1$  n'estime pas correctement les densités de pertes dues à son unique dépendance à la valeur maximale de l'induction.

Les remarques suivantes portent sur les modèles de décomposition des pertes fer, à savoir les modèles  $M_3$ ,  $M_4$  et  $M_{4+}$ . Le modèle  $M_3$  permet de considérer correctement l'influence du déphasage. Cependant, ce modèle tend à sous-estimer les pertes pour les trois cas. Sur le cas 1 de la figure 2.18.a, les modèles  $M_4$  et  $M_{4+}$  sont confondus en raison de la non présence de cycles mineurs. Le cas 2 de la figure 2.18.b est particulièrement intéressant pour comparer l'influence des cycles mineurs. À faible déphasage, le modèle  $M_{4+}$  par la considération des cycles mineurs, permet d'ajouter un terme supplémentaire lié aux pertes par hystérésis qui conduit à une meilleure estimation des pertes fer. Concernant le cas 3, la variation  $B(t)$  présente énormément de distorsions qui valorise le modèle  $M_{4+}$ .

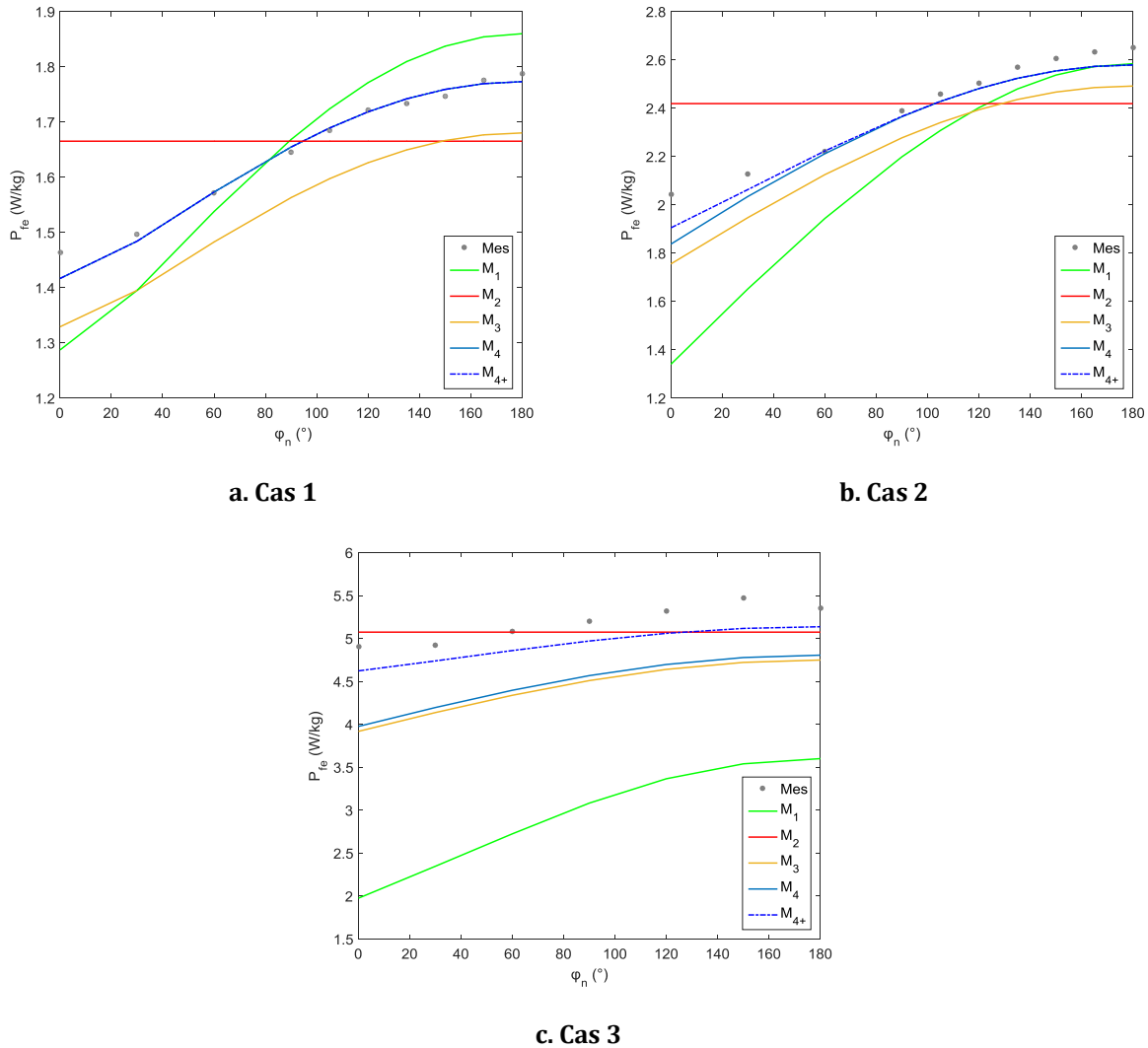


Figure 2.18 Evolutions des pertes fer pour les 3 cas en fonction du déphasage

### 2.3.4. Comparaisons expérimentales des modèles soumis à des formes d'induction de MSDE

Dans la section précédente, les modèles de pertes fer ont été comparés à des résultats expérimentaux obtenus sur le cadre d'Epstein en régime non-sinusoïdale. L'estimation faite par ces modèles a permis d'établir une hiérarchie dans les calculs de pertes fer en régime non-sinusoïdale comportant de l'harmonique de rang trois. Le modèle  $M_{4+}$  fournit les résultats les plus proches des mesures.

Cette première approche classique permet de comprendre et de dissocier les modèles de pertes fer. Cependant, qu'en est-il de l'estimation des densités de pertes dans les générateurs électriques ? Les variations d'inductions dans les machines électriques peuvent comporter des harmoniques à des rangs très élevés. Ce contenu harmonique peut être lié aux spécificités géométriques de la machine, à l'alimentation (MLI), à la denture rotorique et statorique. De plus les variations temporelles d'inductions dans les générateurs électriques sont variées. L'induction peut être pulsante dans la dent, tournante à l'intersection dent-culasse. Par conséquent, les modèles de pertes fer investigués doivent assurer une estimation adéquate des pertes, quelle qu'en soit la forme d'onde et le domaine fréquentiel du dispositif.

Dans cette optique, cette section a pour objectif de comparer les modèles de pertes fer soumis à des inductions que l'on retrouve dans les générateurs de forte puissance. Ces variations temporelles proviennent d'une simulation EF de la MSDEs et seront sélectionnées à différents emplacements du stator. Ces formes d'ondes seront injectées dans le cadre d'Epstein pour obtenir les pertes expérimentales. Il faut préciser que ces variations d'inductions sont considérées comme unidirectionnelles. En réalité, la géométrie des circuits magnétiques de la génératrice est bien plus complexe que les expériences réalisées sur le cadre d'Epstein. Néanmoins, cette comparaison expérimentale permet de juger les modèles de pertes dans un contexte de générateur de forte puissance.

La machine étudiée est la MSDEs de 1MVA à aimant en surface. La figure 2.19 illustre le modèle EF 2D et son maillage. Ce modèle est construit selon un prototype évoqué en chapitre 1, section 1.4.1.1. Durant la phase de construction, deux campagnes d'essais ont été successivement menées. La première campagne d'essais est réalisée sans le montage des aimants permanents. La machine est considérée comme une machine synchrone à pôles saillants. La particularité de celle-ci est qu'elle comporte des ergots magnétiques qui ont pour objectif de maintenir les aimants permanents en surface. La seconde campagne d'essais est effectuée avec les aimants permanents collés, par conséquent la machine est alors vue comme une MSDEs à aimant en surface. Le prototype est équipé de différentes sondes de mesures. Une sonde à effet hall est placée sous une dent statorique pour analyser les variations d'inductions locales. La figure 2.20 illustre la mesure expérimentale de l'induction. Cet essai est effectué avant le collage des aimants permanents sur un fonctionnement à vide pour la tension nominale de la MSDEs. Cette figure représente également les variations d'inductions obtenues par EF pour les deux générateurs (MSDEs et MSRB). Pour la simulation de la MSDEs, le courant d'excitation est ajusté afin d'obtenir la même tension nominale à vide. L'avantage de cette mesure locale avec une sonde est de s'assurer, qu'en plus des grandeurs globales de la génératrice (courant d'excitation, tension à vide), le comportement magnétique au sein du générateur est bien respecté. Cette mesure est un réel atout en vue d'estimer les pertes fer de la génératrice. Sur cette mesure locale de l'induction, les ergots directement placés dans l'entrefer induisent de fortes variations locales. Les pôles facettés impliquent également des distorsions sur l'induction. À noter que la présence des aimants en surface du pôle tend à lisser la variation temporelle de l'induction (MSDEs).

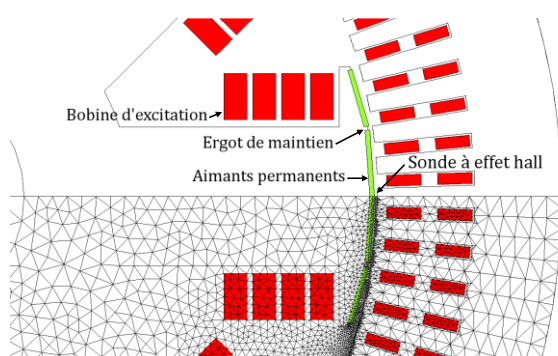


Figure 2.19 Modèle EF et maillage de la MSDEs

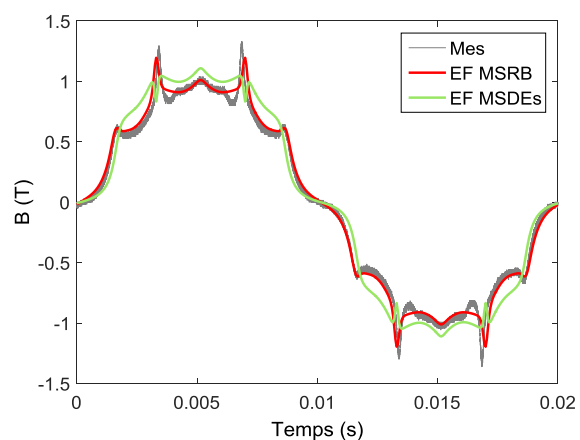
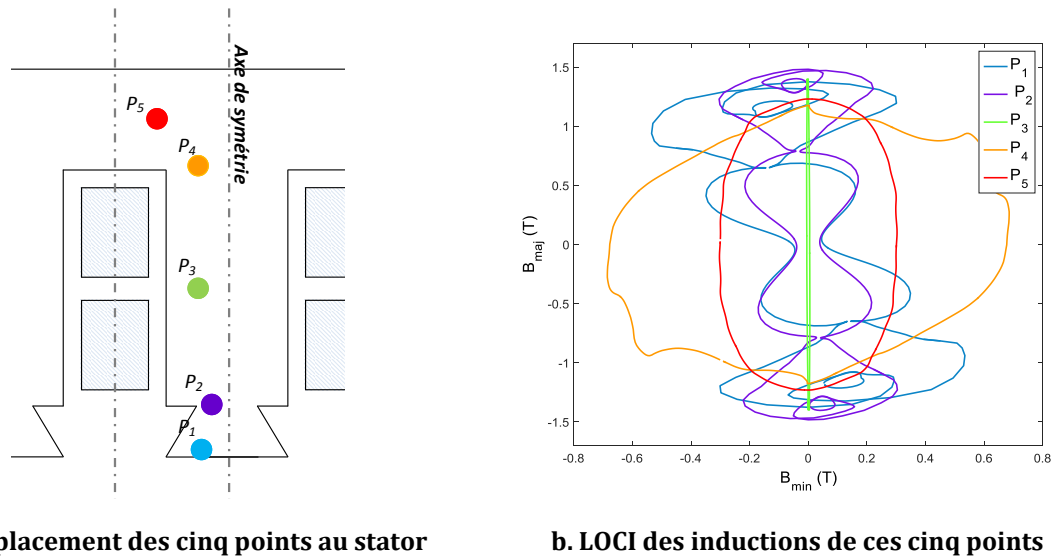


Figure 2.20 Variations temporelles de l'induction sous une dent - mesures et simulations EF



En vue d'analyser les modèles de pertes fer, 5 points du stator de la MSDEs sont choisis selon un axe de symétrie sur une demi-dent statorique en figure 2.21.a. Ces points font référence à différents comportements locaux de l'induction dans le générateur. Les inductions extraites à partir du logiciel EF sont définies par deux composantes dans un repère orthonormé suivant les axes X et Y. Un nouveau repère est alors créé pour chaque variation bidimensionnelle suivant la valeur maximale de l'induction. Ce repère est nommé axe majeur et mineur [78]. Les hypothèses associées à ce repère seront abordées en section 2.4.1.1. Pour chaque variation bidimensionnelle des cinq points, on définit alors un locus de l'induction dans ce nouveau repère orthonormé. La figure 2.21.b représente les variations de l'induction suivant les axes majeur et mineur. En fonction des points choisis dans le stator de la MSDE, les variations bidimensionnelles de l'induction sont pulsantes ( $P_3$ ), tournantes ( $P_4, P_5$ ) ou fortement distordues ( $P_1, P_2$ ).



**Figure 2.21 Emplacement et LOCI des cinq points statoriques**

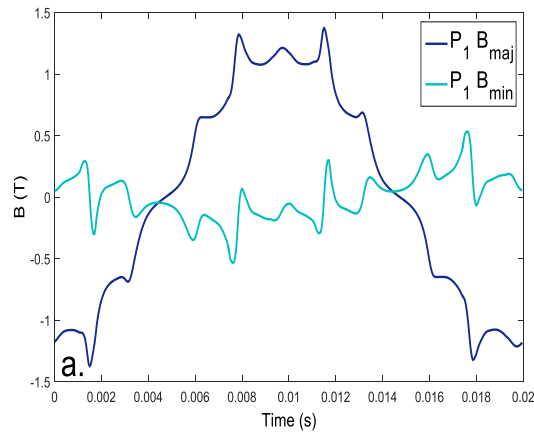
La figure 2.22 représente les variations temporelles de l'induction pour les cinq points du stator de la MSDE. Ces variations sont extraites durant la phase de post traitement de la simulation EF auxquelles un changement de repère est appliqué pour obtenir les variations suivant les axes mineur et majeur. Les points  $P_1$  et  $P_2$ , respectivement en figure 2.22.a et b, sont situés sur le bas de la dent. Ces inductions reprennent la même allure que la mesure expérimentale de la figure 2.20. La composante suivant l'axe mineur présente de nombreuses distorsions. Ces variations sur les deux axes sont causées par la réluctance de la denture rotorique. Comme sur le LOCUS de la figure 2.21.b, l'induction du point  $P_3$  au milieu de la dent est uniquement pulsante. Par conséquent, l'induction en figure 2.22.c est définie uniquement suivant la composante de l'axe majeur. Les points  $P_4$  et  $P_5$  situés dans la culasse illustrent les phénomènes de champs tournants en figures 2.22.d et e. De par les visualisations des inductions dans le stator de la MSDE, les déformations liées à la denture rotorique s'estompent plus les points sont à l'intérieur du stator.

La première constatation de ces formes d'ondes est qu'elles sont complexes notamment au bord de la dent. La seconde remarque est que les tôles ferromagnétiques sont soumises à des champs suivant plusieurs directions. De par ces spécificités, le calcul des pertes fer nécessitent une exigence particulière dans un dispositif tel qu'une machine électrique. Dans cette optique, une méthode expérimentale est nécessaire en vue de mesurer les densités de pertes fer associées à ces formes d'ondes. La procédure effectuée sur des formes non-sinusoïdale en section 2.3.3 est appliquée sur les variations temporelles de MSDEs. La mesure du champ magnétique sera

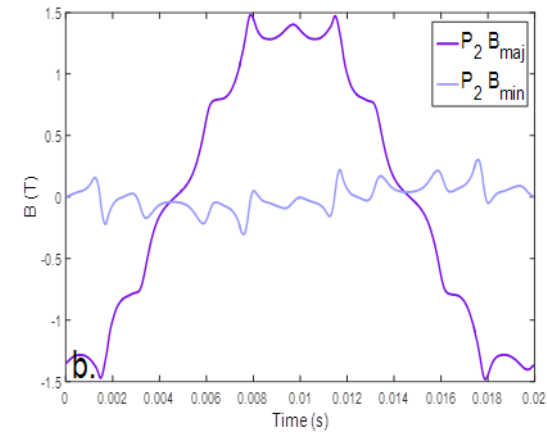
réalisée sur le cadre d'Epstein pour chaque variation temporelle de l'induction des points  $P_1$  à  $P_5$ . Ensuite les densités de pertes fer seront déduites par l'air des cycles d'hystérésis incluant les cycles mineurs. À noter que ces mesures sont réalisées à la fréquence de 50 Hz sur des échantillons de tôles M400 – 65A, similaires à ceux employés sur le prototype.

La figure 2.23 illustre les cycles d'hystérésis obtenus avec le cadre d'Epstein suivant les axes majeur et mineur pour les cinq points du stator. L'amplitude de chacun des cycles d'hystérésis est associée à la valeur crêtes des variations temporelles suivant chaque axe. Ces cycles d'hystérésis donnent les tendances suivantes :

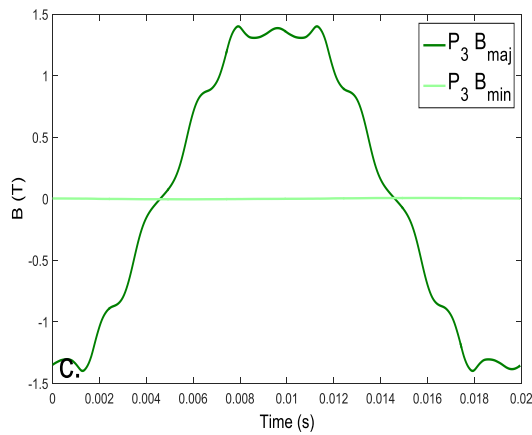
- Les cycles d'hystérésis suivant l'axe majeur des points  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$  présentent des cycles mineurs liés à la géométrie du rotor.
- Les cycles d'hystérésis suivant l'axe mineur des points  $P_1$  et  $P_2$  comportent de nombreux cycles mineurs de faibles amplitudes.
- Le point  $P_4$  et plus particulièrement le point  $P_5$  ont un cycle d'hystérésis plus lissé dû à leur position dans la culasse.
- Le point  $P_4$  situé à la jonction dent-culasse présente le plus de champs tournant.



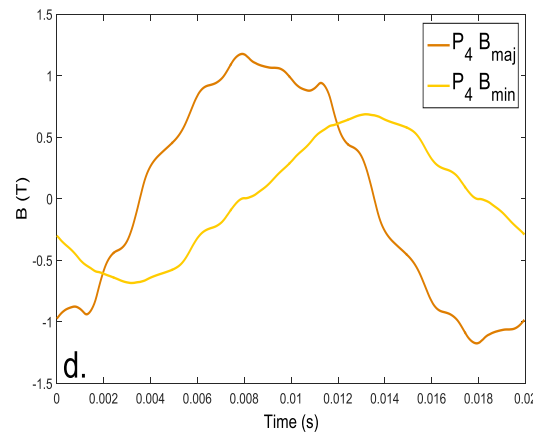
a. Variations d'inductions en  $P_1$



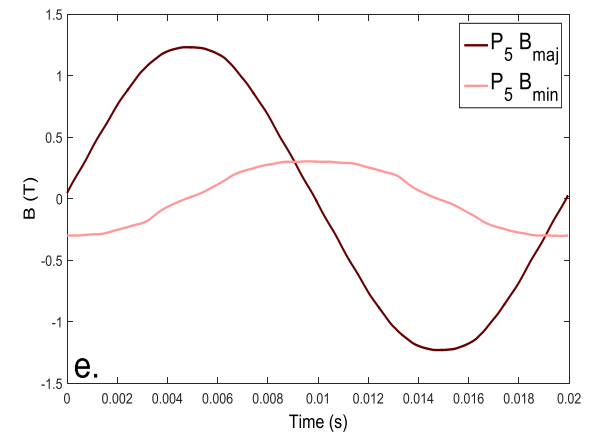
b. Variations d'inductions en  $P_2$



c. Variations d'inductions en  $P_3$

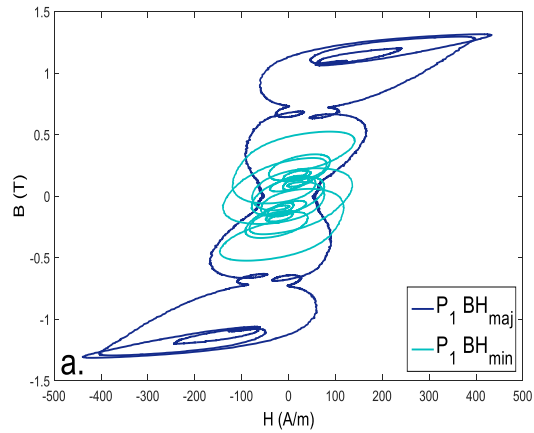


d. Variations d'inductions en  $P_4$

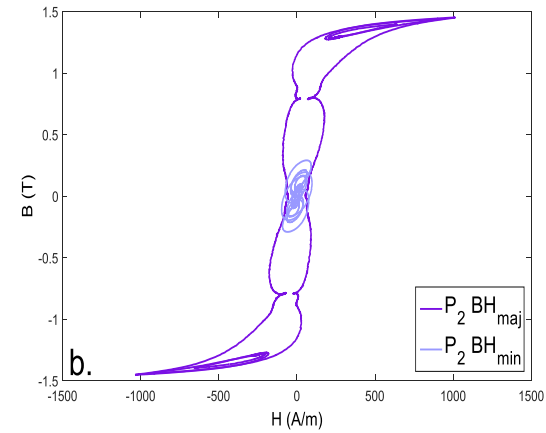


e. Variations d'inductions en  $P_5$

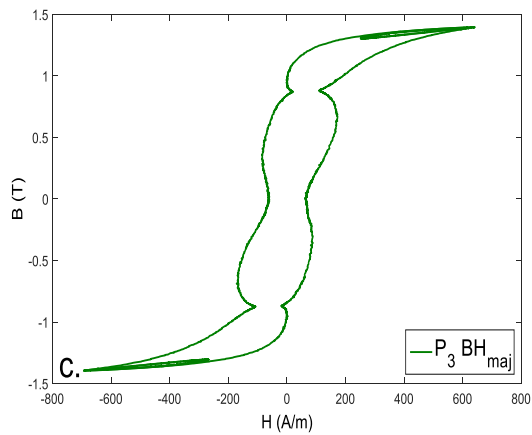
Figure 2.22 Variations temporelles des inductions pour les axes majeur et mineur des points du stator



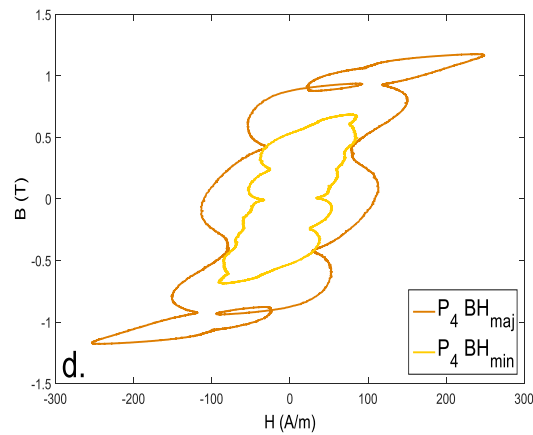
a. Cycles d'hystérésis expérimentaux en  $P_1$



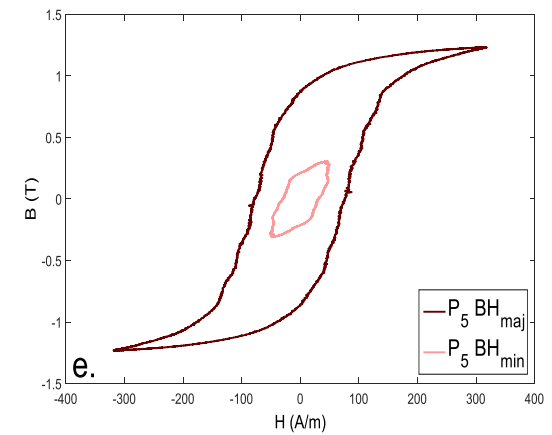
b. Cycles d'hystérésis expérimentaux en  $P_2$



c. Cycles d'hystérésis expérimentaux en  $P_3$



d. Cycles d'hystérésis expérimentaux en  $P_4$



e. Cycles d'hystérésis expérimentaux en  $P_5$

Figure 2.23 Cycles d'hystérésis expérimentaux des points caractéristiques du stator

Grâce à ces cycles expérimentaux, les valeurs de densités de pertes fer mesurées sont déduites. Les modèles sélectionnés en section 2.2.5, sont ensuite comparés à ces valeurs expérimentales en traitant indépendamment les variations temporelles de les axes majeur et l'axe mineur. Le graphique en bar de la figure 2.24 illustre ces comparaisons. Les pertes suivant les axes majeur  $P_{maj}$  sont représentées sur la gauche, et celles de l'axe mineur  $P_{min}$  sur la droite. Chaque ensemble de bars correspond aux points sélectionnés sur le stator de la génératrice. À partir de ce graphique, les analyses et constatations suivantes peuvent être émises.

Les premières analyses portent sur la répartition des pertes suivant les axes majeur et mineur. La proportion des pertes suivant l'axe mineur ne peut être négligée pour les formes d'ondes les plus distordues. Le point  $P_1$  illustre ce constat, les pertes suivant l'axe mineur représentent près de 40% de la densité de pertes totales en ce point. Négliger ces pertes conduirait alors à une mauvaise estimation des densités de pertes dans le bec de la dent statorique. À contrario, négliger cette composante au milieu de la dent ( $P_3$ ) ou de la culasse statorique ( $P_5$ ) engendrerait peu d'erreurs.

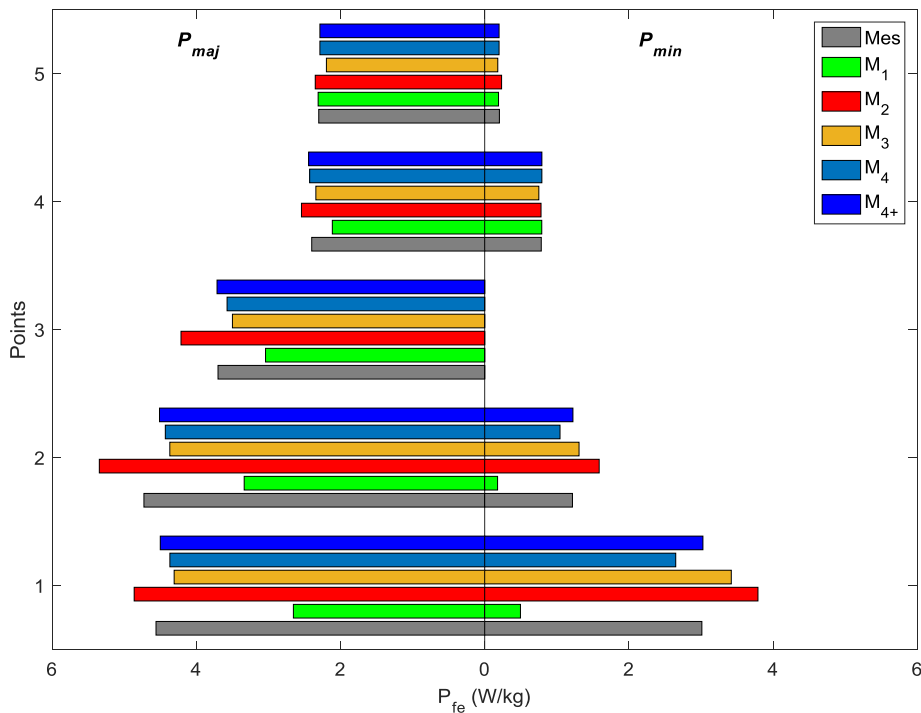


Figure 2.24 Comparaison des densités de pertes pour les 5 points du stator

Les secondes analyses portent sur les modèles d'estimation des pertes fer. Sur la figure 2.24, les bars grisés (Mes) correspondent aux pertes expérimentales obtenues à partir du cadre d'Epstein. Ces mesures sont considérées comme les références des pertes fer de chaque forme d'ondes. Le tableau 2.5 répertorie les valeurs numériques des densités de pertes mesurées et calculées. Ce tableau décompose, comme la figure 2.24, les pertes suivant les axes majeur et mineur.

Tableau 2.5 Comparaisons des densités de pertes [W/kg]

	$P_{maj}$					$P_{min}$				
	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
<b>Mes</b>	4,558	4,726	3,698	2,399	2,302	3,012	1,217	0	0,785	0,204
<b>M<sub>1</sub></b>	2,653	3,335	3,039	2,113	2,310	0,496	0,179	0	0,792	0,192
<b>M<sub>2</sub></b>	4,861	5,344	4,212	2,541	2,350	3,790	1,588	0	0,782	0,235
<b>M<sub>3</sub></b>	4,307	4,367	3,498	2,342	2,195	3,420	1,309	0	0,751	0,182
<b>M<sub>4</sub></b>	4,366	4,429	3,573	2,427	2,286	2,650	1,045	0	0,793	0,200
<b>M<sub>4+</sub></b>	4,499	4,510	3,712	2,442	2,286	3,027	1,224	0	0,793	0,200

Les mesures sur le cadre d'Epstein permettent d'évaluer les modèles et finalement de les hiérarchiser en vue de réaliser une estimation des pertes dans un générateur:

- Pour les formes d'ondes quasi-sinusoïdales, les modèles de pertes restent relativement proches, notamment en  $P_4$  et  $P_5$ .
- Le modèle  $M_1$ , qui ne dépend que de l'induction crête, sous-estime amplement les pertes fer. Ce modèle, qui est généralement utilisé lors des phases de pré-dimensionnement de machines, n'est pas satisfaisant pour estimer correctement les densités de pertes.
- Le modèle  $M_2$ , qui utilise une transformée en série de Fourier et somme chaque harmonique, tend à une surestimation des pertes. Ce modèle engendre des erreurs importantes lorsque l'induction possède un très haut contenu harmonique comme dans les bords de dents.
- Le modèle  $M_3$ , qui est issu de la décomposition de Bertotti, tend à légèrement sous-estimer les pertes suivant l'axe majeur pour les points  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$ . Cet écart est lié à la non prise en compte des cycles mineurs. Les pertes associées à l'axe mineur sont surestimées. Ce modèle conduit à une surévaluation des pertes par courants induits.
- Le modèle  $M_4$  et son extension le  $M_{4+}$  permettent de conclure que la prise en compte des cycles mineurs est bénéfique pour estimer correctement les pertes fer pour des formes d'ondes de générateurs.

À partir des formes d'ondes de générateurs, une tendance sur les modèles de pertes fer est établie. En conclusion le modèle  $M_{4+}$  permet de considérer convenablement les densités de pertes dans un dispositif complexe tel qu'une machine électrique. Ce modèle est un compromis en adéquation avec la variété des variations temporelles d'inductions que l'on peut rencontrer dans les générateurs de forte puissance.

## 2.4. Les pertes fer appliquées au générateur électrique

Maintenant, ces modèles de pertes fer sont employés pour estimer les pertes fer dans la MSDEs. La méthodologie et les hypothèses de calculs des pertes dans le stator seront développées. L'objectif est de valoriser l'apport de la méthode proposée dans l'ensemble du dispositif. Ainsi, un module de calcul des pertes globales sera développé en relation avec une procédure expérimentale qui ne permet pas de faire des distinctions sur chaque composante de pertes. Ce

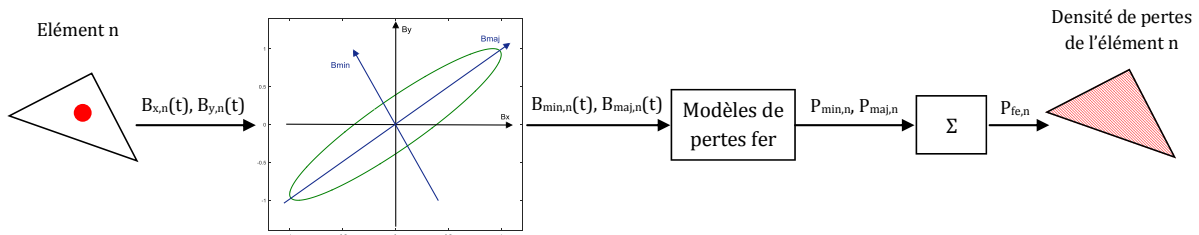
module sera validé sur le prototype de la MSDEs. Enfin, l'approche de prédiction des pertes fer sera étendue au mode de fonctionnement en charge. Finalement, une comparaison sur le calcul des pertes fer statoriques suivant le mode de fonctionnement sera mené.

### 2.4.1. Méthodologie et hypothèses pour le calcul des pertes fer

La méthodologie employée en vue de calculer les pertes fer à vide dans l'ensemble du stator de la MSDEs consiste à réaliser dans un premier temps une simulation EF à courant d'excitation imposé en vue d'atteindre la tension souhaitée de la génératrice. Une fois cette simulation effectuée, il faut s'assurer que les formes d'onde d'inductions sont bien en accord avec le prototype. Ainsi, les mesures de la variation temporelle de l'induction sous une dent de la MSDEs (section 2.3.4 - figure 2.20) permettent d'assurer le bon état magnétique de la simulation par rapport aux essais.

#### 2.4.1.1. Bmin-Bmaj

La procédure décrite en figure 2.25 présente chaque étape pour un élément  $n$  de maillage. Le calcul de pertes proposé est une méthode a posteriori. La méthodologie pour calculer les pertes fer consiste à décomposer l'induction magnétique suivant deux axes afin de tenir compte du champ tournant dans la génératrice. À partir de ces inductions, les densités de pertes sont estimées. Les explications suivantes proposent de détailler cette procédure.



**Figure 2.25 Procédure de calcul des pertes fer (décomposition de l'induction pour un élément  $n$ )**

Sur la figure 2.25, un élément de maillage  $n$  est choisi en vue d'estimer sa densité de pertes fer. Après avoir déterminé le barycentre et extrait la variation temporelle suivant chaque axe orthonormé du logiciel EF. Une matrice de rotation est utilisée afin de déterminer la composante suivant les axes majeur et mineur ( $B_{min}, B_{maj}$ ). Ces deux composantes sont obtenues par la relation (2.25) où  $\alpha$  représente l'angle entre  $B_x$  et  $B_{maj}$ .

$$\begin{bmatrix} B_{maj} \\ B_{min} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \sin(\alpha) \\ -\sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_x \\ B_y \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Ensuite les variations temporelles selon les axes majeur et mineur sont définies comme entrée des modèles de pertes sélectionnés. Un ou plusieurs termes de densités de pertes fer sont calculés suivant le modèle. Enfin, la densité de pertes fer de l'élément  $n$  est estimée en sommant les composantes des axes majeur et mineur suivant l'équation (2.26). Les pertes de l'élément sont obtenues en multipliant sa densité de pertes par sa masse  $M_n$  (2.27).

$$P_{fe,n} = P_{min,n} + P_{maj,n} \text{ [W/kg]} \quad (2.26)$$

$$P_{fe,n} = P_{fe,n} \cdot M_n \text{ [W]} \quad (2.27)$$

Le principe de superposition des pertes fer suivant les axes majeur et mineur (2.26) émet une hypothèse. Les pertes en champs tournant ne sont pas rigoureusement la somme des pertes dans les deux axes. Suivant l'équation (2.28), on définit  $\beta$  comme le rapport d'ellipticité entre les axes mineur et majeur [38], [79].

$$\beta = \frac{\widehat{B}_{\min}}{\widehat{B}_{\max}} \quad (2.28)$$

Plus le rapport d'ellipticité  $\beta$  est faible, plus l'estimation des densités de pertes va tendre vers une estimation exacte. À l'inverse, plus ce ratio sera élevé, plus l'hypothèse de sommer ces deux composantes sera importante. L'auteur en [80] a réalisé différentes mesures de pertes fer soumises à un champ rotationnel. L'auteur a mis en avant que, pour de faibles valeurs d'inductions, les pertes par hystérésis en champ tournant pouvaient être deux fois supérieures à celles soumises à un champ alternatif unidirectionnel. À forte induction, les pertes en champs rotationnel ont tendance à décroître à l'inverse de celle en champ unidirectionnel. Dans le cadre d'une machine électrique, la présence des champs tournants peut être identifiée dans le bord des dents, et la jonction dent-culasse statorique (cf : section 2.3.4 - figure 2.22). Le principe de superposition est une hypothèse élevée dans les zones où le LOCI d'induction n'est pas uniquement pulsant. Néanmoins ces zones ne sont pas majoritaires dans la génératrice. L'estimation des pertes en champ rotationnelle demanderait une caractérisation spécifique, avec un procédé d'aimantation différent, qui n'est pas facile à mettre en place. La séparation suivant les axes majeur et mineur constitue alors une hypothèse simplificatrice très rependue dans la littérature [46], [55], [81], [82], et qui est adoptée pour la suite de ces travaux.

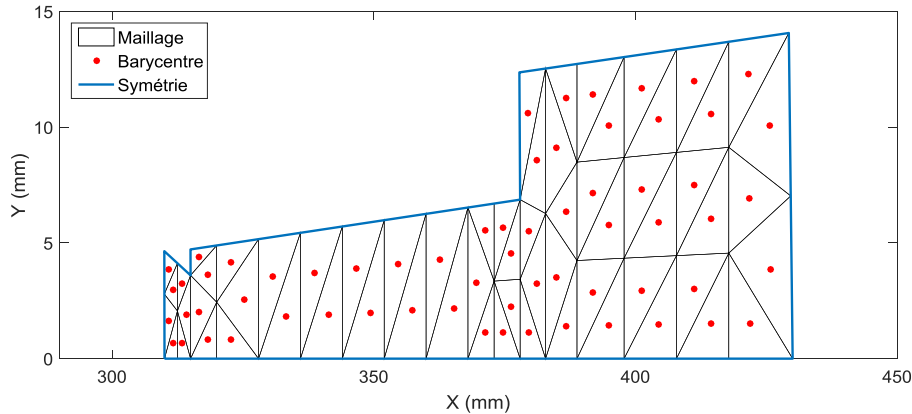
#### 2.4.1.2. Simplifications EF

Les simplifications employées dans le cadre de la modélisation EF de la MSDEs sont brièvement présentées. La première simplification concerne les caractéristiques des matériaux employés. Pour chaque matériau une courbe  $B(H)$  univoque est définie selon les mesures réalisées sur le cadre d'Epstein. La caractéristique  $B(H)$  des tôles statoriques est illustrée dans : Annexe a. Caractéristiques des matériaux ferromagnétiques doux. Les différents procédés de fabrication lors de la mise en forme des circuits magnétiques de la génératrice ne sont pas considérés. Le modèle EF néglige les parties massives (cornes polaires) et les amortisseurs.

Deux facteurs liés aux simulations EF peuvent influencer le calcul des pertes fer dans la génératrice. Il s'agit de la discrétisation spatiale (maillage) et temporelle (pas de temps) de la simulation. Une attention particulière doit être menée sur ces deux critères car ils influent sur les temps de calcul mais aussi sur la précision des résultats. L'auteur [55] propose une étude de sensibilité du maillage sur une machine à pôles saillants. L'auteur a réalisé plusieurs simulations EF allant d'un maillage grossier vers un maillage fin. Il propose ensuite d'analyser les écarts entre les grandeurs électriques, et les pertes fer dans le dispositif. Les écarts sont peu significatifs en fonction du maillage même si les cas investigués ne peuvent être considérés comme extrême. Il reste difficile de juger de la bonne qualité du maillage, et les règles qui peuvent être mise en place sont difficilement applicables d'une machine à l'autre. Le maillage effectué dans le cadre des simulations EF de la MSDEs permet d'assurer des calculs précis où le champ magnétique varie fortement. Les mesures de sondes à effets hall ont permis d'avoir le bon état magnétique des simulations EF. Les grandeurs électriques globales estimées par EF sont également satisfaisantes par rapport aux essais.



En raison de la symétrie de la machine, seul un quart est modélisé. La figure 2.26 illustre le maillage d'une demi-dent statorique et les barycentres associés. Une demi-dent constitue alors un ensemble de 64 éléments quadratiques. Le quart de la machine modélisée comprend lui plus de 20 000 nœuds.



**Figure 2.26 Illustration d'une demi-dent avec le maillage et les barycentres associés**

La discrétisation temporelle peut fortement provoquer des incertitudes sur les résultats locaux. Un pas de temps trop lâche peut engendrer un oubli de variation locale d'induction qui serait préjudiciable pour l'estimation des pertes fer. À l'inverse, une discrétisation trop importante implique une augmentation des temps de calcul, préjudiciable lors de la phase de conception. La simulation doit comprendre un nombre de pas de temps suffisant qui permet de considérer l'ensemble des phénomènes fréquentiels. Un compromis entre précision et temps de calcul est alors nécessaire. L'auteur [71] propose une méthode afin d'estimer un pas de temps acceptable en lien avec les fréquences mises en jeu dans le dispositif. Dans le cas des générateurs électriques, la fréquence la plus élevée est généralement la fréquence de denture statorique. Pour la MSDEs, cette fréquence est de 1200 Hz. Un échantillonnage de 400 pas sur une période électrique est alors adopté afin d'assurer seize pas de temps sur la fréquence de denture.

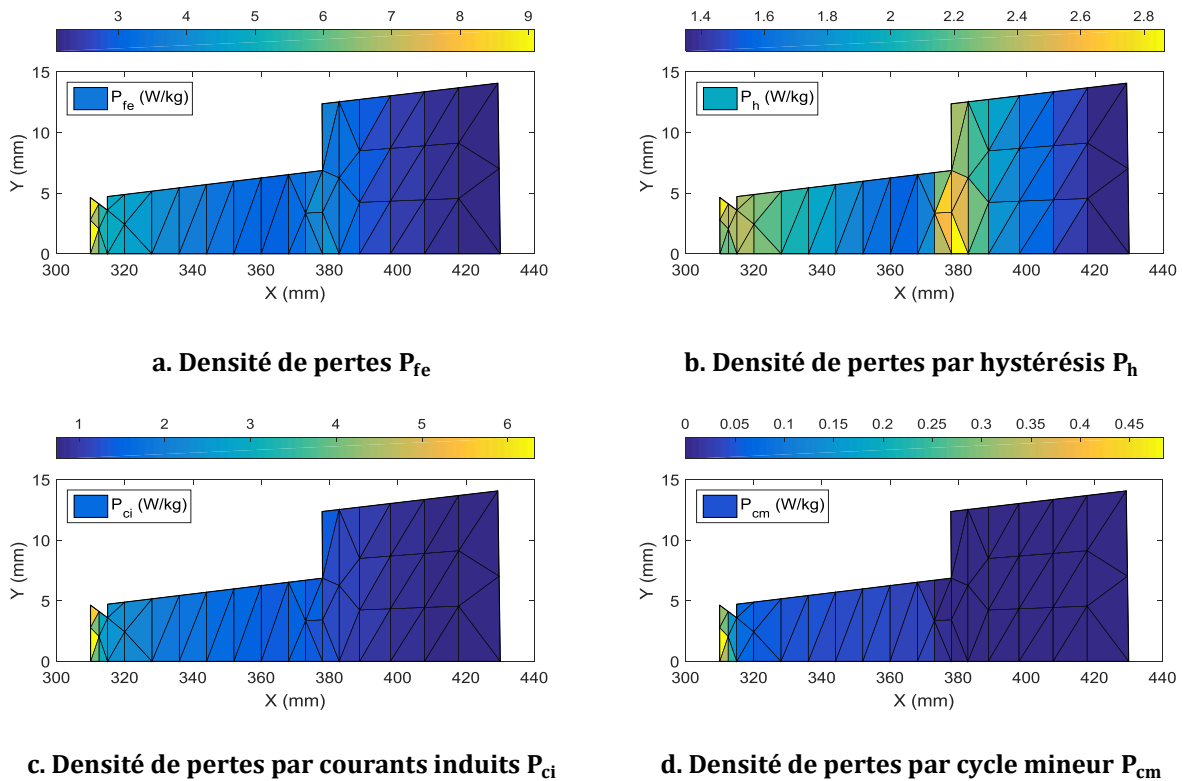
Enfin, comme les caractéristiques  $B(H)$  des matériaux, l'emploi d'un modèle a posteriori de calcul de pertes fer implique que les différentes composantes de pertes n'influencent pas le calcul électromagnétique.

#### 2.4.2. Les pertes fer dans le stator de la génératrice

Suites aux comparaisons menées sous formes d'inductions non-sinusoïdales, et d'inductions de la MSDEs avec le cadre d'Epstein (sections 2.3.3 et 2.3.4), le modèle  $M_{4+}$  a été sélectionné comme le modèle le mieux adapté en vue d'estimer les pertes fer dans le stator de la génératrice. Le modèle EF est réalisé selon les paramètres de discrétisations spatiales et temporelles précédemment définis. Enfin, la simulation EF est effectuée à vide (charge infinie) à un courant d'excitation de 64A, permettant d'assurer la tension nominale de 3000 V. La méthodologie a posteriori de calcul des pertes fer avec le modèle  $M_{4+}$  est effectuée dans chaque élément du maillage du stator.

La figure 2.27 illustre la distribution des densités de pertes fer dans une demi-dent statorique. Chaque composante de pertes est décomposée selon le modèle  $M_{4+}$ . Ainsi,  $P_{fe}$ ,  $P_h$ ,  $P_{ci}$  et  $P_{cm}$  représentent respectivement les densités de pertes fer totales, les pertes par hystérésis, courants induits et cycles mineurs. Ces distributions de densités permettent d'analyser les tendances sur l'origine des pertes dans le stator de la MSDEs. Les pertes par hystérésis sont

proportionnelles à la valeur crête à crête de l'induction. Les densités de pertes par hystérésis reflètent les zones les plus saturées du stator de la génératrice en figure 2.27.b. La distribution des courants induits  $P_{ci}$  est liée à la dérivée de la variation temporelle de l'induction. Par conséquent, cette composante est plus élevée dans la dent statorique en figure 2.27.c, zone où les inductions sont les plus distordues. La distribution des pertes par cycles mineurs  $P_{cm}$  est relativement faible en amplitude et localisée au bord de la dent en figure 2.27.d.



**Figure 2.27 Distribution des densités de chaque composante de pertes fer [W/kg]**

La figure 2.28 propose une comparaison des erreurs de densités de pertes fer en [W/kg] entre le modèle de référence  $M_{4+}$  et les modèles retenus section 2.2.5. Ce calcul est réalisé sur chaque élément qui constitue le maillage. Comme précédemment, la figure 2.28 ne représente qu'une demi-dent statorique. La figure 2.28.a démontre que le modèle  $M_1$  employant seulement la valeur crête d'induction sous-estime amplement les pertes fer notamment aux bords de dents. Cet écart est lié à la non prise en compte des formes d'ondes non sinusoïdales. L'erreur du modèle  $M_2$  est négative. Le modèle employant la transformée de Fourier de l'induction conduit à une surestimation des pertes dans les zones où l'induction présente un haut contenu harmonique. Le modèle  $M_3$  en figure 2.28.c est proche du modèle de référence, avec une tendance à surestimer les pertes en bords de dents, et la tendance inverse dans les zones où le champ tournant est plus élevé. Enfin, la figure 2.28.d illustre les densités de pertes calculées uniquement pour les cycles mineurs.

Sur ces figures, les modèles prédisent convenablement les pertes dans la culasse car les inductions sont plus proches d'une sinusoïde. Néanmoins, un modèle mal adapté, comme le  $M_1$  ou le  $M_2$ , peut impliquer une surestimation ou une sous-estimation de plus de 50% des densités de pertes. Les modèles  $M_3$ ,  $M_4$  fournissent les bonnes tendances de densités de pertes fer dans le dispositif.

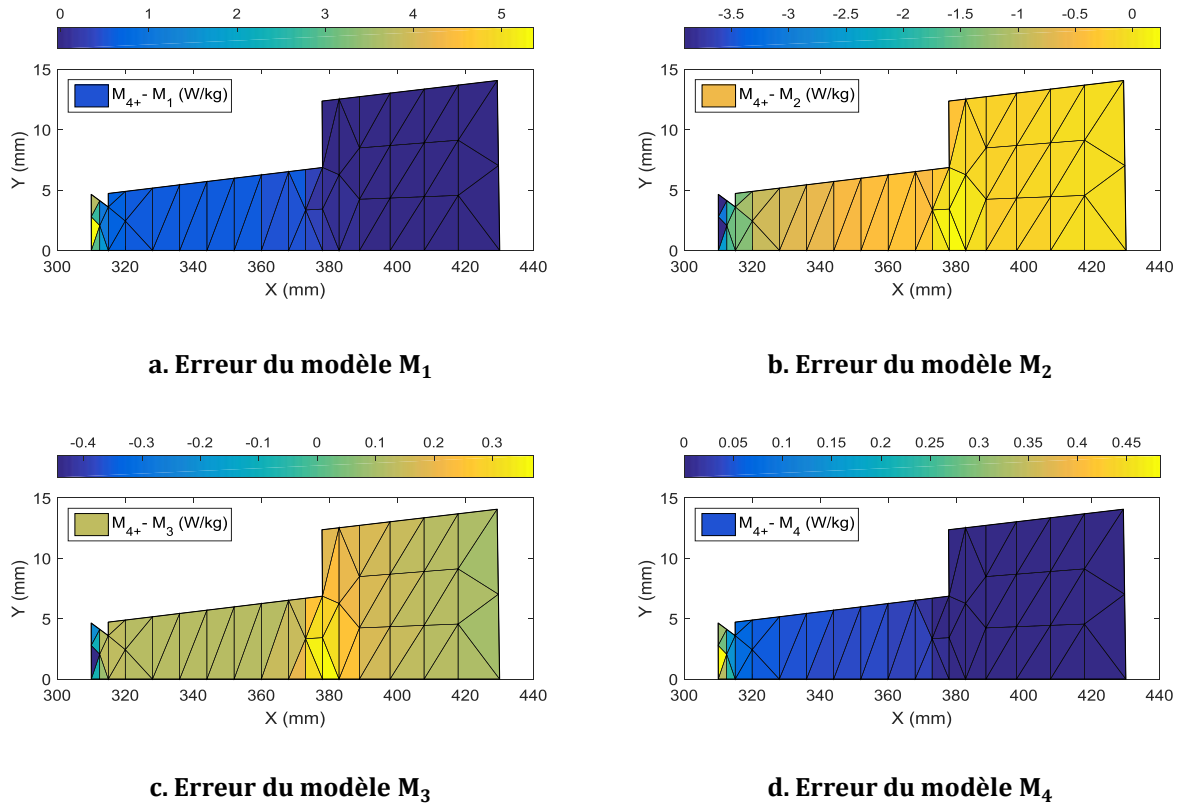


Figure 2.28 Erreurs en [W/kg] des modèles de pertes en fonction du modèle  $M_{4+}$  de référence

Enfin, le tableau 2.6 quantifie les pertes fer dans l'ensemble du stator de la MSDEs suivant chaque modèle de pertes fer. Les pertes associées aux dents  $P_d$  et à la culasse statorique  $P_{cs}$  sont dissociées. Comme précédemment pour les densités, les tendances obtenues sur le stator sont similaires. Les pertes dans la culasse pour chaque modèle sont assez proches. À l'inverse, pour la denture statorique, le modèle de pertes fer influe sur l'estimation des pertes dans le dispositif.

Tableau 2.6 Comparaisons des pertes dans le stator

		$M_1$	$M_2$	$M_3$	$M_4$	$M_{4+}$
$P_d$	(W)	1378	1947	1603	1637	1660
$P_{cs}$	(W)	1985	2061	1866	1981	1982

### 2.4.3. Calculs et mesures des pertes globales dans les générateurs

Suite aux calculs des pertes fer par la méthode a posteriori dans le stator de la MSDEs par le modèle  $M_{4+}$ , il est indispensable de quantifier l'apport de la méthode sur un dispositif entier telle que la génératrice investiguée. Il est important de remarquer que la mesure expérimentale des pertes à vide permet simplement d'obtenir une valeur globale. Les sections suivantes illustrent la procédure expérimentale de mesure de pertes ainsi que la démarche de calculs des pertes sur l'ensemble du dispositif afin de les comparer aux mesures.

### 2.4.3.1. Procédure de mesures des pertes à vide

Une campagne d'essais est effectuée sur le prototype de MSDEs en vue d'estimer les pertes dans la génératrice. Les essais sont ceux réalisés avant le collage des aimants. La procédure de mesures des pertes fer est menée selon la méthode des pertes séparées décrite par les normes IEC 60034-2 [83]. La figure 2.29 représente le schéma de principe de cet essai.

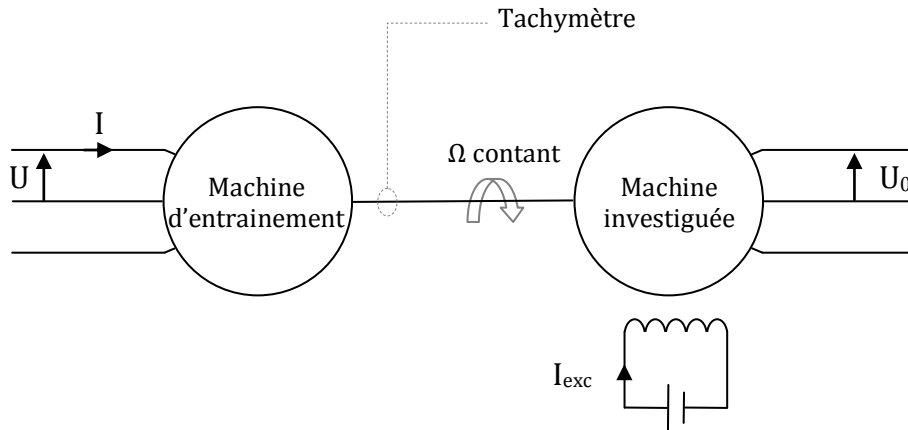


Figure 2.29 Schéma de principe de l'essai de mesures des pertes fer à vide

La procédure utilisée au sein de JEUMONT Electric est d'employer un moteur d'entraînement parfaitement connu et étalonné en vue d'estimer les pertes à vide de la génératrice investiguée. La procédure expérimentale est la suivante :

- Le moteur d'entraînement est alimenté de telle sorte à ce qu'elle assure une vitesse d'arbre toujours constante.
- Ensuite, sans alimenter la bobine d'excitation de la machine investiguée, on obtient ses pertes mécaniques pour une tension quasi-nulle.
- Une séquence de mesures est réalisée à différentes valeurs de courants d'excitations qui sont eux même associés à une tension  $U_0$ .
- Les pertes fer sont ensuite obtenues par soustraction de pertes mécaniques à tension nulle.

Le circuit magnétique possède toujours une faible induction rémanente qui rend difficile l'obtention d'une tension nulle sans courant d'excitation, entraînant une légère approximation sur les pertes. Cette méthode a l'inconvénient de ne pas permettre la dissociation des pertes fer du stator, du rotor et des différentes parties ferromagnétiques qui constituent la génératrice. Néanmoins, cette procédure est facile à mettre en place et permet d'avoir une estimation globale des pertes. Ces pertes à vide comprennent alors :

- les pertes de la denture et de l'armature statorique,
- les pertes en surface du rotor,
- les pertes d'extrémités engendrées aux tôles maîtresses,
- les pertes dans les plateaux de serrages,
- les pertes dans les amortisseurs à vide,
- les pertes causées par toutes les parties ferromagnétiques du générateur.

De par cet essai qui globalise les pertes dans les générateurs, les pertes fer autres que celles liées au stator de la génératrices seront déterminées par des formules analytiques tirées d'abaques de JEUMONT Electric. En raison de l'aspect confidentiel, les pertes dans les amortisseurs et les pertes d'extrémités ne seront pas abordées. À noter, que dans les calculs suivants, les pertes dans les plateaux de serrages seront négligées. Une attention particulière est portée sur les pertes surfaciques en raison de la technologie des génératrices à cornes polaires massives. Les pertes en surface des pôles sont décomposées en deux termes suivant la partie feuilletée et la partie massive du rotor.

### 2.4.3.2. Les pertes en surface du pôle

Les pertes en surface sont liées à la variation de la perméance d'entrefer qui induit des variations locales d'induction à la surface du pôle. Elles sont liées aux déplacements relatifs du pôle par rapport à la denture statorique. Ces pertes sont donc dynamiques et liées aux courants de Foucault. En vue de déterminer l'expression analytique de ces pertes [13], [84], la figure 2.30 considère un pôle lisse massif qui est supposé concentrique d'entrefer unique.

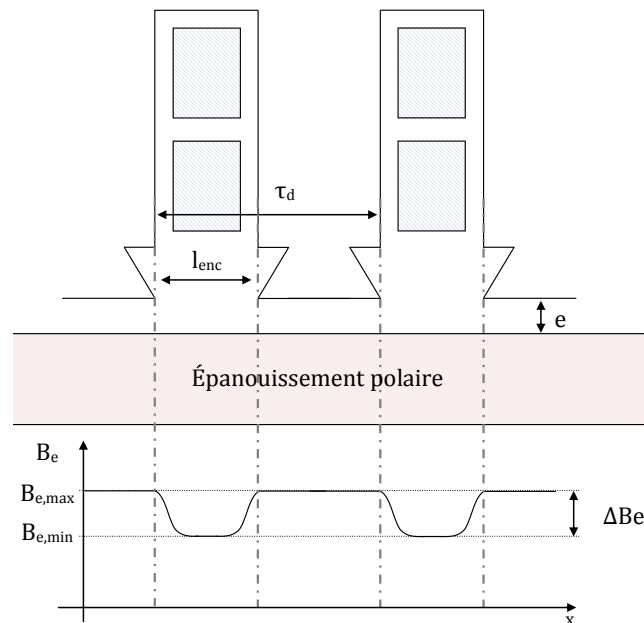


Figure 2.30 Schéma de principe de l'évolution de l'induction à la surface d'un pôle

Soit  $\Delta B_e$  la variation de l'induction  $B_e$  au droit d'une encoche. Cette variation est supposée sinusoïdale le long d'un pas dentaire. La variation d'induction à la surface du rotor est à l'origine des pertes de surface à la vitesse tangentielle du rotor. L'expression de  $\Delta B_e$  est déterminée à partir de l'induction dans l'entrefer et du coefficient de Carter  $K_c$ .

$$\Delta B_e = (K_c - 1) \cdot B_e \cdot \frac{\tau_d}{l_{enc}} \quad (2.29)$$

Les pertes surfaciques sont exprimées par unité de surface du pôle ( $W/m^2$ ). Ces pertes se développent en fonction de la profondeur de pénétrations des courants de Foucault. L'épaisseur de peau est déterminée par l'équation suivante :

$$\delta_m = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot \mu}} \quad (2.30)$$

Avec :

$\rho$	La résistivité du matériau [ $\Omega \cdot m$ ]
$f_r$	La fréquence d'encoche du stator [Hz]
$\mu$	La perméabilité du matériau [H/m]

Les pertes en surface du rotor sont exprimées par l'équation (2.31), qui est une fonction de l'induction dans l'entrefer  $B_e$ , du pas dentaire  $\tau_d$ , de la largeur d'encoche  $l_{enc}$  et de la vitesse tangentielle du rotor  $v$ .

$$P_s = K_{ss}(e_m, \delta_m) \cdot (K_c - 1)^2 \cdot B_e^2 \cdot v^{3/2} \cdot \frac{\tau_d}{\sqrt{l_{enc}}} \quad (2.31)$$

$K_{ss}(e_m, \delta_m)$  est un coefficient qui dépend de l'épaisseur du matériau  $e_m$ , de l'épaisseur de peau  $\delta_m$ . Ce coefficient peut être en partie calculé [13], [84], et déterminé à partir d'abaques en fonction du matériau. De par l'expertise de JEUMONT Electric et leur retour d'expérience quant aux machines fabriquées, ce coefficient va du simple au quadruple pour respectivement un rotor feuilleté ou massif.

### 2.4.3.3. Validations expérimentales des pertes globales dans la MSDEs

La procédure visant à valider le modèle de calcul des pertes dans la génératrice est effectué pour différents points de fonctionnement à vide de la génératrice. Le module de calculs en figure 2.31 illustre le principe d'estimation des pertes globales dans la génératrice. Une succession de simulations EF est effectuée suivant plusieurs courants d'excitations croissants associés à des tensions à vide. À partir de l'exportation des inductions dans le stator de la génératrice, le modèle  $M_{4+}$  détermine les pertes fer des dents  $P_d$  et de la culasse statorique  $P_{cs}$ . Ensuite, les modèles analytiques développés estiment les pertes d'extrémités  $P_{ext}$ , les pertes à la surface du rotor  $P_s$  et les pertes dans les amortisseurs  $P_{amo}$ . L'évaluation des pertes globales dans la génératrice pour un point de fonctionnement à vide est obtenue en sommant ces termes de pertes.

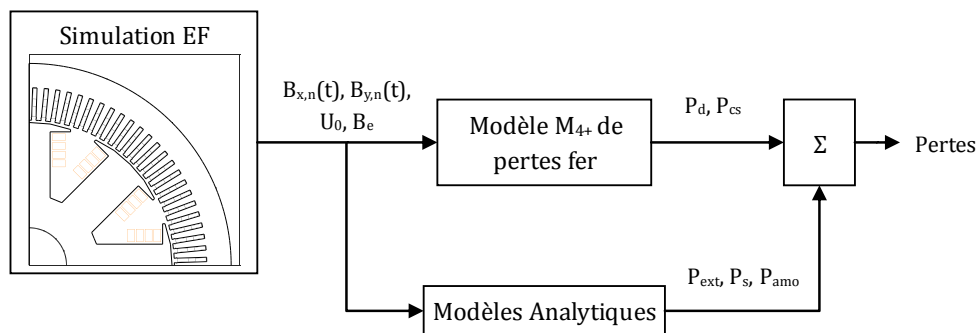


Figure 2.31 Procédure de calcul des pertes globales à vide

Au vue de la technologie utilisée sur la MSDEs, le calcul des pertes en surface est décomposé selon deux termes. Le premier nommé  $P_{sf}$  correspond aux pertes de la partie feuilletée des pôles. Le second  $P_{sm}$  désigne les pertes en surface induites par les cornes polaires massives. La figure 2.32 représente les mesures de pertes globales après déduction des pertes mécaniques. Les résultats obtenus par essais ont été effectués avant le collage des aimants permanents à la surface de la machine. Ils sont comparés au module de calculs des pertes dans la génératrice.

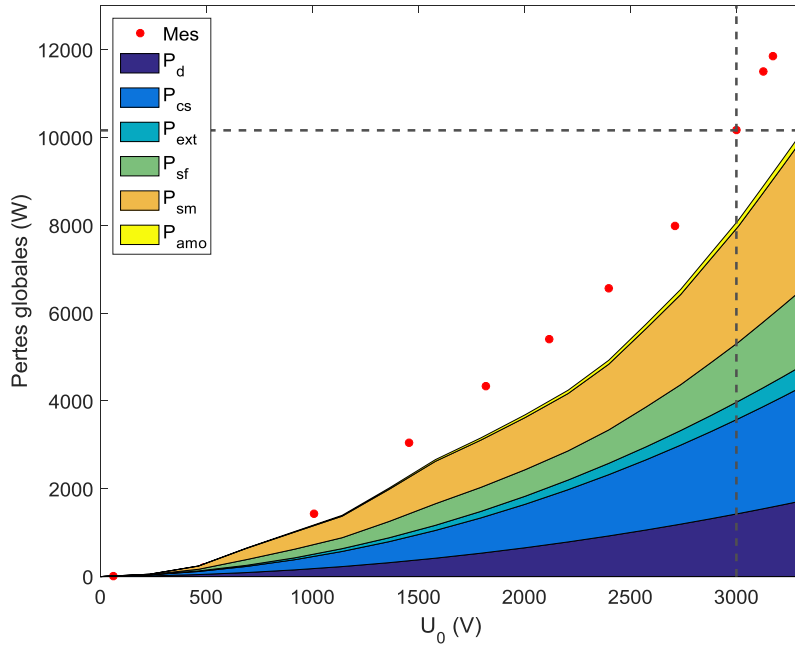


Figure 2.32 Comparaisons des pertes fer calculées et mesurées

De manière générale, le module de calculs de pertes permet de donner une tendance correcte pour l'estimation des pertes dans le dispositif.

Le diagramme de la figure 2.33 propose une comparaison des proportions de chaque composante de pertes calculées suivant la mesure expérimentale à tension nominale de la MSDE. Le modèle présente une erreur de calcul de 20%. Cette erreur est causée par la précision des modèles employés, des parties de la machine et des procédés de fabrication non-considérés. Les tôles qui formes les circuits magnétiques rotorique et statorique subissent de nombreux procédés de fabrication (découpe, assemblage, pression mécanique) qui peuvent détériorer les caractéristiques magnétiques des matériaux. Les pertes dans les plateaux de serrages ne sont également pas considérées.

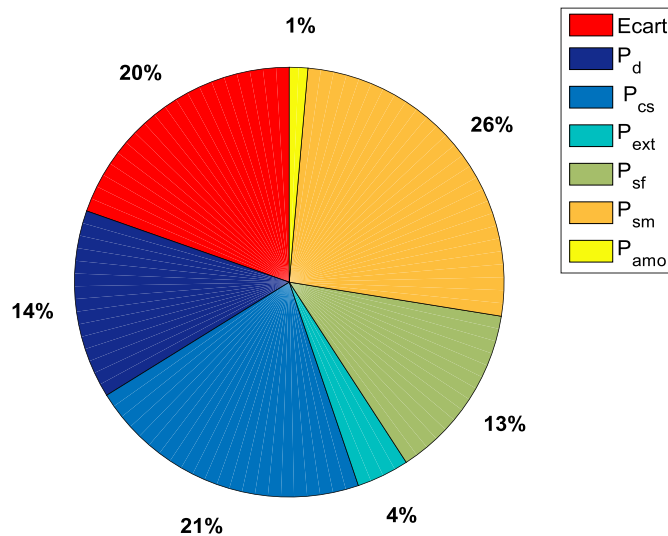
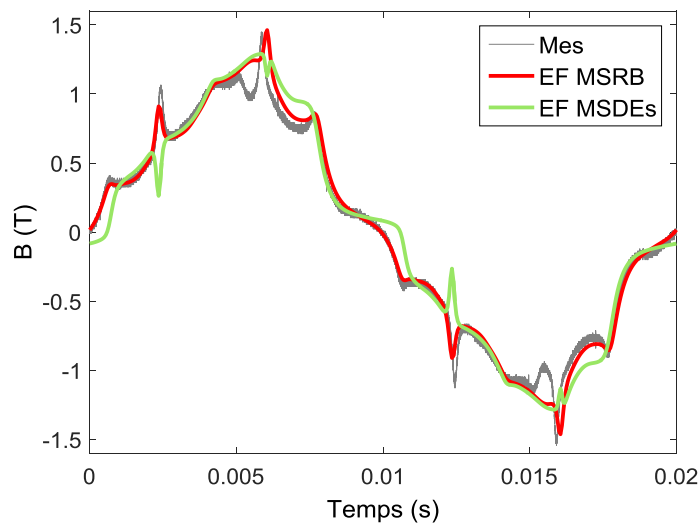


Figure 2.33 Diagramme circulaire des proportions de pertes calculées

Sur la figure 2.33, les pertes dans les amortisseurs à vide pourraient être négligées. Les pertes statoriques et rotoriques sont du même ordre de grandeurs sur cette génératrice. Les pertes surfaciques ( $P_{sf}$  et  $P_{sm}$ ) représentent quasiment la moitié des pertes globales estimées par le module. Une attention particulière est portée sur la partie massive du pôle. Les pertes liées aux cornes polaires, qui ne constituent pas majoritairement le pôle, engendrent plus de 65% des pertes rotoriques. Ces pertes sont la conséquence des courants induits qui se développent à la surface des cornes suivant la longueur axiale de la génératrice. Ces tendances ont été validées sur des générateurs de 6 à 48 pôles pour une puissance allant de 900kVA à 30MVA sur la gamme JEUMONT Electric.

#### 2.4.3.4. Les pertes fer en charge

La méthode de calcul des pertes fer statoriques est étendue au fonctionnement en charge de la génératrice. Lors de ce mode de fonctionnement, les courants statoriques créent un champ supplémentaire à celui généré par le rotor. Ce champ, tournant à la vitesse du rotor, s'oppose au champ du rotor. Ce principe est nommé la Réaction Magnétique d'Induit (RMI). Par conséquent, la RMI change le comportement magnétique de la génératrice, et donc les pertes fer. La figure 2.34 illustre cette modification sur le cas de la MSDEs (par rapport à la mesure à vide en section 2.3.4 - figure 2.20). La mesure expérimentale est issue de la sonde à effet hall placée sous une dent statorique. Cet essai est réalisé avant le collage des aimants pour le point de fonctionnement en charge donné dans le tableau 2.7.



**Figure 2.34 Variations de l'induction sous une dent en charge (mesures et simulations EF)**

Concernant les simulations EF, la charge est imposée et le courant d'excitation ajusté en vue d'obtenir la tension et le courant statorique lors de l'essai. Ainsi, le tableau 2.7 énumère  $J_{EF}$  et  $J_{MSDEsEF}$  respectivement les courants d'excitation de la MSDEs avec et sans les aimants en surface. Ces courants d'excitation permettent d'assurer les grandeurs globales de l'essai en charge. À partir de ces simulations EF, la variation de l'induction sous une dent statorique est extraite et comparée en figure 2.34. Au vue de la concordance des résultats, les simulations EF sont conformes à l'état magnétique du générateur lors de cet essai.



**Tableau 2.7 Point de fonctionnement mesuré et calculé**

	P	U	$I_s$	$f_p$	$J_{mes}$	$J_{EF}$	$J_{MSDES_{EF}}$
Unité	[kW]	[V]	[A]	[/]	[A]	[A]	[A]
Charge	842	2976	164	1	100	102	62

À partir de la méthodologie développée en section 2.4.1, les pertes fer dans le stator de la génératrice sont estimées dans le tableau 2.8. Une comparaison des pertes fer suivant le mode de fonctionnement de la génératrice est réalisée. Les tensions de chaque point de fonctionnement sont quasi-équivalentes à la tension nominale (3000V). Ce tableau dissocie chaque composante de pertes du modèle  $M_{4+}$ , mais aussi les pertes dans les dents et dans la culasse.

**Tableau 2.8 Comparaisons des pertes fer à vide et en charge**

			$P_{tot}$	$P_{fe}$	$P_h$	$P_{ci}$	$P_{cm}$
Vide	$P_d$	(W)	3642	1660	839	798	23
	$P_{cs}$	(W)		1982	1290	692	0
Charge	$P_d$	(W)	3835	1975	1152	816	7
	$P_{cs}$	(W)		1860	1206	654	0

$P_{tot}$  représente les pertes fer totales dans la machine lors de chaque mode de fonctionnement de la génératrice. Les pertes fer augmentent de plus de 5% entre les deux cas. Pour compléter l'analyse, les figures 2.35 illustrent les densités de pertes sur une même demie-dent statorique. Ces densités de pertes en figures 2.35.a et b font respectivement références aux fonctionnements à vide, et en charge. La figure 2.35.c représente la différence des densités de pertes entre ces deux modes de fonctionnement.

L'écart sur la figure 2.35.c démontre que les densités pertes fer sont plus importantes en charge et particulièrement localisées dans la dent. Cet écart est engendré par l'augmentation des pertes par hystérésis dans les dents. En lien avec la forme d'onde en figure 2.34, la RMI crée un déséquilibre sur la variation temporelle de l'induction. Cela engendre une augmentation de la valeur crête à crête de l'induction qui est à l'origine d'une hausse des pertes par hystérésis dans les dents.

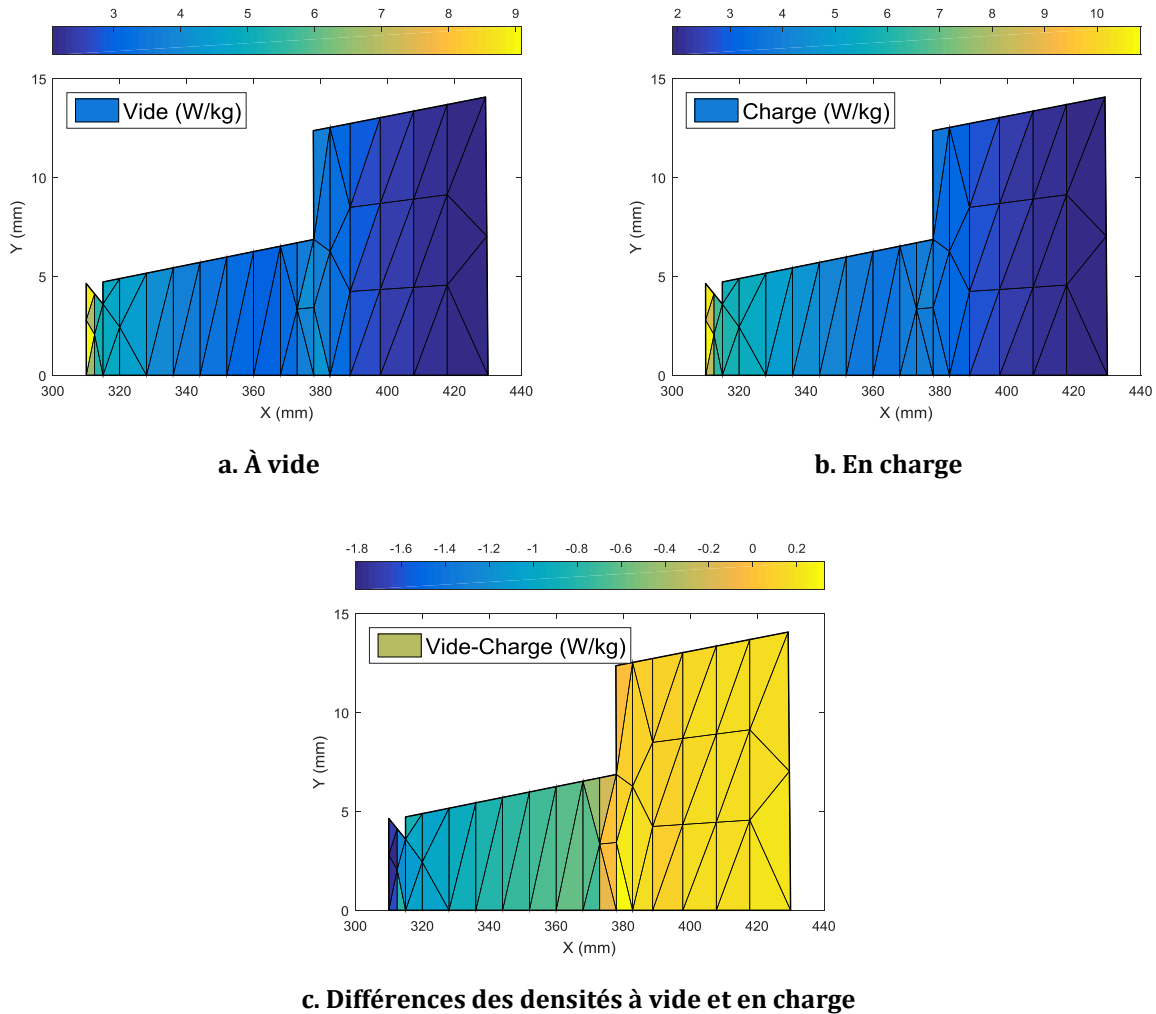


Figure 2.35 Distribution des densités de pertes fer (à vide, en charge, différence)

## 2.5. Synthèse et apports

Ce chapitre a pour ambition de proposer une démarche en vue d'estimer les pertes fer dans des alternateurs de forte puissance. De par la complexité du dispositif, une première action a été d'identifier les éléments des générateurs susceptibles de causer des pertes fer. Ensuite, les phénomènes physiques à l'origine des pertes fer dans les matériaux ferromagnétiques, constituant la génératrice, ont été introduits.

Dans une seconde partie, un état de l'art sur les approches les plus couramment utilisées dans la littérature en vue d'estimer les pertes fer a été présenté. Une synthèse a permis de juger les modèles de pertes fer en vue de les intégrer dans une démarche de conception de machines électriques. Cinq modèles de pertes, en adéquation avec une démarche industrielle, ont été retenus.

La troisième partie a permis d'évaluer les modèles d'estimation des pertes fer. La première démarche est d'identifier les coefficients des modèles de pertes. Ensuite, des comparaisons ont été effectuées sur des formes d'ondes non-sinusoidales. Le premier constat est que les modèles de décomposition avec la dérivée temporelle de l'induction sont les plus proches des grandeurs expérimentales ( $M_3$ ,  $M_4$ ,  $M_{4+}$ ). Les modèles de pertes globales tendent à ne pas correctement

estimer les pertes fer. Enfin, le modèle de transformée de Fourier ( $M_2$ ) n'est pas satisfaisant en raison de la non-dépendance du déphasage. Puis, cette même démarche a été employée afin de comparer les modèles de pertes fer soumis à des inductions tirées d'une simulation EF d'un générateur électrique. L'originalité réside en l'obtention des cycles d'hystérésis expérimentaux associés à ces formes d'ondes de machines électriques. La procédure est d'imposer au cadre d'Epstein la variation de l'induction obtenue par EF enfin d'en déduire les densités de pertes expérimentales. Ce travail est un réel apport original. À partir de ces résultats, plusieurs contributions ont été apportées. Les pertes suivant l'axe mineur représentent une valeur non négligeable de densité de pertes. Sur certains points sélectionnés, ces pertes représentent près de 40% de densité de pertes totales. Enfin, cette section a permis de hiérarchiser les modèles de pertes fer. Dans le cas des inductions en régime sinusoïdale, classiquement les cinq modèles assurent une estimation satisfaisante de pertes fer. Dans les cas où les inductions sont distordues, notamment liées aux effets de la denture rotorique, le modèle de décomposition utilisant la dérivée temporelle de l'induction et considérant les cycles mineurs ( $M_{4+}$ ), donne les meilleures estimations des pertes fer.

La finalité de cette étude est d'estimer les pertes fer dans un générateur de forte puissance. La dernière partie présente la méthodologie et les hypothèses associées au calcul des pertes fer dans l'armature statorique. Une analyse des densités de pertes est effectuée sur l'ensemble du stator. Une comparaison des cinq modèles retenus est également dévoilée. Enfin, pour valider cette démarche d'estimation des pertes, il est indéniable qu'une comparaison des pertes globales avec les mesures expérimentales est nécessaire. La procédure expérimentale de mesures des pertes à vide est énoncée. De par cet essai qui globalise les pertes de la génératrice, les pertes autres que celles de l'armature statorique sont déterminées par des modèles analytiques. Le module assure une bonne tendance sur l'estimation des pertes. Sur le point à tension nominale, un écart de 20% est cependant obtenu. Malgré ces incertitudes, le module de calculs des pertes fer dans une génératrice concorde avec les problématiques liées à l'estimation des pertes dans un dispositif complexe. Cette démarche a été étendue à une estimation des pertes au stator en charge montrant une faible augmentation (5%) des pertes fer estimées à vide. Ce chapitre a mis en avant une méthodologie d'estimation des pertes fer.



# Chapitre 3. Modélisation multi-structure des MSDE

---

## 3.1. Introduction

Lors d'une phase de conception, la structure du générateur est bien souvent connue préalablement avant le dimensionnement. Le concepteur décide alors de proposer la structure de générateur qui lui semble la mieux adaptée au besoin industriel. Néanmoins, avec l'émergence des nouvelles topologies de générateurs, cette décision devient de plus en plus difficile. De plus, les structures telles que les machines à double excitation voient leur domaine d'utilisation se développer. Mais leurs apports dans le domaine industriel pour des fortes puissances demeurent encore limités et peu exploités.

Ainsi, ce chapitre propose des outils de modélisation pour la conception des générateurs de forte puissance. L'objectif est de proposer des modèles qui permettent à la fois d'investiguer les machines conventionnelles et les machines à double excitation. La modélisation devra présenter une certaine souplesse pour convenir à un ensemble de structures. Ce chapitre est organisé en cinq parties.

La première partie présente le cahier des charges des différents prototypes développés au sein de JEUMONT Electric. Ces travaux s'inscrivent dans la continuité de différents projets préalablement introduits. Cette partie détaille les spécifications techniques des prototypes mais également les difficultés rencontrées.

La seconde partie développe des règles de conception pour les MSDE série. L'objectif est d'analyser l'impact de la contribution des aimants permanents et de bobine d'excitation sur le flux. Le compromis trouvé a permis de proposer une nouvelle structure de générateur à double excitation.

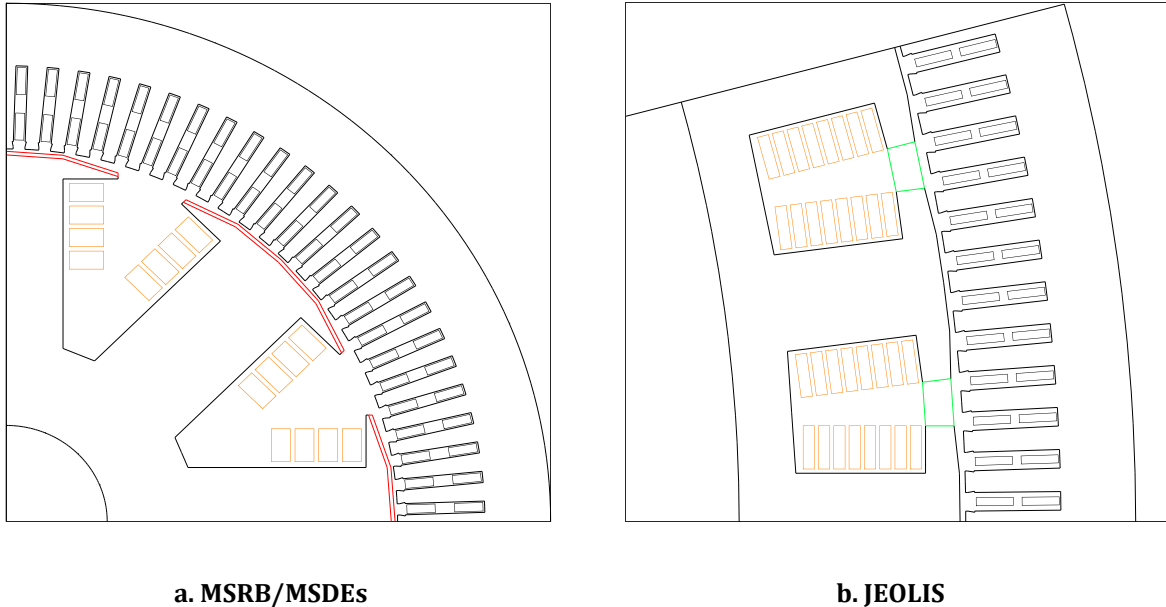
La troisième partie porte sur la modélisation électromagnétique des générateurs de forte puissance. Les modèles à vide et en charge seront développés en vue de considérer la généralité des structures de générateurs. Au travers de différentes méthodes, les calculs électromagnétiques permettront à la fois de considérer les générateurs classiques et ceux à double excitation. Les modèles ont également pour objectif de s'intégrer dans une démarche de conception sur l'ensemble de la plage de fonctionnement du générateur.

La quatrième partie développe les modèles pour la conception. Lors de cette phase, un certain nombre de critères permet de juger les solutions. Ainsi, cette partie présente un ensemble de modèles qui évalue chaque structure. Ces modèles portent sur des critères économiques, mécaniques mais également les pertes dans les générateurs.

Enfin, la dernière partie permet de valider les modèles. Grâce aux prototypes existants, les différentes modélisations proposées sont comparées aux mesures. Les modélisations seront également jugées vis-à-vis d'un cycle de fonctionnement réel d'un générateur éolien.

### 3.1.1. Cahier des charges des prototypes étudiés

Ces travaux sont dans la continuité de deux projets qui ont mené à deux prototypes de générateurs de forte puissance. La particularité de ces prototypes porte sur leur efficacité énergétique accrue grâce à l'usage de la double excitation. Les deux structures étudiées sont représentées en figure 3.1. Cette section détaille les cahiers des charges et les particularités des deux générateurs.



**Figure 3.1 Prototypes des générateurs**

Le premier provient des travaux réalisés dans [6]. La figure 3.1.a représente une MSDEs. Cette machine présente la particularité d'avoir des aimants déposés en surface des pôles. Lors de la phase de construction, le générateur a été testé avant le collage des aimants. Ainsi, des essais ont été obtenus pour une MSRB classique. À la suite du collage des aimants, une nouvelle séquence d'essais a été réalisée. Des incidents se sont produits sur la MSDEs en charge et seront détaillés dans la section suivante. Les caractéristiques de ce générateur sont détaillées dans le tableau 3.1.

Le second prototype est illustré en figure 3.1.b. Cette machine est un générateur à attaque directe pour une éolienne. La particularité du concept JEOLIS est d'être une MSDE parallèle avec les aimants placés dans l'espace inter-corne. Le cahier des charges de cette structure est énuméré en tableau 3.1. Les deux prototypes ont sensiblement la même puissance apparente.

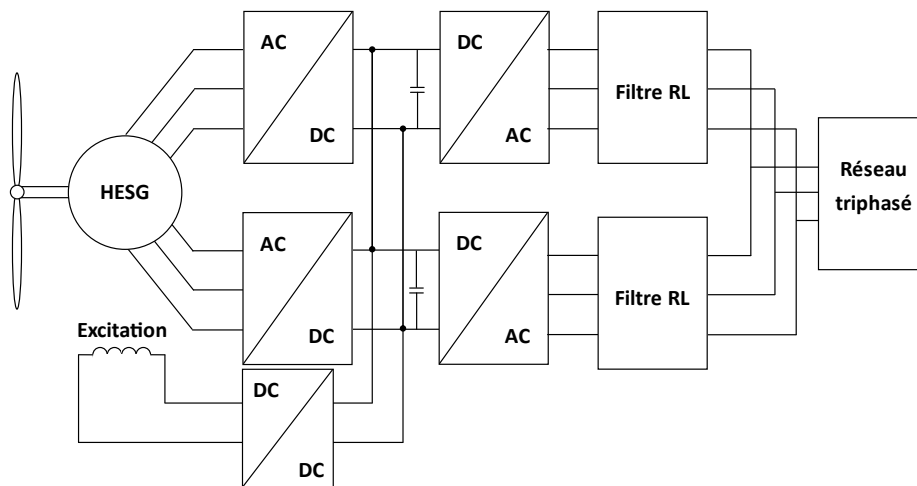
L'avantage majeur de ces deux prototypes est de permettre de capitaliser une base de mesures sur différentes structures de générateurs de forte puissance. Les outils de conception développés permettront de considérer les spécificités de ces structures à double excitation. Ainsi, les outils de modélisation pourront considérer une machine lente à attaque directe de forte polarité (48 pôles), mais également une machine de production plus classique (8 pôles).

**Tableau 3.1 Caractéristiques des machines investiguées**

	Unité	MSRB/MSDEs	JEOLIS
Puissance apparente	[kVA]	1000	900
Tension d'alimentation	[V]	3000	690
Facteur de puissance nominal	[/]	0,8	1
Fréquence nominale	[Hz]	50	10,8
Vitesse / survitesse	[tr/min]	750/900	27/42
Nombre de phase et couplage	[/]	3 phases en étoile	6 phases, double étoile
Nombre de pôles	[/]	8	48
Nombre d'encoches	[/]	96	288
Protection	[/]	IP23	IP44

Dans le tableau 3.1, les indices de protection sont relatifs aux deux chiffres qui suivent la mention IP. Ainsi le premier chiffre relève l'indice protection contre l'intrusion d'un corps solide. Le second est lié à la protection contre les liquides.

JEOLIS présente un stator à double étoile triphasé. Ce type de bobinage permet une amélioration de la fiabilité du générateur en cas de défaut. La double étoile réduit également les dimensions de l'électronique de puissance. L'architecture de la chaîne de conversion est présentée sur la figure 3.2.

**Figure 3.2 Architecture complète de la chaîne de conversion JEOLIS**

Aucun couplage magnétique n'existe entre les deux étoiles. Chaque système triphasé est branché à un neutre flottant sans interconnexion. Comme les deux étoiles sont parfaitement indépendantes, le système présentant six phases sera vu comme une unique machine triphasée.

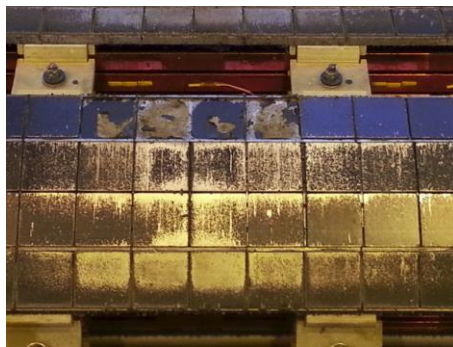
Lors d'un défaut sur une étoile, celle-ci est déconnectée et permet au système de fonctionner avec une seule étoile. L'intérêt est alors de maintenir la production en ne fournissant plus que la moitié de la puissance [85]. L'intérêt d'un tel bobinage ne sera pas traité dans ces travaux. Néanmoins, l'auteur [85], présente les problématiques liées au mode dégradé notamment pour le cas de double étoile.

### 3.1.2. Les incidents de la MSDEs

Des essais en charge ont été menés sur le prototype de la MSDEs à aimants montés en surface. Ces essais ont été interrompus en raison d'un dysfonctionnement du générateur. Le point de fonctionnement où le dysfonctionnement est intervenu est reporté dans tableau 3.2. La figure 3.3 illustre l'incident qui s'est produit sur le rotor du générateur où une dizaine d'aimants permanents se sont décollés.

**Tableau 3.2 Point de fonctionnement mesuré et calculé**

	P	U	$I_s$	$f_p$	$J_{mes}$	$J_{EF}$
Unité	[kW]	[V]	[A]	[/]	[A]	[A]
Charge	800	2915	161	0,98	60	61



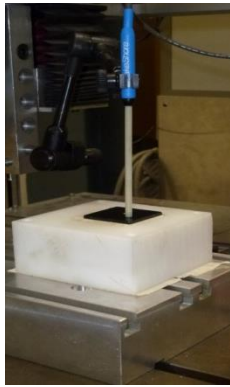
**Figure 3.3 Incident du décollage des aimants permanents [6]**

La première constatation est que les aimants se sont décollés sur un même côté de chaque pôle. Ce côté a été identifié comme étant celui qui subit la plus forte variation de la Réaction Magnétique d'Induit. En raison des matériaux massifs employés pour les cornes polaires et de l'effet d'encochage, les cornes polaires sont le siège de courants induits. Ces courants induits impliquent, en plus des pertes, des échauffements locaux.

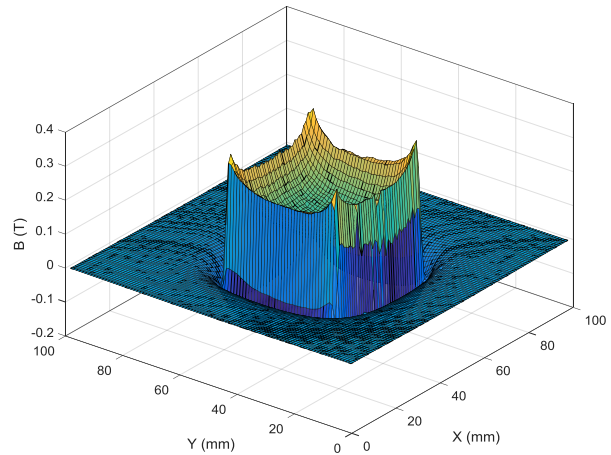
Afin de tester les aimants, deux étapes ont été menées. La première étape a été de caractériser un aimant similaire à ceux utilisés sur le prototype à l'aide d'un gaussmètre. Ces aimants sont des NdFeB de type N38SH dont la documentation est donnée en [86]. La procédure a été de piloter un bras mécanique équipé du gaussmètre à sonde axiale détaillé en figure 3.4.a. Les mesures ont permis d'établir une cartographie de l'induction de l'aimant pour à une hauteur inférieure au millimètre. Cette cartographie est représentée en figure 3.4.b.

Sur cette cartographie, on retrouve des pics négatifs et positifs aux extrémités. Ces pics locaux sont dans les zones où il y a le plus de lignes de flux de fuites. L'induction vue par le gaussmètre au milieu de l'aimant n'excède pas 0.2T. Ce niveau d'induction est lié à la mesure qui est effectuée dans l'air.





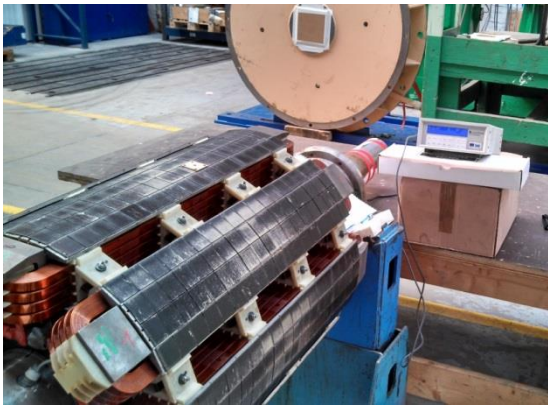
a. Processus de mesure de l'induction



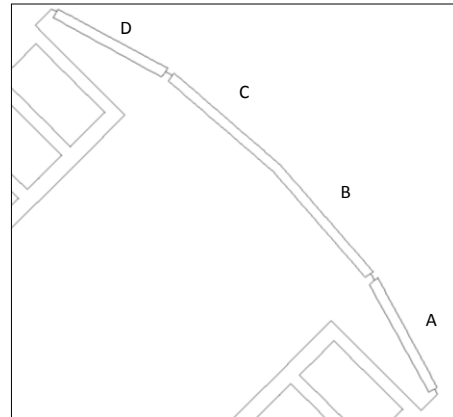
b. Cartographie mesurée de l'induction

Figure 3.4 Caractérisation de l'induction d'un aimant NdFeB

La seconde étape a été de mesurer l'induction des aimants sur le rotor du prototype de la MSDEs. La figure 3.5.a présente le rotor avec les aimants (4x18 aimants par pôle). Une unique mesure au centre de chaque aimant a été prise. La décomposition d'un pôle est réalisée suivant le repère « A, B, C, D » présenté sur la figure 3.5.b. Les aimants qui ceux sont décollés sont sur le long du repère A.



a. Mesures des niveaux d'induction



b. Repère des aimants sur un pôle

Figure 3.5 Mesures au gaussmètre sur le générateur et repère choisi

La figure 3.6 montre la cartographie des inductions au milieu de chaque aimant d'un pôle. Ces mesures servent à donner une tendance sur l'état magnétique des aimants. En revanche, cela reste peu précis en raison du flux qui circule dans l'armature rotorique et des fuites magnétiques. Le premier constat est que l'on a bien un déséquilibre entre les cornes polaires. Les aimants remplacés en « A » permettent d'affirmer que les aimants le long de « D » n'ont pas ou peu subi de dommage lors de cet essai en charge.

De plus, le niveau d'induction des aimants les plus puissants sont proches de la valeur mesurée sur l'aimant seul (figure 3.4.b). En revanche, le milieu du pôle apparaît comme le plus faible en niveau d'induction. Au vue de ces caractéristiques magnétiques, une partie des aimants a alors subit une désaimantation irréversible.

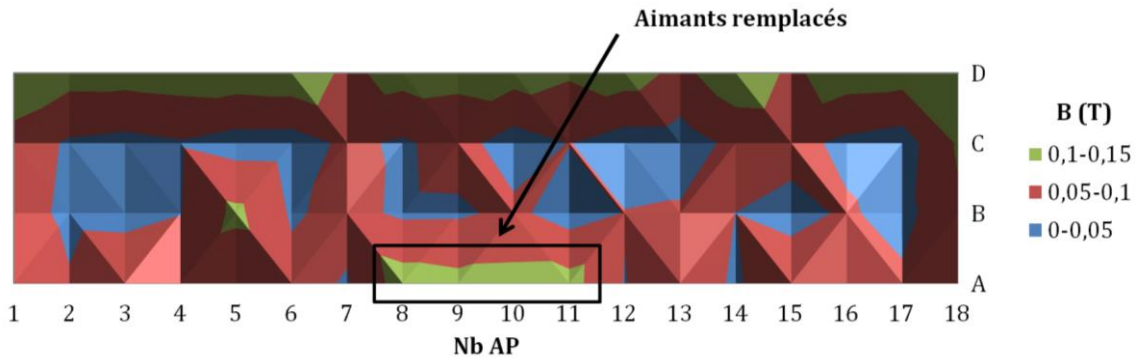


Figure 3.6 Cartographie d'induction au centre des aimants d'un pôle

Pour compléter cette étude, une simulation EF 2D a été réalisée dans les mêmes conditions que lors des incidents. Le tableau 3.2 définit le courant d'excitation imposé lors de la simulation EF. Ensuite, l'induction est extraite suivant 40 points au milieu de chaque aimant dans le repère A, B, C, et D de la figure 3.5.b.

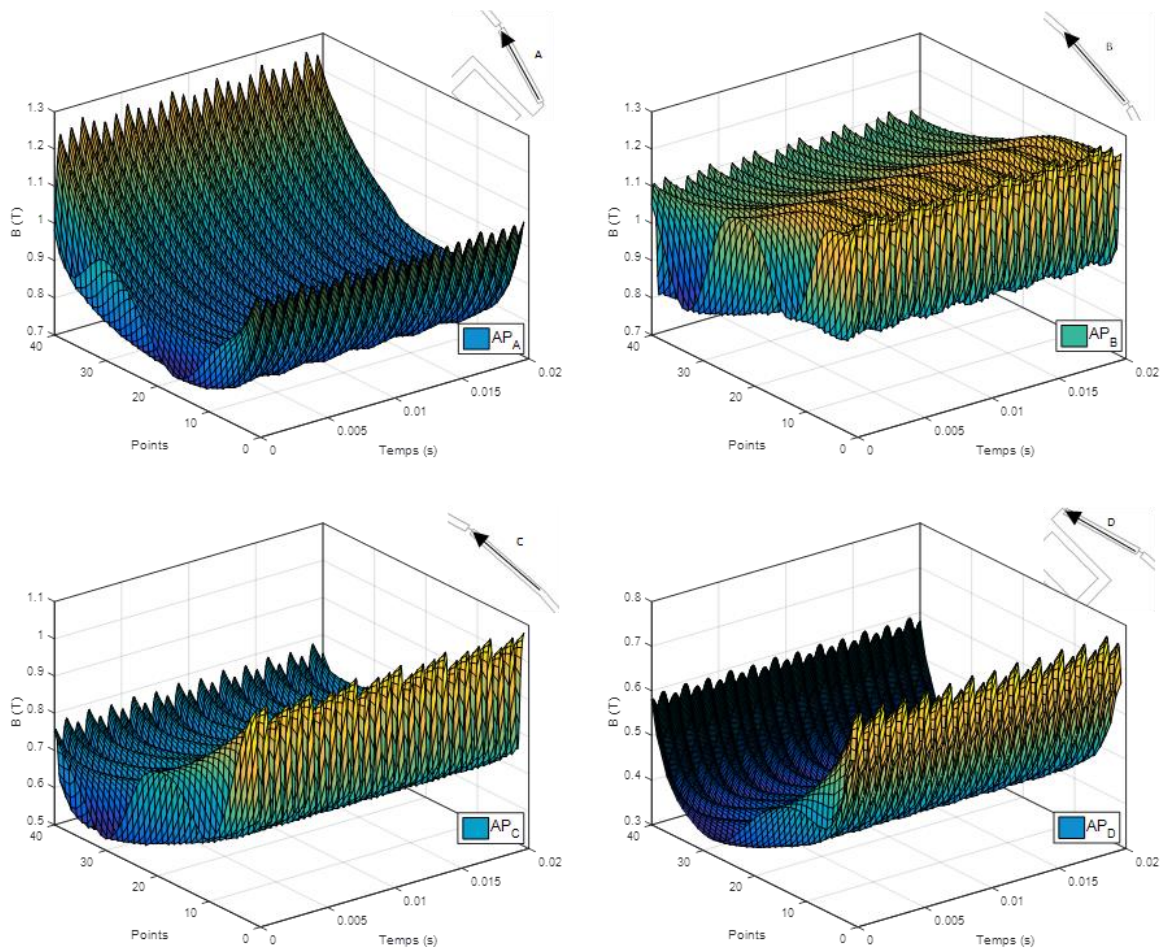


Figure 3.7 Variations de l'induction au milieu des aimants en charge

Ces surfaces illustrent l'évolution de l'induction en fonction de la position de l'aimant et du temps. D'un point de vue de la désaimantation, l'induction dans la « corne D » est la plus faible. Cependant, le coude de désaimantation est loin d'être atteint. Cela explique le bon état magnétique des aimants sur cette corne.

Sur ces surfaces, les variations spatiales liées à l'alternance dents / encoches sont visibles suivant l'axe des « points ». Ce phénomène s'estompe pour les cornes polaires en raison d'un entrefer plus important. Des variations d'inductions sont également présentes suivant l'axe du temps à des fréquences élevées. Des courants induits se développent alors dans les aimants. Ces courants induits sont à l'origine de pertes par courants de Foucault et engendrent des échauffements locaux. De plus, les cornes massives sont également le siège de courants induits et d'échauffements supplémentaires.

Pour compléter, il est important de préciser que les aimants collés en surface des pôles ont laissé un très faible entrefer mécanique. L'ajout des aimants a donc obstrué le refroidissement par air qui s'écoule au travers de l'entrefer. Le refroidissement du rotor associé aux courants induits se développant dans les cornes polaires massives et les aimants sont à l'origine du décollage et de la désaimantation lors de cet essai en charge. La structure de la MSDEs, grâce à sa simplicité de construction reste intéressante à investiguer. Toutefois, des précautions sur un entrefer mécanique minimum, des matériaux feuilletés pour les cornes polaires, un refroidissement performant doivent être intégrés à la conception d'une MSDEs.

## 3.2. Réseaux de reluctance et règle de conception des MSDE série

L'objectif de cette partie est de mettre en avant une règle de conception des MSDE série. L'intérêt de ce type de générateur est de concilier l'usage des aimants permanents avec la bobine d'excitation qui sont magnétiquement en série. Dans ce type de structure, l'aimant permanent implique un entrefer magnétique supplémentaire pour la bobine d'excitation qui limite son efficacité. De plus, il ne faut pas oublier le risque de démagnétisation des aimants par l'excitation bobinée. Cette partie met en avant, au travers d'un exemple simple par réseaux de reluctance, une règle de conception des MSDE série.

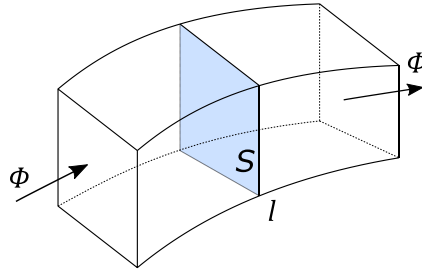
### 3.2.1. Principe des réseaux de reluctance

Les modèles par réseaux de reluctance ont été très largement développés et démocratisés dans [87]. Leur intérêt est de proposer des résultats proches des simulations EF tout en conservant des temps de calcul acceptables. Le tableau 3.3 synthétise l'analogie entre les grandeurs électriques et les grandeurs magnétiques.

**Tableau 3.3 Analogie des grandeurs électriques et magnétiques**

Electrique	Magnétique
Champ électrique $E$ [V/m]	Champ magnétique $H$ [A/m]
Densité de courant $\delta_j$ [A/m <sup>2</sup> ]	Induction magnétique $B$ [T]
Conductivité $\sigma$ [S]	Perméabilité $\mu_0$ [H/m]
Courant $I$ [A]	Flux $\phi$ [Wb]
Force Electromotrice $E$ [V]	Force Magnétomotrice [At]
Résistance $R$ [ $\Omega$ ]	Réductance $R$ [1/H]

De manière générale, un circuit magnétique peut être décomposé par un ensemble de tube de flux. Chaque partie est alors représentée par une reluctance. La figure 3.8 présente un tube de flux. Ce tube est traversé par un flux unique qui est constant. Les surfaces d'entrée et de sortie du tube de flux sont à équipotentiel magnétique.


**Figure 3.8 Principe d'un tube de flux**

L'expression générale de la réluctance et de la perméance est donnée par l'expression (3.1). L'expression (3.2) donne la valeur de réluctance dans le cas d'un tube de flux de section  $S$  et de longueur  $l$  constantes.

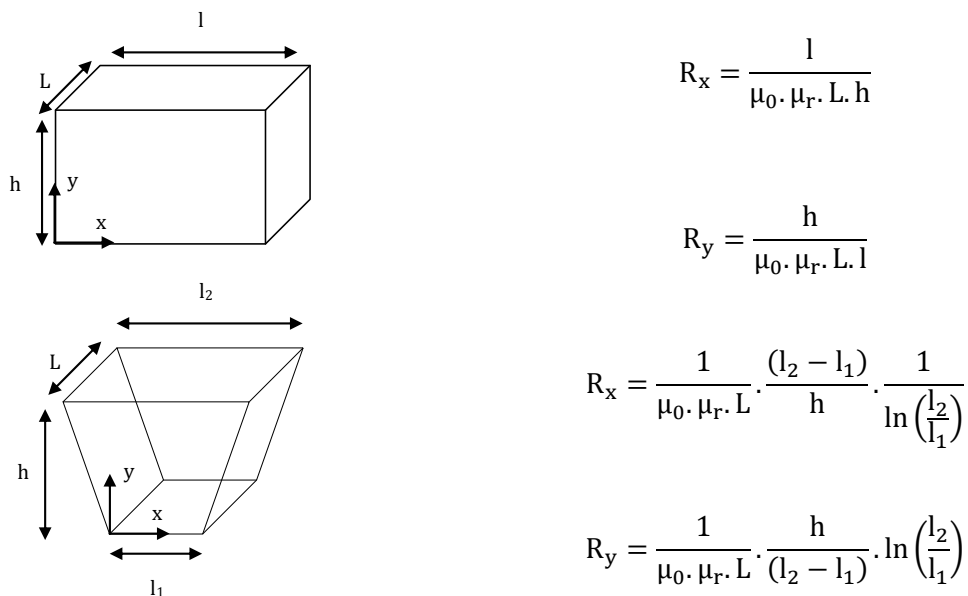
$$R = \int_0^L \frac{dl}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S(l)} = \frac{1}{P} \quad (3.1)$$

$$R = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S} \quad (3.2)$$

Avec :

- $l$  La longueur du tube [m]
- $\mu_0$  La perméabilité de l'air [H/m]
- $\mu_r$  La perméabilité du matériau [/]

Suivant la forme du tube de flux, l'expression analytique de la réluctance change. Quelques formes typiques de réluctances et leurs expressions analytiques sont présentées sur la figure 3.9. Ces expressions sont dépendantes de la direction dans laquelle s'établit le flux. Les équations sont formulées suivant chaque direction du repère orthogonal  $xy$ . Plus de formules associées à d'autres formes sont développées dans les références [87].


**Figure 3.9 Réluctances usuelles et équations associées**

Concernant les éléments actifs du dispositif, c'est-à-dire les bobines et les aimants. Les bobines sont représentées comme étant des sources de Forces Magnétomotrice (FMM). Ainsi, pour une bobine contenant  $N$  spires et parcourue par un courant nommé  $J$ , l'expression de sa FMM magnétomotrice est donnée par (3.3). Les aimants sont définis comme une de FMM en série avec une réductance. Pour un aimant d'une hauteur  $h_a$ , de section  $S_a$ , d'induction rémanente  $B_r$ , l'expression de sa FMM et de sa réductance en série est donnée en (3.4).

$$\varepsilon = N \cdot J \quad (3.3)$$

$$\varepsilon = \frac{B_r}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot h_a \quad R_a = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{h_a}{S_a} \quad (3.4)$$

Le réseau de réductance est construit en fonction du trajet des lignes flux. Ainsi, la description et la discrétisation sont réalisées en connaissant préalablement les trajectoires des lignes de flux.

### 3.2.2. Règle de conception des MSDE série

Dans le chapitre I, le principe des machines à double excitation série a été introduit en chapitre 1, section 1.3. Dans les structures à double excitation série, le flux produit par la bobine d'excitation et celui produit par les aimants empruntent le même trajet. Ainsi, les deux sources contribuent au flux utile dans la machine. Néanmoins, l'ajout d'aimant permanent implique un entrefer magnétique supplémentaire pour la bobine d'excitation. En conséquence, la bobine d'excitation perd son efficacité à agir sur le flux utile.

Ainsi, l'objectif est de démontrer l'intérêt et les limitations de la double excitation série au travers d'un réseau de réductance simplifié présenté sur la figure 3.10.a. Ce schéma équivalent considère les ampères-tours créés par la bobine d'excitation et ceux des aimants permanents. Ce réseau de réductance simplifié est linéaire et ne tient pas compte des parties ferromagnétiques. Sa simplicité implique des hypothèses fortes sur le trajet du flux. Celui-ci considère que l'ensemble des lignes de flux traverse l'aimant. Néanmoins, l'objectif n'est tant pas de développer un modèle complexe mais plutôt d'analyser le principe des MSDE et ensuite d'en déduire des lois de conception au travers d'un raisonnement didactique.

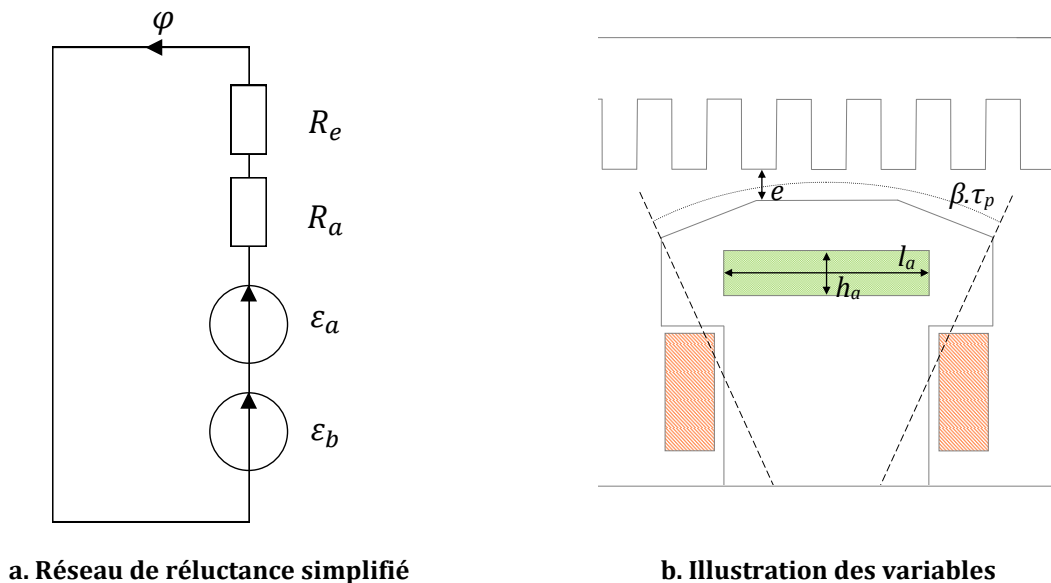


Figure 3.10 Modèle par réseau de réductance simple

Les FMM de chaque source sont exprimées par (3.5). Les réluctances de l'entrefer et de l'aimant sont simplifiées suivant (3.6). Enfin le flux utile créé par les ampères-tours rotoriques est obtenu par (3.7).

$$\varepsilon_b = N_{sr} \cdot J \qquad \varepsilon_a = \frac{B_r \cdot h_a}{\mu_a \cdot \mu_0} \qquad (3.5)$$

$$R_e = \frac{e_{eq}}{\mu_0 \cdot L_{fer} \cdot \tau_p} \qquad R_a = \frac{h_a}{\mu_0 \cdot \mu_a \cdot L_{fer} \cdot l_a} \qquad (3.6)$$

$$\varphi = \beta \cdot B_e \cdot \tau_p \cdot L_{fer} \qquad (3.7)$$

Avec :

$N_{sr}$	Le nombre de spires rotoriques [/]
$J$	Le courant d'excitation [A]
$\beta \cdot \tau_p$	L'ouverture polaire [m]
$B_e$	L'induction dans l'entrefer [T]
$L_{fer}$	La longueur de fer [m]
$e_{eq}$	L'entrefer équivalent [m]
$h_a$	La hauteur d'aimant [m]
$l_a$	La largeur d'aimant [m]

À partir de la loi d'Hopkinton, le circuit magnétique équivalent de la figure 3.10.a est exprimé selon (3.8). En remplaçant par les expressions (3.5-6), les ampères-tours de la bobine d'excitation sont définis comme une fonction de l'induction de l'entrefer et de la hauteur d'aimant.

$$(R_a + R_e) \cdot \varphi = \varepsilon_a + \varepsilon_b \qquad (3.8)$$

$$\left( \frac{h_a}{\mu_a \cdot \mu_0 \cdot L_{fer} \cdot l_a} + \frac{e_{eq}}{\mu_0 \cdot L_{fer} \cdot \tau_p} \right) \cdot \beta \cdot B_e \cdot \tau_p \cdot L_{fer} - \frac{B_r}{\mu_a \cdot \mu_0} \cdot h_a = \varepsilon_b \qquad (3.9)$$

$$\varepsilon_b = \left( \frac{h_a \cdot \beta \cdot B_e \cdot \tau_p}{\mu_a \cdot \mu_0 \cdot l_a} + \frac{e_{eq} \cdot \beta \cdot B_e}{\mu_0} \right) - \frac{B_r}{\mu_a \cdot \mu_0} \cdot h_a \qquad (3.10)$$

$$\varepsilon_b(h_a) = \left( \frac{\beta \cdot B_e \cdot \tau_p}{\mu_a \cdot \mu_0 \cdot l_a} - \frac{B_r}{\mu_a \cdot \mu_0} \right) \cdot h_a + \frac{e_{eq} \cdot \beta \cdot B_e}{\mu_0} = \frac{\Delta \varepsilon_b}{\Delta h_a} \cdot h_a + o\varepsilon_b \qquad (3.11)$$

À partir de l'équation (3.11) et à induction dans l'entrefer constante, la FMM créée par la bobine d'excitation évolue linéairement par :

$$\frac{\Delta \varepsilon_b}{\Delta h_a} = \left( \frac{\beta \cdot B_e \cdot \tau_p}{\mu_a \cdot \mu_0 \cdot l_a} - \frac{B_r}{\mu_a \cdot \mu_0} \right) \qquad (3.12)$$

Cette caractéristique a alors pour origine  $\sigma \varepsilon_b$ :

$$\sigma \varepsilon_b = \left( \frac{e_{eq} \cdot \beta \cdot B_e}{\mu_0} \right) \quad (3.13)$$

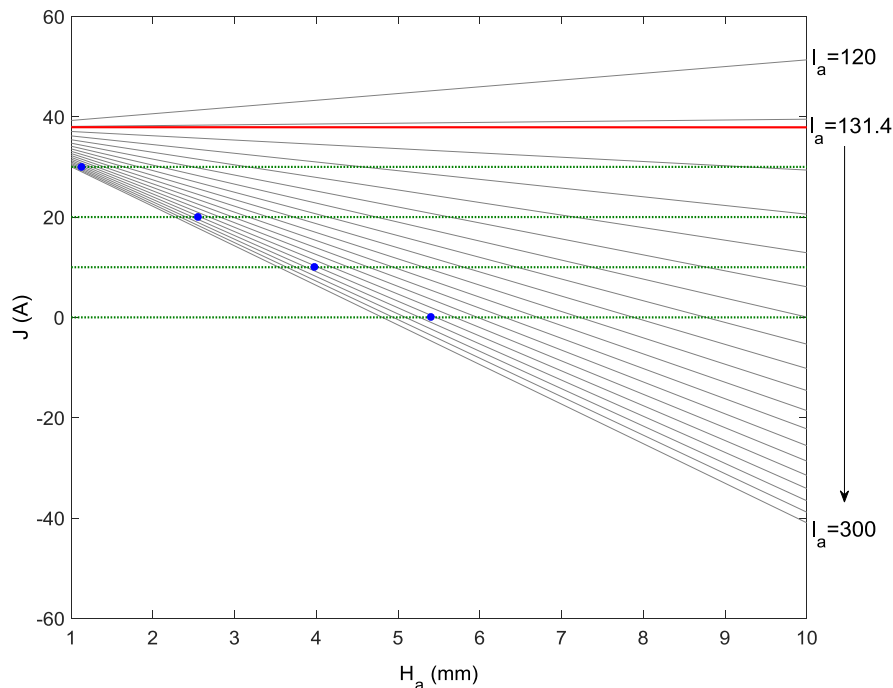
À  $B_e$  constant, la largeur d'aimant limite est déterminée. Cette largeur assure que l'expression  $\varepsilon_b(h_a)$  soit décroissante (3.14).

$$\left( \frac{\beta \cdot B_e \cdot \tau_p}{\mu_a \cdot \mu_0 \cdot l_a} - \frac{B_r}{\mu_a \cdot \mu_0} \right) < 0 \quad l_a > \frac{B_e}{B_r} \cdot \beta \cdot \tau_p \quad (3.14)$$

Cela signifie que pour des valeurs de longueur d'aimant inférieures à l'expression (3.14), l'augmentation de la hauteur d'aimant ne pourra pas permettre de décroître les ampères-tours de la bobine d'excitation pour atteindre le niveau d'induction dans l'entrefer souhaité.

À l'inverse, si la condition sur la longueur d'aimant est respectée, l'expression  $\varepsilon_b(h_a)$  sera décroissante. En conséquence, l'augmentation de la hauteur d'aimant permettra de diminuer les ampères-tours de la bobine d'excitation.

L'expression (3.14) permet de définir une règle de conception des MSDE série. Cette condition intervient dans le compromis entre l'efficacité de la bobine d'excitation et l'usage des aimants permanents. Cette règle de conception affirme alors que l'augmentation de la hauteur d'aimant ne permet pas d'assurer une permanente décroissance du courant d'excitation. Afin de justifier cette équation (3.14), les dimensions du prototype de MSDEs sont utilisées. La figure 3.11 illustre les résultats obtenus pour différentes dimensions d'aimants ( $h_a, l_a$ ), pour une valeur d'induction dans l'entrefer de 0,9T.

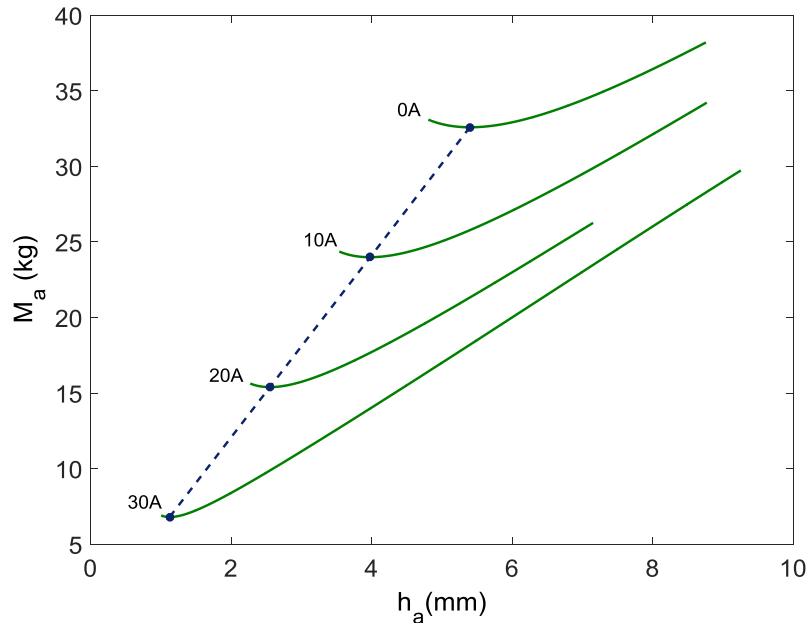


**Figure 3.11 Variations du courant d'excitation en fonction de la longueur et la hauteur d'aimant**

Dans le cas des dimensions du prototype de la MSDEs, une largeur d'aimant inférieure à 131,4 pénaliserait l'usage de la double excitation. Au-dessus de cette largeur limite, le courant d'excitation décroît suivant la hauteur d'aimant.



Cette figure illustre également un compromis sur la quantité d'aimant à employer. Pour une induction dans l'entrefer donnée, un même courant d'excitation peut être atteint par différentes solutions  $(h_a, l_a)$  (lignes vertes). Un compromis est alors envisageable suivant la masse des aimants  $M_a$ . Ainsi, un minimum est obtenu (points bleus). La figure 3.12 illustre ce résultat pour lequel un minimum de masse d'aimants est obtenu pour quatre valeurs de courant d'excitation. Les courbes vertes de la figure 3.12 correspondent à celles de la figure 3.11.



**Figure 3.12 Représentation des compromis de masse d'aimant à courants d'excitations donnés**

Cette première partie a permis de mettre en avant des règles de conception sur les MSDE série au travers d'un modèle simplifié. Une largeur d'aimant minimum a été définie. Un premier compromis entre la hauteur et la longueur d'aimants suivant un critère de masse a été présenté.

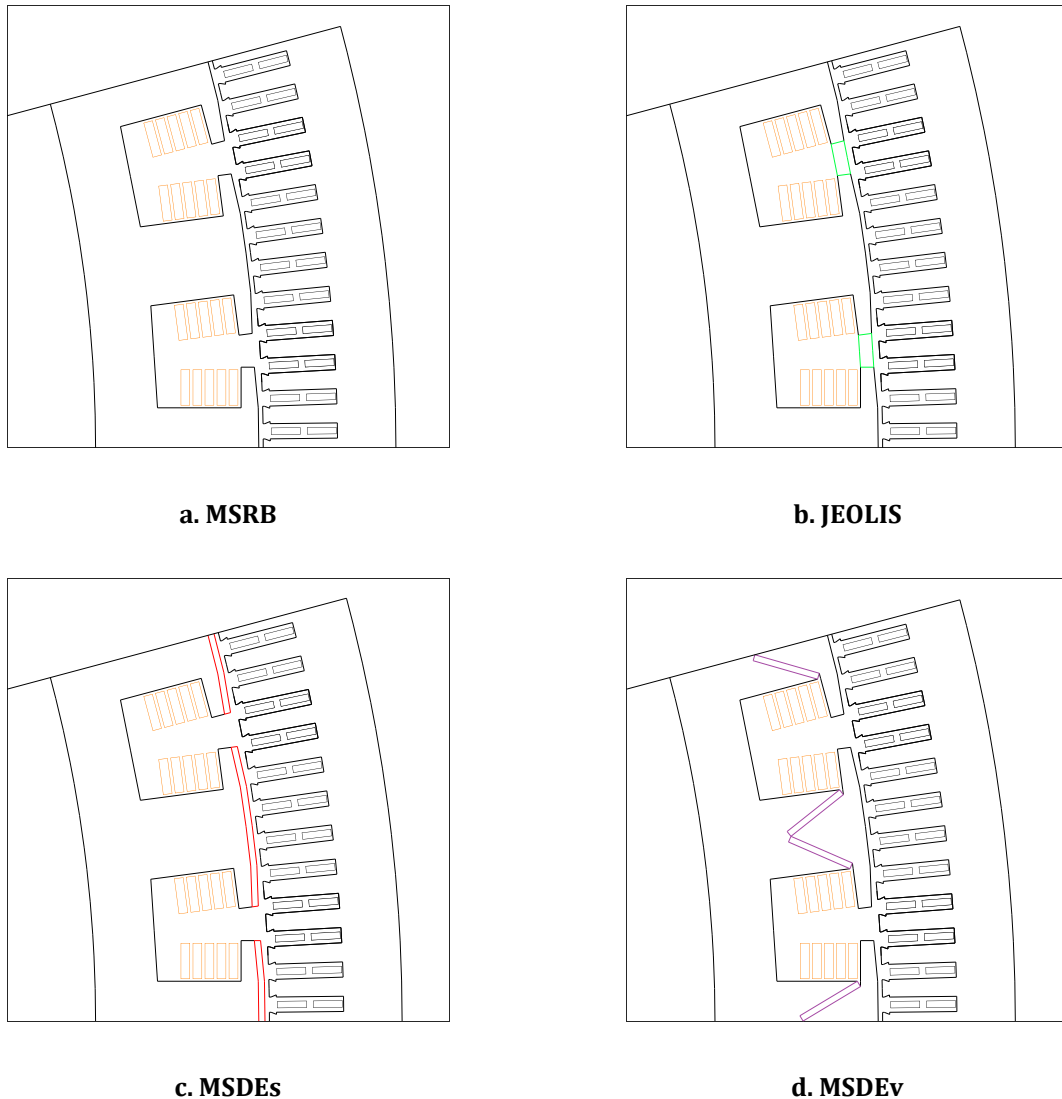
Enfin, cette condition sur la longueur d'aimant suivant l'équation (3.14) implique qu'elle doit être supérieure à l'ouverture polaire  $\beta \cdot \tau_p$  si  $B_e$  est proche de  $B_r$ . C'est à partir de ce constat que les machines à double excitation à aimants enterrés et plus particulièrement la MSDEv a été investiguée.

### 3.3. Modélisation électromagnétique multi-structure

Dans la partie précédente, un modèle analytique a été employé en vue d'établir des lois de conception des MSDE série. Ce modèle simple a permis d'analyser un compromis entre l'usage de la bobine d'excitation et des aimants. Néanmoins, de par le niveau d'hypothèses, ce modèle didactique n'est pas adapté à un processus de conception.

Une nouvelle modélisation électromagnétique est proposée. Ce modèle est développé en vue de la conception et l'optimisation des performances des générateurs de forte puissance. Le modèle devra être générique, c'est-à-dire pourra modéliser un ensemble de structures. Pour répondre à ce besoin, le modèle permettra d'estimer les performances des structures de la figure 3.13.





**Figure 3.13 Structures investiguées**

Lors de la conception de ces générateurs, les performances sur l'ensemble de la plage de fonctionnement doivent être estimées. Le développement des modèles repose sur l'intérêt de quantifier le comportement des générateurs sur le point nominal, mais également sur des cycles de fonctionnement. Pour répondre à ces besoins, le modèle de conception électromagnétique sera développé en deux parties. La première partie a pour objectif de déterminer le comportement à vide de l'ensemble des générateurs investigués. La seconde partie porte sur la modélisation en charge multi-structure.

### 3.3.1. Modélisation à vide

La modélisation des générateurs électriques nécessite dans un premier temps de bien définir les résultats attendus. Les modélisations fines, telles que les modèles EF, permettent de considérer de nombreux phénomènes. Néanmoins, ces niveaux de modèle nécessitent des temps de calcul importants qui se prêtent mal aux outils de conception et de dimensionnement.

L'objectif de cette partie est de fournir une évaluation de la caractéristique à vide du générateur. La particularité du modèle est de conserver une généricité dans les structures basées sur une machine à pôles saillants. En vue d'utiliser ce modèle dans des outils de conception, le modèle

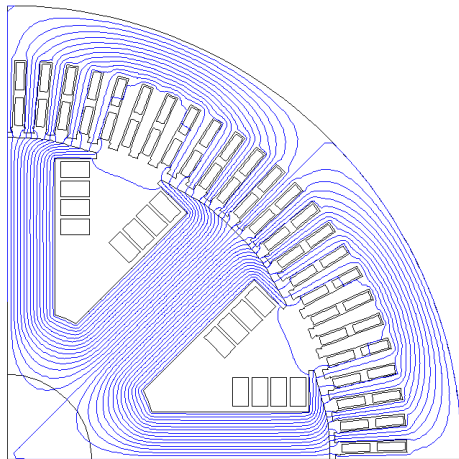
devra être rapide. Ainsi, le choix du modèle s'est porté sur un réseau de réluctance statique. Le modèle développé est au premier harmonique avec la prise en compte de la saturation dans les parties ferromagnétiques.

### 3.3.1.1. Identification du réseau de réluctance

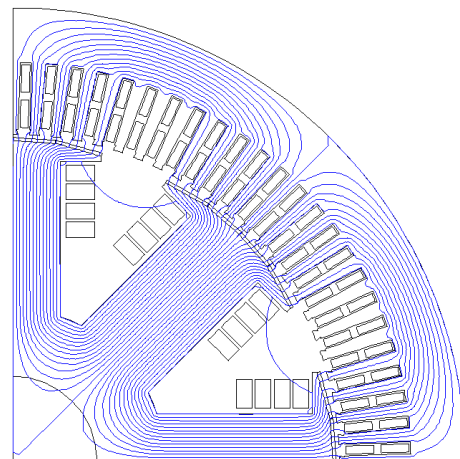
La première étape du réseau de réluctance consiste à identifier les tubes de flux qui constitueront le modèle magnétique à vide. Pour mener cette tâche, une étude EF en statique est réalisée sur trois générateurs basés sur les dimensions du prototype de la MSDEs. Le tableau 3.4 énumère les courants d'excitation imposés sur les trois structures afin d'assurer le même niveau de tension dans chaque dispositif. Pour la MSDEv, les dimensions des aimants ont été choisies arbitrairement. La figure 3.14 illustre les lignes de flux des trois structures.

**Tableau 3.4 Courants d'excitation des structures à tension nominale**

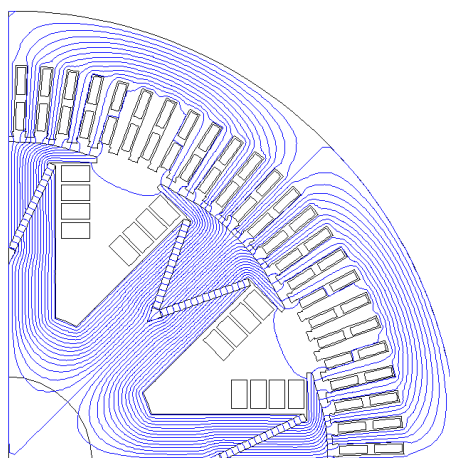
		MSRB	MSDEs	MSDEv
$I_{exc}$	[A]	75	40	58
$U_0$	[V]		3000	



**a. MSRB**



**b. MSDEs**

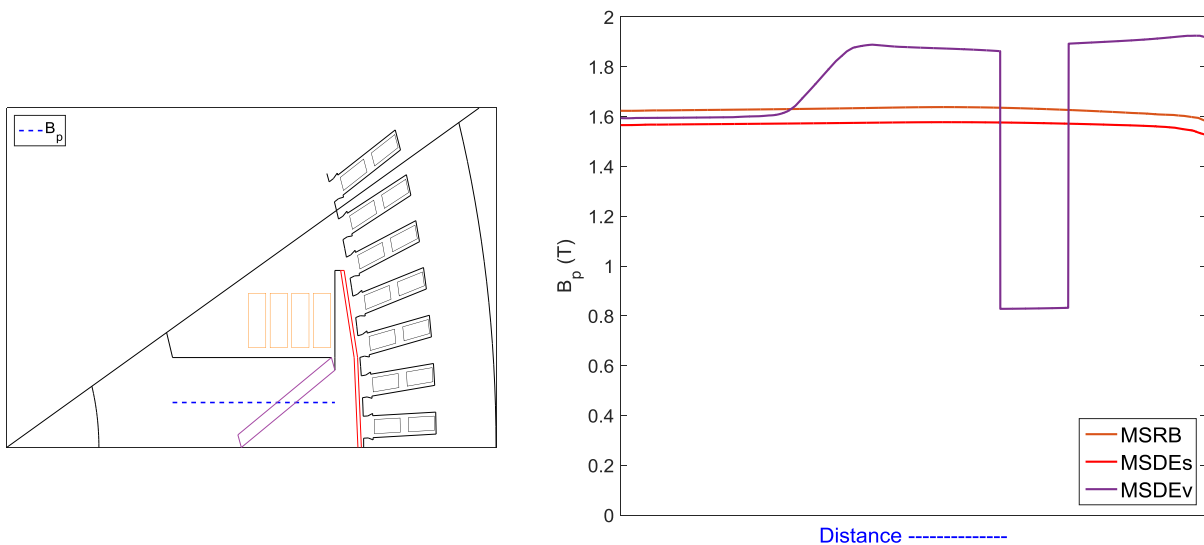


**c. MSDEv**

**Figure 3.14 Lignes de flux des différentes structures**

Sur les trois structures, la majorité des lignes de flux circule entre le rotor et le stator. Néanmoins, des flux de fuites sont présents dans l'espace interpolaire. Ces flux circulent notamment entre les cornes polaires. Pour la MSDEs, la présence des aimants en surface modifie peu les lignes de champs dans le générateur.

En revanche, la structure MSDEv implique un champ non-uniforme dans le pôle. La présence d'un pont mécanique engendre des flux de fuites au centre du pôle. En raison de la perméabilité de l'aimant, le passage des lignes de flux subit un deuxième entrefer magnétique. Afin d'illustrer cette conséquence, la figure 3.15 représente une ligne d'induction au milieu du pôle. Suivant les trois simulations EF du tableau 3.4, des lignes d'induction sont représentées pour chaque générateur.



a. Principe de ligne d'induction

b. Variation d'induction au milieu d'un demi-pôle

Figure 3.15 Variation d'induction dans le pôle pour chaque structure

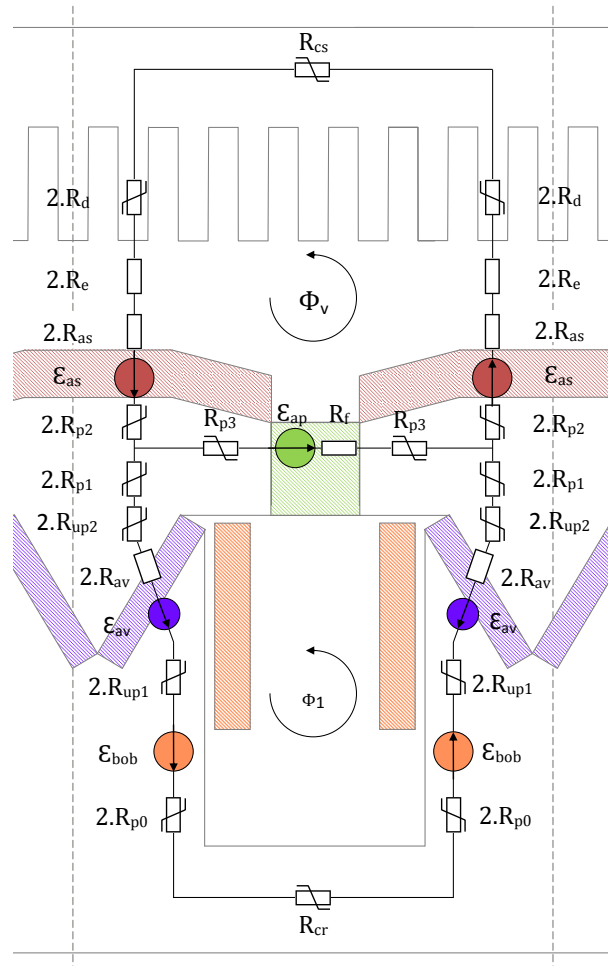
Comme pour les lignes de flux, la MSRB et la MSDEs ont une évolution de l'induction semblable et quasi-homogène dans le pôle. Pour la MSDEv, l'évolution de l'induction est perturbée par l'ajout de l'aimant en « V ». La présence de l'entrefer magnétique en « V » restreint la section de fer dans le pôle. En conséquence, le niveau de saturation augmente.

Ainsi, le modèle développé par réseau de réluctance devra permettre de prendre en considération les particularités de ces différentes structures. La saturation magnétique ne peut être négligée. La figure 3.16 présente le réseau de réluctance multi-structure. Ce modèle a pour objectif de correctement estimer le flux à vide et les inductions dans les différentes parties du générateur.

Le schéma équivalent par réseau de réluctance de la figure 3.16 synthétise les différents trajets du flux de chaque structure. Les flux traversant les parties ferromagnétiques du générateur sont symbolisés par des réluctances non-linéaires. Ces réluctances permettent de prendre en compte les effets de la saturation du circuit magnétique. Les éléments qui forment ce circuit magnétique seront développés dans la section suivante.

L'objectif du modèle à vide est d'estimer rapidement la caractéristique à vide de la génératrice. Ainsi, le réseau de réluctance défini en figure 3.16 reste relativement simple. Ce modèle admet plusieurs hypothèses. Les premières sont liées au choix d'un modèle par réseau de réluctance.

Ainsi, la précision du modèle dépend de la finesse de la discrétisation des tubes de flux. En vue de restreindre les temps de calcul, le modèle est limité à peu de réluctances et certains trajets du flux sont négligés. En raison de la symétrie sur un pas polaire, les surfaces de chaque réluctance peuvent être réduites de moitié. L'effet des encoches statoriques est pris en compte par le coefficient de Carter. Enfin, le modèle est statique au premier harmonique, cela permet de réduire drastiquement les temps de calcul. Ainsi, ce modèle s'intègre aisément dans une démarche de conception.



**Figure 3.16 Réseau de réluctance multi-structure**

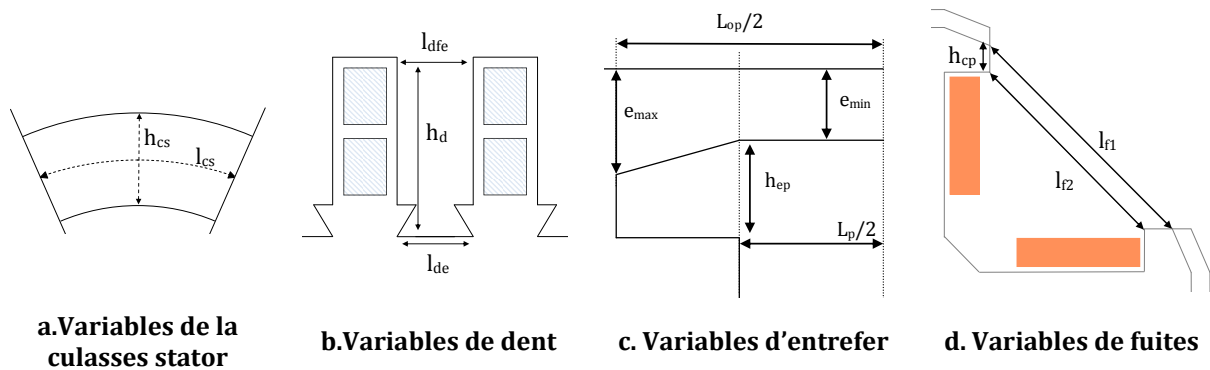
L'aspect multi-structure du modèle par réseau de réluctance est géré par l'activation ou la désactivation des sources et des éléments passifs. Le tableau 3.5 représente le passage d'une MSRB classique à une structure à double excitation. Pour la structure MSDEs, l'activation des aimants modifie la réluctance d'entrefer. Concernant, le concept JEOLIS, les aimants sont placés dans l'espace inter-corne. Ainsi, la réluctance et les ampères-tours occupent l'ensemble de cet espace. Lorsque l'aimant entre les cornes n'est pas actif, cette branche des circuits équivalents représente les fuites entre les cornes polaires. En raison des particularités précédemment évoquées pour la MSDEv, les réluctances des pôles nommées  $R_{up}$  sont calculées suivant des sections de pôle restreintes.

**Tableau 3.5 Activation des éléments suivant le générateur**

Générateurs	Eléments					
	$\epsilon_{bob}$	$\epsilon_{as}$	$\epsilon_{ap}$	$\epsilon_{av}$	$R_{as}$	$R_{av}$
MSRB	1	0		0	0	0
MSDEs	1	1	0	0	1	0
JEOLIS	1	0	1	0	0	0
MSDEv	1	0	0	1	0	1

### 3.3.1.2. Calculs des réluctances et sources

Cette partie a pour objectif de détailler synthétiquement le réseau de réluctance défini figure 3.16. Ces expressions sont l'adaptation des formules usuelles décrites dans [87]. La figure 3.17 illustre un ensemble de variables associées à la géométrie du générateur. Ces variables sont ensuite employées dans l'expression des réluctances qui forment l'ensemble des tubes de flux. Les ampères-tours des sources du réseau multi-structure sont également détaillés. À la suite de ces expressions analytiques, la mise sous forme matricielle et la résolution des flux sont exprimées.


**Figure 3.17 Variables associées aux tubes de flux**

- Calcul des réluctances statoriques :

Le circuit équivalent par réseau de réluctance de la figure 3.16 présente plusieurs simplifications au niveau de l'armature statorique. Les dents et la culasse sont tous deux représentées par deux réluctances distinctes. L'expression de la réluctance de la culasse statorique est donnée par l'équation (3.15) suivant le schéma de la figure 3.17.a avec  $D_{mcs}$  représentant le diamètre moyen de la culasse statorique.

$$R_{cs} = \frac{l_{cs}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_{fer} \cdot h_{cs}} \quad l_{cs} = \frac{\pi \cdot D_{mcs}}{2 \cdot p} \quad (3.15)$$

La réluctance d'une dent statorique est déterminée par la relation (3.16) suivant le schéma de la figure 3.17.b.

$$R_d = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_{fer}} \cdot \frac{h_d}{l_{dfe} - l_{de}} \cdot \ln\left(\frac{l_{dfe}}{l_{de}}\right) \quad (3.16)$$

Avec :

- $l_{dfe}$  La largeur de dent côté le fond de l'encoche [m]
- $l_{de}$  La largeur de dent côté entrefer [m]

L'expression (3.16) est valable pour une dent statorique. L'ensemble des dents statoriques est défini comme magnétiquement équivalent. Au vue des simulations statiques réalisées par EF, l'ensemble des dents sur un pas polaire ne contribue pas au passage du flux. En conséquence, le nombre de dents utiles est déterminé suivant l'ouverture polaire, cela permet de déterminer la réluctance de l'ensemble des dents statoriques.

- Calculs de la réluctance d'entrefer :

Dans le cas des machines à pôles saillants, l'entrefer n'est pas constant. L'intérêt de cette forme de pôle est d'assurer une induction dans l'entrefer la plus sinusoïdale possible. Le pas polaire est nettement plus important que l'entrefer. La figure 3.17.c représente la forme de l'entrefer considéré. Ainsi, la réluctance de l'entrefer est décomposée en deux parties suivant un demi-pôle. La première partie de l'expression (3.17), dépend de la largeur du pôle et de l'entrefer minimum. La seconde partie de l'entrefer est liée aux cornes polaires. Celles-ci sont droites, et en conséquence, l'entrefer augmente linéairement. Ainsi, l'expression de la réluctance d'entrefer sur un demi-pôle est donnée par la relation (3.17) :

$$R_{e/2} = \frac{1}{\mu_0 \cdot L_{fer}} \cdot \left[ \frac{1}{\left( \frac{L_p/2}{e_{min}} \right) + \left( \frac{1/2 \cdot (L_{op} - L_p)}{e_{max} - e_{min}} \cdot \ln \left( \frac{e_{max}}{e_{min}} \right) \right)} \right] \quad (3.17)$$

- Calculs de la réluctance de fuites entre cornes polaires :

Le calcul de la réluctance de fuites entre pôle reprend les équations usuelles formulées en figure 3.9. Cette réluctance présente la particularité de changer de perméabilité en fonction du type de générateur. Ainsi, dans le cas d'une machine classique, cette réluctance représente les fuites entre cornes. Dans le cas du concept JEOLIS, cette réluctance correspond à celle de l'aimant, la perméabilité de l'équation (3.18) est ainsi modifiée. Les variables de l'équation (3.18) sont associées à la figure 3.17.d.

$$R_f = \frac{1}{\mu_0 \cdot L_{fer}} \cdot \frac{(l_{f1} - l_{f2})}{h_{cp}} \cdot \frac{1}{\ln \left( \frac{l_{f1}}{l_{f2}} \right)} \quad (3.18)$$

- Calculs des réluctances de pôles :

Le pôle est décomposé suivant la base, la partie utile (bobine) et l'épanouissement polaire. Les réluctances  $R_{p1-3}$  sont communes à chaque structure. L'équation (3.19) permet de calculer les réluctances  $R_{p1-2}$  qui forment l'épanouissement polaire suivant la figure 3.17.d.

$$R_{p1-2} = \frac{1/2 \cdot h_{ep}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_{fer} \cdot L_p} \quad (3.19)$$

Pour les machines sans aimant en « V », les réluctances du pôle sont décomposées en deux parties, suivant les hauteurs basse et haute du pôle (3.20).

$$R_{p0-up} = \frac{h_{p0-up}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_{fer} \cdot L_p} \quad (3.20)$$

La variable  $h_{up}$  représente la hauteur de la partie utile (liée aux bobines d'excitation),  $h_{p0}$  est défini suivant la hauteur de la partie basse du pôle. Lorsque les aimants en « V » sont présents, ces deux réluctances sont reformulées afin de considérer le changement de section du pôle. Cette modification permet de prendre en compte les phénomènes de saturations décrites dans la section précédente.

- Calculs de la réluctance de la culasse rotorique :

La réluctance de la culasse rotorique est déterminée par le même principe que sur la figure 3.17.a par l'équation (3.21).

$$R_{cr} = \frac{l_{cr}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_{fer} \cdot h_{cr}} \quad l_{cr} = \frac{\pi \cdot D_{mcr}}{2 \cdot p} \quad (3.21)$$

avec  $D_{mcr}$  représentant le diamètre moyen de la culasse rotorique.

- Calculs des réluctances d'aimants :

L'expression générale de la réluctance d'un aimant permanent est définie en (3.22) :

$$R_a = \frac{h_a}{\mu_0 \cdot \mu_a \cdot S_a} \quad (3.22)$$

Cette équation est alors valable pour les aimants placés en surface, ou en « V ». Pour le concept JEOLIS, en raison du passage du flux, la section de l'aimant est définie par la hauteur des cornes polaires et la longueur de fer.

- Calculs des ampères tours :

L'expression de chaque FMM est donnée suivant les équations (3.23) :

$$\varepsilon_{bob} = N_{sr} \cdot J \quad \varepsilon_{ap} = \frac{B_{rap} \cdot l_{ap}}{\mu_{ap} \cdot \mu_0} \quad \varepsilon_{av} = \frac{B_{rav} \cdot h_{av}}{\mu_{av} \cdot \mu_0} \quad \varepsilon_{as} = \frac{B_{ras} \cdot h_{as}}{\mu_{as} \cdot \mu_0} \quad (3.23)$$

- Mise sous forme matricielle et résolution du circuit

La résolution du réseau de réluctance est réalisée par la méthode des courants de maille. Cette méthode permet de décrire le circuit magnétique équivalent sous forme matricielle. La mise sous formes matricielle reprend le principe de la loi d'Hopkinson (3.24) :

$$[R(\varphi)] \cdot [\varphi] = [\varepsilon] \quad (3.24)$$

Avec :

$R(\varphi)$	La matrice de réluctance
$\varphi$	Le vecteur colonne des flux
$\varepsilon$	Le vecteur colonne des FMM

À partir de ce raisonnement, le réseau de réductance de la figure 3.16 est exprimé par l'équation :

$$\begin{bmatrix} R_{cr} + 4R_{p0} + 4R_{up1} + 4R_{ac} + 4R_{up2} + 4R_{p1} + 2R_{p3} + R_f & -2R_{p3} - R_f \\ -2R_{p3} - R_f & 4R_{p2} + 4R_{as} + 4R_e + 4R_d + R_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\varepsilon_{bob} + 2\varepsilon_{av} - \varepsilon_{ap} \\ 2\varepsilon_{as} + \varepsilon_{ap} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Le circuit équivalent comporte deux mailles. Néanmoins, la saturation des parties ferromagnétiques au rotor et au stator est prise en compte dans les réductances non-linéaires. Suivant les flux qui traversent le circuit magnétique, les réductances prennent en compte la loi de comportement de chaque matériau. Ainsi, la caractéristique  $B(H)$  d'un matériau est approximée par la relation suivante :

$$H(B) = a \cdot B + b \cdot B^c \quad (3.26)$$

Les coefficients  $a, b$  et  $c$  sont déterminés à partir d'une méthode des moindres carrés sur les caractéristiques mesurées des matériaux. Les caractéristiques mesurées et déterminées des tôles statoriques sont illustrées dans : Annexe a. Caractéristiques des matériaux ferromagnétiques doux.

Afin de résoudre ce système matriciel non-linéaire, un algorithme de Newton-Raphson est utilisé. Lors de la résolution du réseau de réductance, la dérivée de l'induction par rapport au champ magnétique est utilisée.

Comme le système matriciel à résoudre est défini en flux, chaque réductance non-linéaire est définie comme variable dépendante du flux de par le lien entre l'induction et une surface donnée. À partir de la résolution des flux, les grandeurs électromagnétiques à vide peuvent être déduites. Les inductions dans les parties du générateur, ou encore la valeur efficace de la force électromotrice à vide (3.27) sont obtenues.

$$E = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f \cdot N_{ss} \cdot K_b \cdot \varphi_v \quad (3.27)$$

Avec :

$f$	La fréquence [Hz]
$N_{ss}$	Le nombre de spires en série par phase
$K_b$	Le coefficient de bobinage
$\varphi_v$	Le flux à vide [Wb]

L'utilisation du modèle à vide est développée en section 3.3.1. Des comparaisons avec les mesures réalisées sur les différents prototypes sont également présentées ainsi qu'avec des modélisations EF. Cette modélisation à vide a fait l'objet d'une publication [88].



### 3.3.2. Modélisation en charge

Cette partie décrit le modèle électromagnétique en charge. L'intérêt de ce modèle est de permettre la détermination des points de fonctionnement quelle qu'en soit la structure de machine investiguée. Ainsi, le modèle sera dans la continuité de la modélisation à vide, en conservant l'aspect multi-structure.

Le développement du modèle doit être tourné vers l'objectif de conception des structures de génératrices. Ainsi, le modèle en charge présente la faculté de considérer différents points de fonctionnement. Ces points peuvent être le fonctionnement nominal, mais également des cycles de fonctionnement.

En raison de ces deux critères, la modélisation en charge est basée sur un modèle de Park en flux. Ce modèle sera alors au 1<sup>er</sup> harmonique, en régime établi. La validité du modèle dépend fortement de l'obtention des flux. Ainsi, une discussion est proposée autour des méthodes de calcul des flux des axes direct et quadrature.

Le choix de ce modèle en charge a été porté par l'intérêt du contrôle du générateur. Ce niveau de modélisation est très souvent utilisé pour gérer la commande dynamique de la machine. Dans le cas du régime permanent, ce modèle permet de considérer la loi de contrôle du générateur. Une stratégie pour déterminer le contrôle optimal sera également proposée.

#### 3.3.2.1. Modèle de Park en flux

Les généralités usuelles sur la transformation de Park sont introduites en : Annexe b. Généralité sur le modèle de Park. Pour ce modèle, la transformée de Park qui conserve les puissances est utilisée. À la suite de ce raisonnement sur les équations de transformation, le cas d'une machine synchrone est développé. Dans les parties suivantes, on considère que les courants statoriques sont parfaitement triphasés et équilibrés, de pulsation  $\omega$ . L'expression de la tension en fonction du temps d'une machine synchrone en convention moteur est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

En conservant les indices abc pour les grandeurs triphasées, et dqo pour les grandeurs diphasées dans le repère de Park, on obtient les équations suivantes :

$$[V_{dqo}] = [P^{-1}] \cdot [V_{abc}] = R_s \cdot [P^{-1}] \cdot [P] \cdot [I_{dqo}] + [P^{-1}] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [[P] \cdot [\Phi_{dqo}]] \quad (3.29)$$

$$[V_{dqo}] = R_s \cdot [I_{dqo}] + \omega \cdot \mathbf{f} \cdot [\Phi_{dqo}] + \frac{d}{dt} \cdot [\Phi_{dqo}] \quad (3.30)$$

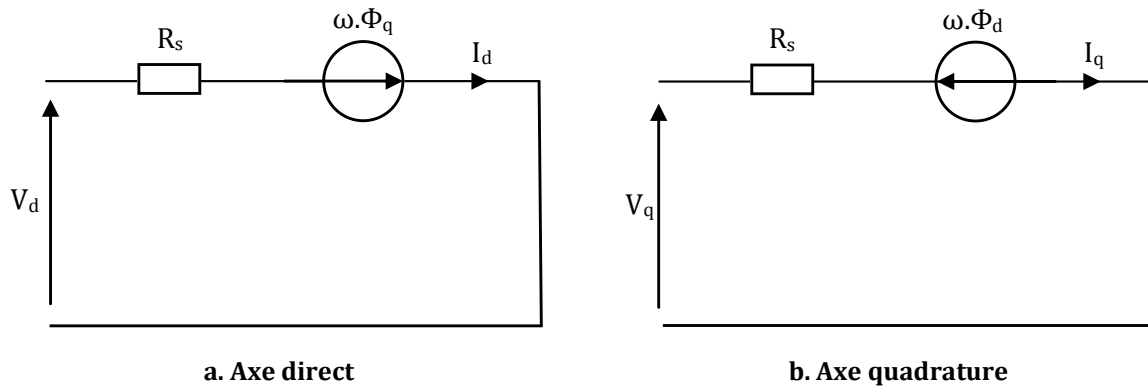
où  $\mathbf{f}$  représente une matrice suivant le plan dqo telle que :

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

En développant (3.30), on obtient les équations dans le repère de Park :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s \cdot I_d - \omega \cdot \Phi_q + \frac{d\Phi_d}{dt} \\ V_q &= R_s \cdot I_q + \omega \cdot \Phi_d + \frac{d\Phi_q}{dt} \\ V_o &= R_s \cdot I_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{aligned} \quad (3.32)$$

À partir de ces équations et en considérant le régime établi d'une machine triphasée équilibrée, le flux ne varie pas en fonction du temps. Concernant la composante homopolaire du courant celle-ci est nulle pour une machine équilibrée couplée en étoile. En conséquence, la figure 3.18 représente les circuits équivalents de la machine synchrone associés à ces hypothèses.



**Figure 3.18** Modèle circuit dans le repère de Park

Les expressions des tensions dans chaque axe sont données par les équations (3.33).

$$\begin{aligned} V_d &= R_s \cdot I_d - \omega \cdot \Phi_q \\ V_q &= R_s \cdot I_q + \omega \cdot \Phi_d \end{aligned} \quad (3.33)$$

Grâce à la conservation des puissances, le couple électromagnétique  $C_{em}$  et la puissance électrique  $P_e$  sont donnés par :

$$C_{em} = p \cdot (\Phi_d \cdot I_q - \Phi_q \cdot I_d) \quad (3.34)$$

$$P_e = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q \quad (3.35)$$

### 3.3.2.2. Principe des niveaux de modélisations des flux

Dans la section précédente, les équations de la machine synchrone ont été définies en flux. Cette notation assure la généralité du modèle pour l'ensemble des machines synchrones étudiées. La précision du modèle est liée à l'estimation des flux des axes direct et quadrature de la machine. Le modèle en charge doit s'inscrire dans une démarche de conception des structures. Avec ces objectifs, trois niveaux d'obtention des flux sont investigués pour le modèle de Park. Le terme de flux est préféré à celui d'inductance de par les notions de non-linéarité. La figure 3.19 représente les principes de ces niveaux et les hypothèses associées. Chaque méthode sera détaillée dans les sections suivantes : 3.3.2.3, 3.3.2.4 et 3.3.2.5.

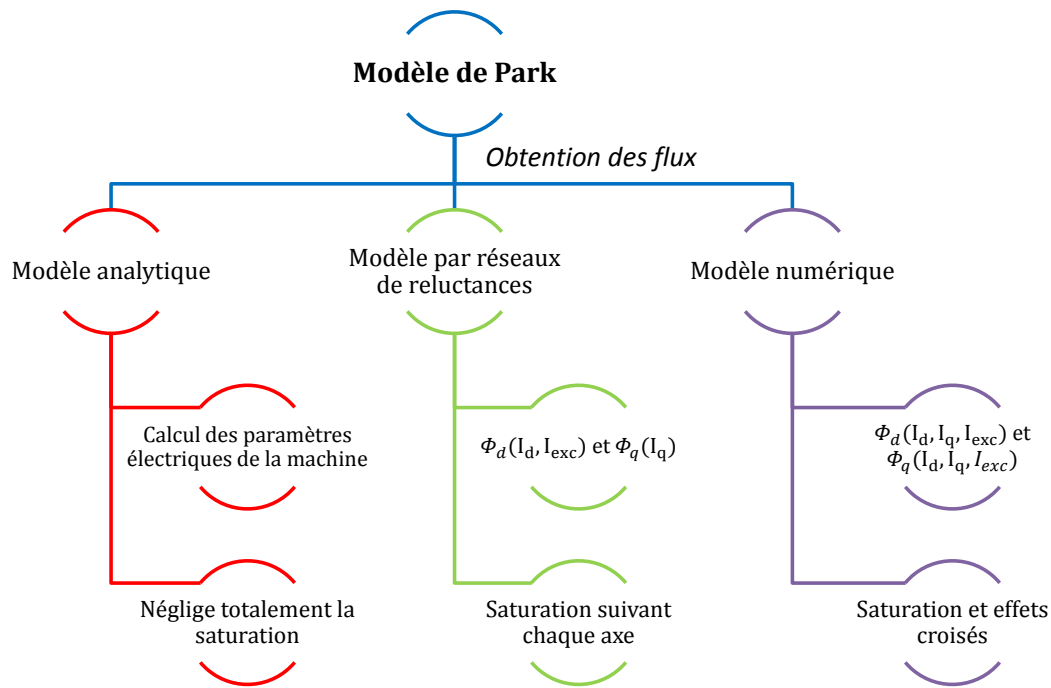


Figure 3.19 Principe des niveaux de modélisation

### 3.3.2.3. Méthode analytique

La méthode analytique d'obtention des flux consiste à déterminer les paramètres électriques et magnétiques de la machine investiguée. Les auteurs [13], [89] exploitent notamment cette méthode afin de valoriser les MSDE. Les expressions des flux des axes direct et quadrature sont obtenues par :

$$\Phi_{exc} = \Phi_a + M \cdot J \quad (3.36)$$

$$\Phi_d = L_d \cdot I_d + \Phi_{exc} \cdot \sqrt{3} \quad (3.37)$$

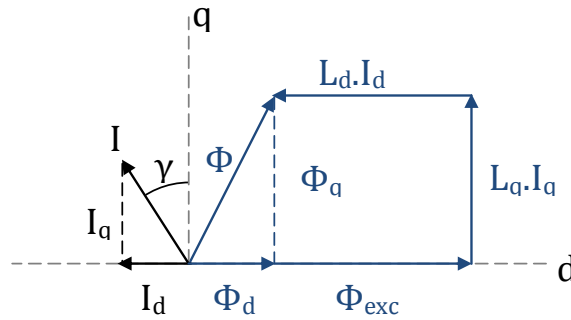
$$\Phi_q = L_q \cdot I_q \quad (3.38)$$

Avec :

$J$	Le courant d'excitation [A]
$\Phi_{exc}, \Phi_a$	Le flux créé par l'excitation et l'aimant [Wb]
$M$	L'inductance mutuelle rotor/stator [H]
$L_d, L_q$	L'inductance des axes direct et quadrature [H]
$\Phi_v$	Le flux à vide [Wb]

Cette méthode ne tient pas compte de la saturation magnétique lorsque les inductances et la mutuelle sont constantes. La précision de la méthode est relative aux calculs des paramètres électriques de la machine. Ces calculs sont détaillés dans : Annexe c. Calculs des paramètres électriques d'une MSDE. Les formulations analytiques conservent l'aspect générique des structures de machines.

À partir des équations (3.36-38), le phaseur des flux dans le repère de Park est représenté en figure 3.20. Ce phaseur représente un fonctionnement moteur où le courant d'axe quadrature est positif et le courant d'axe direct négatif.



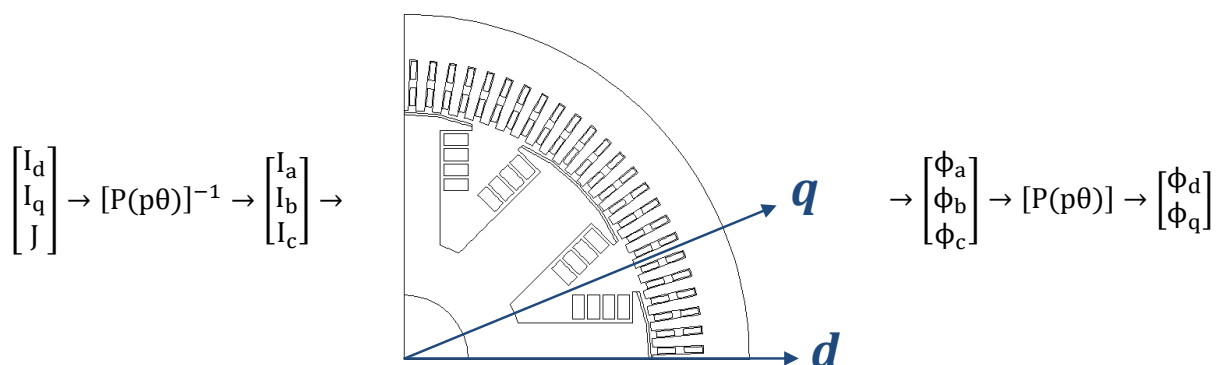
**Figure 3.20 Exemple de phaseur des flux en fonctionnement moteur**

Sur la figure 3.20, le flux d'axe direct créé par la composante  $L_d \cdot I_d$  est en opposition au flux d'excitation  $\Phi_{exc}$ . Le flux créé par  $L_d \cdot I_d$  est dit démagnétisant car il s'oppose au flux généré par les aimants et la bobine d'excitation.

Ce niveau d'obtention des flux permet de facilement comprendre les phénomènes mis en jeu dans le dispositif. En plaçant les équations (3.36-38) dans (3.33), le modèle électrique devient similaire à un diagramme vectoriel à deux réactances.

### 3.3.2.4. Méthode numérique

Une méthode numérique basée sur un modèle EF peut être utilisée pour obtenir les flux des axes direct et quadrature. L'objectif est de construire des surfaces de flux en lien avec les courants du repère de Park. L'intérêt de cette méthode est de considérer l'entière des phénomènes magnétiques présents dans le dispositif. Ainsi, cette méthode permet de prendre en compte la saturation magnétique, mais également les phénomènes couplés liés à la saturation croisée. Le principe de cette méthode est décrit dans [69], [90]-[92] et reprend le principe de la figure 3.21.



**Figure 3.21 Principe d'obtention des flux par méthode numérique**

Connaissant les limites de courant admissibles dans le générateur, les courants maximaux suivant l'axe direct, quadrature et le courant d'excitation rotorique sont déterminés. Suivant la précision souhaitée des surfaces de flux, les courants  $(I_d, I_q, J)$  sont alors définis comme des vecteurs liés aux limites de courants admissibles. La transformée de Park inverse permet ensuite

d'obtenir les courants dans le repère triphasé à imposer dans chaque bobine du stator. Après résolution de la simulation EF statique, une procédure de post-traitement permet d'obtenir les flux circulant pour chacune des bobines statoriques. Enfin, la transformée de Park permet d'exprimer ces flux dans le repère des axes direct et quadrature.

Pour les MSRB et MSDE, cette méthode doit être répétée pour chaque courant d'excitation défini. Ainsi chaque flux peut être vu comme les fonctions suivantes :

$$\Phi_d(I_d, I_q, I) \qquad \Phi_q(I_d, I_q, I) \qquad (3.39)$$

L'un des avantages de cette méthode est la rapidité. Seules des simulations statiques sont nécessaires pour obtenir les flux des axes direct et quadrature. Néanmoins, dans un processus de conception, chaque structure nécessite de construire une série de cartographies magnétiques. Le temps de génération des cartographies dépend de deux facteurs. Le premier est lié au temps de calcul de la simulation EF. Le second est causé par la discrétisation des cartographies. Ces aspects sont développés dans [92]. L'auteur a mené une étude sur l'influence du nombre de points de ces cartographies permettant de réduire les temps de calcul tout en conservant une bonne concordance des résultats.

Généralement cette méthode ne décrit pas le choix de l'angle employé dans la matrice de Park. L'angle est défini comme étant celui entre l'axe direct et celui qui permet de récupérer la valeur maximale du flux par rapport à une phase. Suivant le logiciel EF, il peut être plus ou moins facile de décaler la position du rotor, où de changer la distribution du bobinage pour obtenir la valeur du flux maximale à une position donnée. Néanmoins, pour les bobinages complexes, cette dernière opération n'est pas aisée avec les symétries de simulation. Pour illustrer cette difficulté, on définit trois exemples de bobinages doubles couches suivant la figure 3.22.

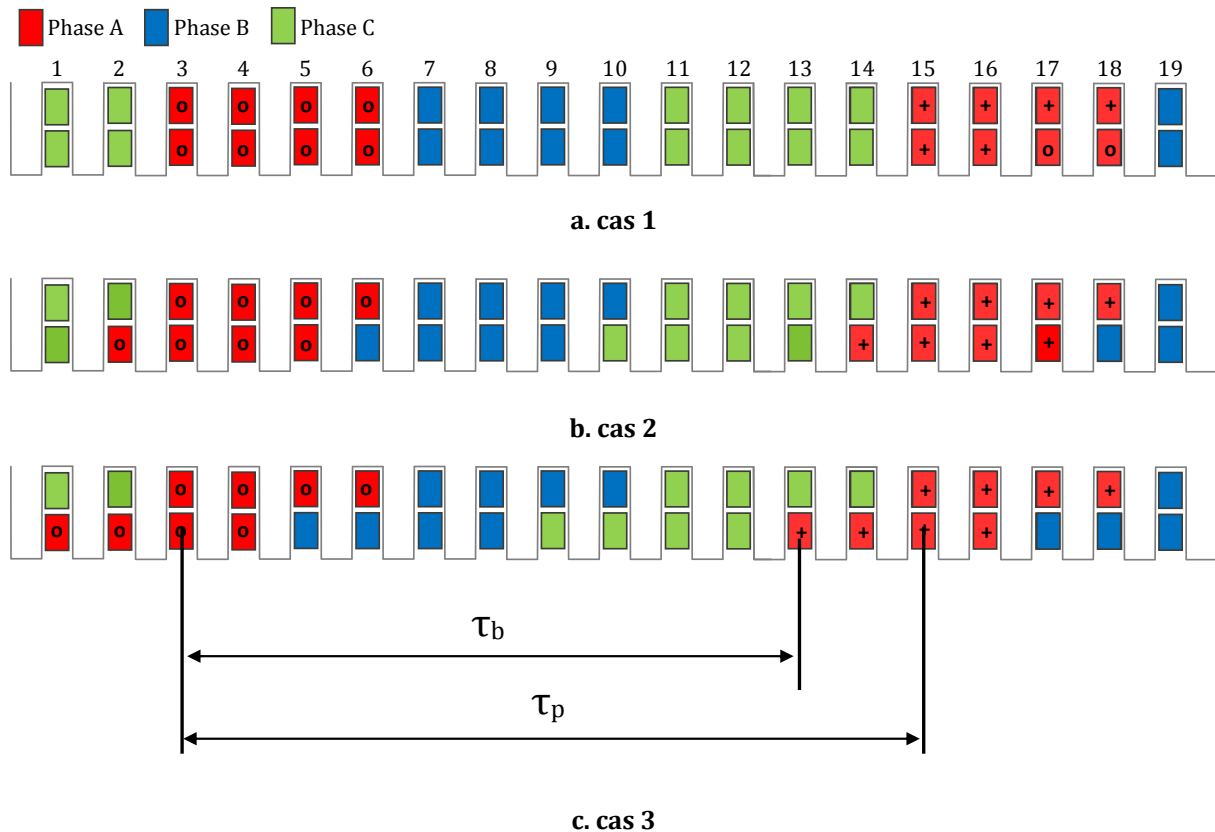
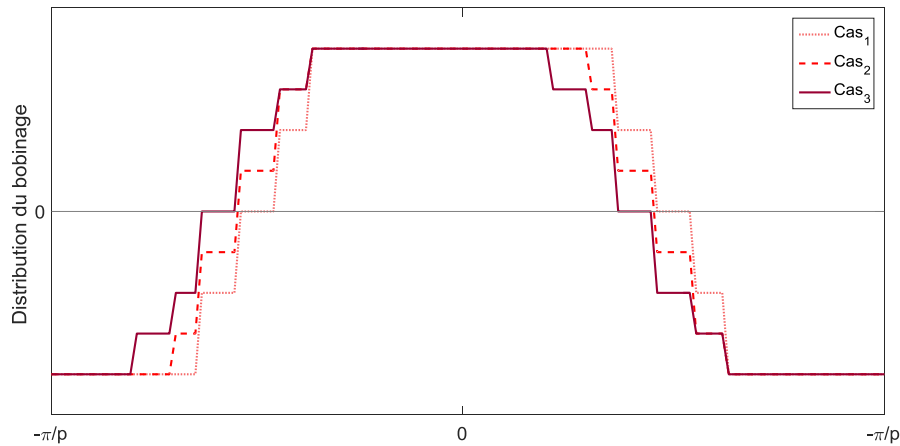


Figure 3.22 Exemples de bobinages à double couche

Le premier cas est un bobinage non distribué. Le second comporte un pas raccourcis d'une encoche. Enfin le dernier cas illustre le bobinage de la MSDEs avec un pas raccourcis de 10/12. Les grandeurs  $\tau_p$  et  $\tau_b$  représentent respectivement le pas polaire et le pas de la bobine de la phase a, tous deux en nombre de dents. La figure 3.23 illustre la fonction de distribution du bobinage suivant chaque cas.



**Figure 3.23 Distribution des bobinages à double couche**

À partir de cette figure, le bobinage du second cas est décalé spatialement d'un demi-pas dentaire. Pour le troisième cas, celui-ci est décalé d'un pas dentaire par rapport au cas 1. Ainsi on peut établir une relation liant l'angle  $\theta_0$  à la distribution du bobinage (3.40).

$$\theta_0 = \frac{\pi}{2 \cdot p} \cdot \left[ 1 - \frac{\tau_b}{\tau_p} \right] \quad (3.40)$$

Le tableau 3.6 énumère l'évaluation de l'angle  $\theta_0$  pour chaque cas de distribution du bobinage. Suivant la distribution, cet angle est associé à la grandeur du pas dentaire nommé  $\tau_d$ . Cet angle  $\theta_0$  est alors fortement lié à la façon de reporter le bobinage dans la modèle EF.

**Tableau 3.6 Evaluation du  $\theta_0$  en fonction du bobinage**

	Unité	Cas 1	Cas 2	Cas 3
$\tau_b$	[/]	12	11	10
$\tau_p$	[/]	12	12	12
$\theta_0$	[rad]	0	$1/2 \cdot \tau_d$	$\tau_d$

Pour revenir sur la simulation EF, il est possible d'intégrer directement l'angle  $\theta_0$  à celui de la transformée de Park afin de ne pas intervenir sur la position du rotor, où de la distribution spatiale du bobinage. À la suite des simulations, il est aisé de s'assurer de la bonne concordance des lignes de champs dans la génératrice investiguée. La figure 3.24 représente les lignes de flux suivant les axes direct et quadrature. Le générateur représenté est la MSDEs avant le collage des aimants.

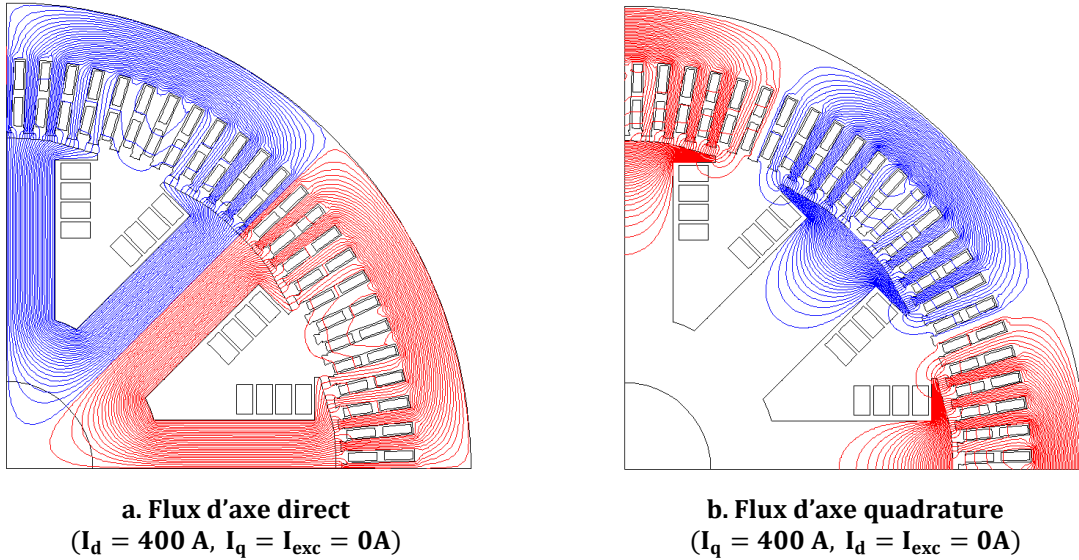


Figure 3.24 Lignes de flux suivant le repère dq pour une MSRB

Grâce au modèle EF paramétré, la généricité des structures est respectée. Comme précédemment, la figure 3.25 reprend les lignes de flux dans les axes direct et quadrature pour la structure MSDEv.

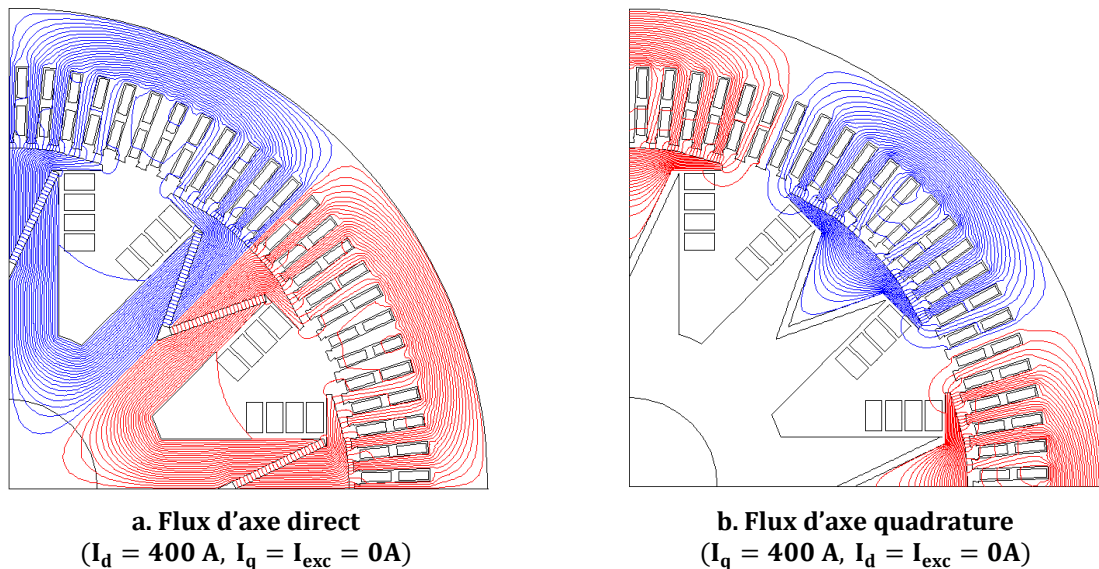


Figure 3.25 Lignes de flux suivant le repère dq pour une MSDEv

Une parenthèse est développée sur les particularités de la structure MSDEv. Comme brièvement introduit en : *Annexe c. Calculs des paramètres électriques d'une MSDE*, le flux d'axe direct de la MSDEv traverse deux entrefers magnétiques (figure 3.25.a). Le premier est l'entrefer mécanique. Le second est celui lié aux aimants de la double excitation. Ainsi, le flux d'axe direct généré par le bobinage statorique sera pénalisé par rapport à une MSRB. En revanche, le flux d'axe en quadrature reprend le même trajet qu'une MSRB (figure 3.25.b). Les conséquences des trajets du flux sont analysées à partir de l'équation du couple électromagnétique (3.34). Lors de la phase de conception, la MSDEv devra apporter suffisamment de couple hybride ( $\phi_{exc}\sqrt{3}$ ) pour compenser la diminution du couple de saillance ( $L_d - L_q$ ).

### 3.3.2.5. Méthode par réseaux de réluctance

La méthode d'obtention des flux par réseaux de réluctance est basée sur deux circuits équivalents représentant le trajet des flux suivant les axes direct et quadrature. Ce principe est repris des travaux initiés dans [93]–[95], puis exploité sous différentes variantes par [69], [96], [97]. Les réseaux de réluctance sont présentés en figure 3.26. L'intérêt de ce niveau de modélisation des flux est de facilement considérer chaque structure de générateur. Comme pour le modèle à vide, le passage d'une MSRB classique à une MSDE série ou parallèle est effectué par l'activation d'éléments représentant les aimants dans le circuit magnétique.

Ces circuits sont définis après une analyse des trajets des flux par EF pour chacune des structures investiguées. L'axe direct, en figure 3.26.a, reprend le même principe que le schéma à vide avec l'ajout de la FMM pour les ampères-tours d'axe direct. Concernant l'axe en quadrature, le circuit équivalent est illustré en figure 3.26.b. Le trajet des flux d'axe en quadrature n'est alors pas perturbé par les ampères-tours de la bobine d'excitation ou des aimants. Les flux peuvent alors être écrits comme les fonctions suivantes :

$$\Phi_d(I_d, I) \qquad \Phi_q(I_q) \qquad (3.41)$$

Les évolutions des flux sur chaque axe sont supposées magnétiquement découplées. Ce niveau de modélisation ne considère pas les effets croisés. Dans le cas des machines à pôles saillants, les effets croisés n'impactent pas de façon significative les flux des axes direct et quadrature. Plusieurs approches ont été proposées pour considérer ces effets [95].

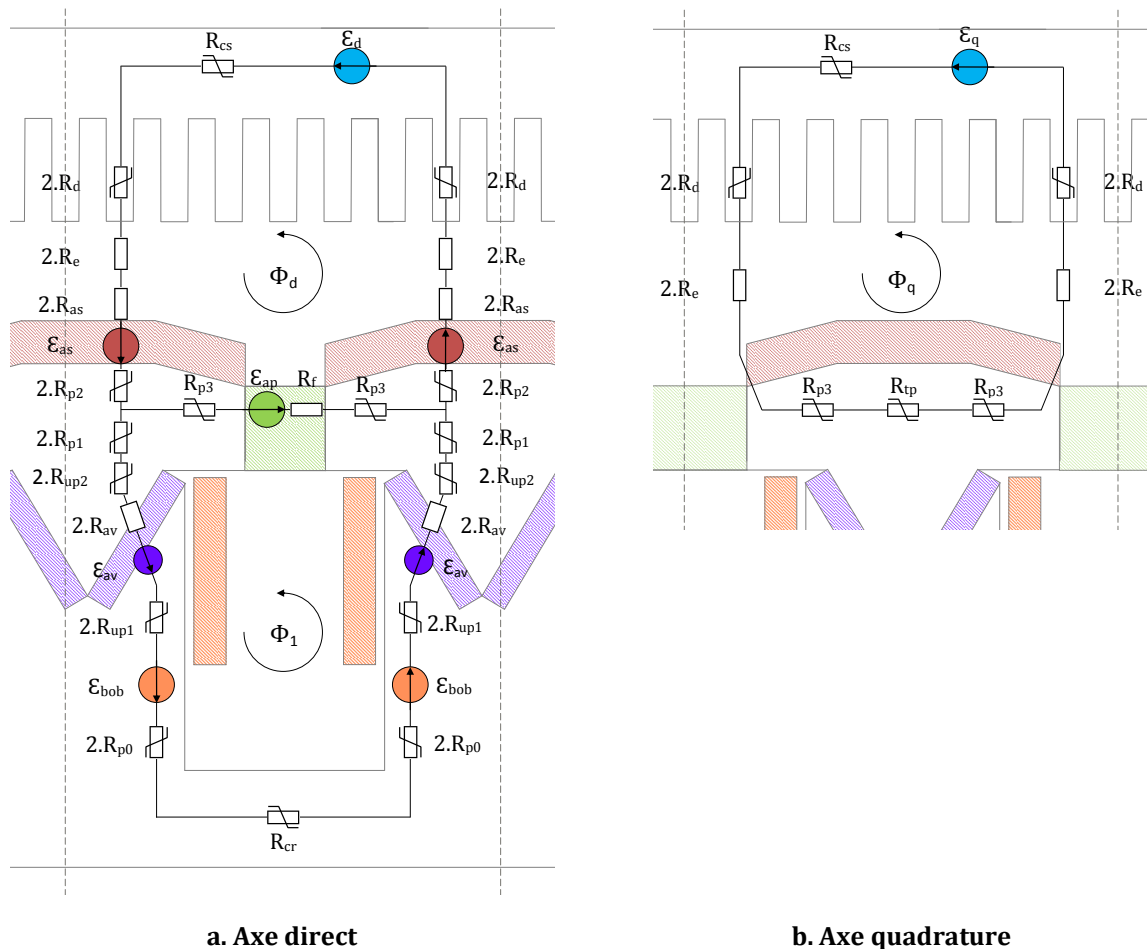


Figure 3.26 Réseaux de réluctance suivant chaque axe



En vue de correctement estimer les flux, les FMM suivant les axes direct et quadrature sont calculées. L'expression de la composante du fondamental de la FMM est donnée par :

$$\varepsilon(\theta, t) = \varepsilon_m \cdot \cos(p \cdot (\theta - \theta_1) - \omega \cdot t) \quad (3.42)$$

Avec :

$\varepsilon_m$	L'amplitude de la FMM
$\theta_1$	l'angle mécanique entre l'axe du fondamental de FMM et l'origine du système de coordonnées à l'instant $t = 0$ .

L'amplitude du fondamental est égale à :

$$\varepsilon_m = \frac{3\sqrt{2}}{\pi \cdot p} \cdot (N_s \cdot K_{bs}) \cdot I \quad (3.43)$$

Selon l'équation (3.43), les amplitudes des FMM des axes direct et quadrature sont données par :

$$\varepsilon_d = \varepsilon_m \cdot \sin(p\theta_1) \quad \varepsilon_q = \varepsilon_m \cdot \cos(p\theta_1) \quad (3.44)$$

Afin de conserver les puissances, les courants des axes direct et quadrature sont définis par:

$$I_d = \sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(p\theta_1) \quad I_q = \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(p\theta_1) \quad (3.45)$$

Ainsi les expressions générales des FMM des axes direct et quadrature sont données par :

$$\varepsilon_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi \cdot p \cdot \sqrt{3}} \cdot (N_s \cdot K_{bs}) \cdot I_d \quad \varepsilon_q = \frac{3\sqrt{2}}{\pi \cdot p \cdot \sqrt{3}} \cdot (N_s \cdot K_{bs}) \cdot I_q \quad (3.46)$$

Le processus de résolution de chaque circuit magnétique reprend le même principe que le réseau de réductance à vide. Les ampères-tours statoriques suivant chaque axe sont ajoutés à la mise sous formes matricielle.

$$\begin{bmatrix} R_{cr} + 4R_{p0} + 4R_{up1} + 4R_{ac} + 4R_{up2} + 4R_{p1} + 2R_{p3} + R_f & -2R_{p3} - R_f \\ -2R_{p3} - R_f & 4R_{p2} + 4R_{as} + 4R_e + 4R_d + R_{cs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\varepsilon_{bob} + 2\varepsilon_{av} - \varepsilon_{ap} \\ 2\varepsilon_{as} + \varepsilon_{ap} + \varepsilon_d \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$[4R_{p3} + R_{tp} + 4R_{as} + 4R_e + 4R_d + R_{cs}] \cdot [\varphi_q] = [\varepsilon_q] \quad (3.48)$$

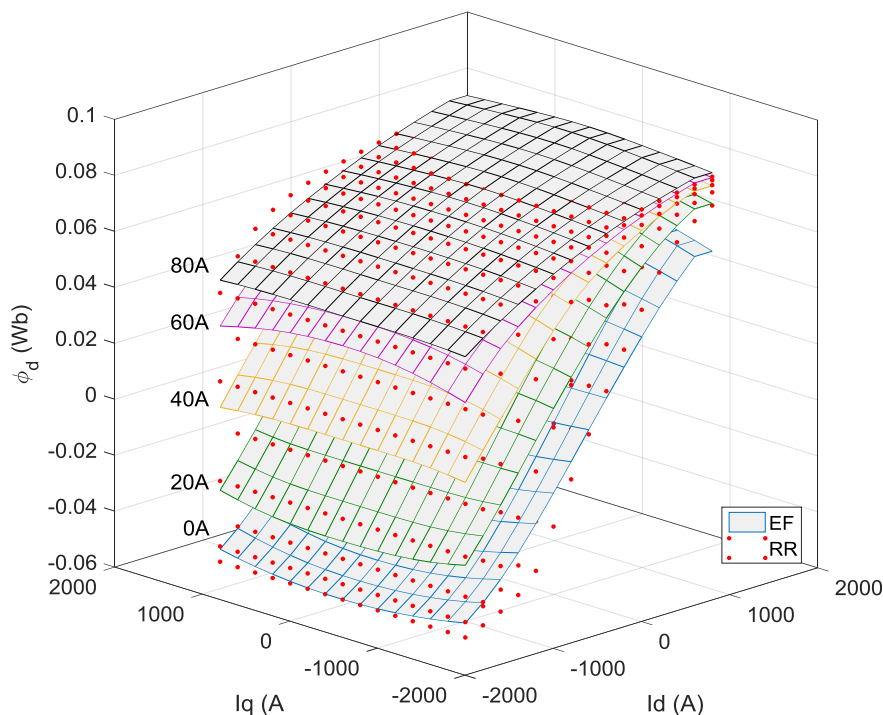
La non-linéarité des matériaux dans les parties ferromagnétiques est considérée suivant chaque axe. Ainsi, les flux des axes direct et quadrature seront obtenus après résolution des deux systèmes non-linéaires.

### 3.3.2.6. Comparaison des méthodes d'obtention des flux

Dans les sections précédentes, trois méthodes d'obtention des flux ont été présentées. Chacune d'entre elle représente un niveau d'hypothèse. La méthode analytique repose sur des calculs de flux ayant une évolution linéaire avec le courant et la connaissance des paramètres du générateur. La méthode par réseaux de réductance considère la saturation ferromagnétique suivant chaque axe, mais néglige les effets croisés. La méthode numérique repose sur des simulations statiques EF. Ce niveau prend en compte la saturation et l'effet croisé.

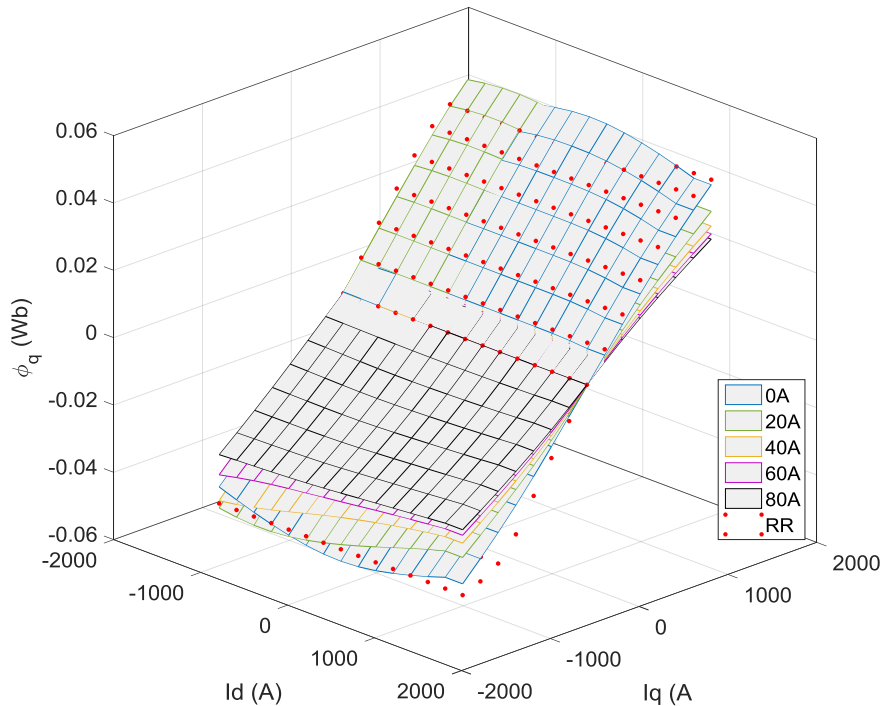
Afin de comparer les méthodes d'obtention des flux, deux propositions sont menées. La première propose d'analyser les surfaces de flux des axes direct et quadrature présentées en figures 3.27 et 28. Ces surfaces sont issues du générateur à attaque directe JEOLIS. Le processus de construction est réitéré pour plusieurs courants d'excitation permettant d'établir un ensemble de surfaces suivant chaque axe. Ces figures représentent les flux obtenus par EF et réseaux de réductance (RR).

Ces surfaces permettent d'analyser les hypothèses de la méthode RR par rapport aux EF. Sur les surfaces d'axe direct en figure 3.27, les flux obtenus par RR n'incluent pas les effets liés au courant en quadrature. Négliger les effets croisés n'a pas d'incidence sur l'axe direct. En revanche, cette hypothèse est plus forte sur l'axe quadrature en figure 3.28. Le réseau de réductance de cet axe présente une unique dépendance au courant  $I_q$ . Ainsi, les effets du courant d'excitation et du courant d'axe direct ne sont pas considérés.



**Figure 3.27 Surfaces de flux d'axe direct par la méthode EF et RR**

Lorsque les courants  $I_d$  et  $I_q$  sont nuls, le flux d'axe direct correspond au fonctionnement à vide du générateur. Sur la surface d'axe direct, la saturation dans les parties ferromagnétiques a un réel impact sur l'évolution des flux. Ce phénomène n'est pas présent dans l'axe en quadrature où les flux évoluent linéairement sauf aux extrémités.



**Figure 3.28 Surfaces de flux d'axe quadrature par la méthode EF et RR**

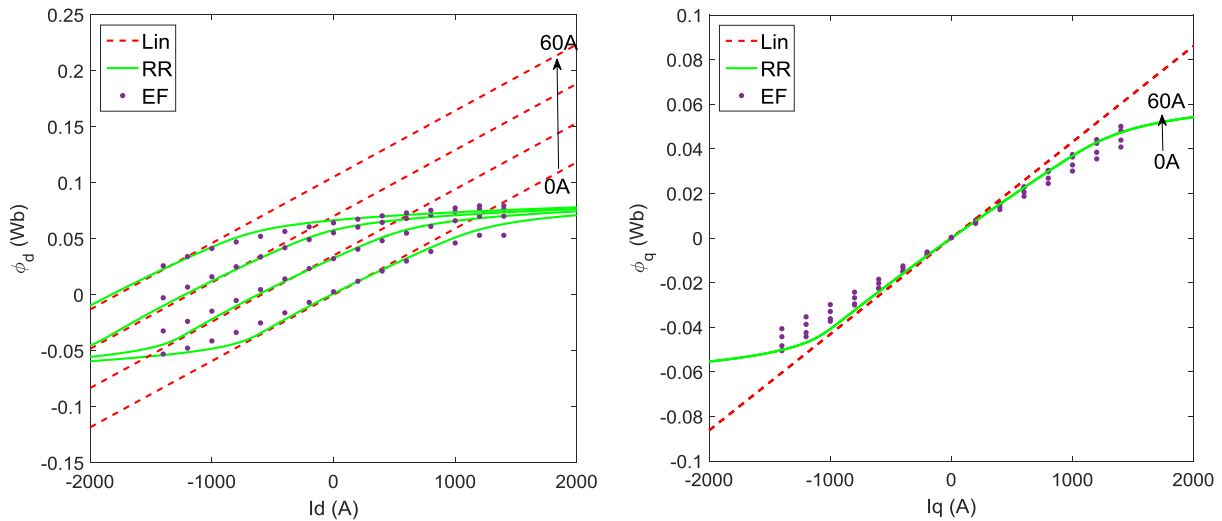
La seconde proposition est réalisée afin de comparer les trois méthodes d'obtention des flux. Les comparaisons sont menées dans les conditions suivantes :

- Les bornes de variations des courants  $I_d$  et  $I_q$  dépassent la limite de tension admissible par JEOLIS. Ces variations sont imposées en vue d'analyser les phénomènes de saturation.
- La caractéristique du flux d'axe direct est réalisée dans les conditions où  $I_q$  est égal au courant maximal. Cela correspond à des phénomènes croisés importants.
- La caractéristique du flux d'axe en quadrature est exécutée dans les conditions opposées. C'est-à-dire a  $I_d$  égal au courant maximal.
- Le courant d'excitation est discrétisé entre 0 et 60A.

À partir de ces conditions, la figure 3.29.a représente l'évolution des flux d'axe direct pour les méthodes linéaire (Lin), réseaux de réductance (RR) et EF. Le même principe est repris en figure 3.29.b pour le flux d'axe en quadrature.

La méthode linéaire occasionne comme attendu une erreur importante sur les deux flux lorsque le courant d'excitation devient important. Ce constat est lié à des phénomènes de saturation importants du générateur JEOLIS.

Pour la méthode RR, cette méthode approxime correctement la saturation ferromagnétique. Dans les conditions où les effets croisés sont importants, la non-prise en compte de ce phénomène impacte l'exactitude des flux par rapport à la méthode EF. Néanmoins, la méthode RR reste un modèle simple, avec une faible discrétisation. Les résultats obtenus restent cohérents par rapport aux hypothèses réalisées. Chacune méthode reste dépendante de son propre niveau d'hypothèse.



a. Comparaisons des flux d'axe direct

b. Comparaisons des flux d'axe quadrature

**Figure 3.29 Surfaces de flux d'axe quadrature par la méthode EF et RR**

Enfin, le tableau 3.7 synthétise les temps de calcul de trois méthodes pour la création des surfaces de flux comportant 1125 points dans le repère  $(I_d, I_q, J)$ . Les dimensions de ces surfaces sont similaires à celles présentées en figures 3.27 et 28.

**Tableau 3.7 Temps de calcul pour l'établissement des surfaces de flux**

	Lin	RR	Surfaces de flux EF
Temps [s]	0,01	1,25	1687

La méthode linéaire est immédiate car seules des relations analytiques lient les flux aux courants. La méthode par réseaux de réductance nécessite des temps de calcul plus importants en raison de la prise en compte de la saturation ferromagnétique. Enfin, la méthode des surfaces de flux nécessite un calcul EF statique pour chaque point des deux surfaces. Ce processus prend entre 1 à 2s pour une résolution par point dans le repère  $(I_d, I_q, J)$ . Suivant la discrétisation souhaitée, le temps de calcul lié à la création des surfaces peut devenir conséquent.

### 3.3.2.7. Phaseurs et conventions

Dans les précédentes sections, trois méthodes d'obtention des flux ont été détaillées. Ces flux sont ensuite replacés dans les expressions générales de la machine synchrone (3.33) afin d'obtenir le modèle circuit électromagnétique. Le modèle circuit est parfaitement réversible et peut présenter un mode de fonctionnement moteur ou générateur. Ce modèle circuit peut être également retranscrit sous forme de diagramme vectoriel. Cette section a pour objectif de définir les conventions utilisées et d'analyser l'analogie du modèle circuit avec les phaseurs. Pour répondre à ces objectifs, les expressions de la machine synchrone (3.33) sont simplifiées avec la méthode linéaire :

$$V_d = R_s \cdot I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q \quad (3.49)$$

$$V_q = R_s \cdot I_q + \omega \cdot (L_d \cdot I_d + \Phi_{exc} \cdot \sqrt{3})$$

$$C_{em} = p \cdot I_q \cdot \Phi_{exc} \sqrt{3} + p \cdot I_q \cdot I_d (L_d - L_q) = C_{hyb} + C_{rel} \quad (3.50)$$

À partir de l'équation du couple (3.50), on peut illustrer le couple relucant  $C_{rel}$  engendré par la saillance ( $L_d - L_q$ ), et le couple hybride  $C_{hyb}$  ( $I_q \cdot \Phi_{exc}$ ) fournit par les aimants et l'excitation. Dans le cadre d'une machine à pôle lisse,  $L_d$  et  $L_q$  ont la même valeur, le couple de la machine est uniquement hybride. Pour une machine à pôles saillants, l'inductance d'axe direct est généralement supérieure à celle de l'axe en quadrature. Sur les machines à aimant enterrés, la tendance est inversée en raison du flux d'axe direct qui traverse deux entrefers magnétiques, à savoir celui des aimants et l'entrefer mécanique.

Dans le cas de  $L_d > L_q$  en convention moteur, des courants positifs dans le repère (dq) permettent de tirer profit du couple hybride et du couple de saillance. Dans le mode de fonctionnement générateur, le courant d'axe en quadrature devient négatif. Un courant d'axe direct négatif correspond à une démagnétisation du flux créée par l'excitation rotorique. En faisant apparaître les réactances de chaque axe et la FEM, les équations (3.49) deviennent :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s \cdot I_d - X_q \cdot I_q \\ V_q &= R_s \cdot I_q + X_d \cdot I_d + E \end{aligned} \quad (3.51)$$

Afin d'introduire la problématique des conventions, la figure 3.30.a représente le phaseur d'un fonctionnement moteur, où les grandeurs des tensions et courants sont en valeurs efficaces. Le signe de  $I_d$  dans ce diagramme est négatif. En conséquence, le terme  $X_d \cdot I_d$  est démagnétisant par rapport à la FEM créée par l'excitation. La figure 3.30.b représente un fonctionnement générateur. Le diagramme en bleu est réalisé en convention générateur. Le signe du courant  $I_q$  est alors positif. Le courant  $I_d$  est également démagnétisant. Le terme  $X_d \cdot I_d$  tend à rendre la tension  $V$  plus faible que la FEM. Ce diagramme correspond à un fonctionnement en générateur surexcité. Afin de conserver une convention moteur pour retranscrire un fonctionnement générateur, le couple doit être négatif. En inversant le signe de  $I$ , on obtient alors  $I_m$  qui correspond à un déplacement du phaseur de  $180^\circ$ . Le terme  $I_m$  correspond alors au courant du fonctionnement générateur en convention moteur. Les courants des axes direct et quadrature deviennent respectivement  $I_{dm}$  et  $I_{qm}$ . Le phaseur du mode de fonctionnement générateur en la convention moteur est représenté en rouge sur la figure 3.30.b.

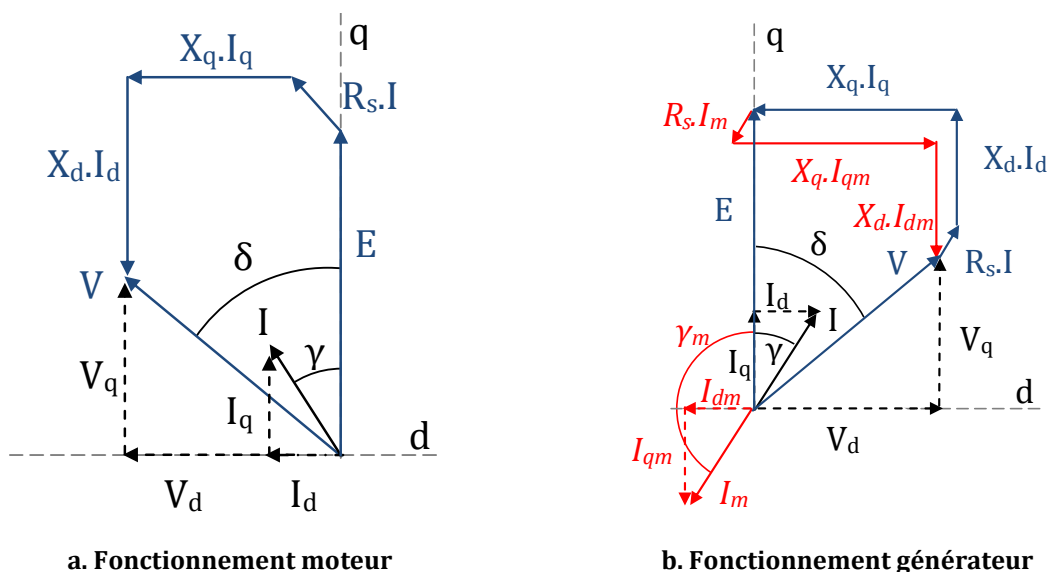


Figure 3.30 Diagrammes vectoriels d'une machine synchrone

Sur la figure 3.30.b, le changement de convention conserve l'amplitude de la FEM induite par le courant d'excitation et le flux des aimants. De plus, le passage vers  $I_{dm}$  et  $I_{qm}$  implique aucun changement sur la tension  $V$ . La convention moteur sera adoptée pour l'ensemble des calculs.

À partir de ces phaseurs, il est également possible d'utiliser la forme complexe pour illustrer les deux modes de fonctionnement :

$$\text{Moteur :} \quad \underline{V} = \underline{E} + R_s \cdot \underline{I} + jX_q (j\underline{I}_q) + jX_d \underline{I}_d \quad (3.52)$$

$$\text{Générateur :} \quad \underline{V} = \underline{E} - R_s \cdot \underline{I} - jX_q (j\underline{I}_q) - jX_d \underline{I}_d \quad (3.53)$$

### 3.3.2.8. Stratégie de résolution d'un point de fonctionnement en charge

Cette section a pour objectif de déterminer les consignes de courant en charge à partir des équations de la machine synchrone dans le repère de Park. La méthode consiste à déterminer le courant d'excitation, les courants statoriques suivant les axes direct et quadrature connaissant le point de fonctionnement en charge. Généralement, la démarche classique consiste à résoudre un diagramme vectoriel en connaissant la charge et les paramètres de la machine.

Précédemment, trois méthode d'obtention des flux ont été introduites présentant chacune un niveau d'hypothèses bien distinct. La méthode de résolution du point en charge doit alors être consistante et homogène quel qu'en soit le niveau de modélisation choisi. Ainsi, la proposition effectuée ci-dessous est d'estimer les courants de consigne de la machine par une méthode d'optimisation dont le problème est défini :

$$\begin{aligned} & \text{Min}(/) \\ & X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ J \end{bmatrix} \\ & \text{soumis à:} \\ & V_s = V_{s_{pf}} \\ & I_s = I_{s_{pf}} \\ & f_p = f_{p_{pf}} \end{aligned} \quad (3.54)$$

Avec :

$V_{s_{pf}}$	La tension
$I_{s_{pf}}$	Le courant statorique
$f_{p_{pf}}$	Le facteur de puissance

Ainsi, pour chaque point de fonctionnement connu, le triplé de variables  $(I_d, I_q, J)$  est déterminé par un algorithme d'optimisation. Dans le problème d'optimisation (3.54), aucune fonction objectif n'est requise car un unique couple de solution  $(I_d, I_q, J)$  permet de satisfaire le point de fonctionnement de la machine. Ce raisonnement est valable lorsque le point de fonctionnement est imposé. Dans ce cas, une seule solution est possible tout en assurant le respect des contraintes. En conséquence, l'algorithme d'optimisation ne nécessite aucune fonction objectif car aucun minimum est recherché.

La méthode employée pour la résolution du point de fonctionnement en charge est déterministe. L'algorithme SQP (Sequential Quadratic Programming) est utilisé à partir d'un point initial nommé  $X_0$ . L'avantage majeur de cet algorithme est la convergence rapide bien que locale. L'algorithme SQP permet uniquement de traiter des variables continues et possède la faculté de bien respecter les contraintes non-linéaires d'un problème. En raison de ces avantages, l'algorithme est adapté au problème défini (3.54). L'inconvénient majeur est la nécessité de fournir un point initial satisfaisant afin de réduire le nombre d'itérations et ainsi de gagner en temps de calcul. La stratégie pour l'obtention du point  $X_0$  est la résolution du diagramme vectoriel présentée en figure 3.30. Les paramètres du générateur sont déterminés à partir de : Annexe c. Calculs des paramètres électriques d'une MSDE. La résolution du diagramme vectoriel permet d'obtenir un triplé de valeurs initiales  $(I_{d0}, I_{q0}, J_0)$  satisfaisant permettant de réduire le nombre d'évaluations du modèle.

La figure 3.31 illustre le schéma de principe de résolution d'un point de fonctionnement en charge en considérant les réseaux de réductance comme méthode d'obtention des flux des axes direct et quadrature. La partie circuits équivalents reprend alors les équations énoncées (3.33).

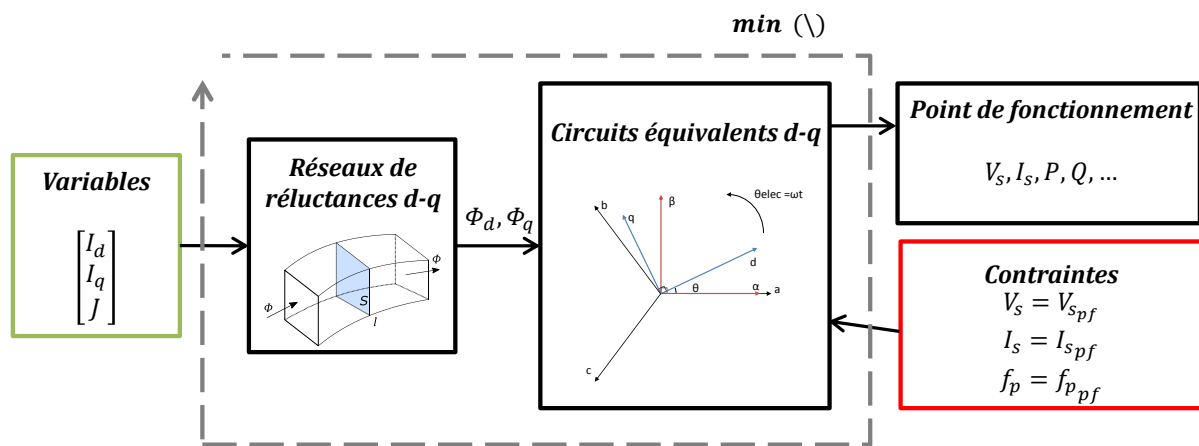


Figure 3.31 Schéma de résolution d'un point de fonctionnement en charge

Le processus illustré sur la figure 3.31 permet de résoudre le point de fonctionnement en charge quelle qu'en soit la méthode d'obtention des flux. Néanmoins, quelques détails sont développés autour des trois méthodes :

- Pour la méthode d'obtention des flux linéaires, le point initial  $X_0$  obtenu par diagramme vectoriel correspond à la solution finale obtenue par l'algorithme. Une seule itération est nécessaire avant de satisfaire l'ensemble des contraintes.
- Pour la méthode EF, la résolution du point de fonctionnement en charge nécessite plusieurs itérations. La non-linéarité des flux implique plusieurs itérations avant la convergence vers l'unique solution.
- La méthode par réseaux de réductance requiert pour les mêmes raisons plusieurs itérations. Cependant, la non-prise en compte des effets croisés tend à rendre la valeur initiale  $X_0$  du courant d'axe quadrature plus proche de la solution finale.

### 3.4. Les modèles pour la conception

Les modèles électromagnétiques ont été développés dans un objectif de conception des générateurs de forte puissance. L'objectif est de proposer un processus de dimensionnement générique à un ensemble de structures de générateurs synchrones. Lors de la phase de conception, le calcul électromagnétique est généralement défini comme la base essentielle du processus. Néanmoins, le concepteur a besoin d'évaluer différents critères pour juger la structure du générateur. Ainsi, les sections suivantes présentent les modèles dédiés à la conception des générateurs. Ces modèles sont en lien avec les problématiques industrielles qui interviennent lors de la conception.

Cette partie développe donc un ensemble de modèles dédié à la conception. Le premier est un modèle économique des générateurs à pôles saillants. Ce modèle estimera les coûts liés aux matières premières et à la Main d'Œuvre (MO). Le second est un modèle mécanique qui considère les particularités de la structure MSDEv.

Lors de phase de conception, l'évaluation des performances sur un point ou un cycle de fonctionnement est essentielle pour comparer les générateurs. Ainsi, les modèles de pertes seront développés. Les pertes Joules, mécaniques et dans les aimants seront détaillées. L'ensemble du modèle de pertes fer du chapitre 2 sera utilisé avec les hypothèses du premier harmonique.

#### 3.4.1. Modèle technico-économique

Le modèle économique d'une machine électrique reste une difficulté tant dans sa détermination que dans sa généralisation. Le problème devient complexe lorsque le générateur n'est pas défini dans une gamme standard avec des configurations bien connues. Même si la production des générateurs synchrones classiques est généralement formalisée par le fabricant, l'impact d'une nouvelle structure sur le critère économique est difficilement quantifiable. Néanmoins, l'intégration de critère économique lors d'une phase de conception de générateur est très souvent simplifiée, utilisée et finalement peu considérée. Cette simplification du modèle est généralement causée par le manque de données détaillées. Le nombre d'opérations effectuées sur une machine de forte puissance est très important, et par conséquent le nombre de données à capitaliser, traiter et formaliser s'en suit. Basé sur les travaux de [98] développés dans le cadre de machines asynchrones, un modèle économique sera adapté pour des générateurs à pôles saillants. Il est également important de mentionner que les coûts administratifs, de R&D, de maintenances, d'essais et de contrôles ne seront pas pris en compte. Le modèle aura pour objectif de quantifier les coûts liés aux matières premières et ceux liés à la MO.

L'avantage des structures basées sur des machines à pôles saillants est qu'elles sont bien connues du concepteur de machines électriques. Ces machines s'inscrivent dans un savoir-faire parfaitement maîtrisé par JEUMONT Electric. Dès lors, les différentes étapes de la fabrication sont bien référencées. L'une des difficultés du modèle économique est d'avoir une estimation viable des coûts suivant les différentes structures des générateurs. L'impératif est de conserver l'aspect multi-structure et une généralité des modèles suivant les générateurs investigués. Ainsi, le critère économique devra à la fois considérer les machines à pôles saillants classiques ainsi que les machines à double excitation.

Le tableau 3.8 propose de répertorier les coûts de production d'une MSDE en deux composantes, les coûts de matières premières et les couts de MO. Les coûts liés à chaque composante sont ensuite divisés suivant les différentes parties du générateur. Chaque ensemble comporte un



nombre de matériaux ou de processus suivant respectivement les coûts de matériaux et les coûts de MO. Le tableau 3.8 permet également de passer d'une structure à rotor bobiné classique en ne considérant pas les parties liées aux aimants.

**Tableau 3.8 Décomposition des coûts de production d'une MSDE**

Matériaux		Main d'Œuvre				
Stator	Rotor	Stator	Rotor	Bobinages		Aimants
Rouleaux tôles Cuivres Isolations	Plaque tôle Cornes polaires Cuivre Aimants	Poinçonner Détourer Encocher Souder Empiler	Découper (Laser) Empiler	Stator Enrouler Dénuder Ouvrir section Isoler Monter, caller Coupler	Rotor Enrouler Cuisson Connexion Monter	Polarité Nettoyer Coller Nettoyer

La décomposition des coûts liés à la production d'une MSDE reste spécifique au savoir-faire de l'entreprise. Ainsi, les différents processus réalisés lors de la fabrication du générateur sont brièvement présentés ci-dessous :

- Pour le stator, des rouleaux de tôles sont utilisés, ces rouleaux sont ensuite poinçonnés et empilés. Si la machine est à grand diamètre, l'utilisation de segments impactera le coût de MO.
- Le circuit magnétique rotorique est composé de tôles épaisses qui sont généralement découpées au laser puis empilées. Le coût des cornes polaires massives dépendent de leurs volumes. Le montage des cornes s'effectue après l'insertion des galettes au rotor.
- De nombreuses opérations sont réalisées sur le bobinage rotorique et statorique tant sur la confection que sur le montage.
- Enfin, le montage des aimants permanents nécessitent une attention particulière en vue d'assurer leurs maintiens.

Le modèle économique ne calcule pas la valeur exacte du coût total mais permet de donner une approximation en considérant au mieux les procédés de fabrication. Le système de refroidissement ainsi que la carcasse de la machine ne sont pas considérés car ils sont supposés avoir un impact constant sur le coût total quelle qu'en soit la structure du générateur. Suivant le tableau 3.8, le coût total  $C_{tot}$  se décompose suivant  $C_{mat}$  et  $C_{MO}$  qui représentent respectivement le coût des matériaux et le coût de MO.

$$C_{tot} = C_{mat} + C_{MO} \quad (3.55)$$

#### 3.4.1.1. Modèle économique des matières premières

Le coût des matières premières est décomposé en deux sections suivant les coûts liés au stator  $C_{stat}$  et au rotor  $C_{rot}$  du générateur.

$$C_{mat} = C_{stat} + C_{rot} \quad (3.56)$$

D'une manière générale les différents coûts des matériaux sont exprimés suivant l'équation :

$$C_{mat} = M_{mat} \cdot \gamma_{mat} \quad (3.57)$$

Avec  $M_{\text{mat}}$  [kg] la masse du matériau et  $\gamma_{\text{mat}}$  [€/kg] le coût relatif au matériau. Le cout lié à l'ensemble du stator se décompose à partir de l'équation suivante :

$$C_{\text{stat}} = M_{\text{RtS}}(R_{\text{ext}}, N_{\text{seg}}, L_{\text{fer}}, e_{\text{ts}}) \cdot \gamma_{\text{ts}} + M_{\text{cS}}(N_{\text{enc}}, N_{\text{ce}}, L_{\text{fer}}, L_{\text{TB}}, e_{\text{cs}}, h_{\text{cs}}) \cdot \gamma_{\text{c}} \quad (3.58)$$

Avec :

$M_{\text{RtS}}$	La masse des rouleaux de tôles statoriques [kg]
$R_{\text{ext}}$	Le rayon extérieur [mm]
$N_{\text{seg}}$	Le nombre de segments
$e_{\text{ts}}$	L'épaisseur des tôles statoriques [mm]
$M_{\text{cS}}$	Masse des conducteurs statoriques [kg]
$N_{\text{enc}}$	Le nombre d'encoches
$N_{\text{ce}}$	Le nombre de conducteurs par encoche
$L_{\text{TB}}$	La longueur des têtes de bobines [mm]
$e_{\text{sc}}, h_{\text{cs}}$	L'épaisseur et la hauteur des cuivres statoriques [mm]

La masse des rouleaux de tôles statoriques est déterminée suivant les dimensions extérieures du générateur et la nécessité ou non de segmentation. La masse du cuivre statorique réfère aux grandeurs liées aux bobinages du générateur. Concernant les coûts des matériaux au rotor, ils se décomposent en quatre parties à partir de l'équation suivante :

$$C_{\text{rot}} = M_{\text{PtR}}(R_{\text{rot}}, N_{\text{seg}}, p, D_{\text{arb}}, L_{\text{fer}}, e_{\text{tr}}) \cdot \gamma_{\text{tr}} + [M_{\text{cp}}(V_{\text{cp}}) \cdot \gamma_{\text{cp}} + M_{\text{cR}}(N_{\text{bg}}, N_{\text{spR}}, L_{\text{fer}}, L_{\text{p}}, e_{\text{spr}}, h_{\text{spR}}) \cdot \gamma_{\text{c}} + M_{\text{a}}(h_{\text{a}}, l_{\text{a}}, L_{\text{a}}, L_{\text{fer}}) \cdot \gamma_{\text{a}}] \cdot 2p \quad (3.59)$$

Avec :

$M_{\text{PtR}}$	La masse des plaques de tôles rotoriques [kg]
$R_{\text{rot}}$	Le rayon du rotor [mm]
$p$	Le nombre de pair de pôles
$e_{\text{tr}}$	L'épaisseur des tôles rotoriques [mm]
$M_{\text{cp}}$	La masse des cornes polaires [kg]
$V_{\text{cp}}$	Le volume des cornes polaires [m <sup>3</sup> ]
$M_{\text{cR}}$	La masse des cuivres rotoriques [kg]
$N_{\text{bg}}$	Le nombre de galettes rotoriques
$N_{\text{spR}}$	Le nombre de spires rotoriques
$L_{\text{p}}$	La largeur du pôle [mm]
$e_{\text{spr}}, h_{\text{sr}}$	L'épaisseur et la hauteur des conducteurs rotoriques [mm]
$M_{\text{a}}$	La masse des aimants [kg]
$h_{\text{a}}, l_{\text{a}}, L_{\text{a}}$	La hauteur, longueur et largeur d'un aimant [mm]

Le modèle des matières premières rotoriques reprend le même principe que celui du stator. Ainsi la masse des plaques des tôles avant la découpe laser dépend des dimensions générales du rotor. La masse liée aux cornes est corrélée suivant leurs volumes. Concernant les aimants permanents, le modèle de coûts dépend de plusieurs critères. Le premier est le type d'aimant permanent utilisé. Le second correspond aux dimensions d'un élément d'aimant. Ensuite, le nombre d'aimants est estimé suivant les dimensions générales de la MSDE.

Même si les coûts sont exprimés par une relation linéaire entre la masse et un prix en [€/kg], ce modèle présente des discontinuités de par les variables mises en jeux. En se focalisant uniquement sur le rotor, le nombre de galette mais également la longueur de fer (cette longueur influe sur le nombre de tôles, et d'aimants) introduisent des discontinuités.

### 3.4.1.2. Modèle économique de main d'œuvre

Suivant les différents processus réalisés sur le prototype exprimé en tableau 3.8, le modèle économique de MO est exprimé par :

$$C_{MO} = C_{MOs} + C_{MOr} + C_{MOb} + C_{MOa} \quad (3.60)$$

Avec :

$C_{MOs}$	Le coût de main d'œuvre pour le stator [€]
$C_{MOr}$	Le coût de main d'œuvre pour le rotor [€]
$C_{MOb}$	Le coût de main d'œuvre pour les bobinages rotoriques et statoriques [€]
$C_{MOa}$	Le coût de main d'œuvre pour le montage des aimants [€]

D'une manière générale le coût de MO  $C_{MO_n}$  d'une opération réalisée sur la partie n du générateur est exprimé comme suivant :

$$C_{MO_n} = C_n \cdot \gamma_{MO} \quad (3.61)$$

Avec  $C_n$  [h], le nombre d'heure associé à la partie n et  $\gamma_{MO}$  [€/h] le coût pour une heure de MO. Le coût de MO de l'armature statorique est défini par :

$$C_{MOs} = [C_p(N_{ts}) + C_{de}(N_{ts}) + C_{enc}(N_{ts}, N_{enc}) + C_{sou}(N_{ts}, N_{enc}) + C_{emp}(N_{ts}, N_{enc})] \cdot \gamma_{MO} \quad (3.62)$$

Avec :

$C_p$	Le coût de poinçonnage [€]
$C_{de}$	Le coût de découpage [€]
$C_{enc}$	Le coût d'encoche [€]
$C_{sou}$	Le coût de soudage [€]
$C_{emp}$	Le coût d'empilage [€]
$N_{ts}$	Le nombre de tôles statoriques

Le coût de MO des tôles rotoriques reprend le même principe avec l'expression (3.63).

$$C_{MO_r} = [C_{dec}(N_{tr}) + C_{emp}(N_{tr})] \cdot \gamma_{MO} \quad (3.63)$$

Avec :

$C_{dec}$  Le coût de la découpe laser [€]

$N_{tr}$  Le nombre de tôles rotoriques

Le coût de MO du bobinage est décomposé suivant le montage du stator et du rotor. Ces coûts reprennent chaque élément du tableau 3.8.

$$C_{MO_b} = [C_{bs}(N_{ce}, N_{enc}, L_{fer})] \cdot \gamma_{MO} + [C_{br}(N_{gal}, V_{cp})] \cdot p \cdot \gamma_{MO} \quad (3.64)$$

Avec :

$C_{bs}$  Le coût du bobinage statorique [€]

$C_{br}$  Le coût du bobinage rotorique [€]

Pour la considération des MSDE, le coût de montage des aimants permanents est estimé suivant le nombre d'éléments à poser.

$$C_{MO_a} = [C_a(h_a, l_a, L_a, L_{fer})] \cdot \gamma_{MO} \quad (3.65)$$

Avec :

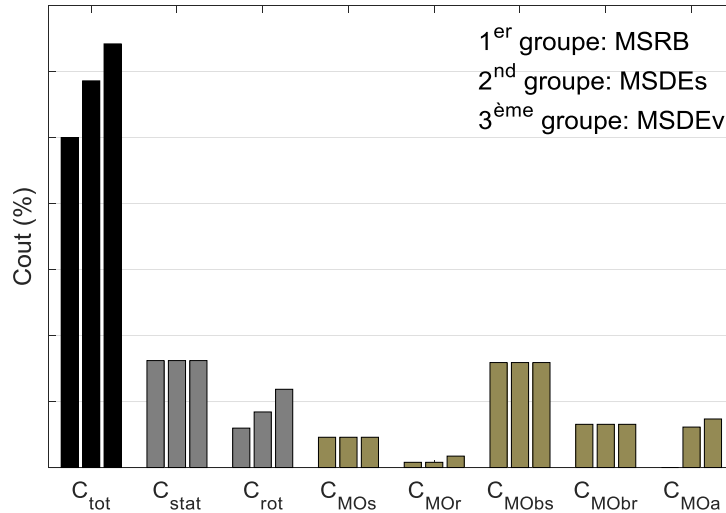
$C_a$  Le coût de montage des aimants [€]

### 3.4.1.3. Applications du modèle technico-économique

Cette section a pour objectif d'illustrer le modèle technico-économique sur les différentes machines investiguées. Ainsi les différents prototypes de générateurs introduits en section 3.3 seront utilisés comme entrées du modèle. Comme précédemment décrit, les représentations des coûts seront séparées en deux groupes par deux couleurs distinctes. Le premier illustre les coûts liés aux matières premières, le second correspond aux coûts de MO.

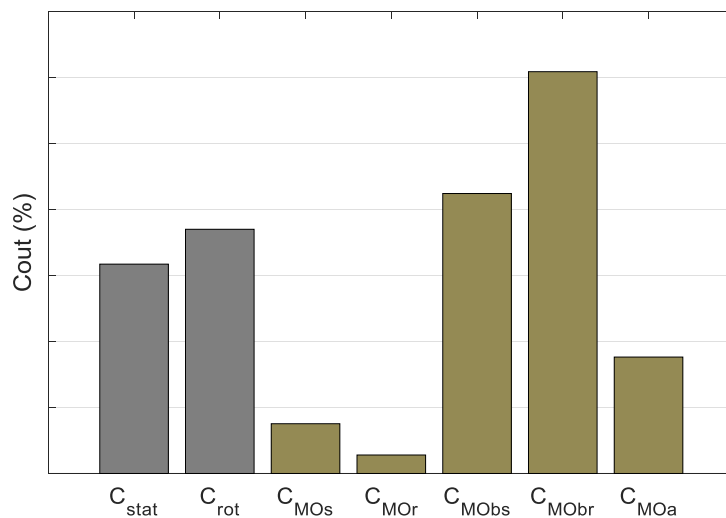
Afin d'analyser les tendances du modèle technico-économique, la figure 3.32 propose de répertorier les coûts totaux, des matières premières et de MO. Ces coûts sont normalisés par rapport au prototype de la MSRB. Sur cette figure, la décomposition des coûts est proposée suivant trois machines. La première correspond au prototype de la MSRB, la seconde est le prototype de la MSDEs et la troisième est la MSDEv.

L'ensemble des machines représentées en figure 3.32 présente la même géométrie, le même stator, le même bobinage rotorique et statorique. En conséquence, l'ensemble des coûts de MO lié à ces opérations sont similaires. L'impact des coûts des aimants posés en surface ou en « V » est directement proposé. Pour la MSDEs, les aimants, qui forment la double excitation, impliquent des coûts importants tant sur les matières premières au rotor  $C_{rot}$  ou sur le montage des aimants  $C_{MO_a}$ . Concernant la MSDEv, l'emploi d'une plus grosse quantité d'aimants impacte le coût total de la structure. Pour cette machine, le rotor nécessite deux découpes de tôles, l'une pour la culasse et la base du pôle, l'autre pour la pièce polaire qui est posée avec les aimants. En conséquence, les coûts de MO du rotor  $C_{MO_r}$  sont également plus élevés.



**Figure 3.32 Répartition des coûts suivant une MSRB, MSDEs et MSDEv**

Ensuite, le modèle économique a été appliqué au concept JEOLIS, la machine à attaque directe de forte polarité. La figure 3.33 illustre la répartition des coûts sur ce prototype. Les tendances sur les coûts des matières premières diffèrent des précédentes machines. La polarité de JEOLIS implique des coûts importants sur le rotor de la génératrice. Les aimants placés dans l'espace inter-polaire participent de façon non-négligeable aux coûts des matières premières et de MO.



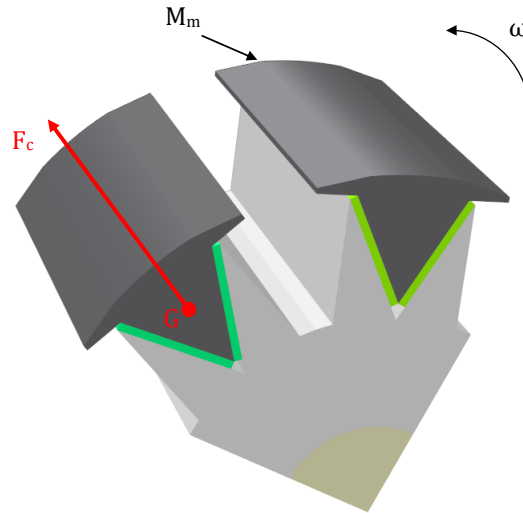
**Figure 3.33 Répartitions des coûts sur JEOLIS**

Le modèle économique a été analysé au travers des prototypes de forte puissance. L'originalité de ce modèle réside dans la prise en compte de différentes structures de générateurs, mais également dans la considération des coûts des matières premières et de MO.

### 3.4.2. Modèle mécanique

Suivant la structure de générateur investigué, la réalisation de celui-ci est plus au moins complexe. En plus du critère économique, les structures de générateurs doivent être mécaniquement constructibles. Ainsi, un modèle mécanique est proposé pour la conception des générateurs de forte puissance.

La structure la plus difficile à concevoir est la MSDEv. En raison des aimants placés en « V » dans le pôle, le rotor de la MSDEv est composé de deux parties ferromagnétiques. La première est la partie du pôle comprenant la couronne et la base du pôle. La seconde est constituée d'une pièce polaire fixée après la pose des aimants en « V ». L'objectif du modèle mécanique est alors de considérer les efforts exercés par la force centrifuge  $F_c$  sur la masse mobile  $M_m$  de la pièce polaire en figure 3.34.



**Figure 3.34 Force centrifuge s'appliquant sur un pôle**

Le modèle mécanique consiste à réaliser un calcul de force centrifuge à partir de l'équation (3.66). Cette force centrifuge est obtenue pour une survitesse de 20% de la vitesse nominale du générateur. L'attraction magnétique générée par les aimants sur la partie mobile est supposée beaucoup plus faible que la force centrifuge. En conséquence, la force d'attraction des aimants est négligée.

$$F_c = M_m \cdot \left( \frac{v}{R_g} \right)^2 \cdot R_g = \frac{M_m \cdot v^2}{R_g} \quad (3.66)$$

Avec :

$M_m$	La masse de la partie mobile [kg]
$R_g$	Le rayon du centre de gravité de la partie mobile [m]
$v$	La vitesse linéaire sur la tangente de la trajectoire de la partie mobile [m/s]

**Confidentiel**

**Confidentiel**

### 3.4.3. Modèles de pertes Joules

Les pertes Joules au rotor et au stator de la génératrice sont calculées par les formules classiques qui reprennent respectivement leurs résistances de bobinage et leurs courants. Les résistances sont déterminées dans : Annexe c. Calculs des paramètres électriques d'une MSDE.

$$P_{jr} = R_r \cdot J^2 \quad (3.69)$$

$$P_{js} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2 \quad (3.70)$$

Avec :

$R_r, R_s$  Les résistances des bobines rotoriques et statoriques [ $\Omega$ ]

### 3.4.4. Modèle de pertes mécaniques

Les pertes mécaniques prennent en compte les frottements liés à la rotation du rotor et du système de ventilation. Ces pertes peuvent être séparées en plusieurs parties :

- Les pertes dans les paliers et roulements provoquées par la rotation.
- Les pertes aérauliques causées par la friction de l'air à la surface du rotor en rotation.
- Les pertes par ventilation liées au débit et à la pression mise en jeu pour refroidir le dispositif.

Comme illustré dans le chapitre 1, section 1.4.2, ces pertes représentent 12% des pertes totales d'après les statistiques fondées sur huit générateurs de différentes polarités.

Ces pertes sont généralement estimées à partir de formules empiriques basées sur des essais réalisés sur plusieurs machines. Cette base de données permet d'extrapoler ces pertes sur la machine investiguée avec une précision suffisante. Néanmoins, lors de la phase de dimensionnement, une estimation globale de ces pertes est effectuée selon (3.71) [84]. Cette équation décompose les pertes par ventilation et celles par frottement d'air au niveau de l'entrefer.

$$P_m = P_v + P_f = 8 \cdot D_{rot} \cdot (L_{fer} + 0,15) \cdot v^2 \quad (3.71)$$

où  $D_{rot}$  et  $L_{fer}$  représentent respectivement le diamètre et la longueur de fer du rotor en mètre.  $v$  désigne la vitesse rotorique tangentielle en (m/s).

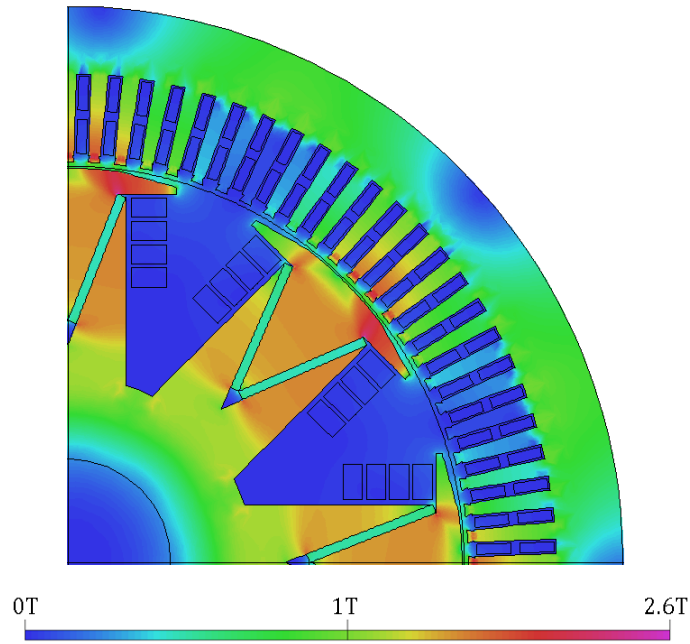
### 3.4.5. Modèles de pertes dans les aimants

Dans le cas d'une structure à double excitation, les aimants sont l'origine de pertes qui influent sur l'efficacité des générateurs. La variation du flux magnétique créée par le bobinage statorique engendre des courants induits dans les aimants qui sont à l'origine de pertes par courants de Foucault. Le bobinage statorique engendre deux sources de variations du flux. La première source correspond aux harmoniques de FMM provenant de la distribution spatiale du bobinage statorique et le type d'alimentation. La seconde source correspond aux effets de dentures et plus précisément à l'alternance dents/encoches statoriques. L'estimation des pertes dans les aimants est une tâche complexe en raison de la prise en compte de la circulation des courants induits dans l'épaisseur de peau. Une simulation EF 3D reste la solution la plus précise pour considérer ces phénomènes. Cette méthode ne s'intègre pas dans la démarche de conception des générateurs proposés. Les auteurs [100]–[102] proposent différentes solutions en vue d'estimer les pertes dans les aimants.

Suivant les structures de générateurs à double excitation, les phénomènes de pertes dans les aimants n'auront pas la même importance. Concernant la MSDEs, les aimants placés en surface des pôles perçoivent une variation d'induction liée à la denture statorique. Ces variations d'induction, illustrées en figure 3.7, section 3.1.2 dans le cas d'un fonctionnement en charge, sont la source de pertes par courants de Foucault.

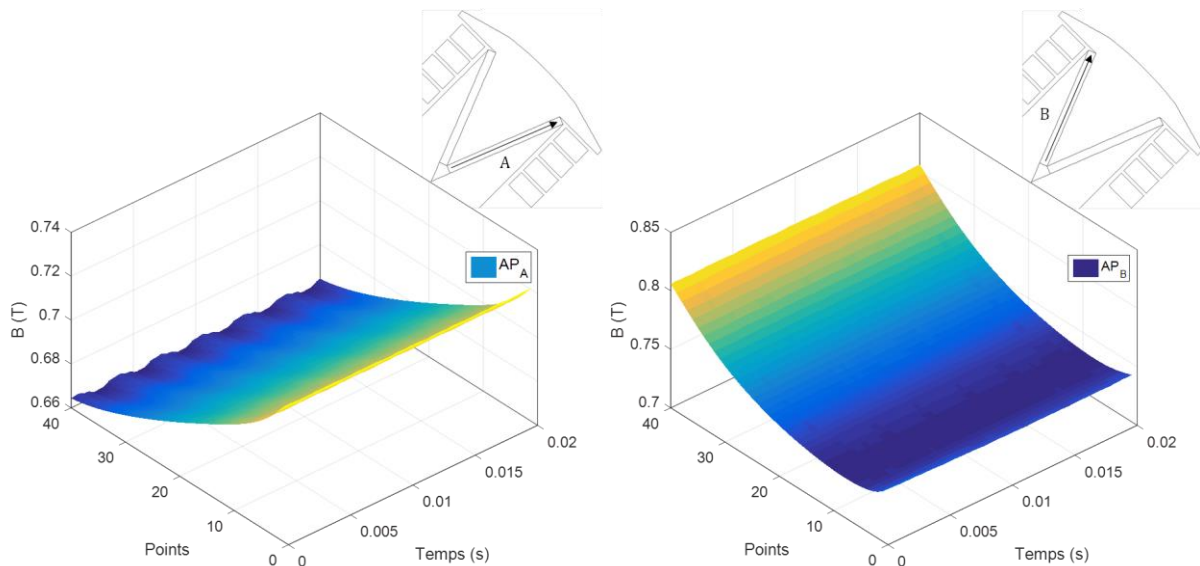
Lors de la phase de conception des générateurs, les pertes dans les aimants d'une machine synchrone à aimants en « V » sont généralement négligées. Dans le cas d'une MSDEv, une simulation EF est réalisée pour les mêmes conditions que l'essai en charge en section 3.1.2. La MSDEv est choisie volontairement avec les mêmes dimensions que le prototype de la MSDEs. La taille des aimants est également imposée. Le courant d'excitation est ajusté pour atteindre le point en charge. La figure 3.36 illustre une cartographie d'induction en régime établi.





**Figure 3.36** Cartographie d'induction en charge de la MSDEv

À partir de cette simulation, les inductions au milieu de chaque aimant en « V » sont illustrées en figure 3.37. L'évolution de l'induction est extraite sur 40 points au milieu de deux aimants d'un même pôle sur une période électrique en régime établi lors de l'essai en charge. Les extrémités basses et hautes des flèches correspondent respectivement du point 0 vers le 40. Pour le même point de fonctionnement que celui de la MSDEs (même tension, courant statorique, facteur de puissance), le niveau d'induction dans les aimants est nettement plus élevé. En enterrant les aimants dans le pôle, les aimants de la MSDEv subissent peu de variation dans le temps. Enfin, l'aimant A subit de légères variations dans la zone se rapprochant de l'épanouissement polaire. Cette zone correspond à celle qui voit la plus haute variation de la RMI (figure 3.36).



**Figure 3.37** Variations d'induction au milieu des aimants de la MSDEv en charge

Au vue des simulations EF, les pertes dans la MSDEs seront estimées par des formules analytiques. Les modèles analytiques employés sont tirés de [100]. Le principe consiste à utiliser deux formulations suivant les effets de dentures statoriques, et les harmoniques de champs. En revanche, les pertes dans les aimants de la MSDEv seront négligées.

### 3.5. Validations et comparaisons

#### 3.5.1. Validations expérimentales à vide

La première validation est réalisée avec les mesures à vide effectuées sur les deux prototypes de générateurs. Les mesures sont établies en entrainant le prototype à une vitesse constante correspondant à leur vitesse nominale. Le courant d'excitation est augmenté progressivement afin de croître la tension aux bornes du générateur. Les figures 3.37 et 38 illustrent des mesures correspondant respectivement aux prototypes de MSRB et de MSDEs puis de JEOLIS. À partir de ces caractéristiques mesurées, plusieurs analyses seront développées. La première portera sur la précision des résultats, la seconde sur l'intérêt des différentes structures de générateurs à double excitation.

Les figures 3.37 et 38 proposent une comparaison des mesures expérimentales au modèle multi-structure à vide développé en section 3.3.1. Les écarts entre les mesures et le modèle sont faibles et principalement liés à la discrétisation du modèle par réseaux de réluctance. Sur la figure 3.38, pour la MSRB, une tension à courant nul et des écarts sur la pente de la caractéristique induisent des erreurs.

Ces figures illustrent également l'intérêt des MSDE suivant la localisation des aimants permanents. Ainsi, la figure 3.38 reprend le fonctionnement de la MSDE série à vide. Sur cette caractéristique, les aimants permanents placés en surface du pôle participent directement au flux utile. Sans courant d'excitation, les aimants fournissent plus de la moitié de la tension nominale de la machine. La MSDEs à aimants en surface contribue à l'amélioration de l'efficacité énergétique en réduisant de 50% le courant d'excitation à 3000V.

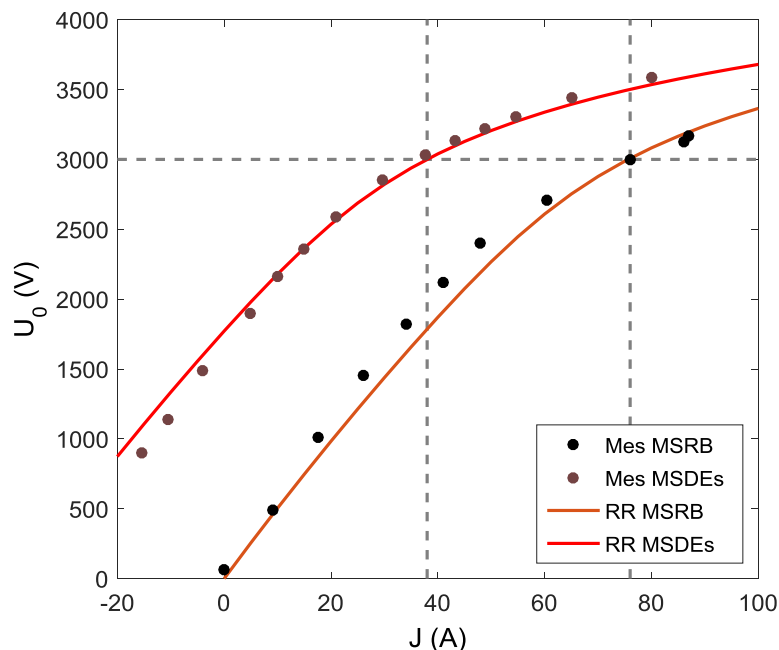


Figure 3.38 Courbes à vide calculées et mesurées de la MSRB et MSDEs

La figure 3.39 reprend le principe d'une MSDE parallèle au travers du concept JEOLIS. Deux caractéristiques sont comparées suivant JEOLIS, et le même générateur sans aimant (MSRB). Ces deux générateurs ont la même pente à vide. Les aimants placés entre les cornes polaires ne participent pas au flux utile. Lorsque le circuit magnétique du générateur sature, les aimants permettent de désaturer le pôle rotorique et ainsi augmenter le niveau de tension de la caractéristique à vide.

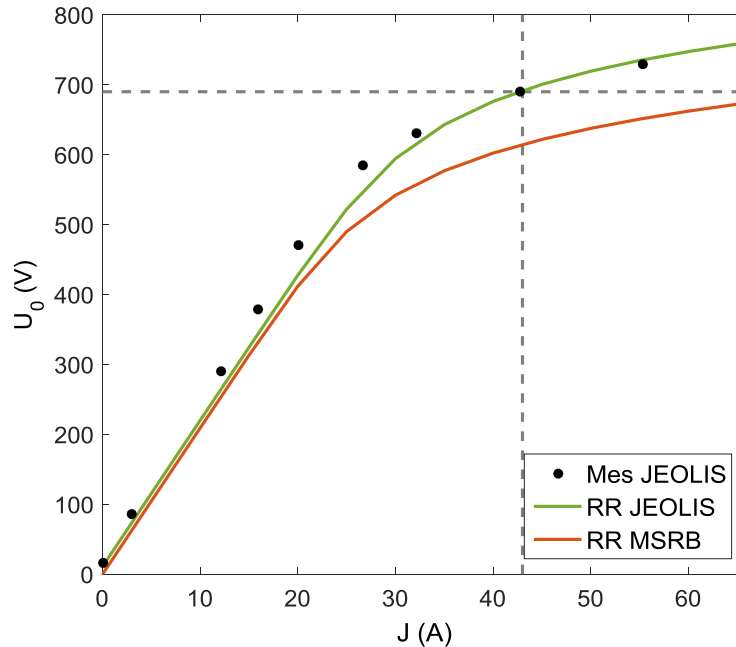


Figure 3.39 Courbes à vide calculées et mesurées de JEOLIS

À courant d'excitation correspondant à la tension nominale de JEOLIS, la tension est accrue de plus de 10% par rapport à la MSRB. En conséquence, le concept JEOLIS contribue à l'amélioration de l'efficacité énergétique en atteignant la tension nominale imposée pour un courant d'excitation restreint.

### 3.5.2. Validations expérimentales en charge

L'objectif de cette partie est de comparer les essais réalisés sur les différents prototypes au modèle multi-structure lors du fonctionnement en charge. Cette partie met en avant des comparaisons suivant les différentes méthodes d'obtention des flux présentées en section 3.3.2.2. Le principe d'obtention des courants d'excitation reprend le processus d'optimisation détaillé en section 3.3.2.8.

Les premières comparaisons sont illustrées dans le tableau 3.9. Les essais en charge de la MSDEs et de JEOLIS sont pris comme références. Pour les deux machines, les consignes en courant sont obtenues par le processus d'optimisation suivant chaque méthode d'obtention des flux. Le modèle analytique linéaire (Lin) sous-estime amplement le courant d'excitation en charge en raison de la non-prise en compte de la saturation ferromagnétique. Les résultats sont satisfaisants pour les niveaux de modélisation par réseaux de réductance (RR) et EF.

**Tableau 3.9 Comparaisons entre les méthodes et les mesures en charge**

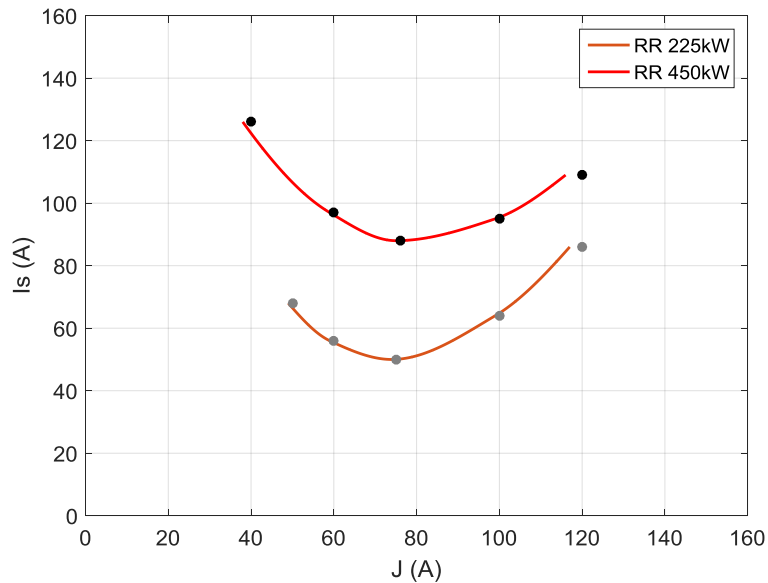
	U (V)	I <sub>s</sub> (A)	f <sub>p</sub>	Lin	RR	EF	Mesures
					J (A)		
MSDE	2915	158	0,98	51	59	60	61
JEOLIS	690	752	1	53	61	62	64

Parmi les essais effectués sur la MSDEs, les courbes en « V » ont été mesurées avant le collage des aimants permanents. Par conséquent, la machine est alors vue comme une MSRB. Le principe de cet essai est que la machine est connectée au réseau et entraînée en amont par une MCC. Lors de cet essai, la puissance mécanique de la MCC est constante pour débiter une même puissance active sur le réseau. Ensuite, la puissance réactive est ajustée par le courant d'excitation de la machine investiguée. Ce qui modifie le facteur de puissance. Suivant le tableau 3.10, ces mesures ont été effectuées pour deux valeurs de puissances actives, respectivement 250 kW et 450kW. À noter également que la tension aux bornes des enroulements statoriques n'est pas constante et subit des fluctuations autour de la tension nominale du générateur de 3000V. Cela est causé par la tension EDF et le passage par un transformateur haute-tension qui engendre des fluctuations sur la tension du prototype. Par conséquent, la puissance active varie autour des ordres de grandeurs décrits dans le tableau 3.10. Les points de fonctionnement lors des essais en « V » sont comparés au modèle électromagnétique en charge suivant la méthode d'obtention des flux par réseaux de réductance.

**Tableau 3.10 Comparaisons de la méthode RR et les essais en « V » sur la MSRB**

	U (V)	I <sub>s</sub> (A)	f <sub>p</sub>	Mesure J (A)	RR J (A)	Erreur ε (%)
<b>P=250 kW</b>	3101	86	0,55	120	117	2,5
	3040	64	0,739	100	99	1
	2919	50	1	75	74	1,3
	2876	56	0,896	60	59	1,7
	2824	68	0,744	50	49	2
<b>P=450 kW</b>	3094	109	0,795	120	116	3,3
	3031	94	0,915	100	99	1
	2927	88	0,995	76	75	1,3
	2850	97	0,923	60	59	1,7
	2734	126	0,735	40	38	5

Le modèle assure une bonne estimation du courant d'excitation suivant les essais en « V ». L'erreur maximale relative du modèle n'excède pas 5% (et l'erreur absolue de 4A). Ces résultats sont illustrés sur la figure 3.40.



**Figure 3.40 Comparaison des courbes en « V » de la MSDEs avant le collage des aimants**

Les validations expérimentales en charge ont mis en avant le modèle multi-structure sur différents points de fonctionnement en charge. Grâce aux facultés de généricité, le modèle électromagnétique en charge a été comparé sur différentes structures de générateurs de forte puissance.

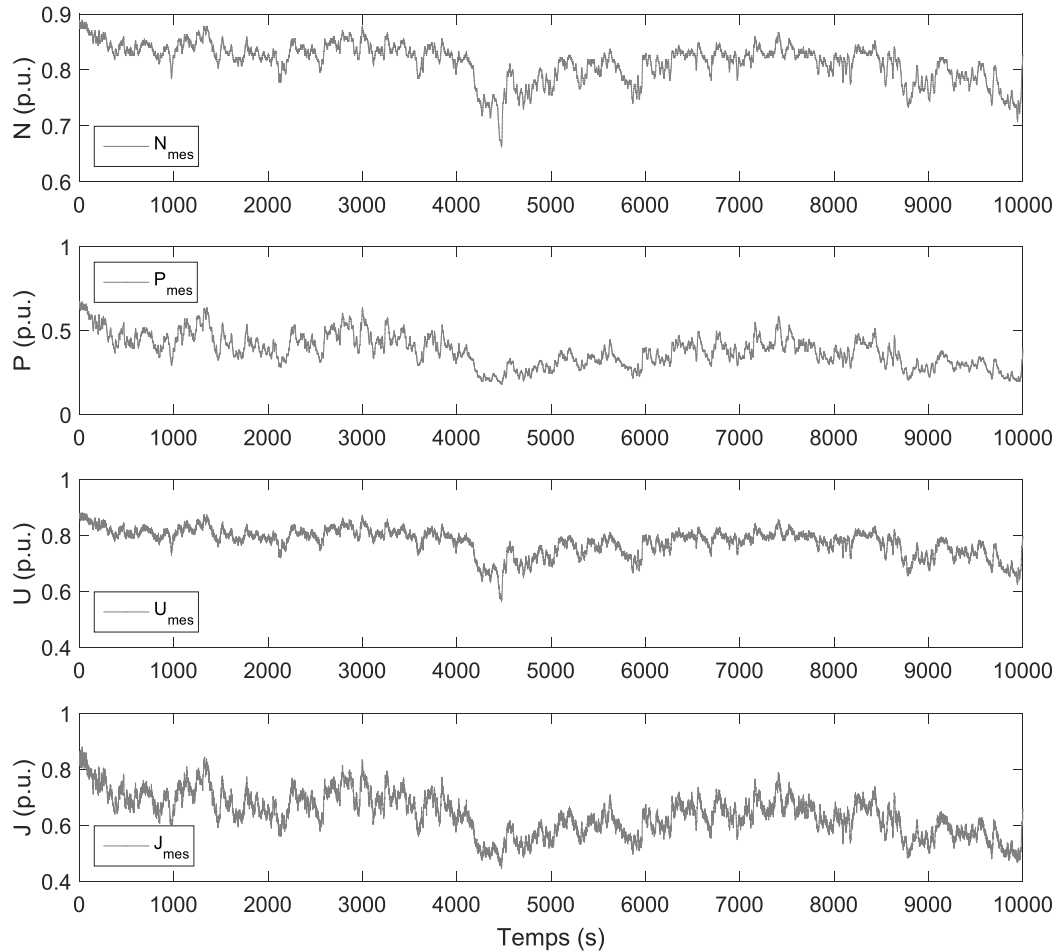
### 3.5.3. Validations expérimentales sur cycle de fonctionnement

Lors de la phase de dimensionnement d'un générateur, le concepteur doit permettre d'estimer les performances sur l'ensemble de la zone de fonctionnement du générateur. Le modèle électromagnétique en charge présente la faculté de pouvoir aisément considérer un point mais également un cycle de fonctionnement.

Les sections suivantes ont pour objectif de comparer les méthodes d'obtention des flux sur un cycle de fonctionnement réel d'un générateur. Le choix du système est basé sur JEOLIS, l'éolienne à attaque directe. Grâce aux mesures sur cycle, une discussion sera alors portée sur les méthodes d'obtention des flux adaptées à un processus de conception.

#### 3.5.3.1. Cycle expérimental de fonctionnement éolien

L'enjeu de cette partie est de comparer les méthodes d'obtention des flux sur un cycle de fonctionnement éolien. Ainsi, une attention toute particulière sera portée sur la génératrice sans considérer l'électronique de puissance associée à la chaîne de conversion. À partir de la centrale d'acquisition mise en place sur le prototype, on bénéficie de mesures propres à la génératrice sur un cycle de fonctionnement. Ainsi la figure 3.41 illustre respectivement la vitesse de l'arbre de la machine, la puissance active, la tension et le courant d'excitation sur un cycle mesuré. Ce cycle représente un échantillon de 10000 points correspondant à autant de secondes.



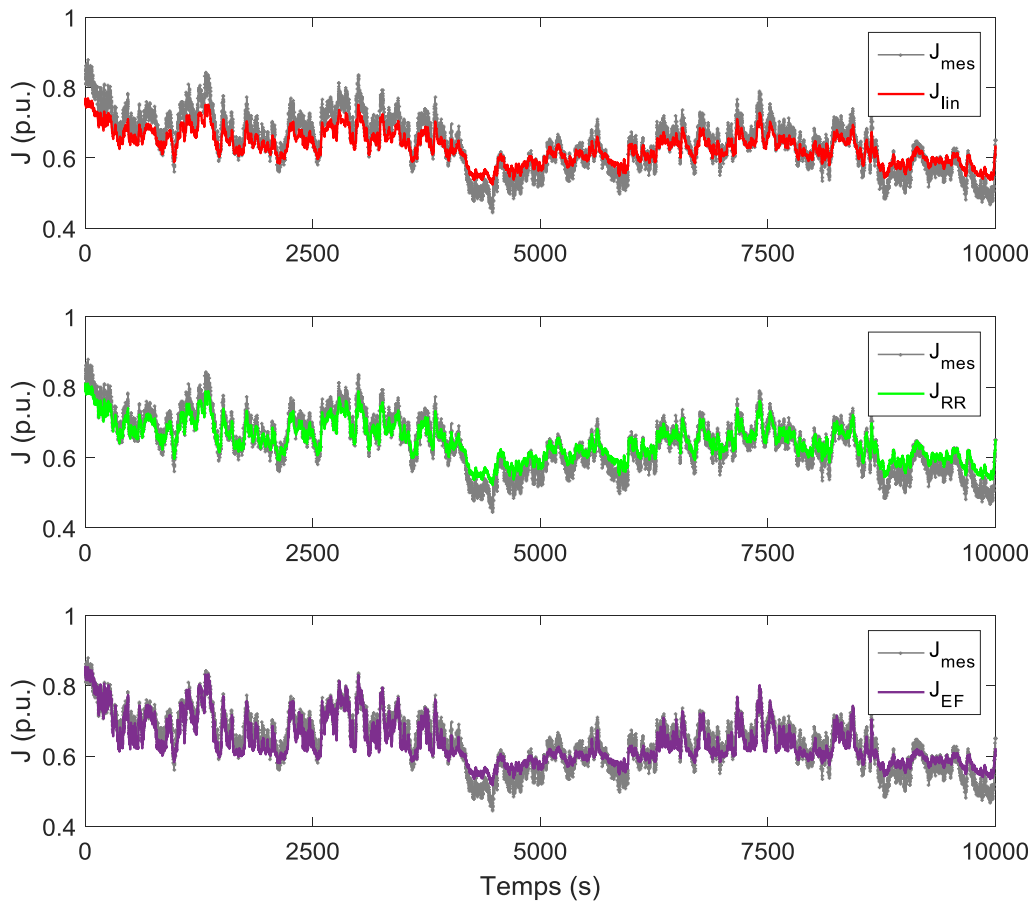
**Figure 3.41 Cycle de fonctionnement éolien et grandeurs électriques mesurés**

La commande de la machine est réalisée à un facteur de puissance unitaire. Le but de ce contrôle est d'extraire le maximum de puissance et ainsi optimiser la quantité d'énergie renvoyée sur le réseau [103].

### 3.5.3.2. Comparaison des méthodes d'obtention des flux

L'objectif de cette partie est de mettre en avant les différentes méthodes d'obtention des flux sur un cycle de fonctionnement éolien. À partir des mesures expérimentales, toutes les données propres à la charge sont connues. Ensuite, le processus de calcul de points de fonctionnement en charge est itéré à chaque pas de temps. Comme précédemment évoqué, le principe de résolution présente la faculté d'être consistant suivant chaque méthode d'obtention des flux.

La figure 3.42 présente les courants d'excitation suivant les trois méthodes d'obtention des flux. La première remarque porte sur la résolution du courant d'excitation en charge. D'un point de vue général, le problème d'optimisation satisfait correctement les contraintes associées au cycle de fonctionnement pour chaque méthode. De plus, le courant d'excitation calculé suit les tendances des mesures.



**Figure 3.42 Comparaisons des méthodes d’obtention flux**

Afin de juger la précision de chaque méthode, les erreurs  $\varepsilon$  sont calculées suivant les mesures expérimentales et répertoriées dans le tableau 3.11.  $\varepsilon_{\text{sou}}$  réfère à la plus forte sous-estimation du courant d’excitation en charge le long du cycle.  $\varepsilon_{\text{sur}}$  exprime la plus forte surestimation. Enfin,  $\bar{\varepsilon}$  représente l’erreur moyenne à partir de chaque point du cycle.

**Tableau 3.11 Ecart entre les mesures expérimentales et les calculs sur cycle**

	lin	RR	Surface de flux EF
$\varepsilon_{\text{sou}}$	14,4	10,1	8,3
$\varepsilon_{\text{sur}}$ [%]	-18,6	-17,9	-17,4
$\bar{\varepsilon}$	4,4	3,3	3,1

Chaque méthode a tendance à surestimer le courant d’excitation lorsque celui-ci est inférieur à 0.6 p.u.. Cet ordre de grandeur correspond à un mode de fonctionnement non-saturé. L’erreur  $\varepsilon_{\text{sur}}$  est liée à la différence de pente avec les mesures réalisées sur le prototype lors du fonctionnement à vide. Cette erreur est quasi-homogène suivant chaque méthode d’obtention des flux.

En revanche, l'erreur  $\varepsilon_{\text{sou}}$  diminue significativement en fonction des méthodes d'obtention des flux. En raison de la non-prise en compte de non-linéarité, la méthode linéaire occasionne la plus forte sous-estimation. L'erreur moyenne  $\bar{\varepsilon}$  est tolérable pour chaque méthode sur l'ensemble du cycle de fonctionnement. Néanmoins, la méthode EF apparaît comme la plus précise pour chaque critère d'erreur.

L'objectif du développement de ces modèles est de les employer dans une phase de conception par optimisation des générateurs de forte puissance. Un compromis entre temps de calcul et précision des modèles est alors nécessaire pour faire un choix sur la méthode d'obtention des flux. Le tableau 3.12 synthétise les temps de calcul de chaque méthode sur cent points de fonctionnement en charge.

**Tableau 3.12 Temps de calcul pour 100 points de fonctionnement**

		Lin	RR	Surfaces de flux EF
Temps	[s]	22	88	45

Le tableau 3.12 prend en compte les temps de calcul associés à la construction de la géométrie, le calcul des points initiaux, la résolution par optimisation des points de fonctionnement. La méthode linéaire est sans surprise la plus rapide. La méthode RR apparaît comme la plus coûteuse en temps de calcul. Ces temps sont engendrés par la résolution de la non-linéarité des flux dans le calcul des points de fonctionnement. Ce processus n'est pas présent dans la méthode linéaire et celles des surfaces de flux EF. Concernant la méthode EF, les temps de calcul sont liés uniquement à la méthode d'interpolation sur les cartographies de flux. Celle-ci est plus faible que la méthode RR. Néanmoins, la construction de ces surfaces est particulièrement coûteuse en temps de calcul, comme démontrée en tableau 3.7 de la section 3.3.2.6.

Lors d'une étude sur cycle, l'impact du nombre de points est un critère important sur la stratégie employée par la méthode RR. Deux possibilités peuvent être effectuées. La première consiste à résoudre le processus itératif de non-linéarité directement lors des calculs des points de fonctionnement. Cette démarche a été utilisée précédemment dans l'étude sur cycle. La seconde a pour objectif de réutiliser le principe d'interpolation sur des surfaces de flux. Ainsi, les cartographies seraient construites avant la résolution des points de fonctionnement en charge. Comme énuméré dans le tableau 3.12 sur un cycle inférieur à cent points de fonctionnement, la première stratégie peut être conservée, les temps de calcul sont tolérables. Pour un cycle de fonctionnement de 10000 points comme illustré en figure 3.42, la méthode RR avec résolution de la non-linéarité prendrait plus de 2h20. Alors que si les surfaces de flux seraient préalablement construites, le temps de résolutions serait équivalent à la méthode EF soit près de 1h15. De plus, le temps de construction des surfaces de flux par la méthode RR est négligeable par rapport au temps de résolution des points. Ainsi, lors d'une étude sur cycle, une investigation des stratégies de résolution est préalablement nécessaire pour définir la moins coûteuse en temps de calcul.

Le tableau 3.13 synthétise les différentes méthodes d'obtention des flux suivant différents critères. Ainsi, les méthodes sont jugées suivant la prise en compte des phénomènes physiques, leurs pressions, les temps de calcul. Ces critères ont été préalablement discutés. Le quatrième critère porte sur la généricité des méthodes. Le développement des modèles a été axé sur leur faculté à considérer différentes structures de générateurs de forte puissance. Enfin le dernier critère porte sur l'implémentation de la méthode dans un processus de conception des générateurs. La méthode des surfaces de flux EF est en retrait suivant ce critère. Cette méthode



nécessite un couplage logiciel entre le processus de conception par optimisation et la phase de construction des surfaces de flux.

Ces deux derniers critères sont favorables aux méthodes linéaires et réseaux de réluctance. Ces méthodes sont capitalisées sur la même base logicielle qui facilite l'implémentation dans un processus de conception. De plus, leur généricité n'est limitée que par le choix des structures de générateurs que l'on souhaite investiguer.

**Tableau 3.13 Synthèse des méthodes d'obtention des flux**

Méthodes	Phénomènes physiques	Précision	Temps de calcul	Généricité	Implémentation
Lin	↓	↘	↑	↑	↑
RR	↔	↔	↗	↑	↑
EF	↗	↗	↘	↗	↔

Au vue des cinq critères définis dans le tableau 3.13, la méthode par réseaux de réluctance est en adéquation avec un processus de conception des générateurs de forte puissance. Les modèles développés emploieront cette méthode de résolution des flux des axes direct et quadrature dans l'objectif de la conception des structures.

### 3.6. Synthèses et apports

Ce chapitre avait pour objectif de développer des méthodes de conception des générateurs de forte puissance. L'idée forte est de proposer des modèles qui permettent de considérer à la fois des générateurs conventionnels mais également à double excitation.

Après avoir rappelé les différentes structures des prototypes existants, un modèle simple a mis en avant des règles de conception des générateurs à double excitation série. Un compromis entre l'efficacité de l'aimant et la faculté de contrôle de la bobine a permis de définir une longueur d'aimant minimum. Ainsi, MSDEv a été définie comme une structure qui permet potentiellement de remplir ces critères.

Ensuite, des modèles électromagnétiques ont été employés en vue de modéliser un ensemble de structures de générateurs adaptées aux fortes puissances. L'originalité de cette modélisation est portée par l'aspect multi-structure. Un modèle par réseaux de réluctance a été développé en vue d'obtenir les caractéristiques à vide de chaque générateur. Ensuite, un modèle électromagnétique en charge dans le repère de Park a été utilisé. Ce choix a été porté vis-à-vis de la généralité de ce modèle pour l'ensemble des machines synchrones. Ce modèle permet d'intégrer les lois de contrôle du générateur. La précision de la modélisation en charge est dépendante de la détermination des flux suivant les axes direct et quadrature. Ainsi, trois niveaux de modélisation ont été présentés. La comparaison des flux a permis d'illustrer les hypothèses associées à chaque niveau. En raison de ces trois niveaux, une méthode d'optimisation a été développée pour résoudre les points de fonctionnement en charge. Cette méthode est homogène à chaque méthode d'obtention des flux.

Lors de la phase de dimensionnement, le concepteur a besoin de déterminer un ensemble de critères qui lui permet d'évaluer chaque structure de générateurs. Ainsi, un modèle économique considérant à la fois les coûts des matières premières et de MO a été réalisé. Les tendances sur la répartition des coûts ont été évaluées sur les prototypes. Les modèles de pertes ont été également introduits.

Enfin, le modèle a été comparé aux mesures sur chaque prototype développé. La modélisation à vide par réseau de réluctance a montré une bonne concordance sur chaque caractéristique à vide mesurée. Ensuite, le processus de résolution des points de fonctionnement en charge a permis de comparer les niveaux d'obtention des flux des axes direct et quadrature par rapport aux mesures. Ces comparaisons ont été établies sur des points mais également des cycles de fonctionnement éolien. Une synthèse a permis de juger chaque méthode d'obtention des flux. De par les facultés de généralité des structures, le niveau d'hypothèses, la concordance par rapport aux mesures, la méthode par réseaux de réluctance sera employée dans la phase de conception.



# Chapitre 4. Conception par optimisation des MSDE

---

## 4.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de proposer une aide décisionnelle aux choix de structures de générateurs de forte puissance. En vue d'améliorer l'efficacité énergétique des machines de production d'électricité, deux voies sont investiguées. La première voie a pour objectif d'améliorer la loi de contrôle du générateur. La seconde voie consiste à optimiser la géométrie du générateur en vue d'accroître son efficacité énergétique.

La première partie est menée suivant l'axe de la stratégie de contrôle. Par la présence de la bobine d'excitation, la MSRB ou les MSDEs offrent un degré de contrôle supplémentaire par rapport au MSAP. Cette variable supplémentaire implique une liberté lors de la détermination de la stratégie de contrôle optimal. Cette problématique est traitée dans la première partie. Ensuite, l'obtention de la loi de contrôle est appliquée au générateur à attaque directe à partir de densité de probabilité de fonctionnement. Différentes stratégies sont investiguées, et leur gain en terme d'énergie produite est quantifié.

La seconde partie de ce chapitre porte sur la présentation du processus d'optimisation géométrique multi-structure au point nominal du générateur. Cette partie introduit la définition des variables et des contraintes du problème d'optimisation multi-structure. Ainsi, le processus d'optimisation des MSRB, MSDEp, MSDEs et MSDEv est développé. Une analyse de sensibilité du modèle met en avant les tendances du processus de conception des structures. L'algorithme d'optimisation et les différents paramètres choisis sont également justifiés.

La troisième partie repose essentiellement sur l'application de ce processus d'optimisation multi-structure. Deux cahiers des charges sont considérés suivant les prototypes JEOLIS et MSDEs. Les dimensionnements sont pour un ensemble de solutions optimales au sens de Pareto. De par l'originalité du modèle multi-structure, la dominance des topologies est représentée au travers de fronts de Pareto. Les structures les plus prometteuses seront énoncées au travers de différentes optimisations multicritères. Les machines conventionnelles seront comparées aux MSDE. Ainsi, cette démarche de conception démontre les meilleurs compromis entre les performances et des critères, tels que les coûts, les coûts des matières premières et la masse pour chaque générateur.

La quatrième partie couple la stratégie de contrôle à l'optimisation géométrique. Le processus de conception par optimisation intègre des données statistiques de fonctionnement du générateur éolien. L'objectif est alors de quantifier l'apport de ce processus lors du dimensionnement des structures de générateurs. Les machines Pareto optimales seront comparées au prototype. Enfin, l'impact de la densité de probabilité sur le dimensionnement sera quantifié vis-à-vis d'un dimensionnement classique sur le point nominal.

### 4.1.1. Lois de contrôle des générateurs

Les modèles développés au chapitre 3 sont tournés vers la conception des générateurs de forte puissance. L'originalité de ces modèles réside dans la considération de plusieurs structures de générateur notamment à double excitation. L'objectif de cette partie est d'étudier l'impact des lois de contrôle des générateurs de forte puissance. Ainsi, les modèles du chapitre 3 seront employés dans un processus de détermination des stratégies de contrôles optimaux.

Deux axes originaux sont portés dans cette partie. Le premier axe porte sur la convergence du contrôle. L'emploi d'une méthode de gradient est utilisé afin d'atteindre les points de fonctionnement à partir d'un nombre d'évaluations réduites et en intégrant les contraintes de fonctionnement de la machine. Cette méthode peut conduire parfois à des solutions sous-optimales sur la stratégie de contrôle. La section suivante vise à étudier la convergence du contrôle et à proposer des solutions pour y remédier.

Le second axe porte sur la loi de contrôle optimal d'un générateur éolien. À partir de données statistiques et des points de fonctionnement du générateur, deux lois de contrôle sont investiguées. Celles-ci se distinguent sur le facteur de puissance, et en conséquence sur la gestion des puissances active et réactive. Chaque stratégie vise à maximiser l'énergie convertie au cours d'une année tout en respectant les contraintes électriques du générateur. Le gain de chaque stratégie de contrôle est quantifié tant sur l'énergie que sur l'efficacité du générateur.

### 4.1.2. Convergence de la loi de contrôle

Dans la section 3.3.2.8 du chapitre 3, un processus de détermination des points de fonctionnement en charge par optimisation a été développé. Ce processus a pour objectif de retrouver les consignes  $(I_d, I_q, J)$ , associées aux points de fonctionnement en charge  $(U_s, I_s, f_p)$ . Ce processus utilise un algorithme de type gradient. Cet algorithme permet de respecter précisément les contraintes et a une convergence rapide. Le problème d'optimisation formulé est un processus rigide, où une unique solution est possible pour satisfaire le point de fonctionnement.

Lors de la recherche de la loi de contrôle optimale, les grandeurs électriques ne sont pas connues. L'objectif est de trouver le meilleur contrôle respectant des consignes de couples à des vitesses données. L'objectif est de minimiser les pertes. Ce processus est illustré en figure 4.1. Lors de la résolution, plusieurs triplets  $(I_d, I_q, J)$  peuvent satisfaire l'ensemble des contraintes.

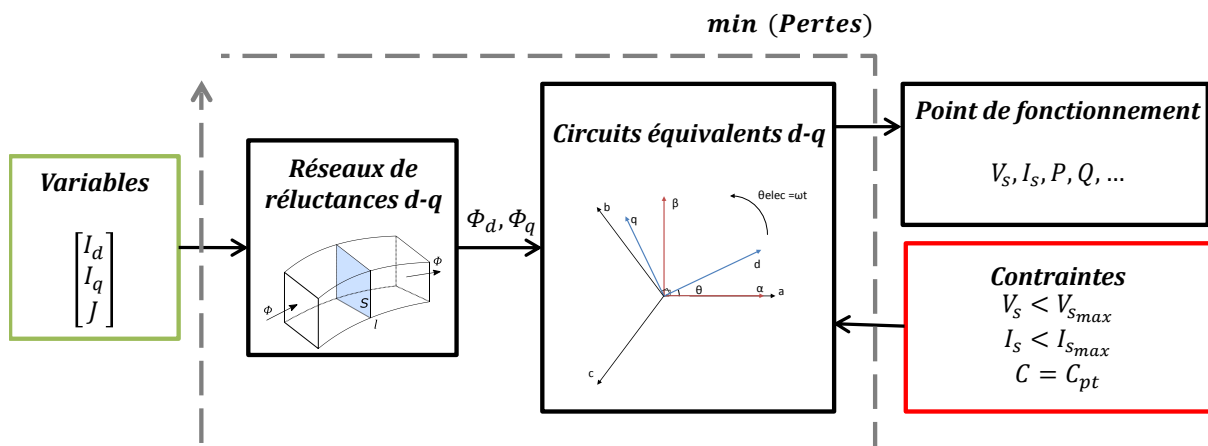


Figure 4.1 Processus de résolution dans le plan couple/vitesse

Dans le cas d'une machine à aimants permanents, seules deux variables de contrôle sont à déterminer ( $I_d, I_q$ ). Ces variables sont les courants statoriques dans le repère de Park. Les flux des axes direct et quadrature sont définis comme deux surfaces dépendantes de ces courants. L'évolution des différentes grandeurs électromagnétiques est supposée convexe [35]. En conséquence, un algorithme de type gradient est adéquat pour ce problème d'optimisation car une solution unique existe.

Dans le cas d'une MSRB ou d'une MSDE, trois variables de courant sont à déterminer suivant le triplet ( $I_d, I_q, I$ ). La variable supplémentaire liée au courant d'excitation ajoute un degré de liberté lors du processus de résolution de la loi de contrôle optimale. Afin de résoudre cette loi de contrôle, un algorithme de type gradient est employé. Cette méthode est fortement dépendante de la manière dont le gradient est calculé.

La proposition, faite ci-dessous, consiste à investiguer les lois de contrôle optimales par un algorithme de type gradient. L'algorithme utilisé est celui de l'outil MATLAB® nommé SQP dont le gradient est calculé par différences finies. Les lois de contrôle sont réalisées sur l'ensemble du plan couple-vitesse pour deux machines. La première sera le prototype du générateur éolien à attaque directe JEOLIS. La seconde sera un générateur à aimant permanent en V (MSAPv), présentant les mêmes dimensions que le prototype JEOLIS. L'objectif est d'analyser la complexité de détermination de la loi de contrôle suivant une machine à double excitation parallèle puis une machine à aimants permanents.

Le principe de la détermination de la loi de contrôle optimale est détaillé dans le tableau 4.1. Les deux générateurs investigués y sont illustrés. Grâce à l'aspect multi-structure du modèle électromagnétique développé en chapitre 3, la MSAPv repose sur une MSDEv sans l'usage des bobines d'excitations. L'avantage de ce modèle est que chaque loi de contrôle sera obtenue avec le même niveau d'hypothèses de modélisation.

La résolution des points de fonctionnement de la machine utilise la partie formulation du tableau 4.1. Ce contrôle est exercé suivant une consigne de couple pour des fonctionnements moteur et générateur. Les limites électriques de la machine sont imposées en contraintes. L'objectif est de minimiser l'ensemble des pertes sur l'intégralité du plan couple (C)-vitesse (N).

Tableau 4.1 Optimisation de la loi de contrôle dans le plan couple-vitesse

Machines	JEOLIS	MSAPv
Formulations	$\min f(X) = [\text{Pertes}]$ $X = \left\{ \begin{array}{l} -\sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}} \leq I_d \leq \sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}} \\ -\sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}} \leq I_q \leq \sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}} \\ J_{\min} \leq J \leq J_{\max} \end{array} \right\}$ soumis à : $I_s \leq I_{s_{\max}}$ $V_s \leq V_{s_{\max}}$ $C = C_{pt}$ $N = N_{pt}$	$\min f(X) = [\text{Pertes}]$ $X = \left\{ \begin{array}{l} -\sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}} \leq I_d \leq \sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}} \\ -\sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}} \leq I_q \leq \sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}} \end{array} \right\}$ soumis à : $I_s \leq I_{s_{\max}}$ $V_s \leq V_{s_{\max}}$ $C = C_{pt}$ $N = N_{pt}$
Nombre d'optimisations	$5^3$	$10^2$
Points initiaux	$X_0 = \left\{ \begin{array}{l} I_{d_0} \in [-\sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}}, \sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}}] \\ I_{q_0} \in [-\sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}}, \sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}}] \\ J_0 \in [J_{\min}, J_{\max}] \end{array} \right\}$	$X_0 = \left\{ \begin{array}{l} I_{d_0} \in [-\sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}}, \sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}}] \\ I_{q_0} \in [-\sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}}, \sqrt{3} \cdot I_{s_{\max}}] \end{array} \right\}$

L'objectif est d'analyser le comportement de l'algorithme d'optimisation. Plusieurs optimisations sont lancées à partir de différents points initiaux sur l'ensemble du plan couple vitesse. On définit un plan couple-vitesse de dimensions (41,21), comportant 861 points. Pour JEOLIS, 125 ( $5^3$ ) optimisations sont réalisées pour chaque point du plan couple vitesse. Pour la MSAPv, 100 ( $10^2$ ) optimisations sont exécutées également pour chaque point. Le nombre d'optimisations dépend du nombre de variables des deux machines. Les points initiaux sont choisis à partir d'un plan factoriel complet sur l'espace de recherche. Plus de 80 000 optimisations de la stratégie de commande seront réalisées sur l'ensemble du plan couple-vitesse pour chaque machine pour détecter d'éventuel problème pour trouver une solution faisable et optimale.

À partir de ces optimisations, les contrôles optimaux de JEOLIS et de la MSAPv sont illustrés en figures 4.2 et 4.3. Ces cartographies sont en p.u. et conservent la même normalisation. Ces deux machines ne présentent pas les mêmes caractéristiques. La MSAPv utilise la même géométrie que JEOLIS. Cependant, la MSAPv n'a pas été dimensionnée pour atteindre les mêmes performances que JEOLIS. En conséquence, le couple de la MSAPv est plus faible que JEOLIS. Néanmoins, le point de base (couple max sans défluxage) de JEOLIS est à 0.3 p.u. de la vitesse maximale. Alors que pour la MSAPv il est à 0.6 p.u.. Ce résultat illustre la flexibilité d'une machine à rotor bobiné par rapport à une MSAP. Sur les cartographies figures 4.2.a et 4.3.a, la fonction objectif, à savoir les pertes totales, est représentée.

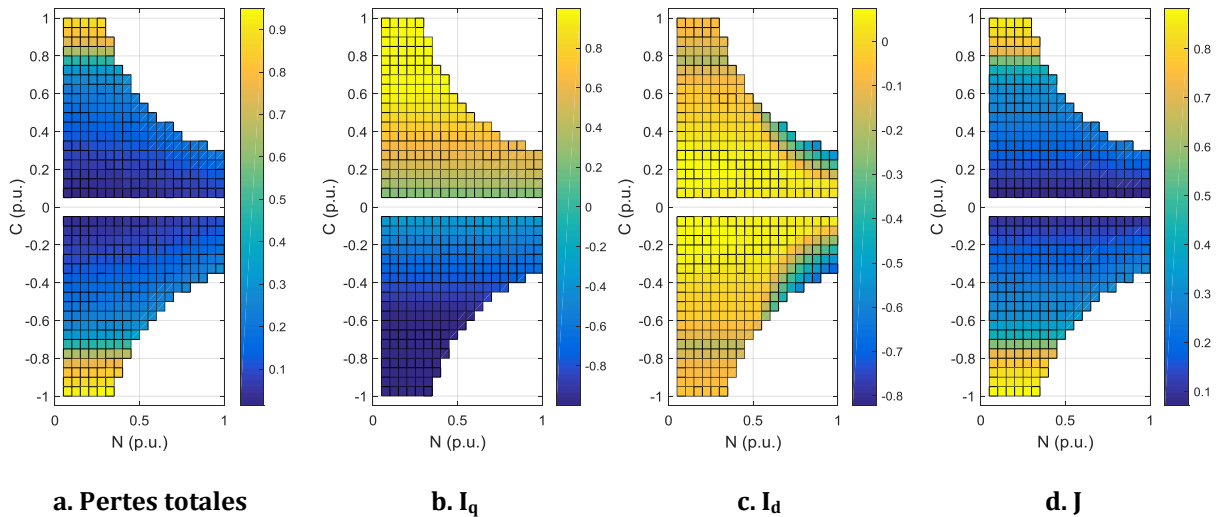


Figure 4.2 Contrôle optimal de JEOLIS sur le plan couple/vitesse

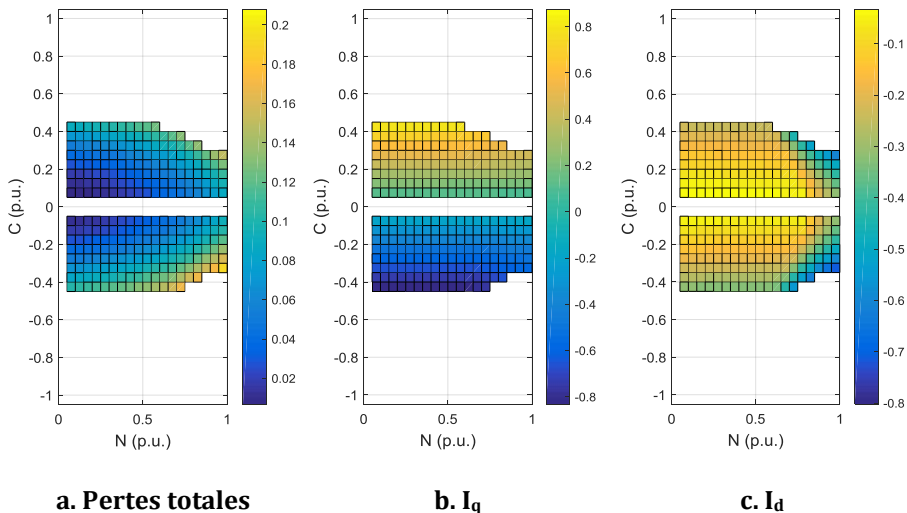


Figure 4.3 Contrôle optimal de la MSAPv sur le plan couple/vitesse

L'évolution du courant en quadrature  $I_q$  en figures 4.2.b et 3.b reste similaire pour les deux machines. Celui-ci permet d'augmenter le couple. La répartition des courants d'axe direct  $I_d$ , en figures 4.2.c et 3.c, est décomposée en deux parties :

- La première est dans les zones à fort couple, le courant d'axe direct est relativement important afin de produire du couple reluctant et ainsi de bénéficier de la saillance de la machine.
- La seconde est dans la zone dite de défluxage. Le courant d'axe direct crée une composante de RMI démagnétisant.

Dans le cas de JEOLIS, le courant d'excitation permet également de fournir le couple. Lors des faibles puissances, la loi de contrôle optimale vise à réduire le courant d'excitation afin d'introduire le minimum de pertes Joule au rotor. À partir de ces optimisations, les lois de contrôles optimaux ont été illustrées. Cependant, l'objectif de ces optimisations est de mettre en avant la convergence du contrôle par une méthode de gradient calculé par différences finies. Ainsi, les avantages et inconvénients des machines ne seront pas traités. Néanmoins, de



nombreux travaux mettent en avant les insuffisances des machines classiques pour promouvoir les MSDE à partir de ces cartographies [6], [13], [89].

Afin d'analyser la convergence sur l'ensemble du plan couple vitesse, quatre critères sont définis :

- Le taux de convergence correspond au pourcentage du rapport optimisations/points initiaux ayant trouvés les meilleures solutions.
- Le respect des contraintes illustre le pourcentage du rapport optimisations/points initiaux ayant réussi à respecter l'ensemble des contraintes (particulièrement sur le couple).
- Si des différences existent sur la fonction objectif, le nombre de solution optimale trouvé par l'algorithme est référencé.
- Le dernier critère représente le nombre d'itérations afin de trouver le contrôle.

Ces quatre critères sont illustrés pour les deux machines dans le plan couple-vitesse sur les cartographies figures 4.4 et 5. Le taux de convergence sur la loi de contrôle pour la MSAPv est de 100% (figure 4.5.a). Cela signifie que quel qu'en soit le point initial fourni, l'algorithme de type gradient trouve la solution optimale. Dès lors, il existe qu'une seule solution optimale pour chaque point du plan couple vitesse. Ce résultat est en adéquation avec les constatations faites dans [35]. En revanche dans le cas de JEOLIS où trois variables de contrôle sont à obtenir, le taux de convergence est loin de ce pourcentage (figure 4.4.a).

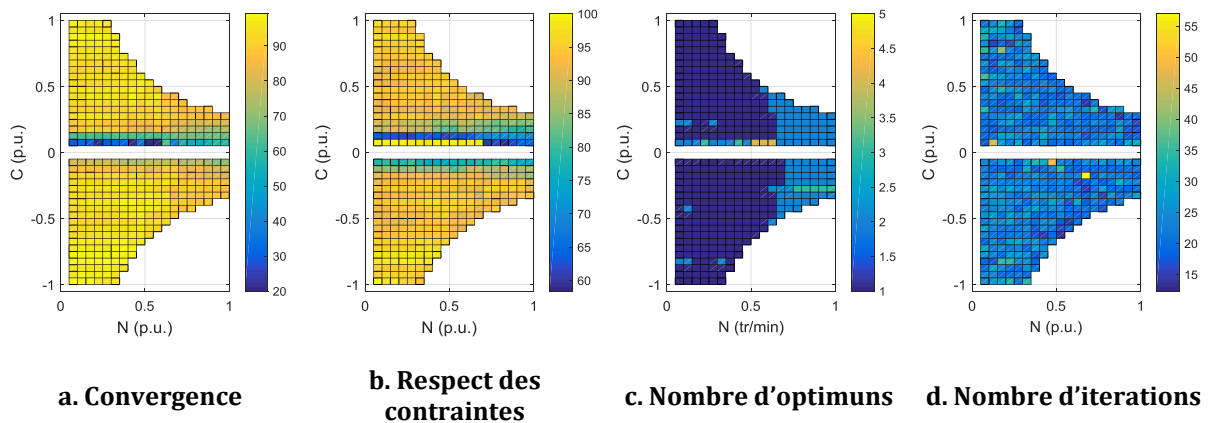


Figure 4.4 Critères de convergence de la loi de contrôle de JEOLIS

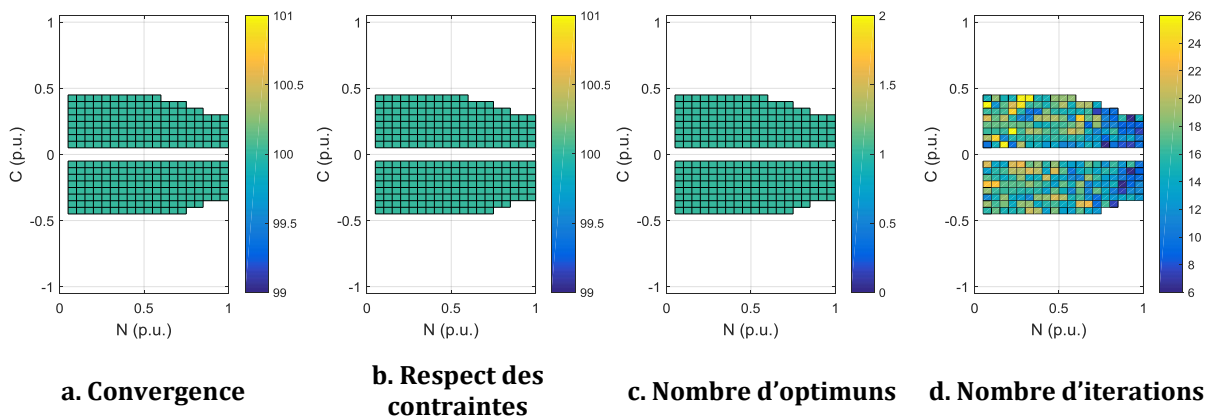


Figure 4.5 Critères de convergence de la loi de contrôle de la MSAPv

Le processus d'optimisation par la méthode de gradient présente des difficultés pour respecter la contrainte de couple en figure 4.4.b. Dans les zones à faible couple, 20 à 40% d'échecs sont quantifiés. La minimisation des pertes totales sur JEOLIS engendre plusieurs solutions optimales qui respectent l'ensemble des contraintes. Ce constat est plus important dans les zones à faibles couples et fortes vitesse en figure 4.4.c. La conséquence est que la méthode de gradient calculé par différences finies pourrait facilement être mise à défaut avec de mauvais points initiaux lors de l'obtention de la loi de contrôle des courants  $(I_d, I_q, J)$ . Enfin, les figures 4.4.d et 5.d représentent le nombre d'itérations réalisées par l'algorithme pour trouver la solution optimale. L'ajout de la variable du courant d'excitation implique logiquement un nombre plus important d'itérations qui impacte les temps de calculs.

Concernant les différences sur la fonction objectif, l'algorithme SQP avec un calcul de gradient reste dépendant du point initial. Concrètement, suivant le point de départ, l'algorithme peut trouver une solution qui respecte l'ensemble des contraintes et rester en buté sur cette solution sous-optimale. Une approche par calcul exacte pourrait améliorer ce processus.

Néanmoins, lors d'une optimisation de la loi de contrôle, l'utilisation d'une méthode de type gradient présente des avantages associés au respect des contraintes et à la convergence rapide. Cependant, cette méthode présente une forte dépendance au point initial lorsque celui-ci présente trois variables de contrôle. Le choix du point initial est alors associé à la qualité du contrôle trouvée.

Pour pallier à cette difficulté, la méthode proposée consiste à fournir un point initial à partir des équations du modèle de Park en linéaire. La stratégie consiste à exprimer le courant d'axe en quadrature en fonction de l'équation du couple (3.50).

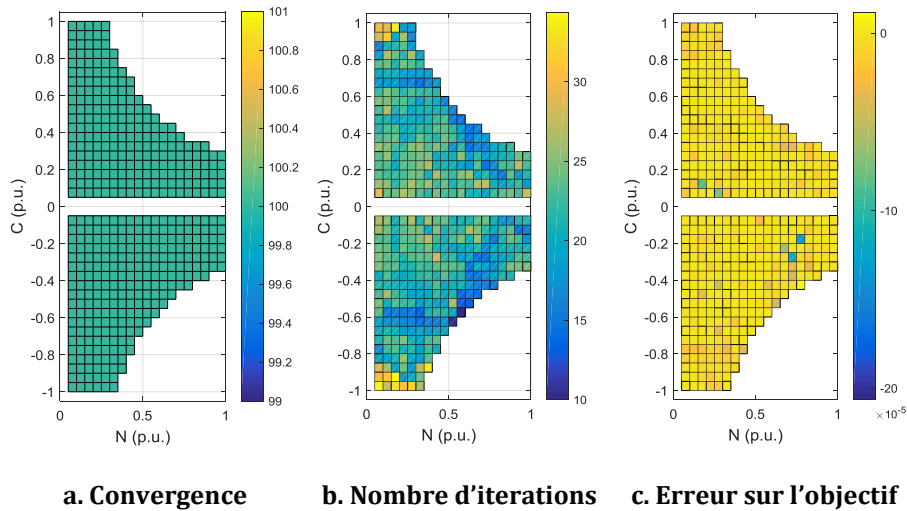
$$I_{q0} = \frac{C_{em}}{p \cdot M \cdot J_0 \cdot \sqrt{3} + p \cdot I_{d0} (L_d - L_q)} \quad (4.1)$$

Avec :

$I_{q0}, I_{d0}$	Les courants des axes direct et quadrature initiaux
$J_0$	Le courant excitation initial

Les courants d'excitation et d'axe direct sont définis comme des vecteurs suivant les limites de courants de la machine. À partir de (4.1), le courant  $I_{q0}$  est défini suivant les deux vecteurs de courants  $(I_{d0}, J_0)$ . Le choix du triplet  $(I_{d0}, I_{q0}, J_0)$  est obtenu comme celui présentant le moins de pertes Joules à chaque point du plan couple vitesse. Le choix des pertes Joules est motivé par l'utilisation de relations simples avec ces courants initiaux. Cette méthode est très peu coûteuse en temps de développement mais également en temps de calcul.

Cette stratégie a été appliquée afin d'avoir les cartographies de la machine, où un unique point initial calculé avec la méthode précédente est utilisé pour chaque point du plan couple-vitesse. Les résultats sont présentés en figure 4.6.



**Figure 4.6 Convergences avec un unique point initial**

La figure 4.6.a illustre le taux de convergence qui est à 100% avec cette nouvelle stratégie du point initial. Le nombre d'itérations en figure 4.6.b est légèrement réduit par rapport à celui du plan factoriel complet en figure 4.4.d. Le graphique 4.6.c représente l'erreur relative en pourcentage entre la loi de contrôle optimale avec la stratégie du point initial et celle du plan factoriel complet. Cette erreur correspond à la tolérance sur la fonction objective ( $10^{-4}$  %).

La faiblesse de cette démarche est de choisir un point initial qui ne vise qu'à réduire les pertes Joules. Néanmoins, cette démarche démontre qu'un point initial bien choisi permet d'assurer une convergence rapide et fiable.

### 4.1.3. Application au générateur éolien

Dans le cadre d'application à vitesse variable, la stratégie de contrôle de la machine électrique doit permettre de répondre à un cahier des charges de fonctionnement. Ce contrôle doit également assurer une efficacité énergétique accrue. Pour des applications automobiles, les stratégies contrôles ont été investiguées autour des cartographies couple-vitesse [55], [90], [104]. L'auteur [55] dévoile notamment l'impact des objectifs tels que les pertes Joule, ou les pertes totales, sur les cartographies de rendement. Ce même auteur quantifie qu'une loi de contrôle optimale permet d'assurer un gain allant jusqu'à 50% des pertes totales par rapport à une optimisation des pertes Joule seules dans certaines zones de fonctionnement.

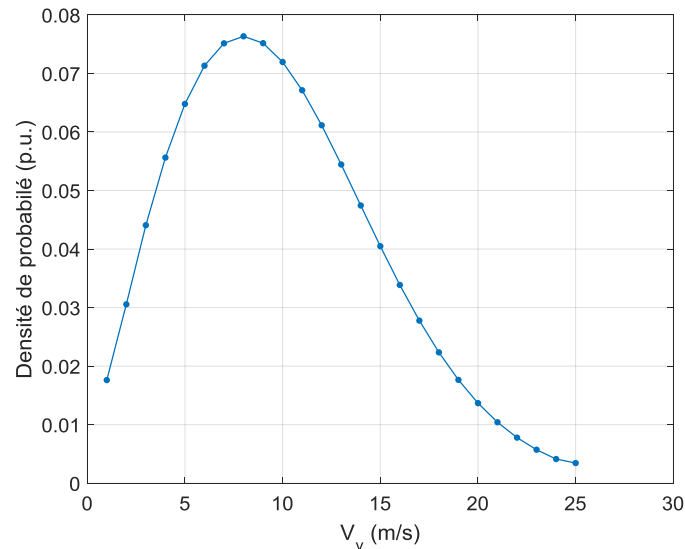
Dans le cas des applications de forte puissance, les études des stratégies de contrôle sont nettement moins courantes. Ainsi, cette partie met en avant l'investigation des stratégies de contrôle optimale dans le cas d'une application éolienne.

#### 4.1.3.1. Caractéristiques de fonctionnement

Dans le chapitre 3 section 3.5.3.1, des mesures sur cycle de fonctionnement ont été utilisées en vue de valider le modèle électromagnétique. Ces mesures auraient pu être employées pour analyser les stratégies de contrôle de la génératrice. Néanmoins, le gain potentiel aurait été difficilement exploitable. Ainsi, les caractéristiques de fonctionnement utilisent des données statistiques qui permettront de quantifier chaque loi de contrôle.

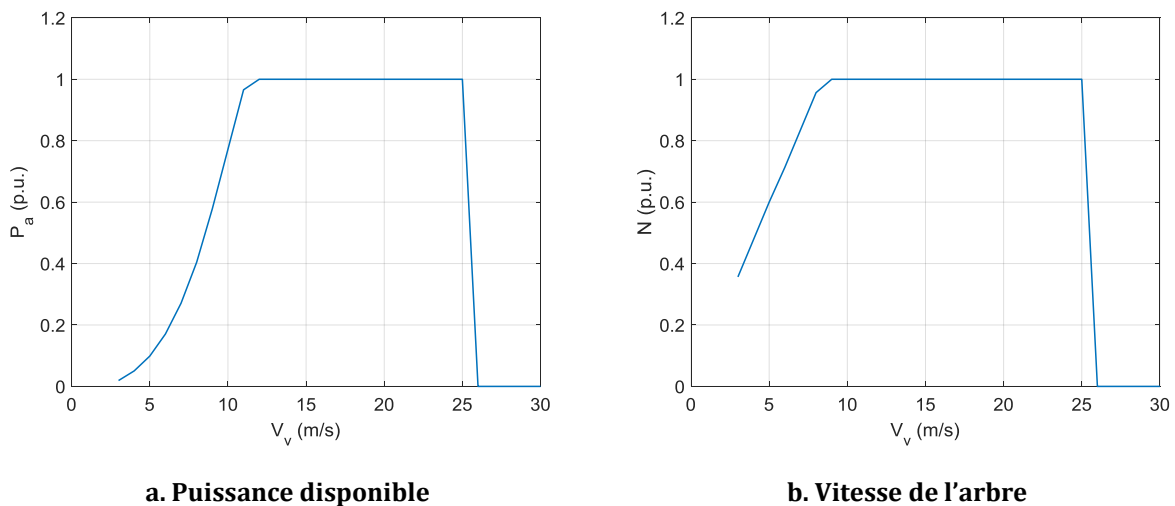
Un collaborateur de la société JEUMONT Electric a réalisé des mesures de vitesse de vent sur un site éolien. À partir de ces mesures, des statistiques ont permis d'établir la distribution de la vitesse du vent selon une loi de probabilité au cours d'une année. Le modèle de distribution

statistique utilisé est la distribution de Weibull. Celle-ci est représentée en figure 4.7. Ces statistiques prévoient un fonctionnement de 8296 heures par an. Cette densité de probabilité est centrée pour un vent de 8 m/s.



**Figure 4.7 Densité de probabilité du vent**

Lors du chapitre 1 section 1.4.3.3, la courbe de puissance typique détaille le fonctionnement d'une éolienne suivant la vitesse des vents. En reprenant ce même principe, les figures 4.8.a et b illustrent les caractéristiques de fonctionnement de la machine en fonction de la vitesse du vent. Ces caractéristiques seront utilisées pour obtenir les lois de contrôle du générateur éolien.



**a. Puissance disponible**

**b. Vitesse de l'arbre**

**Figure 4.8 Caractéristiques de fonctionnement du générateur en fonction de la vitesse du vent**

À partir de ces deux figures, le générateur atteint son point nominal à partir de 12 m/s. Lorsque la vitesse du vent est inférieure à cette vitesse, le générateur est sur une charge partielle. Lorsque la vitesse du vent dépasse le point de base du générateur, ce dernier fonctionne à vitesse et puissance constante correspondant au point nominal de la génératrice. En concordance avec la distribution de Weibull en figure 4.7, le point nominal du générateur ne correspond pas au centre de la densité de probabilité.

### 4.1.3.2. Architecture du contrôle optimal

Afin d'investiguer les lois de contrôle des générateurs de forte puissance, l'architecture de la figure 4.9 est développée. Ce processus reprend le principe de résolution d'un point de fonctionnement en charge développé en chapitre 3 section 3.3.2.8. L'intérêt de ce processus est d'estimer les performances du générateur à partir des caractéristiques de fonctionnement préalablement définies.

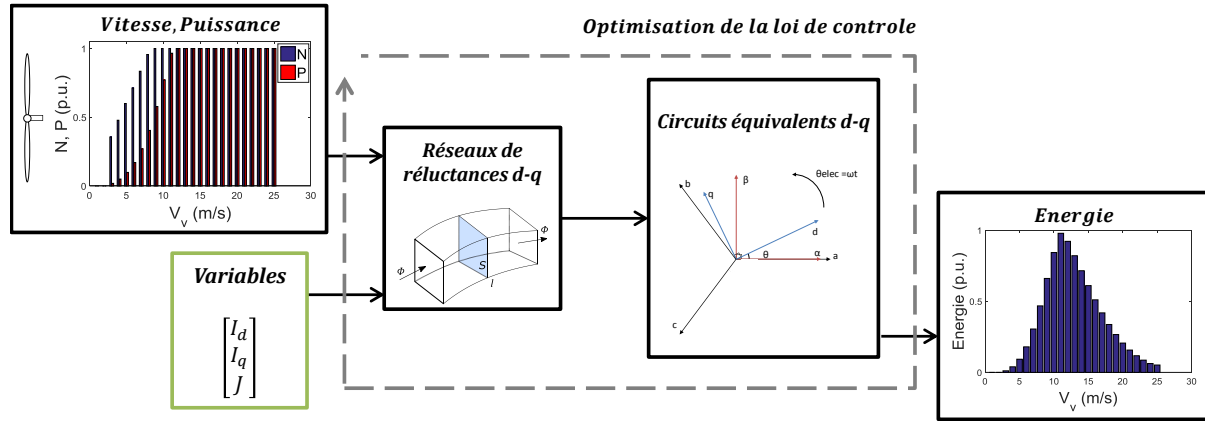


Figure 4.9 Architecture du contrôle optimal

Cette architecture vise à obtenir le triplet de solutions  $(I_d, I_q, J)$  optimales pour chaque point de fonctionnement du générateur. L'objectif consiste à augmenter l'énergie produite par l'éolienne à partir des données statistiques. L'équation (4.2) permet de calculer l'énergie pendant une année selon la loi de densité de probabilité.

$$\text{Energie} = \sum_{i=3}^{25} (P_{\text{act}_i} \cdot P_{\text{prob}_i}) \quad (4.2)$$

Avec :

Energie	L'énergie produite [kWh/an]
i	L'indice du point de fonctionnement
$P_{\text{act}}$	La puissance active produite [kW]
$P_{\text{prob}}$	La densité de probabilité [h/an]

Les stratégies de contrôle investiguées sont détaillées dans le tableau 4.2. Les deux contrôles reprennent les pertes comme fonction à minimiser. De par la contrainte égalité sur le bilan de puissance, la puissance active renvoyée sur le réseau sera maximisée. L'objectif est alors de trouver la solution  $(I_d, I_q, J)$  optimale qui assure le maximum de puissance tout en maximisant l'énergie. Ces deux stratégies permettent alors de minimiser les pertes suivant les données statistiques de la densité de probabilité. Ces lois de contrôle intègrent également les contraintes de tensions et de courants admissibles par le générateur éolien.

Les contrôles  $C_1$  et  $C_2$  se dissocient de par le degré de liberté sur le facteur de puissance. La première loi de contrôle  $C_1$  reprend celle adoptée sur le prototype JEOLIS. La loi de contrôle est à facteur de puissance unitaire. L'intérêt est de fonctionner à puissance réactive nulle mais également de maximiser la puissance active renvoyée sur le réseau.

Le second contrôle  $C_2$  laisse libre le facteur de puissance en vue de maximiser la puissance délivrée au réseau. Ainsi, l'algorithme d'optimisation sera libre d'établir la loi de contrôle qui assure la gestion des puissances active et réactive.

**Tableau 4.2 Stratégies de contrôle optimal**

Contrôle	$C_1$	$C_2$
Formulation	$\min f(X) = [\text{Energie}]$	$\max f(X) = [\text{Energie}]$
	$X = \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ J \end{pmatrix}$	$X = \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ J \end{pmatrix}$
	soumis à:	soumis à:
	$P_{\text{ent}} = P_{\text{act}} + \text{Pertes}$	$P_{\text{ent}} = P_{\text{act}} + \text{Pertes}$
	$V_s \leq V_{s\text{max}}$	$V_s \leq V_{s\text{max}}$
	$I_s \leq I_{s\text{max}}$	$I_s \leq I_{s\text{max}}$
	$\mathbf{f}_p = \mathbf{1}$	$\delta J \leq \delta J_{\text{max}}$
	$\delta J \leq \delta J_{\text{max}}$	$\delta I_s \leq \delta I_{s\text{max}}$
	$\delta I_s \leq \delta I_{s\text{max}}$	

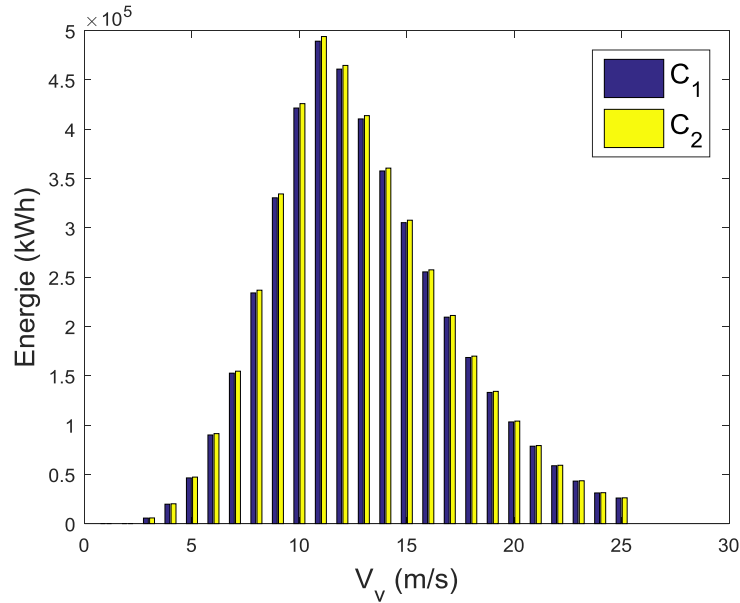
Pour un parc éolien, la gestion de la puissance réactive est un enjeu majeur vis-à-vis des réseaux de distribution. Des réglementations sont définies suivant la capacité de pouvoir absorber ou fournir des puissances réactives [105]. Des contraintes liées à la gestion de la puissance réactive diffèrent suivant la puissance du parc, les gestionnaires de réseau, les législations de chaque pays d'Europe. De plus amples détails sont décrit par l'auteur [105]. Dans le cas de l'architecture de la chaîne de conversion de JEOLIS, cette gestion de puissance est gérée par le convertisseur d'électronique de puissance coté réseau.

Du point de vue du générateur, la gestion du facteur de puissance ne perturbera pas le réseau grâce à la présence du bus continu qui au travers de celui-ci conserve uniquement la puissance active. De plus, la conservation des limites de courants et tensions n'affecteront pas les coûts du convertisseur d'électronique de puissance.

#### 4.1.3.3. Impact de la loi de contrôle sur les données statistiques

Lors de la section précédente, deux stratégies de contrôle ont été définies. Maintenant, l'enjeu est de pouvoir quantifier le gain suivant chaque contrôle. L'architecture de contrôle optimal est utilisée successivement pour les contrôles  $C_1$  et  $C_2$ . L'impact de chaque loi est analysé suivant l'énergie mais également vis-à-vis du triplet de variables optimales  $(I_d, I_q, J)$ . L'algorithme SQP est utilisé afin d'obtenir les lois de contrôle sur les données statistiques de fonctionnement du générateur éolien. La stratégie sur le point initial, présentée précédemment, est utilisée.

La figure 4.10 illustre l'évolution de l'énergie en fonction du vent pour  $C_1$  et  $C_2$ . Le tableau 4.3 présente les gains associés à chaque contrôle.



**Figure 4.10 Evaluation de l'énergie en fonction du contrôle**

À partir des données statistiques, le contrôle réalisé par  $C_2$  permet de produire plus d'énergie. En assumant un coût du kWh de 0.08€, le gain potentiel entre les deux stratégies est alors de 3.36k€ annuel.

**Tableau 4.3 Gains potentiels suivant la stratégie de contrôle**

		$C_1$	$C_2$
Energie	[kWh]	4,431E+06	4,473E+06
Gain	[k€]	354,51	357,87

Ce gain reste relativement faible. Néanmoins, la stratégie  $C_2$  conserve les mêmes coûts d'investissement pour l'ensemble de la chaîne de conversion. Afin d'analyser chaque contrôle, les grandeurs électromagnétiques sont également détaillées. La figure 4.11 décrit chaque variable de contrôle optimal. Le courant d'excitation puis les courants des axes direct et quadrature sont successivement représentés. La figure 4.12 représente les grandeurs électriques des points de fonctionnement de la génératrice. La tension, le courant et le facteur de puissance sont également illustrés suivant  $C_1$  et  $C_2$ .

Le contrôle  $C_1$  respecte les contraintes électriques du générateur suivant chaque vitesse de vent. Le facteur de puissance est constamment unitaire. Ce contrôle choisit de répartir le triplet de variables  $(I_d, I_q, J)$  jusqu'à atteindre la contrainte de tension du générateur au point de base. Le contrôle  $C_1$  est limité par le maximum de tension admissible et le fait de devoir maintenir une puissance réactive nulle.

De par le degré de liberté sur le facteur de puissance, la stratégie  $C_2$  réduit le courant d'excitation au profit du courant d'axe en quadrature. Cette gestion des variables permet d'assurer une meilleure efficacité du générateur sur l'ensemble de la plage de vitesse du vent. Ce contrôle atteint également les limites de tension et de courant statorique. De plus, le générateur fonctionne en absorption de puissance réactive pour chaque vitesse. Ce mode permet de réduire le courant d'excitation et ainsi diminuer les pertes Joules rotoriques.

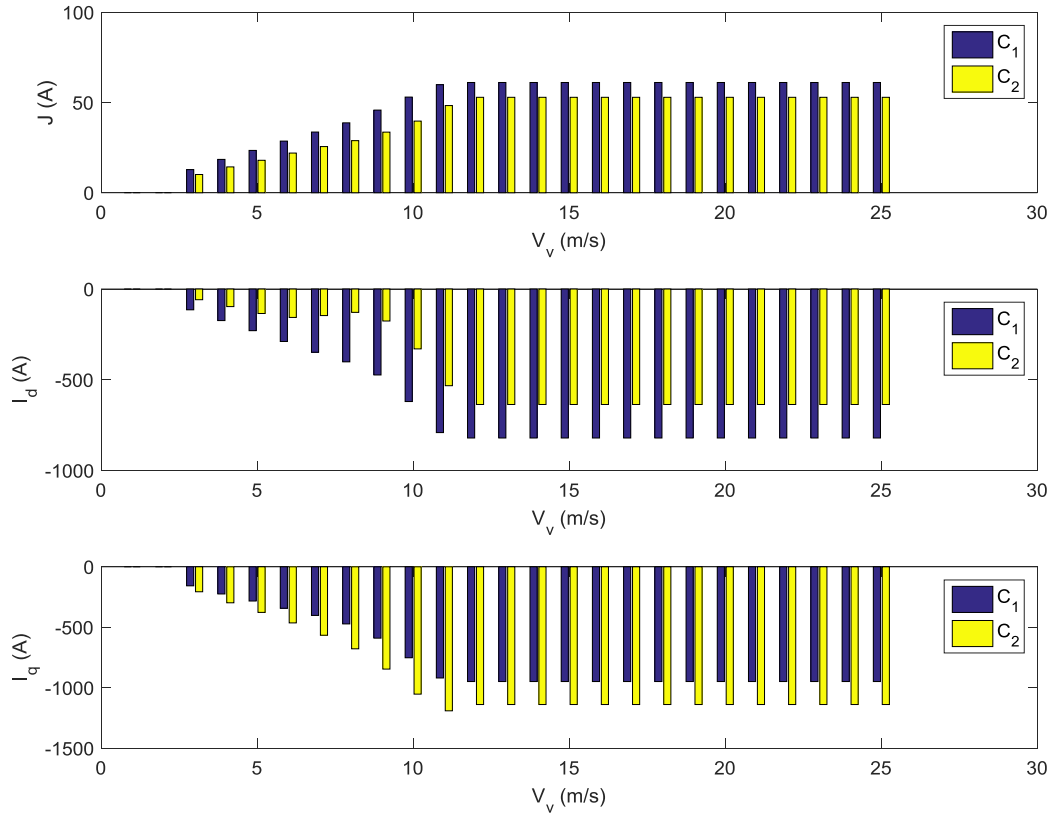


Figure 4.11 Courants de contrôle de la génératrice

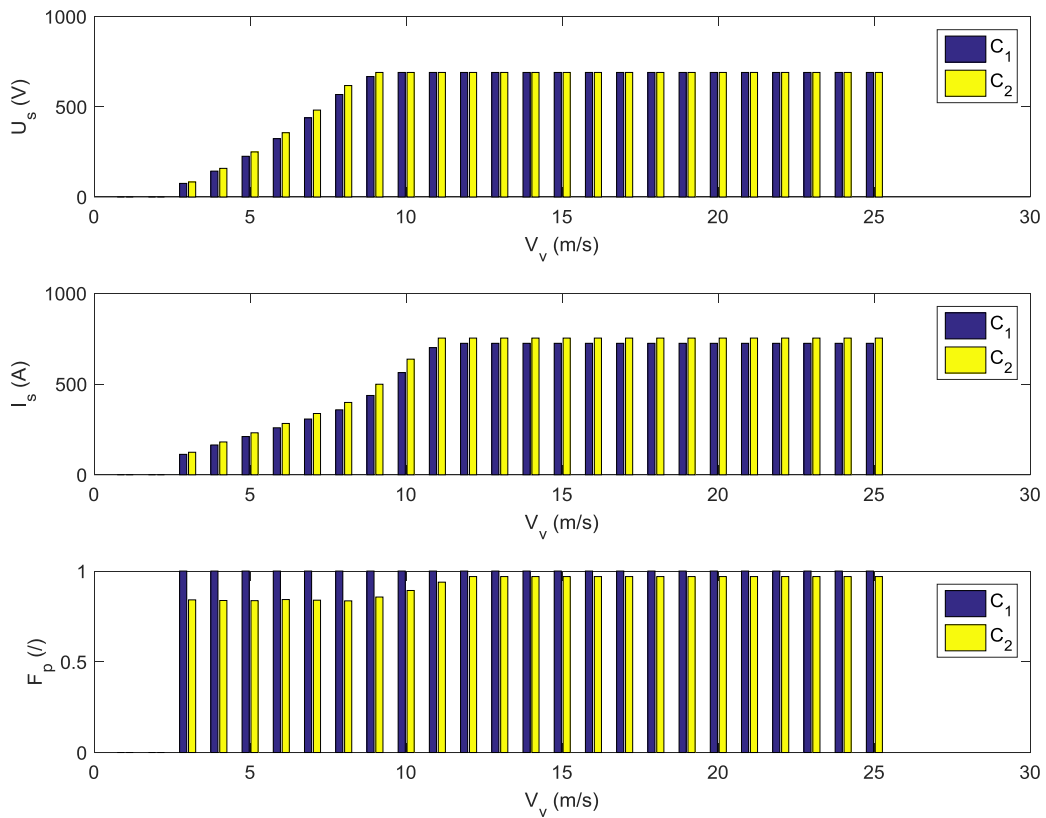
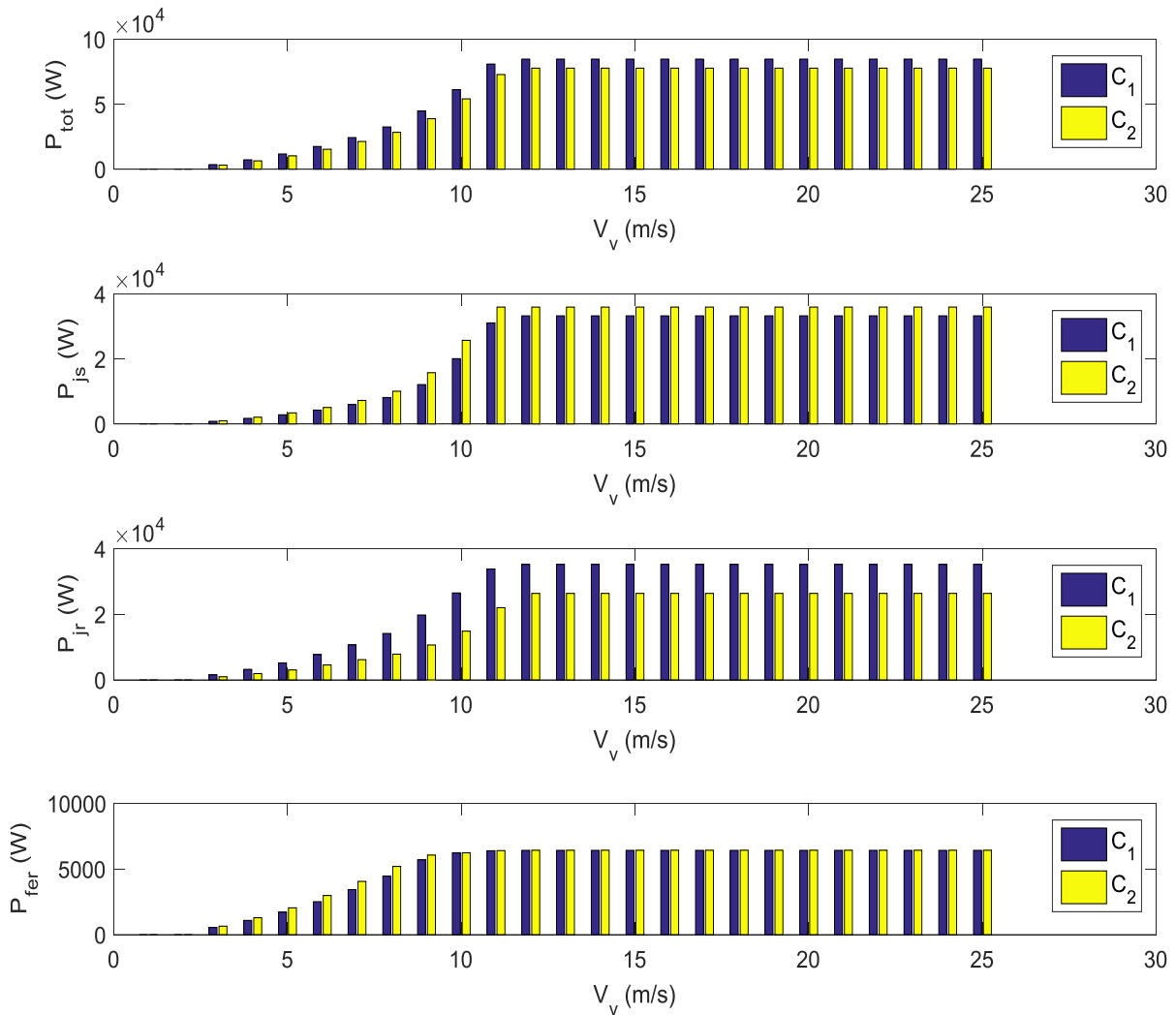


Figure 4.12 Evolution des points de fonctionnement de la génératrice



L'objectif des deux contrôles est de minimiser les pertes sur l'ensemble des points de fonctionnement. Grâce à la contrainte du bilan de puissance, cet objectif permet de maximiser la puissance active et ainsi l'énergie suivant les données statistiques. La figure 4.13 propose de répertorier les pertes engendrées dans le générateur en fonction de la vitesse du vent. Conformément aux courants de contrôle, la stratégie à facteur de puissance variable réduit significativement les pertes Joules rotoriques au détriment des pertes Joule statoriques. L'ensemble de ces pertes permettent de garantir une meilleure efficacité énergétique du générateur.



**Figure 4.13 Evolution des pertes suivant le contrôle**

La stratégie de contrôle  $C_2$  est particulièrement intéressante lorsque le générateur est limité en densité de courant d'excitation. Cela permet ainsi de restreindre les échauffements au rotor. Enfin pour conclure sur l'impact des lois de contrôle, le tableau 4.4 énumère les rendements du générateur pour  $C_1$  et  $C_2$ . Ainsi,  $\eta_{\downarrow}$  et  $\eta^{\uparrow}$  représentent respectivement le rendement le plus faible et le plus élevé selon chaque vitesse de vent.  $\bar{\eta}$  fait référence à la moyenne des rendements sur l'ensemble des points de fonctionnement. Le contrôle  $C_2$  améliore de presque 1% le rendement moyen. Le choix de la stratégie de contrôle a un impact non-négligeable sur l'énergie produite par la chaîne de conversion, mais également sur la répartition des pertes du générateur.

Tableau 4.4 Influence du contrôle sur le rendement

		$C_1$	$C_2$
$\eta_s$		80,68	82,70
$\eta^r$	[%]	91,85	92,93
$\bar{\eta}$		90,19	91,15

## 4.2. Présentation du processus d'optimisation multi-structure sur point nominal

Cette partie a pour objectif d'introduire le processus d'optimisation multi-structure sur le point nominal. Les modèles et les outils sont présentés. La partie 4.3 suivante présentera les résultats obtenus à partir de ces outils. Le problème d'optimisation présente la faculté d'être applicable à l'ensemble des générateurs introduit dans le chapitre 3. L'architecture du processus comporte deux boucles d'optimisations imbriquées :

- La première boucle correspond à l'optimisation géométrique.
- La seconde boucle permet d'estimer la loi de contrôle sur le point nominal.

L'ensemble des variables et des contraintes du problème d'optimisation seront développées pour ces deux boucles.

Ensuite, une analyse de sensibilité du modèle sera réalisée à partir des coefficients de corrélations de Spearman. Cet outil permet d'analyser les tendances du modèle multi-structure.

Puis l'algorithme de dimensionnement géométrique sera introduit. Les choix sur les paramètres seront détaillés et justifiés.

Enfin, l'architecture du processus d'optimisation multi-structure sera synthétisée. Le principe d'imbrication des boucles d'optimisations du contrôle et de la géométrie sera détaillé.

### 4.2.1. Définition du problème d'optimisation

Cette partie vise à décrire les variables qui seront utilisées pour les optimisations. La définition des variables est liée à l'aspect multi-structure. L'intérêt du modèle est de pouvoir considérer plusieurs topologies de machines synchrones et notamment des machines double excitation. Ainsi, la définition des variables se doit d'être homogène à l'ensemble des machines investiguées.

#### 4.2.1.1. Définition des variables

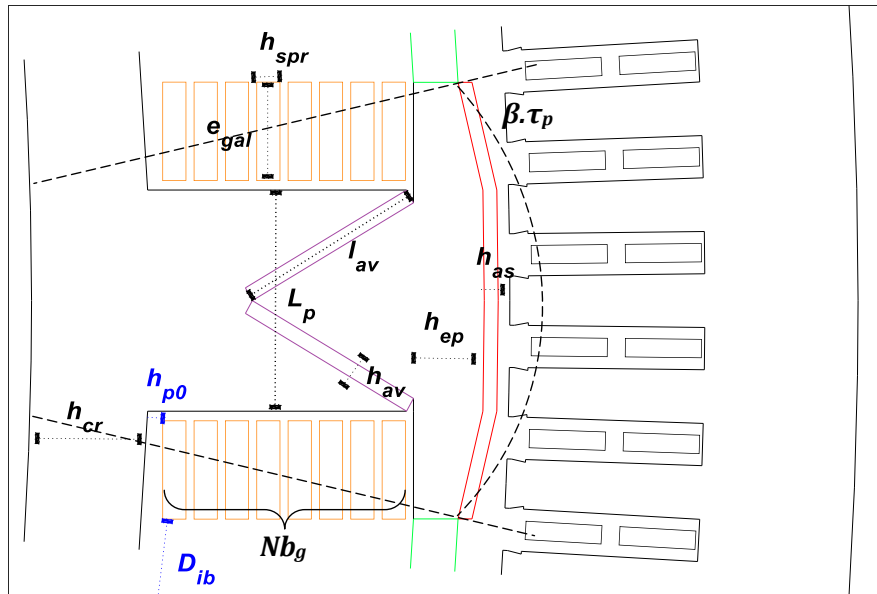
Le tableau 4.5 décrit l'ensemble des variables géométriques. Hormis la longueur de fer, ces variables sont retranscrites sur le schéma de la figure 4.14. Ces variables sont normées suivant les dimensions du prototype JEOLIS. Concernant les aimants de double excitation série, ceux-ci reprennent les bornes réelles. Ce tableau liste également les variables de contrôle. Ces courants devront assurer le point de fonctionnement en charge. La bobine d'excitation est définie comme unidirectionnelle. En conséquence le courant d'excitation  $J$  est strictement positif. La borne supérieure de courant d'excitation n'est pas imposée. Les limites de densité de courants sont développées dans la section 4.2.1.2.

**Tableau 4.5 Définition des variables d'optimisation**

	Variables	Abreviation	unité	Borne inf	Borne sup
<b>Géométrique</b>	Longeur de fer	$L_{fer}$	[p.u.]	0,71	1,28
	Hauteur de couronne rotorique	$h_{cr}$	[p.u.]	0,8	1,6
	Hauteur d'épanouissement polaire	$h_{ep}$	[p.u.]	0,8	1,5
	Largeur du pôle	$L_p$	[p.u.]	0,94	1,39
	Facteur d'ouverture polaire	$\beta$	[p.u.]	0,87	1,13
	Nombre de galette rotor	$Nb_g$	[/]	1	10
	Epaisseur de spire rotorique	$e_{spr}$	[p.u.]	0,5	2,5
	Hauteur de spire rotorique	$h_{spr}$	[p.u.]	0,5	2,5
	Hauteur des aimants en surface	$h_{as}$	[mm]	3	10
	Hauteur des aimants en V	$h_{av}$	[mm]	3	10
	Largeur des aimants en V	$L_{av}$	[mm]	60	90
<b>Contrôle</b>	Courant d'excitation	J	[A]	0	--
	Courant d'axe direct	$I_d$	[A]	$-\sqrt{3} \cdot I_{s_{max}}$	$\sqrt{3} \cdot I_{s_{max}}$
	Courant d'axe en quadrature	$I_q$	[A]	$\sqrt{3} \cdot I_{s_{max}}$	$\sqrt{3} \cdot I_{s_{max}}$

Certaines grandeurs géométriques ont été fixées pour les raisons suivantes :

- La constitution du stator est fixée. Lors du dimensionnement de JEOLIS, le diamètre extérieur du générateur a été imposé. Le parti pris a été alors de conserver ce stator. Néanmoins, la longueur de la nacelle permet d'avoir une action sur la longueur de fer.
- Chaque structure doit présenter un entrefer mécanique minimum de 5mm.
- Le bobinage du stator est également imposé ainsi que le nombre de voix en parallèle.
- Les variables du tableau 4.5 reprennent majoritairement la géométrie du rotor du générateur. La construction de la géométrie est réalisée à diamètre d'alésage constant et pour un entrefer mécanique minimum de 5mm.
- Les conducteurs au rotor sont décomposés suivant trois variables. Le nombre de galette est défini comme une variable discrète. La hauteur et la largeur de spires rotoriques sont des variables continues. Le nombre de spires au rotor est imposé.
- Les épaisseurs des tôles rotoriques et statoriques ont été fixées. Ces simplifications ont été poussées par plusieurs motifs. En considérant les mêmes caractéristiques de tôles que celle du prototype, les coefficients pour la gestion de la non-linéarité ne sont pas perturbés. Le modèle de pertes fer, bien qu'au premier harmonique, bénéficiera des coefficients qui ont été obtenus suivant les caractéristiques magnétiques. La dernière motivation est portée par le coût de main d'œuvre. En connaissant l'épaisseur, le nombre de tôles à empiler sera déterminé en fonction de la longueur de fer.


**Figure 4.14 Définition des variables géométriques**

Le passage d'une MSRB à une machine à double excitation est exprimé dans le tableau 4.6. Le principe de passage des structures réside en l'activation des FMM. En vue de garder un problème d'optimisation consistant pour l'ensemble des topologies, les FMM sont activées ou désactivées. Les inductions rémanentes des aimants sont considérées constantes (et ici, normées entre 0 et 1) afin de permettre le passage entre une MSRB et une machine à double excitation.

**Tableau 4.6 Activation des variables et constantes suivant les structures**

Machines	Constantes			Variables		
	$Br_{ap}$	$Br_{as}$	$Br_{av}$	$h_{as}$	$l_{av}$	$h_{av}$
MSRB	0	0	0	0	0	0
MSDEs	0	1	0	var	0	0
JEOLIS	1	0	0	0	0	0
MSDEv	0	0	1	0	var	var

Ensuite, les dimensions associées aux aimants sont définies comme variables (var) ou comme valeurs nulles. Suivant le générateur investigué, le nombre de variables d'optimisation peut croître ou décroître. Néanmoins, l'aspect multi-structure du modèle est conservé dans la définition des variables. Ainsi, un même modèle associé à un même processus de conception permet de considérer un ensemble de topologies de machines de forte puissance.

#### 4.2.1.2. Gestion des contraintes

Le tableau 4.7 énumère les contraintes mises en place lors de l'optimisation. Comme précédemment, les contraintes sont en parties normées par rapport au prototype JEOLIS.

**Tableau 4.7 Définition des contraintes d'optimisation**

Domaines	Contraintes	Abréviation	unité	Borne inf	Borne sup	
Géométrique	Distance inter-bobine	$D_{ib}$	[p.u.]	0.385	/	
	Hauteur basse du pôle	$h_{p0}$	[p.u.]	0.77	/	
	Electrique	Densité de courants rotoriques	$\delta_j$	[p.u.]	0	1.15
		Densité de courants statoriques	$\delta_{Is}$	[p.u.]	0	1.5
	Magnetique	Induction des dent statorique	$B_{ds}$	[T]	0	1.7
		Induction dans la culasse statorique	$B_{cs}$	[T]	0	1.5
Contrôle	Courant statorique	$I_s$	[A]	752	752	
	Electrique	Tension statorique	$U_s$	[V]	690	690
		Facteur de puissance	$f_p$	[/]	1	1

La boucle géométrique fait intervenir deux contraintes impliquées par le nombre, la taille et l'emplacement des galettes rotoriques. La boucle d'optimisation de contrôle comporte trois contraintes d'égalité pour assurer le point de fonctionnement.

La particularité de la définition des contraintes réside dans la considération des densités de courants et des inductions dans la boucle d'optimisation géométrique. L'intérêt de cette démarche est d'assurer une convergence permanente de la boucle de contrôle. Ainsi, quelle que soit la géométrie de la machine investiguée, la boucle de contrôle n'aura aucune contrainte électromagnétique pour satisfaire le point de fonctionnement en charge du générateur. Ces limites seront alors gérées par la boucle d'optimisation géométrique qui agira sur le design de la machine.

**Confidentiel**

#### 4.2.2. Analyse de corrélation

L'analyse de corrélation est un critère important dans la formulation d'un problème d'optimisation. De nombreux outils statistiques peuvent être utilisés afin d'analyser les tendances du modèle. Dans les travaux développés par [106], puis utilisés par [104], ces outils de corrélation ont permis de mettre en avant les variables qui étaient faiblement corrélées aux sorties de leurs modèles. Mais également de voir les variables qui avaient le plus d'impact sur les sorties.

Cette partie a pour objectif d'analyser les corrélations des variables et des sorties du problème d'optimisation précédemment formulé. Les coefficients de corrélation de Spearman seront appliqués au modèle multi-structure.

#### 4.2.2.1. Principe des coefficients de corrélation

Le coefficient de corrélation de Spearman est un outil statistique qui permet de calculer la monotonie d'une fonction. Cette mesure de statistiques non-paramétrique est associée à un plan d'expériences. Chaque variable  $x$  se voit attribuer un rang parmi  $n$  valeurs du plan d'expériences. Le coefficient de Spearman  $\rho_s$  est ensuite calculé entre les variables  $x$  et  $y$  par l'équation (4.3).

$$\rho_s(x, y) = \frac{\sum_{i=1}^n ((\text{rang}(x_i) - \overline{\text{rang}}(x)) \cdot (\text{rang}(y_i) - \overline{\text{rang}}(y)))}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (\text{rang}(x_i) - \overline{\text{rang}}(x))^2 \cdot \sum_{i=1}^n (\text{rang}(y_i) - \overline{\text{rang}}(y))^2}} \quad (4.3)$$

où  $\overline{\text{rang}}(x)$  représente la valeur moyenne de l'ensemble des rangs des valeurs de la variable  $x$ . Cette valeur moyenne est calculée par (4.4).

$$\overline{\text{rang}}(x) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \text{rang}(x_i) \quad (4.4)$$

Les coefficients obtenus pour chacune des variables sont compris entre -1 et +1. Ces deux valeurs réfèrent respectivement à une corrélation fortement négative et positive. Si cette valeur est proche de 0, cela signifie une absence ou une faible corrélation entre les deux variables. Une corrélation forte entre deux variables n'est pas la preuve d'une relation causale entre elles. Néanmoins, cet outil statistique permet d'analyser si deux variables d'un même problème sont corrélées.

#### 4.2.2.2. Application au modèle multi-structure

Dans le cadre des travaux [106], une interface a été développée pour estimer ces coefficients. Cet outil a été utilisé afin de représenter les coefficients de Spearman. Suivant les variables et les contraintes formulées en tableaux 4.5 et 7, un plan d'expériences par la méthode des carrés latins a été réalisé pour 10000 géométries de générateurs. La stratégie de la loi contrôle optimale est réalisée sur le point nominal de fonctionnement du générateur JEOLIS.

Comme le modèle intègre l'aspect multi-structure, deux plans d'expériences ont été réalisés successivement pour les machines à double excitation série, MSDEs et MSDEv. Les coefficients de Spearman sont ensuite calculés à partir de l'équation (4.3) pour ces deux structures.

Les figures 4.15 et 16 illustrent les coefficients de corrélation de Spearman. La représentation graphique reprend les variables du problème d'optimisation et les principales sorties du modèle. Ainsi sur la partie de droite de ces deux figures, les variables géométriques du problème d'optimisation présentent de faibles corrélations avec un coefficient quasi nul.

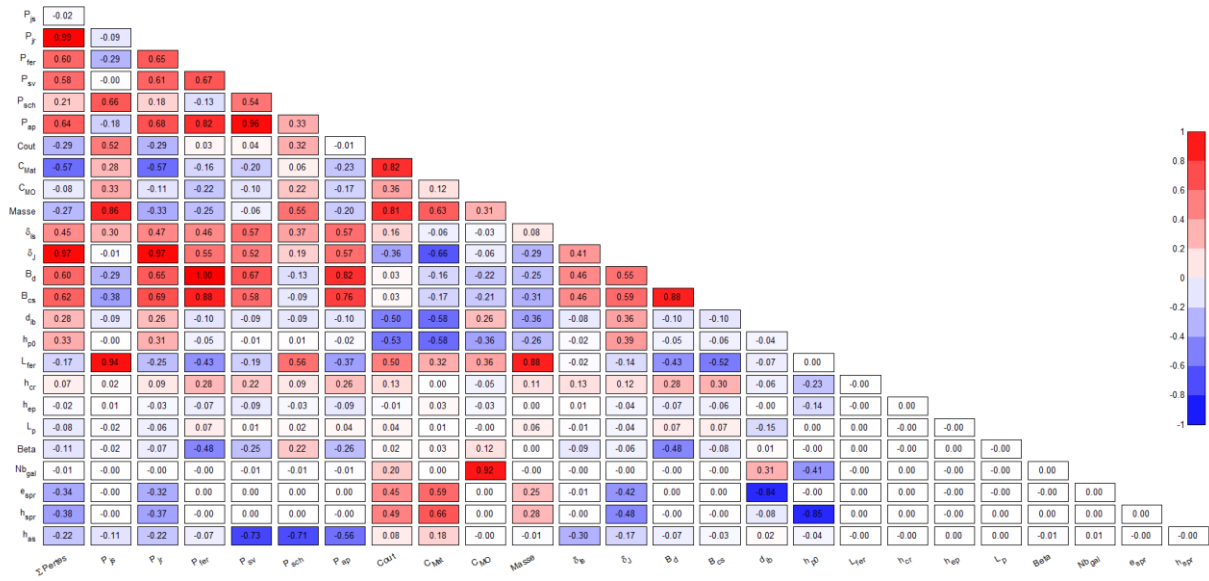


Figure 4.15 Coefficients de Spearman d'une MSDEs

De premières interprétations sur le comportement du modèle peuvent être établies au vue de ces deux figures. Ainsi, la somme des pertes sont corrélées positivement à l'ensemble des pertes calculées par le modèle. Cette somme est liée négativement aux coûts des matières premières et à la masse. À diamètres extérieur et d'alésage constants, les pertes Joules statoriques sont fortement corrélées à la longueur de fer. Les pertes fer sont corrélées positivement aux inductions statoriques, et négativement à la longueur de fer. Ces coefficients permettent d'établir les liens physiques entre les phénomènes et ceux qui leurs donnent naissances.

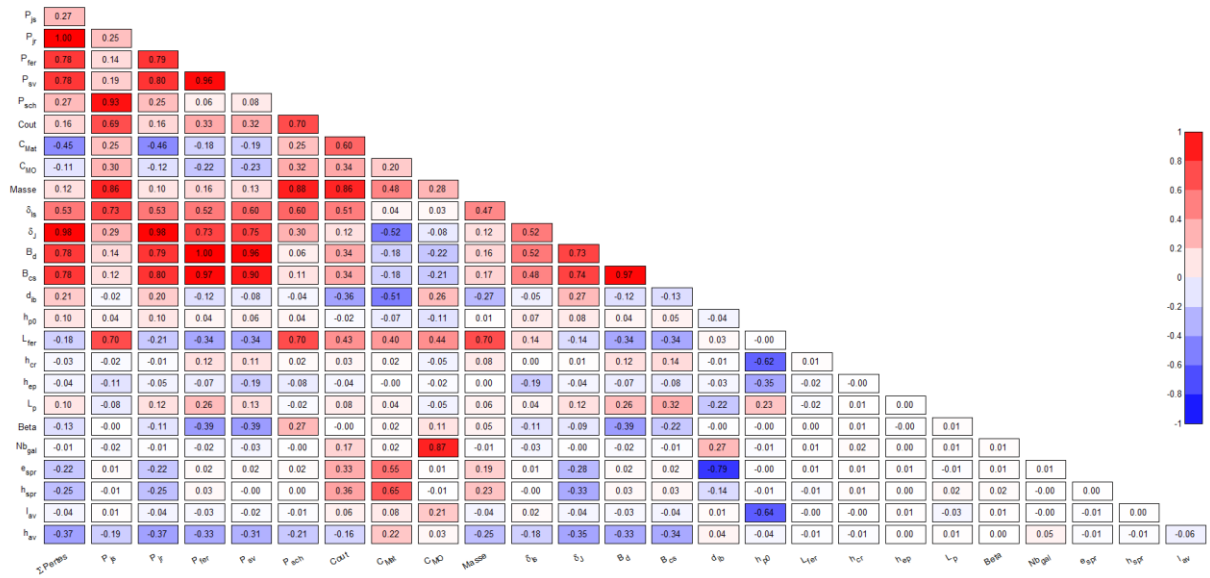


Figure 4.16 Coefficients de Spearman d'une MSDEv

Les figures 4.15 et 16 permettent d'analyser l'influence du modèle économique. Les coûts des matières premières sont corrélés positivement à la masse et aux variables des conducteurs rotoriques, des aimants en surface ou en « V ». Dans le cas où seule la longueur de fer est variable au stator, le coût de main d'œuvre est fortement corrélé au nombre de galettes rotoriques. Ce coefficient important s'explique par la polarité du générateur. Les aimants sont liés négativement aux pertes ainsi qu'aux densités de courants.

### 4.2.3. L'algorithme pour la conception par optimisation

Cette partie vise à mettre en avant l'algorithme employé afin de réaliser l'optimisation géométrique multi-structure. Le choix a été tourné vers un Algorithme Génétique (AG) multi-objectif afin d'analyser les compromis entre les différentes structures. Les prochaines sections décrivent le principe de l'AG ainsi que les paramètres choisis pour l'optimisation.

#### 4.2.3.1. L'optimisation par algorithme génétique

Les AG tirent leurs popularités de leur capacité à trouver un minimum ou un maximum global. Leur principe est basé sur une sélection naturelle et la théorie de l'évolution de Darwin. Contrairement aux méthodes de gradient, les AG permettent d'explorer l'espace de recherche. Son principe de fonctionnement est détaillé en [107]. La figure 4.17 synthétise son fonctionnement.

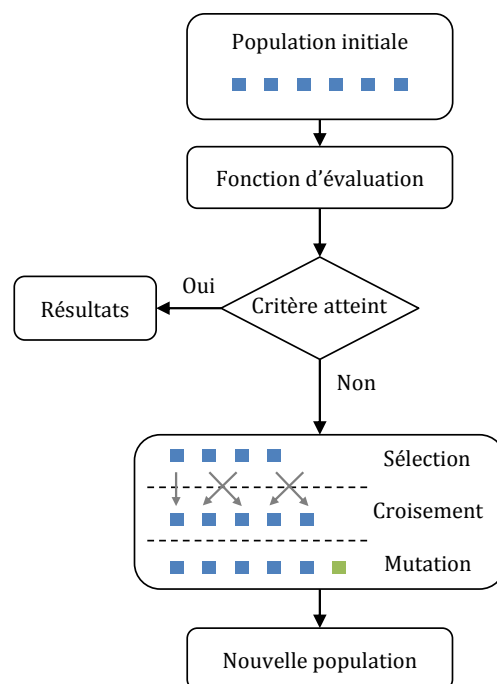


Figure 4.17 Principe de l'AG

Concrètement, pour un problème d'optimisation, un individu correspond à un ensemble de valeurs associées aux variables d'optimisation. Une population représente la totalité des individus. Afin d'évaluer quelles sont les meilleures solutions, l'AG génère une fonction d'évaluation dépendante des objectifs. À partir de cette fonction, l'AG juge chaque individu de la population. Ensuite, la génération de la prochaine population se fait avec trois processus:

- Le premier correspond à « la sélection ». Cette sélection reprend généralement le principe de l'élitisme, où les meilleurs individus sont transférés dans la population suivante. À l'inverse, les moins bons individus par rapport à la fonction d'évaluation sont simplement rejetés.
- Le second est « le crossover » ou « le croisement ». Deux parents sont tirés aléatoirement et couplés entre eux. Ce critère est défini par rapport à une probabilité nommée taux de croisement. Ce critère doit être particulièrement bien choisi en vue de correctement explorer l'ensemble de l'espace de recherche.



- Le troisième est « la mutation ». Un seul individu parent est tiré aléatoirement et donne naissance à un nouvel individu. Le taux de mutation évite les pertes d'individus potentiels mais également la convergence prématurée (exploration).

Une fois ces trois critères évalués, la nouvelle population est mise en place. Suivant le nombre de génération choisi dans l'AG, ce processus est itéré jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit atteint.

#### 4.2.3.2. Les paramètres de l'algorithme génétique

Lors de la section précédente le mécanisme de l'AG a été introduit. Plusieurs critères ont été également définis. L'algorithme utilisé est celui de l'outil MATLAB® nommé GAmultiobj. Cet algorithme est une variante du très couramment utilisé NSGA-II [107]. Cet algorithme gère des variables continues et les contraintes. Comme son nom l'indique, l'algorithme est multi-objectif.

La particularité de GAmultiobj est d'être un AG contrôlé à savoir que l'algorithme favorise les individus ayant une meilleure fonction d'évaluation mais également ceux qui peuvent contribuer à accroître la diversité de la population. Cette diversité est maintenue en contrôlant les membres élitistes tout au long de la progression de l'algorithme. Deux paramètres supplémentaires de cet algorithme sont disponibles. Le premier est le contrôle du nombre de membres élitistes sur le front de la population au sens de Pareto (Pareto Fraction). Le second est la diversité des individus qui sont relativement éloignés du front (DistanceFcn). On répertorie dans le tableau 4.8 les différents paramètres utilisés pour le dimensionnement multi-structure par optimisation.

**Tableau 4.8 Paramètres d'optimisation par GAmultiobj**

Paramètres	Valeurs
Nombre de variables	[8 : 10]
Nombres de contraintes	[6 : 7]
Taille de la population	256
Points initiaux	aléatoire
Sélection	Tournoi par 4 individus
Croisement	0.8
Pareto Fraction	0,35
Nombre de générations	200. Nb <sub>variable</sub>

Les paramètres du tableau 4.8 sont détaillés :

- Le nombre de variables correspond aux variables géométriques définies en tableau 4.5 et diffère suivant la structure de générateur à optimiser.
- Le nombre de contraintes est lié au tableau 4.7.
- La taille de la population a un impact majeur sur la qualité mais également sur les temps de calcul. Un compromis est alors réalisé.
- Le choix des points initiaux a été porté sur une population aléatoire comprise entre les bornes inférieures et supérieures de chaque variable. La population initiale ne respecte pas forcément l'ensemble des contraintes.

- La sélection des individus est réalisée par tournoi. Le principe consiste à une rencontre entre plusieurs individus pris au hasard dans la population. Le tournoi est organisé ici contre 4 individus. Les vainqueurs de chaque tournoi participent à l'amélioration de la population.
- 80% de la population est soumise au croisement afin d'améliorer la population.
- La fraction de Pareto a une valeur de 35%. Cela signifie que le solveur limite le nombre d'individu qui sont sur le front à 35% de la taille de population. Le second critère DistanceFcn est laissé à la valeur par défaut.
- Le nombre de générations recommandé par l'outil MATLAB® GAmultiobj doit être égal à 200 fois le nombre de variables. En conséquence, le nombre de générations pourra différer suivant la structure du générateur à optimiser.

Enfin, l'AG utilisé ne gère uniquement les variables continues. Ainsi, les variables entières, telles que le nombre de galettes, sont traitées comme variables continues. À chaque itération, les variables souhaitées discrètes seront arrondies à l'entier le plus proche.

#### 4.2.4. Synthèse de l'architecture d'optimisation

La synthèse du processus d'optimisation multi-structure est détaillée en figure 4.18. Le principe de cette architecture reprend le problème d'optimisation précédemment formulé. Pour chaque générateur, le processus d'optimisation sera itéré. Ainsi, quatre structures de machines de forte puissance seront successivement dimensionnées par optimisation sur le point nominal. Le processus est réalisé suivant la figure 4.18 et respectivement pour la MSRB, JEOLIS, MSDEs, MSDEv.

Le processus se décompose en deux boucles d'optimisation. La première utilise l'AG afin de dimensionner la géométrie de chaque structure de générateur. La seconde correspond à l'optimisation du point de fonctionnement en charge. Cette dernière est alors imbriquée et reprend l'algorithme SQP pour déterminer les lois de contrôle. Le processus d'imbrication est également illustré en figure 4.18.

Le modèle électromagnétique et ceux dédiés à la conception développés en chapitre 3 seront employés pour quantifier les performances et des critères tels que le coût ou la masse du générateur. Ainsi, le problème d'optimisation formulé reprendra comme objectifs différents critères. L'enjeu est de faire apparaître un compromis entre les topologies de machines. Les dimensionnements proposés ne seront pas uniques mais seront pour un ensemble de solutions optimales au sens de Pareto. Les structures de générateurs seront comparées suivant différents objectifs. Ainsi, l'impact des nouvelles structures à double excitation sera quantifié.

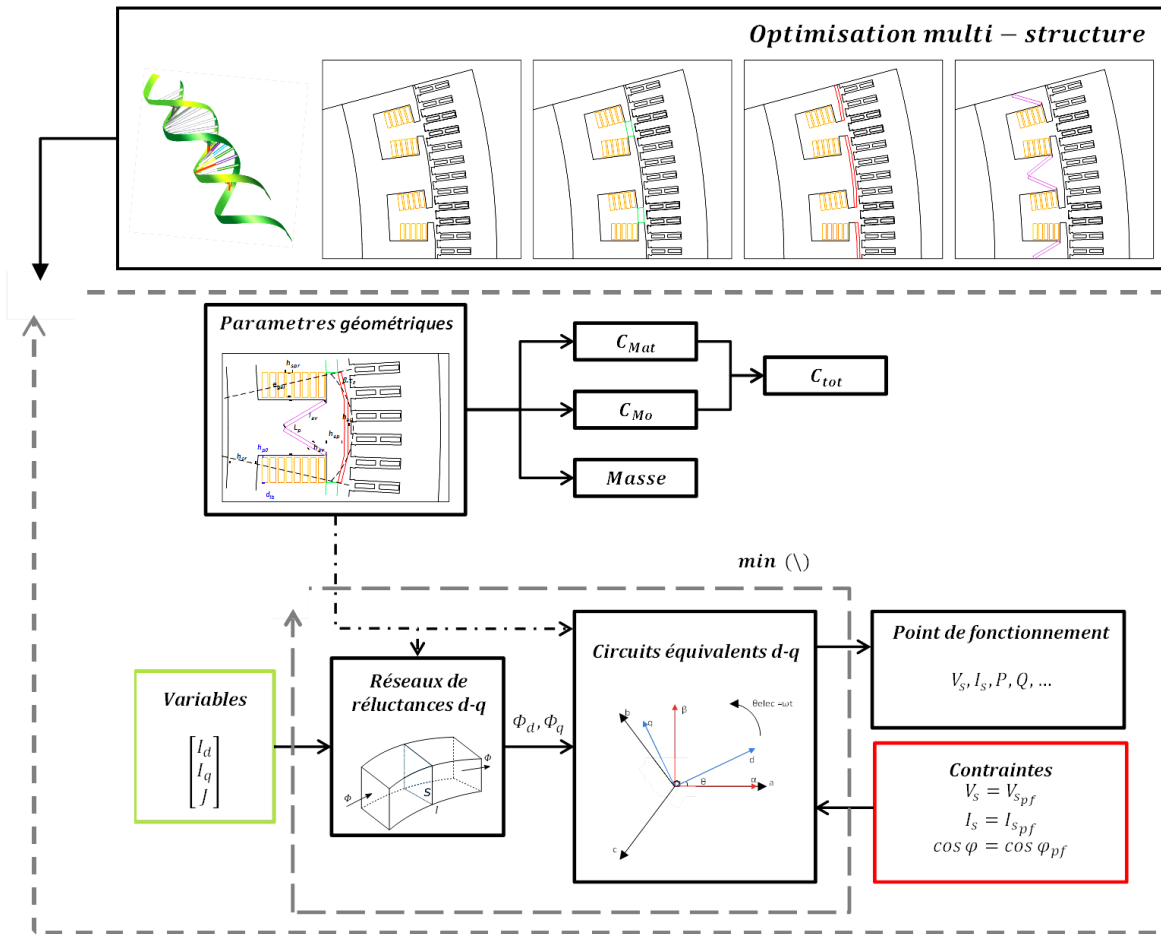


Figure 4.18 Architecture de l'optimisation multi-structure

### 4.3. Conception par optimisation multicritère sur le point nominal

Cette partie vise à mettre en application l'architecture d'optimisation précédemment développée. Les enjeux sont multiples. Le premier consiste à illustrer les compromis entre les structures de générateurs de forte puissance pour une application éolienne (cahier des charges de JEOLIS). La dominance des topologies est illustrée au travers de fronts de Pareto. Ensuite, les impacts de critères tels que le coût total (coûts des matières premières et de MO), les coûts des matières premières ou la masse sont successivement investigués. Des tendances sont obtenues et les avantages de la double excitation sont détaillés.

À la suite de cette série d'optimisations, le même processus de conception par optimisation sera appliqué au prototype de la MSDEs. Cette machine de production d'électricité de 1MVA est le résultat d'une optimisation multi-physique réalisée par l'auteur [6]. La démarche de conception par optimisation multi-structure sera alors confrontée aux performances du prototype de MSDEs.

Le modèle présente l'originalité de considérer plusieurs topologies de générateurs. Le passage d'une structure à l'autre est réalisé par l'activation de variables et constantes (cf :section 4.2.1.1, tableau 4.6). Une proposition menée dans cette partie vise à intégrer l'ensemble des structures au travers d'une unique optimisation nommée «All-In-One». Les résultats sont confrontés à la procédure itérative d'une optimisation par structure.

Enfin, la dernière partie propose d'analyser l'impact des variables statoriques sur l'optimisation du prototype de la MSDEs.

#### 4.3.1. Application au générateur éolien

Cette partie illustre les résultats de l'optimisation sur le cahier des charges de JEOLIS. Le processus d'optimisation sera alors successivement itéré pour l'ensemble des générateurs. Ainsi, les résultats seront illustrés comme un ensemble de fronts de Pareto pour quatre structures de générateurs :

- La MSRB
- Le concept JEOLIS (MSDE parallèle avec aimant entre les cornes polaires)
- La MSDEs (avec aimants en surface de pôle)
- La MSDEv (avec aimants en «V»)

L'ensemble des machines optimales devront satisfaire le point de fonctionnement nominal du cahier des charges en tableau 4.9. Les contraintes magnétiques, électriques, mécanique et géométriques devront également être respectées. L'ensemble des résultats seront normés suivant le prototype JEOLIS.

Les optimisations effectuées sur chaque structure de générateur ont été réalisées avec MATLAB® R2015B, sur une station de calcul comportant deux processeurs Intel® Xeon® X5470, @3.33Ghz, de chacun 4 cœurs, 32Go de RAM. Les calculs sont parallélisés suivant 7 cœurs de calcul.

Les enjeux sont multiples. Le premier est de quantifier quelle structure est la mieux adaptée pour un générateur à attaque directe. L'impact des critères économiques ou de la masse sera analysé suivant la dominance des générateurs. Les résultats apporteront également des éléments de réponse sur la contribution des machines à double excitation pour une application éolienne.

### 4.3.1.1. Résultats et analyses

Les objectifs antagonistes sont le coût total et les pertes totales. Le coût total reprend le modèle technico-économique considérant les coûts des matières premières et de MO. Les pertes totales considèrent les pertes Joules statoriques et rotoriques, les pertes dans les aimants (uniquement pour la MSDEs), les pertes mécaniques et les pertes fer. Les pertes fer sont estimées suivant l'ensemble des modèles analytiques établis dans le chapitre 2 associées aux niveaux d'hypothèses du modèle multi-structure.

En se basant sur le critère technico-économique, il paraît évident que les MSDE auront un coût total conséquent par rapport à la MSRB conventionnelle en raison de la présence des aimants. À l'inverse, la double excitation devrait contribuer à améliorer l'efficacité du générateur et ainsi réduire les pertes. Ces deux objectifs devraient faire apparaître des compromis entre les structures de générateurs.

La figure 4.19 illustre les fronts de Pareto multi-structure. Les quatre fronts de Pareto réfèrent aux quatre structures de générateurs investiguées. Une discussion est proposée vis-à-vis de chaque structure. Puis, les évolutions des variables, contraintes et grandeurs calculées sont représentées et commentées. Le positionnement du prototype vis-à-vis des structures Pareto optimales sera également justifié.

Cette figure présente un véritable compromis entre les structures de générateurs. Une partie du front de Pareto de la MSRB domine toute les MSDE. En raison du critère technico-économique, la MSRB reste le générateur le moins chère à produire pour un niveau de pertes proche du prototype.

Le concept JEOLIS est lui dominé en partie par la MSRB. Mais grâce à l'ajout des aimants entre les cornes polaires, ce générateur permet de décroître les pertes. Une remarque générale porte sur le comportement des fronts de Pareto de la MSRB et de JEOLIS. Ces deux fronts présentent discontinuités causées par la variable discrète du nombre de galettes. Ensuite, les allures des fronts de Pareto sont quasi-similaires. Leurs évolutions sont liées à des principes de fonctionnement proches.

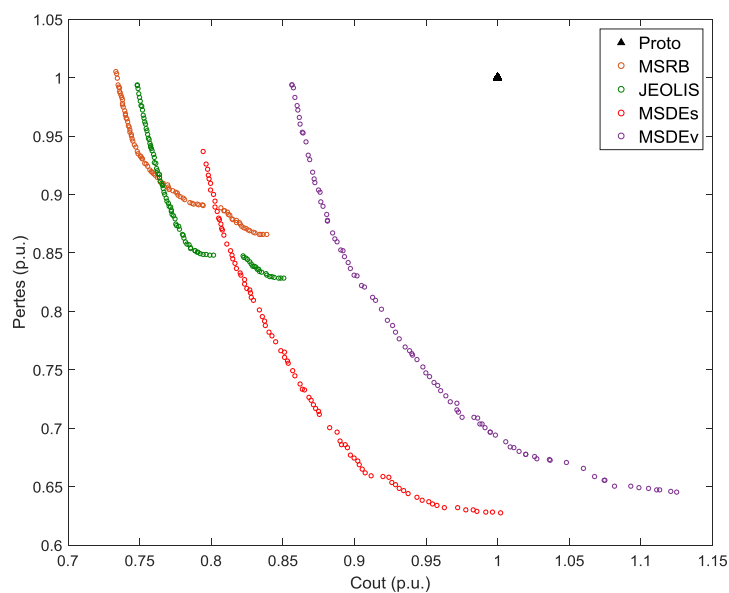
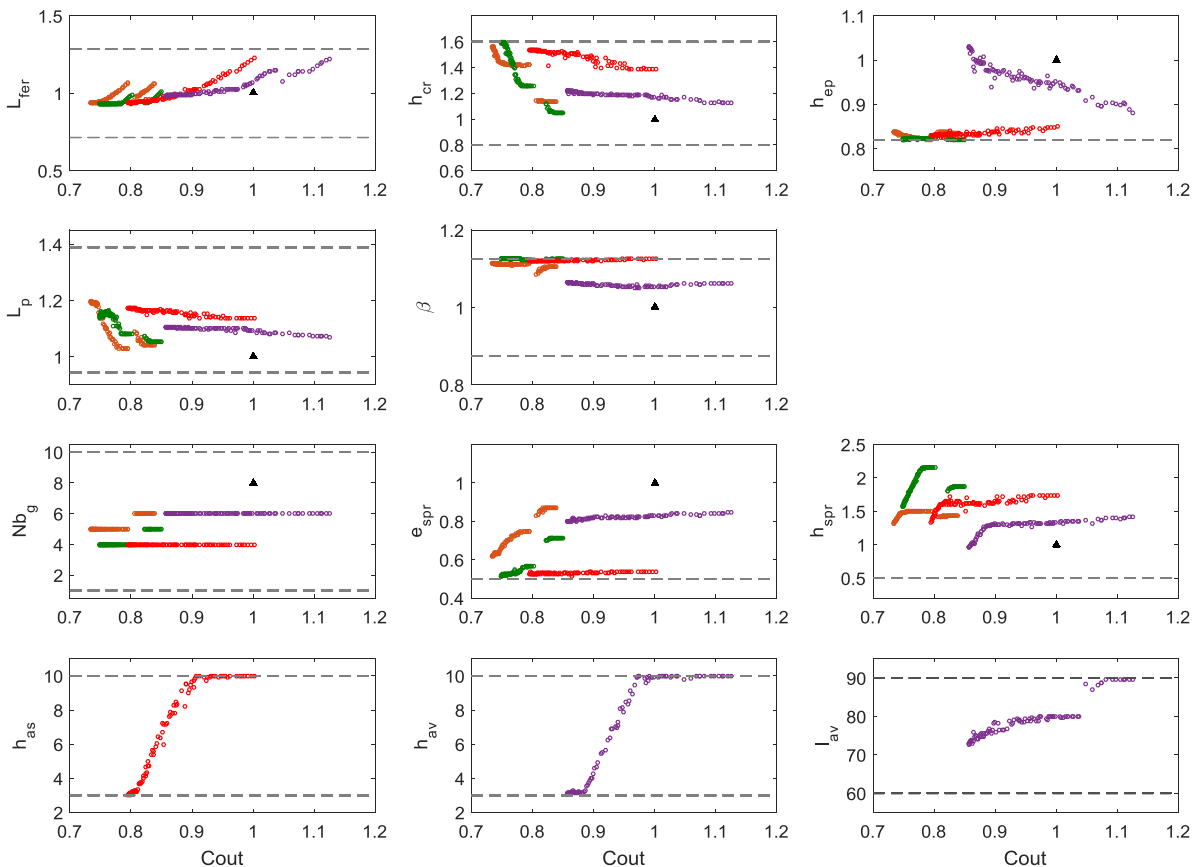


Figure 4.19 Fronts de Pareto multi-structure

Comme initialement prévu, les structures à double excitation série sont dévalorisées sur le plan économique. Néanmoins, les deux structures permettent de réduire significativement les pertes dans le dispositif. La structure de MSDEv est dominée sur l'ensemble du plan coût-pertes. Cette solution semble alors la moins adaptée vis-à-vis de ces deux critères. Cette structure à aimants en V nécessite des coûts de MO importants tant au niveau des découpes de tôle (culasses-pôles et pièces polaires) que sur l'assemblage.

La figure 4.20 apporte une analyse supplémentaire concernant l'évolution des fronts de Pareto multi-structure. Cette figure représente l'évolution des variables le long de chaque front. La figure 4.21 reprend les variables de contrôle associées à la boucle d'optimisation imbriquée. La figure 4.22 illustre l'évolution des principales contraintes. Enfin les figures 4.23 et 24 représentent respectivement l'évolution des pertes et des coûts. Le code couleur de ces figures est repris des fronts de Pareto en figure 4.19. Les tirets font références aux bornes inférieures et supérieures des variables et des contraintes.

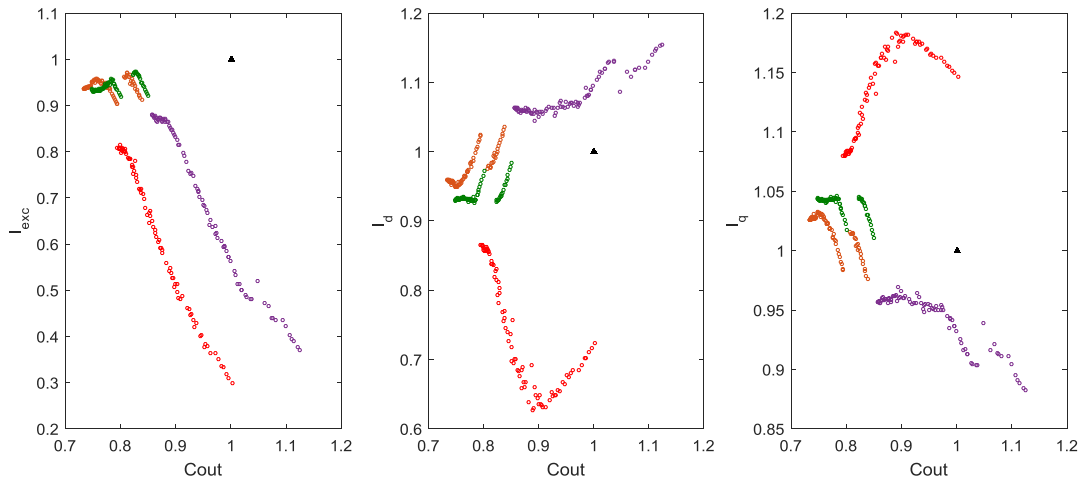
Au travers des graphiques en 4.19, les variations le long du front sont cohérentes entre l'ensemble des structures. Le prototype représente le générateur qui emploie le plus de galettes au rotor (8 galettes). Lors de l'analyse de sensibilité en section 4.2.2, le nombre de galettes était fortement corrélé au coût de MO. En raison de la forte polarité de la machine, le coût de montage des galettes apparaît comme un facteur important de réduction des coûts.



**Figure 4.20 Evolution des variables d'optimisation**

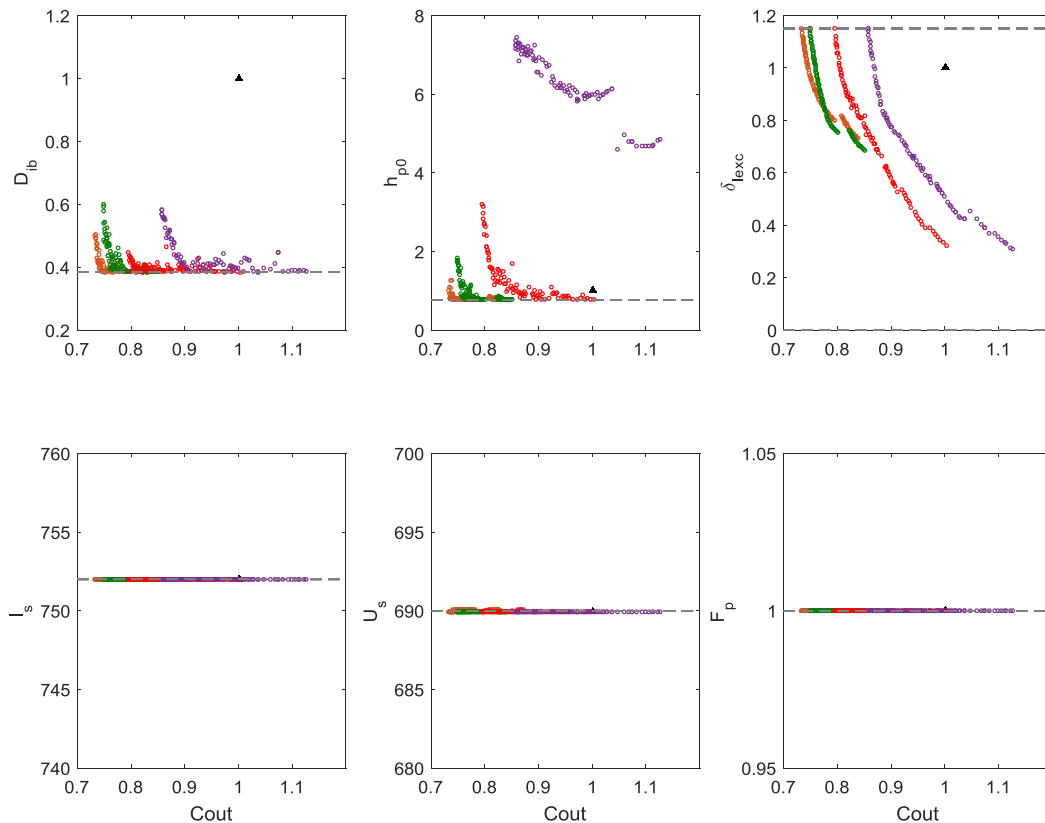
Sur la figure 4.20, l'évolution des variables des aimants de la double excitation série est illustrée. Les hauteurs de chaque aimant varient entre les bornes inférieures et supérieures. Les faibles coûts sont liés à des volumes d'aimants restreints. L'évolution de ces variables a un impact direct

sur les lois de contrôle en figure 4.21. L'augmentation des hauteurs d'aimants permet une réduction significative du courant d'excitation. Ce qui contribue à l'amélioration de l'efficacité énergétique du générateur. La figure 4.21 représente également les courants des axes direct et quadrature.



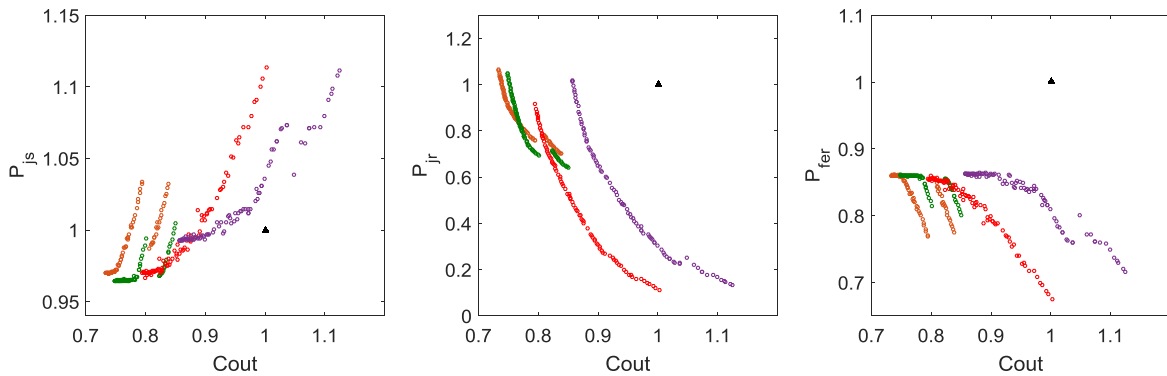
**Figure 4.21 Evolutions des variables de contrôle**

La figure 4.22 représente les principales contraintes. L'algorithme GAmultiobj a convergé vers un ensemble de résultats qui respecte toutes les contraintes. L'optimisation de la loi de contrôle a également convergée pour chaque optimisation. Sur le graphique de la densité de courant au rotor, les structures les moins coûteuses sont en limite de densité de courants. Cette stratégie est réalisée afin de diminuer la quantité cuivre et le nombre de galettes au rotor.



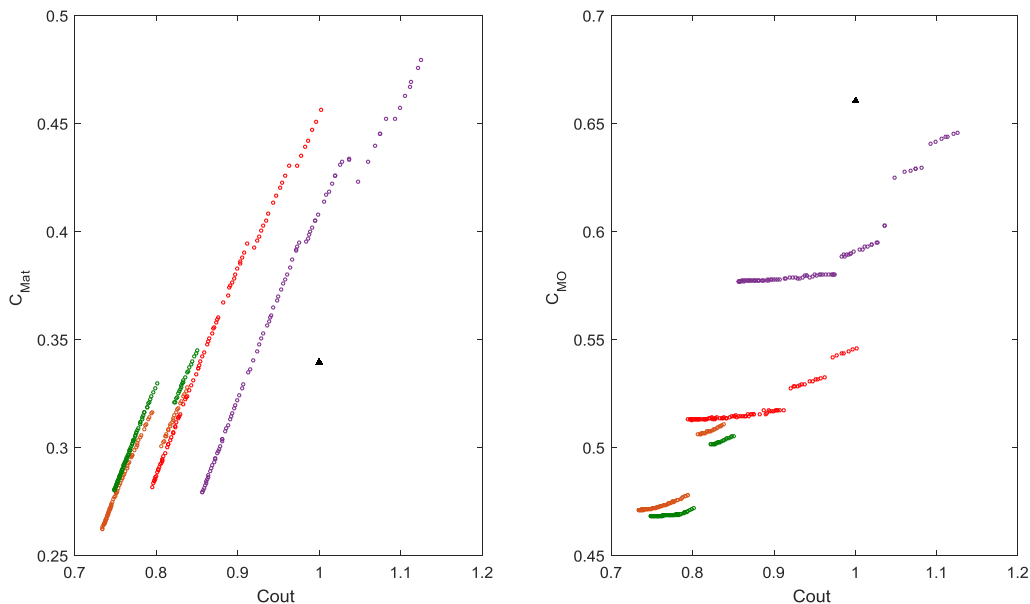
**Figure 4.22 Evolution des contraintes**

La figure 4.23 illustre respectivement les pertes Joules au stator, au rotor et les pertes fer. Les pertes Joules au rotor reprennent la même évolution que le front principal (coût-pertes). À diamètres extérieur et d'alésage constants, l'algorithme choisi d'augmenter la longueur de fer en dépit d'une hausse des pertes Joules stator. À l'inverse, les pertes fer diminuent en raison de l'augmentation des sections des parties ferromagnétiques.



**Figure 4.23 Evolution des pertes**

Enfin, le dernier graphique illustre l'évolution des coûts des matières premières et de MO. Les coûts des matières sont relativement linéaires à l'inverse des coûts de MO. Ces discontinuités sont la conséquence du modèle technico-économique. Le nombre de tôles à empiler, le nombre d'aimants et de galettes au rotor impliquent des sauts de coûts de MO. L'algorithme GAmultiobj assure une bonne convergence sur ce modèle fortement discontinu. Au vue des ordres de grandeurs des coûts, le modèle des coûts de MO a un impact non négligeable sur les résultats.



**Figure 4.24 Evolution des coûts**



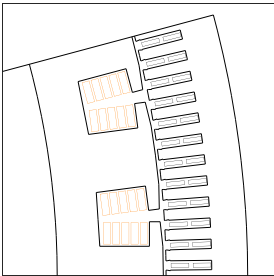
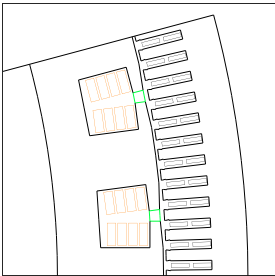
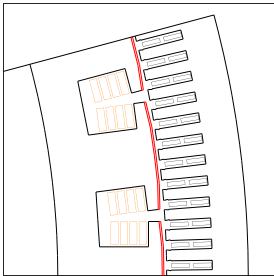
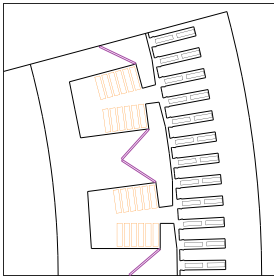
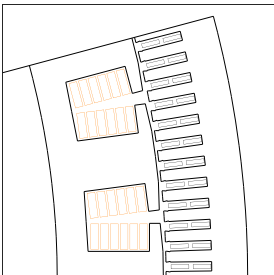
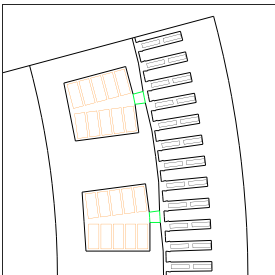
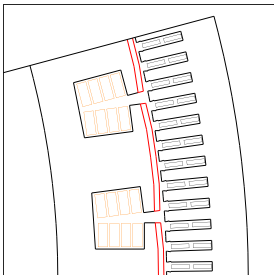
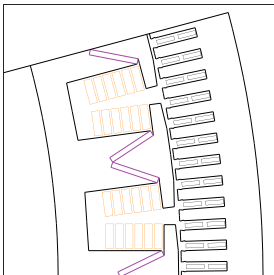
Le tableau 4.9 répertorie les géométries de générateurs dimensionnées. Les extremums de chaque front de Pareto sont représentés. Ainsi, le tableau 4.9 reprend les structures à coût minimum – pertes maximales et à coût maximum – pertes minimales. Suivant chaque structure, trois grandeurs sont calculées à partir du prototype selon les équations (4.5).

$$\tau_{L_{fer}} = \left[ \frac{L_{fer_{opt}}}{L_{fer_{proto}}} - 1 \right] \quad \tau_{\Sigma_{P_{tot}}} = \left[ \frac{\Sigma_{P_{tot_{opt}}}}{\Sigma_{P_{tot_{proto}}}} - 1 \right] \quad G_{\eta} = \eta_{proto} - \eta_{opt} \quad (4.5)$$

Avec :

- $\tau_{L_{fer}}$  Le ratio de longueur de fer [%]
- $\tau_{\Sigma_{P_{tot}}}$  Le ratio des pertes totales [%]
- $G_{\eta}$  Le gain en rendement [%]

**Tableau 4.9 Représentation des structures à coûts minimums et maximums**

MSRB	JEOLIS	MSDEs	MSDEv
Coût minimum			
			
$\tau_{L_{fer}} = -6,0 \%$	$\tau_{L_{fer}} = -7,1 \%$	$\tau_{L_{fer}} = -6,0 \%$	$\tau_{L_{fer}} = -1,5 \%$
$\tau_{\Sigma_{P_{tot}}} = +0,5 \%$	$\tau_{\Sigma_{P_{tot}}} = -0,6 \%$	$\tau_{\Sigma_{P_{tot}}} = -6,3 \%$	$\tau_{\Sigma_{P_{tot}}} = -0,63 \%$
$G_{\eta} = +0,04 \%$	$G_{\eta} = -0,05 \%$	$G_{\eta} = -0,51 \%$	$G_{\eta} = -0,05 \%$
Pertes minimales			
			
$\tau_{L_{fer}} = +6,5 \%$	$\tau_{L_{fer}} = +0,9 \%$	$\tau_{L_{fer}} = +22,7 \%$	$\tau_{L_{fer}} = +22,2 \%$
$\tau_{\Sigma_{P_{tot}}} = -13,4 \%$	$\tau_{\Sigma_{P_{tot}}} = -17,2 \%$	$\tau_{\Sigma_{P_{tot}}} = -37,2 \%$	$\tau_{\Sigma_{P_{tot}}} = -35,4 \%$
$G_{\eta} = -1,10 \%$	$G_{\eta} = -1,40 \%$	$G_{\eta} = -3,09 \%$	$G_{\eta} = -2,94 \%$

Concernant les machines à coût minimum :

- MSRB et JEOLIS ont des performances proches du prototype en étant plus compactes.
- La MSDEs assure une puissance massique plus élevée et des performances accrues.
- La MSDEv n'est pas justifiée. Le coût de production de cette machine n'est pas rentabilisé en terme d'efficacité énergétique

Concernant les machines à pertes minimales :

- Les cuivres au rotor de chaque structure sont optimisés afin de réduire les densités de courants.
- Les structures de MSDE série tirent leurs efficacités de l'usage des aimants permanents.
- Les gains potentiels en rendement sont prometteur avec notamment une hausse autour de 3% pour les MSDE série.

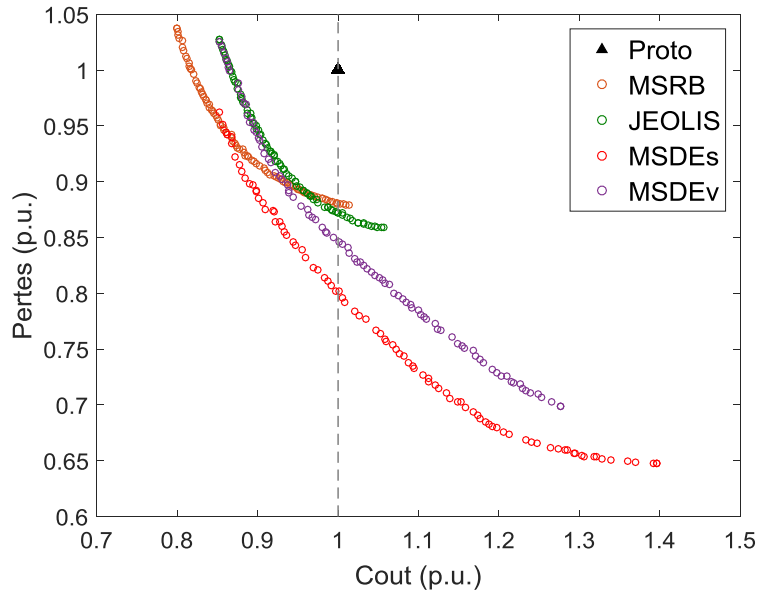
Ces premières optimisations ont donné les tendances sur les structures de générateurs de forte puissance. Avec un critère technico-économique précis, la structure de type MSDEv apparaît comme dominée. Ces fronts de Pareto démontrent qu'un compromis est bien présent entre l'usage des aimants et des bobines. Inévitablement, la MSRB apparaît comme la solution la moins coûteuse. Finalement, les structures les plus efficaces se rapprochent d'une machine à aimants permanents. Le choix de présenter les structures à coût minimum et pertes minimales permet de démontrer que l'usage des aimants en série ne garantit pas une meilleure efficacité. Un compromis entre le critère économique et les performances permet de tirer profit de la double excitation série.

#### 4.3.1.2. Impact du critère économique

Le modèle technico-économique développé en chapitre 3 section 3.4.1 propose de décomposer les coûts d'un générateur en deux composantes, à savoir les coûts des matières premières et les coûts de MO. Le modèle de coût est spécifique au savoir de JEUMONT Electric. Les résultats précédents ont illustré l'importance des coûts de MO sur les résultats d'optimisation.

Dans les méthodes de conception par optimisation, l'intégration d'un critère économique est généralement relative à la masse des parties actives du générateur. Ce principe est utilisé dans le modèle technico-économique afin d'estimer les coûts des matières premières. L'objectif de cette partie est d'analyser les compromis entre les structures de générateurs avec les coûts des matières premières comme critère économique. Ainsi, les optimisations multi-structures sont réalisées dans les mêmes conditions que précédemment et suivant deux objectifs. Le premier est une fonction de coût défini uniquement par le coût des matières premières. Le second est une nouvelle fois lié aux pertes totales.

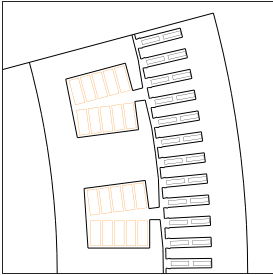
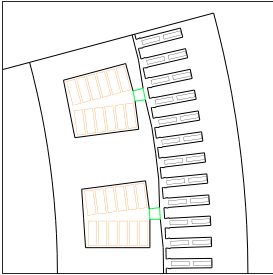
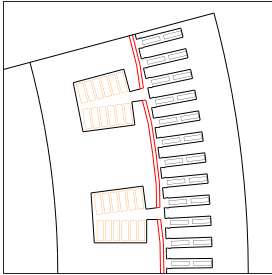
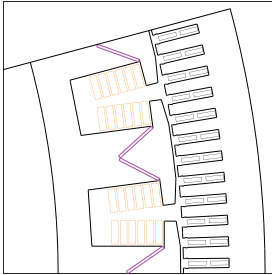
Les fronts de Pareto sont représentés sur la figure 4.25. Les structures de générateurs sont nettement plus regroupées. En ne considérant que les coûts des matières premières, les MSDE série apparaissent comme bien plus intéressantes. La MSRB domine une nouvelle fois l'ensemble des fronts pour les machines les moins coûteuses. Lorsque la machine nécessite une efficacité énergétique accrue, la MSDEs reste la plus intéressante. L'ensemble du front de la MSDEv est dominé. Néanmoins, cette structure est plus prometteuse avec ce critère économique des matières premières.



**Figure 4.25 Fronts de Pareto de la minimisation des coûts de matières premières**

Les évolutions des variables, contraintes et grandeurs électriques sont détaillées dans : Annexe d. Analyses des résultats d'optimisation. Le tableau 4.10 représente l'ensemble des structures de générateurs Pareto optimales pour un coût de matières premières unitaire, équivalent au prototype JEOLIS.

**Tableau 4.10 Représentation des structures à coûts de matières équivalent au prototype JEOLIS**

MSRB	JEOLIS	MSDEs	MSDEv
Coûts de matières premières unitaires			
			
$\tau L_{fer} = +9,7 \%$	$\tau L_{fer} = +0,4 \%$	$\tau L_{fer} = +1,1 \%$	$\tau L_{fer} = +4,8 \%$
$\tau \Sigma_{P_{tot}} = -11,9 \%$	$\tau \Sigma_{P_{tot}} = -12,8 \%$	$\tau \Sigma_{P_{tot}} = -19,8 \%$	$\tau \Sigma_{P_{tot}} = -15,4 \%$
$G\eta = -0,97 \%$	$G\eta = -1,04 \%$	$G\eta = -1,62 \%$	$G\eta = -1,25 \%$

À gain unitaire, la MSRB est bien moins compacte que la structure JEOLIS optimisée. Les aimants entre cornes contribuent à une meilleure compacité avec des performances quasi-similaires.

L'optimisation de JEOLIS présente une réduction de 12,8% de pertes pour un encombrement et des coûts similaires. Ce gain est obtenu grâce à un arrangement de bobines qui vise à minimiser les pertes Joules rotor. Ce gain ne représente qu'un pourcent de rendement supplémentaire. Cela reste considérable par rapport à la puissance du générateur.

Les structures de MSDEs et MSDEv démontrent un compromis entre l'usage des aimants et des bobines qui assurent une efficacité accrue à coût de matières premières équivalent.

Les optimisations sur uniquement les coûts des matières illustrent des changements de tendances sur les fronts de Pareto. Néanmoins, ce critère de coût de matières premières reste utopique vis-à-vis du contexte industriel. La considération des coûts de MO dans le modèle technico-économique a un impact significatif qui ne peut être négligée lors de la phase de conception.

#### 4.3.1.3. Impact du critère de masse

Dans le cadre d'une application éolienne, la masse est un critère important à minimiser. Le poids de l'ensemble de la nacelle est généralement un critère majeur quant à la faisabilité technico-économique du système [108].

Ainsi, cette section vise à minimiser le critère de masse et les pertes totales pour chacune des structures. De nouvelles optimisations pour chaque structure sont réalisées suivant ces deux critères. Le modèle de masse considère les parties actives du générateur. Ainsi, le système de refroidissement ainsi que la carcasse ne seront pas comptabilisés car ils sont jugés constant quel qu'en soit le type de structure. La réduction de la masse du générateur implique des structures à haut niveau de puissance massique. En conséquence, les machines à doubles-excitation qui combine l'efficacité des aimants à la faculté de contrôle de la bobine présente un avantage majeur vis-à-vis de ce critère de conception.

La figure 4.26 illustre l'ensemble des structures Pareto optimales normées vis-à-vis du prototype JEOLIS. Suivant ce nouveau critère de conception, la dominance des structures est modifiée. L'ensemble des MSRB optimales n'arrive pas à atteindre le prototype. Les structures optimisées de JEOLIS dominent constamment la MSRB. Ce front de Pareto montre l'intérêt de la double excitation parallèle vis-à-vis du compromis masse-pertes. Les structure à double excitation série sont les plus avantageuses suivant ces deux critères.

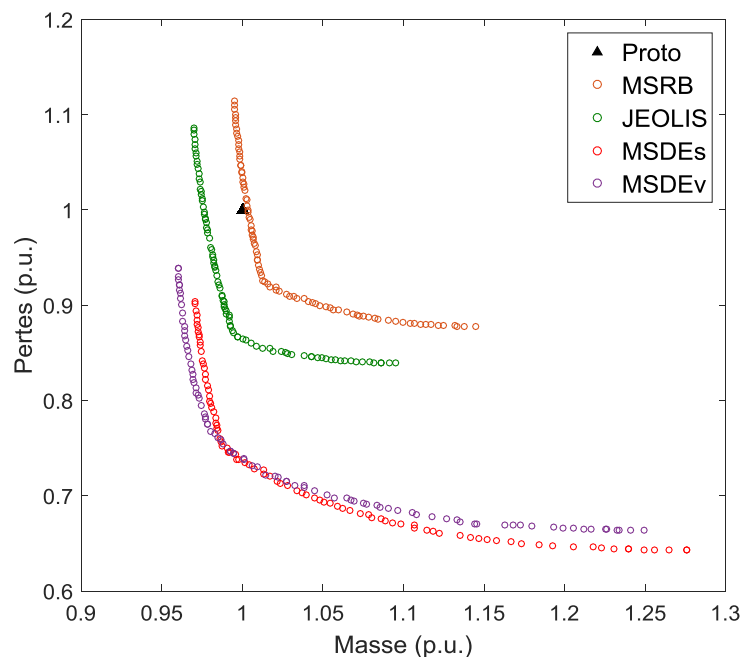
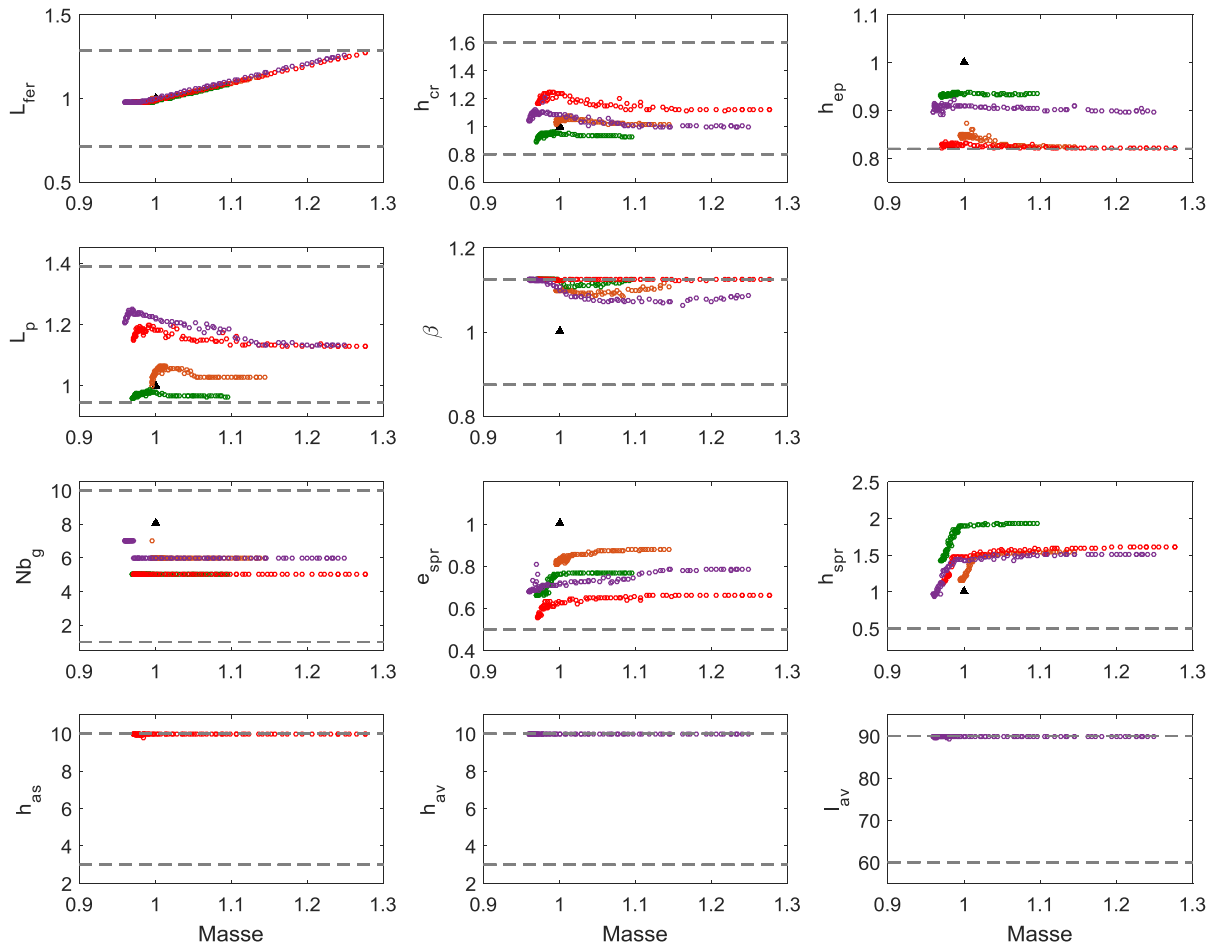


Figure 4.26 Fronts de Pareto de la minimisation de la masse

Les grandeurs optimales sont illustrées en : Annexe d. Analyses des résultats d'optimisation. Le résultat majeur porte sur l'évolution des variables le long de chaque front de Pareto. Ainsi, ces variables sont représentées en figure 4.27. Lors de ces optimisations, l'AG comprend parfaitement l'intérêt des aimants qui forment la double excitation série. Les variables des aimants permanents pour les structures de MSDEs et MSDEv ( $h_{as}$ ,  $h_{av}$ ,  $l_{av}$ ) sont sur les bornes supérieures. Ainsi, ces résultats illustrent la combinaison de la puissance massique des machines à aimants à la flexibilité des MSRB.



**Figure 4.27 Evolution des variables d'optimisation suivant le critère de masse**

Le critère de masse a un impact sur la dominance des structures Pareto optimales. Ce critère met en avant les MSDE série où la contribution des aimants est un réel atout dans ce compromis. Ce critère met pour la première fois en avant la MSDEv qui domine sur une partie du front l'ensemble des structures. Ces fronts de Pareto illustrent également des performances quasi-similaires entre la MSDEv et la MSDEs vis-à-vis du compromis masse-perdes.

### 4.3.2. Applications aux générateurs de production

La seconde partie de l'optimisation multicritère sur le point nominal porte sur le générateur de forte puissance pour la production d'électricité. Cette partie met en avant, dans un premier temps, l'optimisation d'un générateur de 1MVA pour la production d'électricité sur le cahier des charges de la MSDEs. La description du problème est brièvement introduite car cela reprend le même procédé que précédemment. Une analyse des structures Pareto optimales est également proposée.

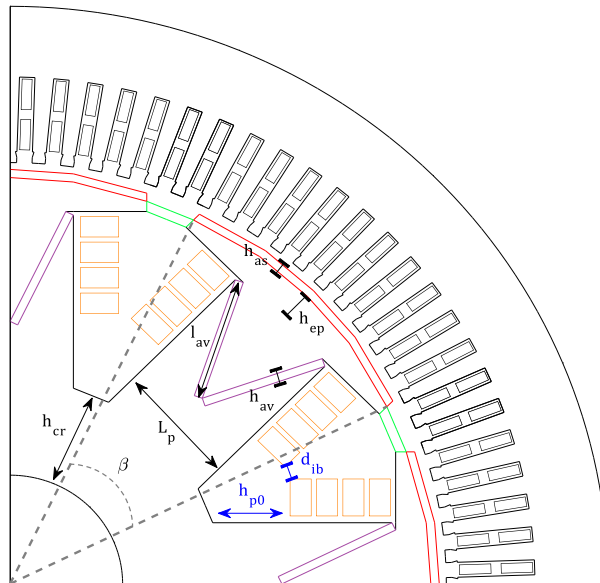
Lors du processus d'optimisation, chaque topologie de générateur a été successivement optimisée, suivant l'activation des variables liées aux sources de FMM (cf : section 4.2.1.1 - tableau 4.6). Une exploitation du modèle consiste à laisser libre ces sources afin d'analyser les structures de générateurs en une seule optimisation. Le processus de cette unique optimisation, nommé «All In One », est comparé au principe d'une optimisation par structure.

Enfin, la dernière partie propose une optimisation complète du générateur en faisant intervenir les variables statoriques. L'influence sur les géométries de chaque générateur est discutée.

#### 4.3.2.1. Optimisation sur le point nominal

Cette partie a pour objectif d'appliquer le processus de conception par optimisation au générateur de production d'électricité. Les travaux réalisés par l'auteur [6], ont abouti à un prototype de 1MVA, basé sur la MSDEs. Le dimensionnement est effectué sur une machine de 8 pôles, 750tr/min. La démarche de conception par optimisation des structures est alors mise en place suivant le cahier des charges de ce prototype (énoncé en chapitre 3, section 3.1.1).

Le problème d'optimisation est brièvement introduit. Celui-ci repose sur le même principe que le processus d'optimisation du générateur à attaque directe. La figure 4.28 reprend la définition des variables géométriques pour ce générateur. L'ensemble des sources est également représenté. Les contraintes géométriques du bobinage rotorique sont également définies (en bleu).



**Figure 4.28 Définition des variables et contraintes géométriques de la MSDE**

La définition des variables présentent une particularité par rapport au prototype de MSDEs. Celle-ci a été dimensionnée avec un entrefer mécanique minimum de 2mm. La démarche conception par optimisation propose un dimensionnement avec un entrefer mécanique minimum de 5mm pour l'ensemble des topologies. Les variables sont définies suivant la géométrie du rotor de la machine. Seules la variable de longueur de fer impacte le stator.

La boucle contrôle reprend le principe de résolution d'un point de fonctionnement en charge. Selon le cahier des charges de ce générateur, l'algorithme SQP aura pour objectif de trouver la loi de contrôle associée au point de fonctionnement en charge défini en tableau 4.11.

Tableau 4.11 Définition des contraintes de la boucle de contrôle

	Domaines	Contraintes	Abreviation	unité	Borne inf	Borne sup
<b>Contrôle</b>	Electrique	Courant statorique	$I_s$	[A]	192	192
		Tension statorique	$U_s$	[V]	3000	3000
		Facteur de puissance	$f_p$	[/]	0,8	0,8

Le processus de conception par optimisation a été réalisé successivement pour 4 structures de générateurs. Les topologies optimisées sont nommées MSRB, MSDEp, MSDEs et MSDEv. La dénomination MSDEp réfère à la MSDE parallèle à aimants entre cornes. Les résultats issus de ces optimisations sont illustrés en figure 4.29.

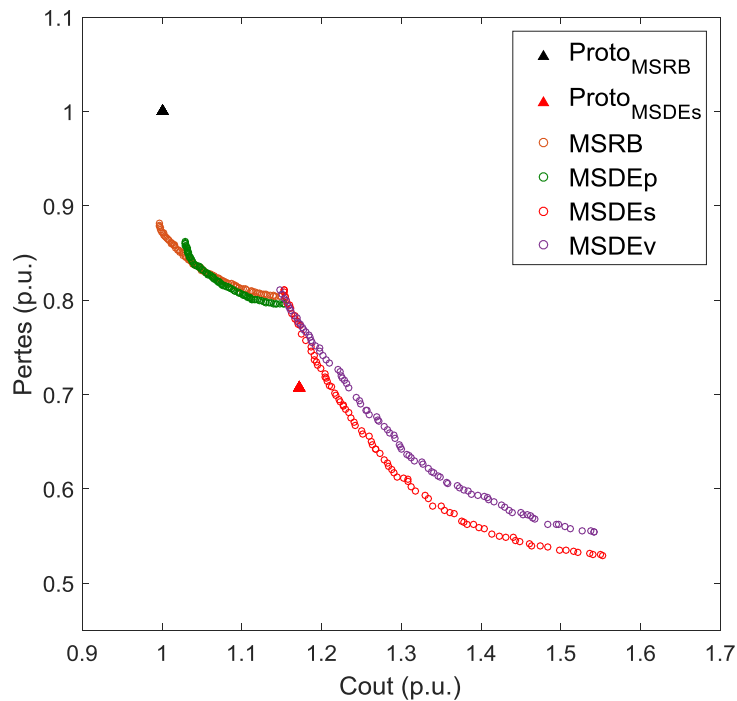


Figure 4.29 Fronts de Pareto des machines de production d'électricité

Deux prototypes sont représentés sur cette figure. Le premier est le prototype de MSRB. Le choix de normaliser les fronts a été porté sur ce prototype. Cette machine présente la particularité d'atteindre le point de fonctionnement en charge sans respecter l'ensemble des contraintes électriques. Concrètement, les enroulements des bobines d'excitation rotorique ont été initialement dimensionnés pour la MSDEs. En conséquence, cette machine ne respecte pas la contrainte de densité de courant au rotor. Le point de fonctionnement implique des pertes Joules rotoriques conséquentes, qui justifient son positionnement dans le plan coût-pertes.

Le second prototype est la MSDEs. Celui-ci assure une certaine efficacité énergétique en raison des aimants placés en surface des pôles. Cette MSDEs atteint le même point de fonctionnement en charge en diminuant significativement le courant d'excitation. En conséquence, le prototype de MSDEs permet de réduire les pertes. Mais, le prototype de MSDEs implique des coûts de matières premières et de MO plus importants dû en raison de la présence des aimants.

Concernant les résultats des optimisations multi-structure, l'ensemble des topologies optimisées n'arrivent pas à atteindre le prototype de MSDEs. Ce constat est causé par la différence d'entrefer mécanique entre le prototype et les machines Pareto optimales.

Le concept de la double excitation parallèle avec les aimants entre cornes contribue faiblement à l'amélioration de l'efficacité énergétique. Suivant ce nouveau cahier des charges, la MSDEp est inintéressante par rapport à une MSRB.

La MSDEs et MSDEv ont des performances relativement proches au travers des critères coûts-pertes. En raison de la polarité de cette machine, les coûts de MO de la MSDEv ont un impact moins important que lors de l'optimisation du générateur à attaque directe. Cette structure est plus prometteuse pour ce cahier des charges sur ces deux critères.

#### 4.3.2.2. Impact de la procédure « All-In-One »

La démarche de conception développée présente la faculté de considérer un ensemble de topologies de générateurs de forte puissance. Néanmoins, cette conception par optimisation repose sur une phase itérative qui nécessite une optimisation par structure. La démarche ci-dessous propose une unique optimisation pour l'ensemble des structures investiguées. Cette optimisation est nommée « All-In-One » (AIO), soit le «tout en un».

L'avantage de ce processus AIO est évidemment de nécessiter qu'une seule optimisation pour l'ensemble des structures optimales. Cette démarche permet de réduire les temps de calcul de l'ensemble des optimisations. Le principe de la procédure AIO repose sur la définition des variables du problème d'optimisation. Ces variables doivent permettre le passage d'une MSRB conventionnelle à une MSDE. Ainsi, le tableau 4.12 propose une stratégie autour des inductions rémanentes des aimants permanents. Le principe est basé sur l'ajout de trois variables discrètes suivant chaque structure de générateur à double excitation. Le tableau 4.12 complète la définition des variables du tableau 4.5.

**Tableau 4.12 Définition des variables d'optimisation du processus AIO**

	Variables	Abreviation	unité	Borne inf	Borne sup
<b>Géométrique</b>	Induction rémanente des aimants parallèles	$Br_{ap}$	[p.u.]	0	1
	Induction rémanente des aimants séries	$Br_{as}$	[p.u.]	0	1
	Induction rémanente des aimants en V	$Br_{av}$	[p.u.]	0	1

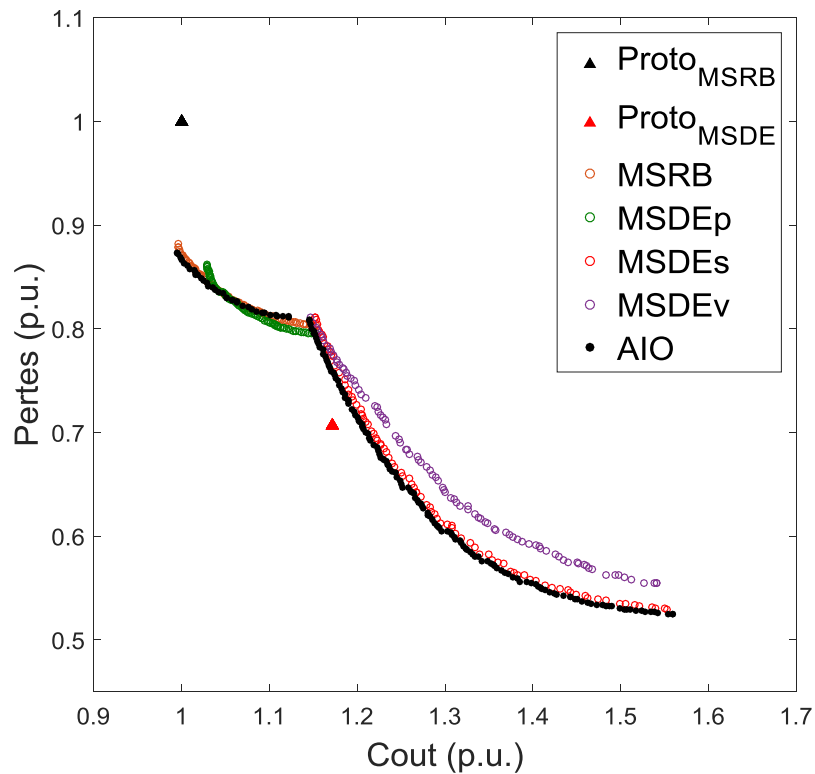
Le problème AIO repose sur le principe de la commutation des sources de flux. Ainsi, si les inductions rémanentes sont nulles, la machine est alors une MSRB. Dans ce cas, les variables liées aux aimants sont obligatoirement nulles. Dans le cas d'une MSDE, le processus n'autorise qu'un seul type de double excitation à la fois. En conséquence, l'AIO ne permet pas de combiner les sources de double excitation entre elles.

En raison de l'utilisation d'un algorithme continue, la transition entre les structures est gérée comme l'ensemble des variables discrètes. Les inductions rémanentes sont des variables continues puis arrondies à l'entier le plus proche. L'inconvénient du processus AIO est que l'algorithme GAmultiobj requiert des générations supplémentaires dues à l'ajout des variables d'inductions rémanentes. Néanmoins, l'unique optimisation AIO permet de diviser le temps de



calcul d'un facteur trois par rapport à l'ensemble des optimisations réalisées pour chaque topologie.

La figure 4.30 illustre le front de Pareto obtenu par le processus AIO. Ce résultat est superposé à l'ensemble des optimisations multi-structure. Le front de Pareto de l'AIO présente le passage entre la MSRB et la MSDEs en un unique processus d'optimisation. Ces résultats reprennent les mêmes tendances que les optimisations réalisées successivement. Les résultats de l'optimisation AIO ne trouvent pas la partie de dominance de la MSDEp. Ce manque est causé par l'emploi de variables continues, puis arrondies. Au fil des générations, l'algorithme se détache de la structure MSDEp. Néanmoins, ce processus AIO est particulièrement intéressant et assure une bonne concordance des résultats sur la globalité du front.



**Figure 4.30 Comparaison du front AIO et des fronts par machine**

Ce processus est un réel apport lors de conception par optimisation des structures. L'AIO est une aide au concepteur dans l'étude des topologies de machines. Ce processus permet d'obtenir en un minimum de temps les structures Pareto optimales. Le principal inconvénient de cette approche est la non-visibilité des machines dominées. Dans le cas présent, la MSDEv est alors inexistante vis-à-vis de ces deux critères.

### 4.3.2.3. Impact des variables statoriques

Cette conception par optimisation porte sur l'impact des variables statoriques sur les résultats précédents. Lors des optimisations précédentes, les principales variables sont en lien avec la géométrie du rotor. Seule la variable de longueur de fer intervenait dans la géométrie du stator. Le cahier des charges du prototype de MSDEs permet de laisser libre les dimensions du stator. L'enjeu est alors d'analyser l'impact des dimensions du stator dans un processus de conception par optimisation. Ici, les variables du stator et du rotor seront simultanément modifiées.

Le schéma de la figure 4.31 illustre les variables (noir) ajoutées au problème d'optimisation. Les grandeurs calculées à partir de ces variables sont également illustrées (bleu).

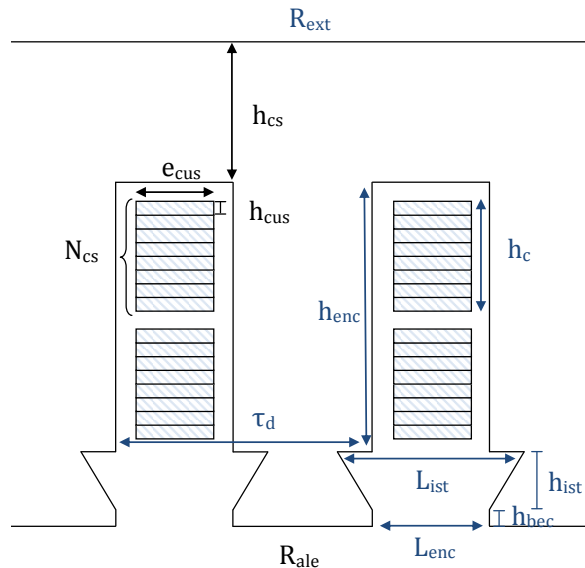


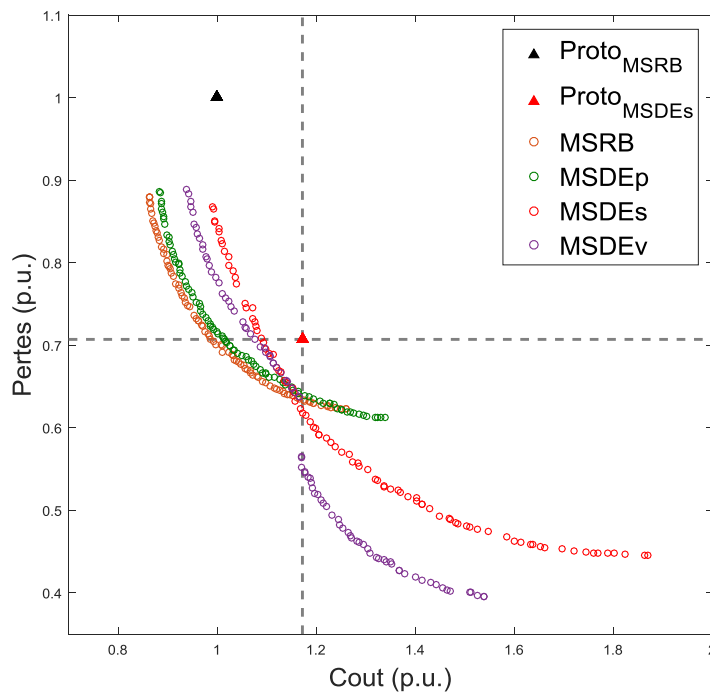
Figure 4.31 Variables statoriques (noir) et grandeurs calculées (bleu)

Avec :

$e_{cus}$	L'épaisseur d'un cuivre statorique
$h_{cus}$	La hauteur d'un cuivre statorique
$N_{cs}$	Le nombre de conducteurs statoriques
$h_{cs}$	La hauteur de culasse statorique
$R_{ale}$	Le rayon d'alésage
$R_{ext}$	Le rayon extérieur
$\tau_d$	Le pas dentaire
$L_{enc}$	La largeur d'encoche
$L_{ist}$	La largeur de l'isthme (isthme et encoche)
$h_{bec}$	La hauteur de bec d'encoche
$h_{ist}$	La hauteur d'isthme
$h_c$	La hauteur des conducteurs d'une demi-encoche
$h_{enc}$	La hauteur d'encoche

Afin de simplifier le nombre de variables, les grandeurs annotées en bleu sur la figure 4.31 sont calculées par proportionnalité au prototype. Les définitions de problème d'optimisation de la machine complète ajoute cinq variables supplémentaires au tableau 4.5,  $e_{cus}$ ,  $h_{cus}$ ,  $h_{cs}$ ,  $R_{ale}$ . Ces variables sont définies comme continues. Le nombre de conducteurs statoriques  $N_{cs}$  est défini comme une variable discrète. Cette dernière sera traitée par l'algorithme GAmultiobj comme une variable continue puis arrondie à l'entier le plus proche.

Le processus d'optimisation reprend les mêmes procédés que précédemment. L'ajout des variables statoriques impliquent une augmentation du nombre de générations. Contrairement au prototype de MSDEs conçu avec un entrefer mécanique de 2mm, la conception par optimisation de chaque structure doit présenter un entrefer mécanique minimum de 5mm. La figure 4.32 illustre l'ensemble des fronts de Pareto avec l'ajout des variables statoriques pour chaque structure.



**Figure 4.32 Fronts de Pareto avec variables statoriques**

L'ajout des variables statoriques permet d'avoir un ensemble de machines Pareto optimales différentes. Ces résultats des générateurs avec de meilleures performances pour un coût similaire au prototype.

L'ajout des aimants entre les cornes n'est pas justifié pour ce type de générateur (MSDEp). Cette structure n'est pas conservée. La MSRB domine l'ensemble des machines où le coût est le plus faible. Ensuite, la MSDEv apparaît comme la structure la plus intéressante.

Afin de comparer les générateurs optimaux, deux démarches sont menées. La première consiste à analyser les machines présentant la même efficacité que le prototype de MSDEs. La seconde porte sur un critère économique unitaire correspondant également au prototype de MSDEs. Suivant chaque structure, deux géométries de générateurs sont sélectionnées aux intersections de ces deux critères en figure 4.32. Le tableau 4.13 énumère les gains potentiels de ces générateurs pour des ratios précédemment détaillés en équations (4.5). À partir de ce même

principe, le ratio de volume extérieur  $\tau V_{\text{ext}}$  est ajouté afin de quantifier l'impact des variables statoriques.

**Tableau 4.13 Comparaisons des machines Pareto optimales par rapport au prototype de MSDEs**

	MSRB	MSDEs	MSDEv
Machines Pareto optimales à perte unitaire			
$\tau L_{\text{fer}}$	-32,6 %	-32,1 %	-31,8 %
$\tau V_{\text{ext}}$	+7,3 %	-7,9 %	+0,25 %
$\tau \Sigma_{\text{Ptot}}$	/	/	/
$G\eta$	/	/	/
Machines Pareto optimales à coût unitaire			
$\tau L_{\text{fer}}$	-28,1 %	-31,8 %	-9,5 %
$\tau V_{\text{ext}}$	+28,2 %	-2,3 %	+10,3 %
$\tau \Sigma_{\text{Ptot}}$	-10,5 %	-12,65 %	-21,9 %
$G\eta$	-0,32 %	-0,38 %	-0,67 %

Pour compléter ce tableau, les figures 4.33 et 34 proposent une représentation de ces géométries vis-à-vis du prototype de la MSDEs. La figure 4.33 propose d'illustrer les trois structures assurant les mêmes pertes que dans le prototype au point nominal. La figure 4.34 représente les géométries à coût équivalent au prototype.

L'ensemble des structures représentées présente un diamètre extérieur supérieur à celui du prototype. À l'inverse, la longueur de fer est constamment plus faible. Ces résultats sont liés au modèle technico-économique. Les coûts de MO du montage des tôles, du bobinage sont significatifs. En conséquence, le processus préfère limiter la longueur de fer et augmenter le diamètre extérieur dans le compromis coût-pertes.

Une remarque porte sur les machines à coût unitaire du tableau 4.13 et de la figure 4.34. À coût équivalent au prototype de MSDEs, la réduction des pertes semble importante. Ces structures Pareto optimales contribuent faiblement à l'amélioration de l'efficacité énergétique. Le gain en rendement est toujours inférieur à 1%. Néanmoins, ces résultats apportent une aide significative sur le choix des structures.

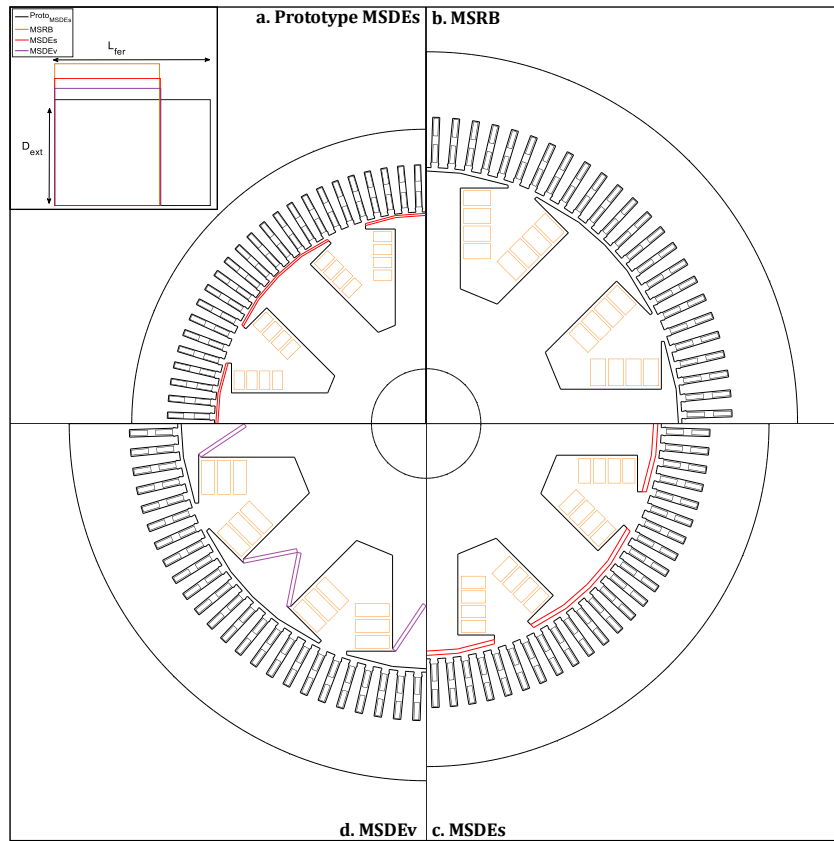


Figure 4.33 Comparaisons des machines optimales à perte unitaire au prototype de MSDEs

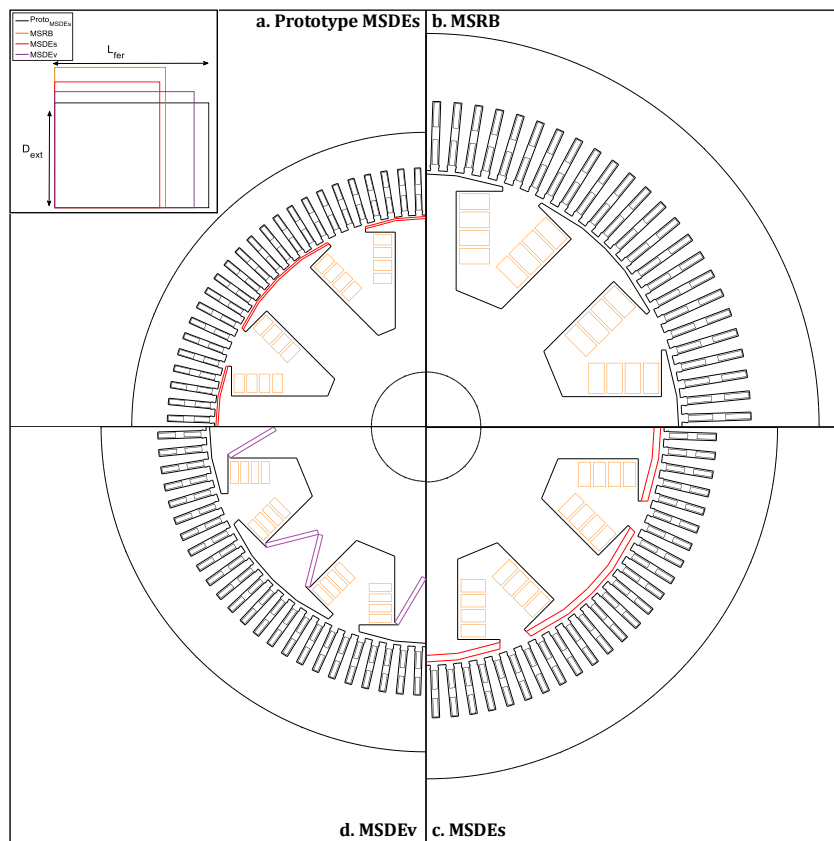


Figure 4.34 Comparaisons des machines optimales à coût unitaire au prototype de MSDEs

## 4.4. Conception par optimisation sur données statistiques

Lors des sections précédentes, deux processus d'optimisation ont été mis en place afin d'améliorer l'efficacité énergétique des générateurs de forte puissance. La première démarche a été d'optimiser la loi de contrôle d'un générateur pour une application éolienne sur une densité de distribution statistique de vent. Les résultats ont mis en avant un gain non-négligeable sur l'énergie produite au cours d'une année. La seconde démarche a été de réaliser une conception par optimisation à l'aide du modèle multi-structure. Les fronts de Pareto ont montré des tendances sur les structures de générateurs les plus efficaces au point de fonctionnement nominal.

L'objectif de cette partie est de coupler ces deux processus. Ainsi, les structures de chaque générateur seront optimisées en intégrant la loi de contrôle sur les données statistiques pour l'application éolienne. Les enjeux sont forts. D'une part les structures optimales seront analysées suivant la densité de probabilité de production. Enfin, une analyse sera portée sur l'impact de l'intégration de cette densité lors de la phase de conception. Les générateurs optimaux seront comparés par rapport à ceux dimensionnés au point nominal.

### 4.4.1. Architecture du processus d'optimisation

L'architecture du processus d'optimisation reprend la même démarche que celle réalisée sur le point de fonctionnement nominal. La figure 4.35 représente l'architecture complète de l'optimisation multi-structure sur densité de probabilité. Ainsi, quatre structures de générateurs de forte puissance seront successivement optimisées par l'AG.

La boucle de contrôle reprend la stratégie d'optimisation énoncée en section 4.2.4. Le choix de la loi de contrôle est porté sur la stratégie à facteur de puissance variable. Ainsi, chaque géométrie de générateurs sera testée sur plus de vingt points de fonctionnement de la turbine éolienne.

Le problème d'optimisation géométrique utilise deux critères antagonistes. Ainsi, le modèle technico-économique sera utilisé pour minimiser le coût total ( $C_{\text{mat}}$  et  $C_{\text{MO}}$ ) et pour maximiser l'énergie produite pendant une année.

La définition des variables et contraintes géométriques reste inchangée. Cependant, les contraintes magnétiques et électriques devront être respectées sur l'ensemble des points de fonctionnement du générateur. Ainsi, ces contraintes sont définies comme des vecteurs qui devront être satisfaites en chaque point. Les limites de courants et tensions sont une nouvelle fois imposées dans le but de ne pas impliquer de coûts supplémentaires pour les convertisseurs d'électronique de puissance.

Le problème d'optimisation, reste sensiblement similaire. En conséquence, les paramètres de l'algorithme restent inchangés (section 4.2.3).

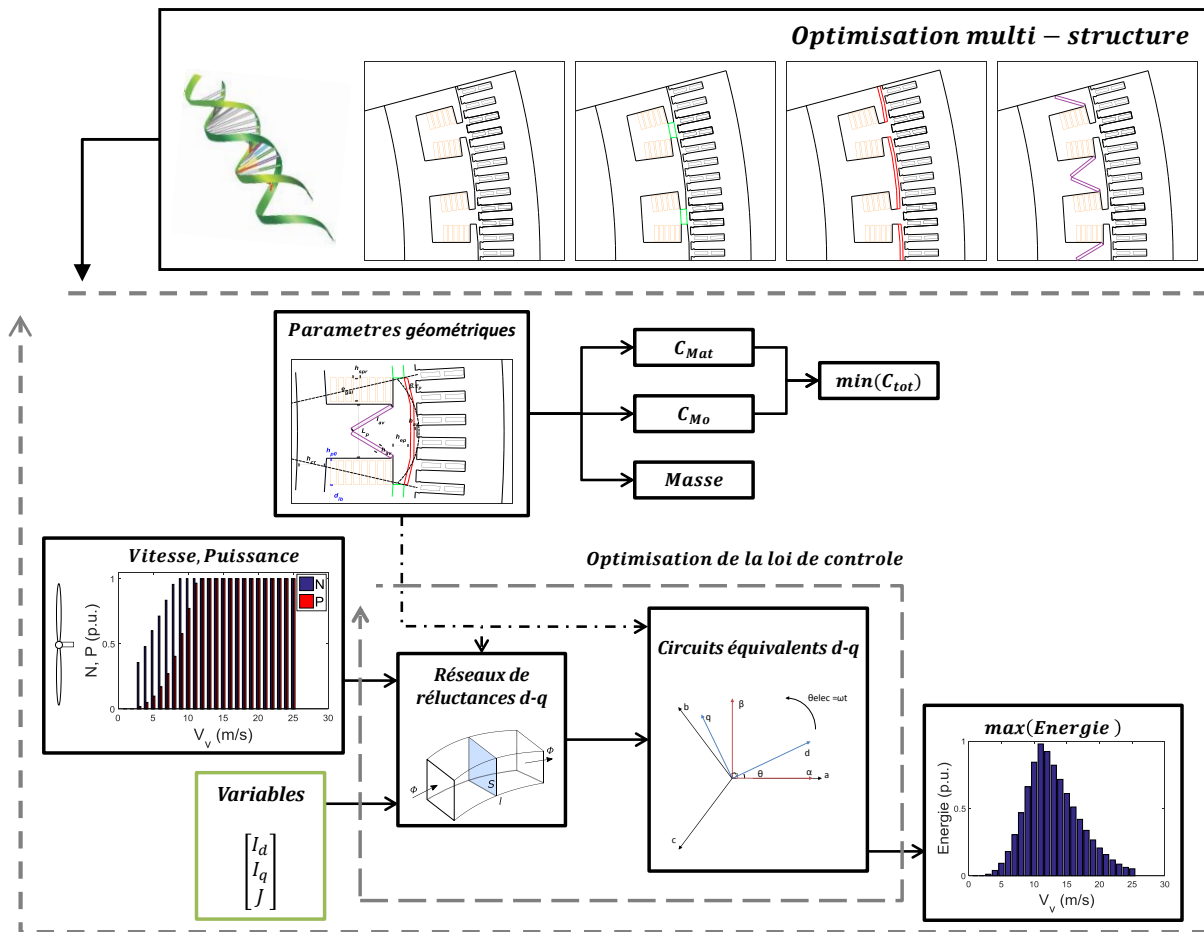


Figure 4.35 Architecture de l'optimisation multi-structure sur données statistiques

#### 4.4.2. Résultats d'optimisation

Quatre optimisations pour chaque structure de générateurs sont successivement lancées. Les résultats sont une nouvelle fois normés par rapport au prototype JEOLIS.

##### 4.4.2.1. Analyses des fronts de Pareto

La figure 4.36 illustre les fronts de Pareto multi-structure réalisés sur les données statistiques de fonctionnement du générateur éolien. L'axe des ordonnées est inversé en raison de la maximisation de l'énergie. Cette figure représente deux fois le prototype suivant chaque loi de contrôle appliquée. Le premier nommé Proto ( $C_1$ ) correspond au générateur avec un contrôle à facteur de puissance unitaire. Sur le second, la stratégie de contrôle du Proto ( $C_2$ ) est effectuée à facteur de puissance variable.

La dominance des structures optimisées sur données statistiques est similaire à la phase de conception par optimisation sur le point nominal. (cf : section 4.3.1.1 - figure 4.19). Ainsi, la MSRB domine le front des structures les moins coûteuses. Une partie du front de JEOLIS devient la structure la plus intéressante. La MSDEs est la topologie de générateur qui permet d'améliorer de façon significative l'énergie. Enfin la structure de MSDEv est une nouvelle fois moins intéressante sur l'ensemble du front de Pareto.

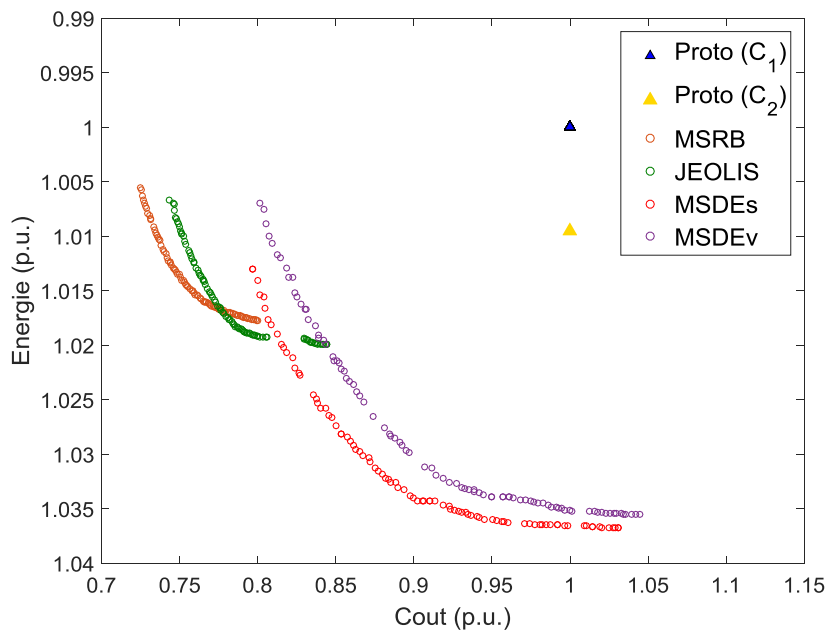


Figure 4.36 Front de Pareto de conception sur données statistiques

Le tableau 4.14 présente les structures Pareto optimales produisant le plus d'énergie. L'influence de la loi de contrôle  $C_1$  et  $C_2$  du prototype est à nouveau énoncée. Ce gain représente moins 1%.

Tableau 4.14 Comparaison des générateurs optimaux à énergie maximale

	Proto ( $C_1$ )	Proto ( $C_2$ )	MSRB	JEOLIS	MSDEs	MSDEv
<b>Gain</b> [%]	/	0,95	1,77	1,99	3,67	3,56

Pour la MSRB et JEOLIS, les gains sont relativement proches. L'impact des MSDE série est démontré en termes de production d'énergie. Les structures de MSDEs et MSDEv permettent un gain potentiel de 3,5% en dépit d'un coût de fabrication plus élevé.

La démarche de conception par optimisation montre un réel apport dans l'efficacité énergétique de production d'électricité. En optimisant la loi de contrôle mais également la géométrie de chaque topologie, les générateurs voient leurs efficacités énergétiques accrues.

Enfin, le tableau 4.15 énonce le temps de rentabilité des structures à pertes minimales par rapport à la plus performante des MSRB optimales. L'objectif est de quantifier la durée nécessaire pour amortir une structure à coûts de fabrications plus élevés. Le tableau 4.15 référence le temps de rentabilité  $T_r$  des trois structures à pertes minimums.

Tableau 4.15 Temps de rentabilité des structures par rapport à la MSRB à pertes minimales

	JEOLIS	MSDEs	MSDEv
<b><math>T_r</math></b> [année- mois]	7 ans et 8 mois	4 ans et 8 mois	5 ans et 3 mois

Pour l'exploitant, le tableau 4.15 est une information importante sur l'investissement de son installation. Les coûts supplémentaires engendrés par la structure optimisée de JEOLIS sont amortis en moins de 8 ans de fonctionnement de l'éolienne. Pour la MSDEs et la MSDEv, le gain



de production d'énergie annuelle par rapport à la MSRB permet d'amortir les coûts supplémentaires en 5 ans. Un investissement sur une structure plus efficace est vite rentabilisé au profit de l'exploitant.

#### 4.4.2.2. Impact des données statistiques sur le dimensionnement

Deux démarches de conception par optimisation ont été développées dans ces travaux de thèse. La première reprend classiquement une optimisation sur le point nominal du générateur. La seconde utilise des données statistiques pour dimensionner le générateur. Cette partie propose d'analyser l'impact des données statistiques sur le dimensionnement des topologies. L'approche propose d'analyser l'influence du dimensionnement sur le point nominal par rapport à celui sur les densités de probabilité.

Afin de comparer les deux méthodes de conception, les fronts de Pareto au point nominal ont été testés sur les données statistiques. Ces machines sont reprises des fronts de Pareto obtenus en section 4.3.1.1, figure 4.19. Ces résultats sont issus du critère technico-économique complet ( $C_{mat}$  et  $C_{M0}$ ). À partir des données statistiques, l'énergie produite par les générateurs dimensionnés au point nominal est quantifiée.

La figure 4.37 propose une représentation des générateurs dimensionnés sur les données statistiques et sur le point nominal  $P_n$ . Lors de ces optimisations, le critère économique reste inchangé et permet ainsi de quantifier l'impact du dimensionnement sur les données statistiques vis-à-vis de l'énergie produite sur une année. Concernant, les MSRB et JEOLIS, le critère coût reste proche quelle qu'en soit la méthode de conception. Cependant, l'approche du dimensionnement sur la densité de probabilité permet de gagner 1% d'énergie supplémentaire.

Concernant la MSDEs, la différence entre les méthodes de conception est plus faible. Le gain le plus notable porte sur la MSDEv. Le dimensionnement sur les données statistiques a considérablement amélioré le générateur sur les critères de coût et d'énergie.

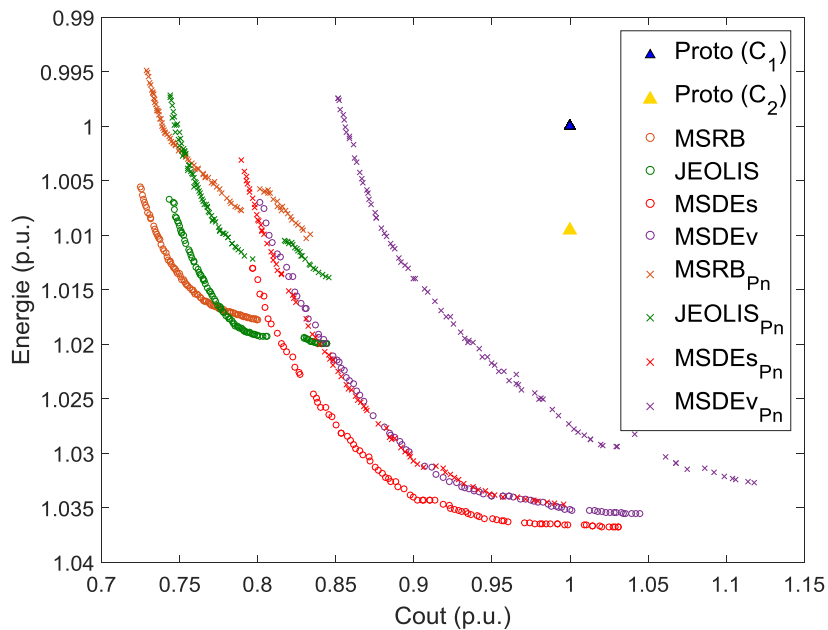
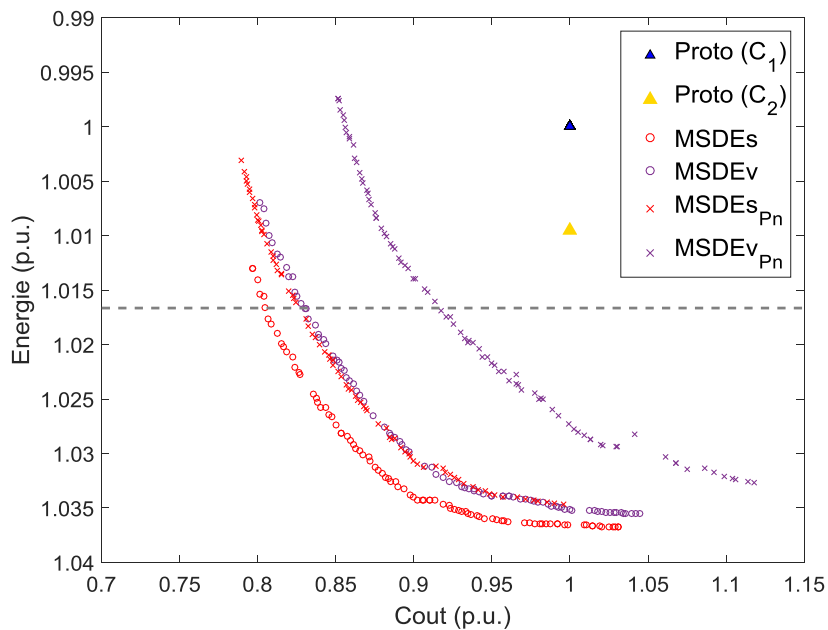


Figure 4.37 Comparaison des méthodes de dimensionnement

Afin d'analyser l'impact des deux méthodes de conception, quatre générateurs à double excitation série sont comparés pour une même énergie. Cette énergie a été arbitrairement imposée à 1,6% de gain supplémentaire. À partir de la figure 4.38, les MSDEs et MSDEv qui sont au plus proche de ce gain sont sélectionnées. Ainsi, le tableau 4.16 représente les deux générateurs choisis pour chaque méthode de conception. MSDEs  $P_n$  et MSDEv  $P_n$  font référence aux générateurs dimensionnés au point nominal. MSDEs  $\delta_p$  et MSDEv  $\delta_p$  sont les générateurs dimensionnés sur la densité de probabilité.



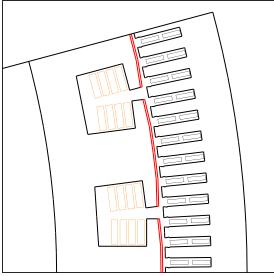
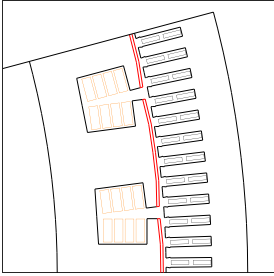
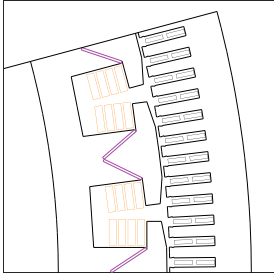
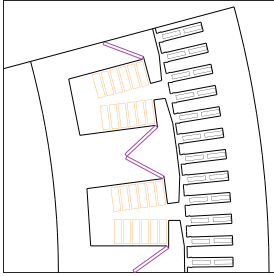
**Figure 4.38 Comparaison entre des méthodes de dimensionnement**

Concernant les deux MSDEs, le dimensionnement sur les données statistiques permet de réduire significativement la taille des bobines. La MSDEv  $\delta_p$  réduit même le nombre de galettes. Le tableau 4.16 énumère également les gains réalisés par la méthode de conception sur la densité de probabilité pour des génératrices produisant la même énergie. Ces gains sont en pourcentage par rapport à la machine conçue sur le point nominal.  $\tau_{C_{out}}$ ,  $\tau_{C_{mat}}$  et  $\tau_{C_{MO}}$  représentent respectivement le gain en coût total, matières premières et MO.  $\tau_{L_{fer}}$  et  $\tau_{M_a}$  font références aux gains sur la longueur de fer et sur la masse des aimants permanents.

Comme illustré sur la figure 4.38, les MSDE dimensionnées sur la densité de probabilité sont moins coûteuses. La MSDEv  $\delta_p$  implique moins de coût de MO, grâce à la réduction du nombre de galettes rotoriques. Les machines obtenues par cette méthode de conception sont légèrement plus longues.

Le résultat majeur est le gain sur la masse des aimants permanents. Malgré une longueur fer plus importante, les machines dimensionnées sur les données statistiques assurent une quantité optimale d'aimants. Pour chaque structure de MSDE, les données statistiques ont un impact bénéfique sur le dimensionnement. Les géométries optimales concilient l'usage des aimants permanents de la double excitation en lien avec le critère technico-économique.

**Tableau 4.16 Comparaison des générateurs suivant la méthode de conception**

	MSDEs		MSDEv	
	MSDEs $\delta_p$	MSDEs $P_n$	MSDEv $\delta_p$	MSDEv $P_n$
				
	MSDEs $\delta_p$ Vs $P_n$		MSDEv $\delta_p$ Vs $P_n$	
$\tau C_{out}$ [%]	-2,4 %		-9,1 %	
$\tau C_{mat}$ [%]	-6,9 %		-8,7 %	
$\tau C_{MO}$ [%]	+0,3 %		-9,3%	
$\tau L_{fer}$ [%]	+3,6 %		+3,6 %	
$\tau M_a$ [%]	-29,7%		-17,9 %	

## 4.5. Synthèse et apports

Ce dernier chapitre a mis en avant la conception par optimisation des structures de générateurs. La première démarche est sur la loi de contrôle des générateurs de forte puissance. Celle-ci a mis en évidence des difficultés lors de l'utilisation d'un algorithme d'optimisation de type gradient pour la résolution des points de fonctionnement. Selon le type de machines investiguées (MSAP ou MSRB), l'obtention des valeurs de contrôle est plus ou moins difficile avec l'algorithme utilisé. La spécification d'un point initial apporte une aide efficace (radicale) à la bonne convergence de l'algorithme. Ensuite, l'architecture d'obtention de la loi de contrôle a été appliquée à un générateur de forte puissance pour une application éolienne. Deux stratégies de contrôle ont été développées autour de la gestion des puissances active et réactive. Sur des données statistiques de densité de probabilité, la stratégie de contrôle à facteur de puissance variable assure une énergie accrue par la chaîne de conversion tout en améliorant l'efficacité énergétique du générateur.

La seconde partie de ce chapitre a introduit le processus d'optimisation multi-structure sur le point de fonctionnement nominal du générateur. Après avoir défini les variables et contraintes du problème d'optimisation, une analyse de sensibilité a été réalisée. Les coefficients de corrélation de Spearman ont permis de donner les tendances sur les variables, contraintes et sorties du modèle. Ensuite, l'algorithme d'optimisation dédié à la conception des topologies de générateur a été développé. Le choix a été porté sur un AG, où les paramètres ont été détaillés et justifiés. L'architecture du processus a mis en avant le principe de l'imbrication de deux optimisations. À savoir, une boucle d'optimisation géométrique (AG) et une boucle d'optimisation de la stratégie de contrôle (SQP).

Ensuite, ce processus d'optimisation multi-structure a été appliqué lors du dimensionnement sur le point nominal de deux générateurs de forte puissance. La première réfère au générateur à attaque directe pour une application éolienne. Ces optimisations sont réalisées selon des critères

de coûts et de pertes. Les optimisations géométriques ont démontré la dominance de plusieurs structures de générateurs retranscrits sous forme de fronts de Pareto. La MSRB est la machine la moins coûteuse à produire avec une efficacité limitée. Le concept JEOLIS et la MSDEs contribuent à l'amélioration de l'efficacité énergétique, avec un coût conséquent. La MSDEv est la seule machine qui est constamment dominée suivant ces deux critères. Afin d'analyser l'impact du modèle technico-économique, ce même processus est réalisé avec un critère de coût uniquement liés aux matières premières. L'ensemble des résultats ont montré l'importance des coûts de MO quant aux structures Pareto optimales. Ensuite, le critère de masse a permis d'analyser une nouvelle dominance des structures. Les MSDE série, et plus particulièrement la MSDEv, ont conforté l'apport en puissance massique des aimants permanents.

Ce même processus a été ensuite appliqué à un générateur de production de 1MVA. Différentes optimisations ont permis de mettre en avant des tendances sur les topologies de générateurs vis-à-vis du prototype de MSDEs. L'impact des variables statoriques est analysé. Un processus original est développé à partir d'une seule optimisation pour l'ensemble des structures de générateurs. Les résultats offrent un apport conséquent pour le concepteur quant au choix de la meilleure structure lors du dimensionnement.

Enfin, la loi de contrôle optimale sur les données statistiques et le processus de conception ont été couplés autour d'un même processus de conception. Les fronts de Pareto de l'ensemble des topologies permettent d'améliorer l'énergie produite au cours d'une année. Une comparaison des méthodes de conception est également menée entre le dimensionnement sur densité de probabilité et sur le point nominal. À énergie produite équivalente, la conception sur données statistiques assure un gain conséquent sur l'usage des aimants permanents qui forment la double excitation série.



# Conclusion générale

---

## Conclusions

Dans cette thèse, les travaux ont été menés afin de fournir une aide décisionnelle au choix des structures de générateurs de forte puissance pour la production d'électricité. Cette phase de dimensionnement permet de mettre fin aux a priori sur la topologie de générateur employée suivant différents cahiers des charges. Cette phase de conception par optimisation intervient directement sur les choix préliminaires qui initialisent le dimensionnement du générateur. Ce travail a permis de mettre en évidence des comparaisons de topologies en considérant à la fois, la stratégie de contrôle, le fonctionnement, la géométrie et la structure des générateurs au travers d'un même processus de conception par optimisation.

Dans le chapitre 1, les besoins sociétaux et industriels ont été introduits. Le réchauffement climatique nous oblige à repenser le secteur de l'énergie de demain. Cette transition énergétique est définie suivant le développement des énergies renouvelables et l'amélioration de l'efficacité énergétique des systèmes de conversion et de production d'électricité. Sur ce second axe, les machines électriques présentent de grands avantages pour répondre à ces nouveaux défis. En conséquence, les machines à haut rendement et puissance massique sont l'avenir. Les MSAP répondent à ces critères. Néanmoins, ces machines présentent des difficultés pour le contrôle du flux. Face à ces limitations, la MSDE apparaît comme une parfaite alternative. Ces machines permettent d'allier l'efficacité des MSAP à la flexibilité de contrôle de flux d'une MSRB. Au cours de ces dernières décennies, de nombreuses topologies de MSDE ont été développées afin de démontrer leurs intérêts par rapport aux machines conventionnelles. Au sein de JEUMONT Electric, deux concepts de générateurs de forte puissance à double excitation ont été construits. Le premier est une MSDEs à pôles saillants de 1MVA avec aimants collés en surface des pôles. Le second est une MSDE parallèle à aimants entre les cornes polaires nommé JEOLIS, pour une application éolienne à attaque directe. En corrélation avec les besoins sociétaux et industriels, les travaux de thèse se sont positionnés sur les topologies de MSDE pour les fortes puissances. Ces travaux ont mené à des réflexions sur une nouvelle structure à double excitation à aimants en « V », nommée MSDEv. Le positionnement de cette thèse a été mené vers l'aide décisionnelle des structures classiques jusqu'aux MSDE.

Dans le chapitre 2, une méthodologie de calculs des pertes fer dans les générateurs de forte puissance a été développée. Cinq modèles de pertes fer ont été sélectionnés, identifiés puis utilisés dans différents contextes. Une première séquence a permis de comparer ces modèles de pertes fer sous formes d'ondes non-sinusoïdales. Puis, la seconde séquence a mis en avant des comparaisons sous formes d'inductions de machines électriques du prototype de la MSDEs de 1MVA. Une procédure a été menée afin d'imposer au cadre d'Epstein les variations d'induction provenant des éléments finis. À partir des cycles d'hystérésis, les densités de pertes ont été déduites. Ces résultats ont été ensuite comparés aux modèles de pertes fer. Plusieurs contributions ont été apportées, les pertes sur l'axe mineur ont un impact non-négligeable sur les densités de pertes aux niveaux des bords de dents, et à l'intersection dent-culasse. Pour les modèles de pertes, le modèle de décomposition en considérant les cycles mineurs donnent des résultats satisfaisants sur les formes d'ondes investiguées. L'ensemble de cette démarche a été exploité afin d'estimer les pertes fer pour des fonctionnements à vide de la MSDEs de 1MVA.

Cette méthodologie a été étendue au mode de fonctionnement en charge, où une augmentation des pertes fer de 5% dans l'armature statorique a été calculée.

Dans le chapitre 3, le modèle multi-structure a été développée. L'intérêt de cette modélisation repose sur la considération d'un ensemble de topologies de générateurs de forte puissance. Les modèles présentent une certaine généricité des structures sur la base d'une machine à pôles saillants. Cette modélisation est tournée vers une démarche de conception par optimisation. Ainsi, le modèle électromagnétique à vide utilise une modélisation semi-analytique à partir de réseaux de réluctance. Le modèle électromagnétique repose sur les circuits équivalents en flux dans le repère de Park. Trois méthodes d'obtention des flux sont introduites. Les flux des axes direct et quadrature sont obtenus suivant des méthodes linéaires, réseaux de réluctance et éléments finis. Chacune d'entre elles sont comparées et mettent en avant leurs avantages et inconvénients pour la conception par optimisation. Une stratégie de résolution de points de fonctionnement en charge est développée. L'originalité de celle-ci est qu'elle utilise un processus d'optimisation et reste valable pour chaque méthode d'obtention des flux. Ce chapitre met également en avant des modèles dédiés à la conception des topologies de générateurs. Une des originalités est portée par un modèle technico-économique considérant à la fois les coûts des matières premières et de main d'œuvre. Cette modélisation a été ensuite confrontée à des essais sur le prototype de MSDEs à vide et en charge. Enfin, chaque méthode d'obtention des flux a été comparée au prototype JEOLIS sur un cycle de fonctionnement éolien. Ces résultats ont confirmé l'attrait pour la méthode d'obtention des flux par réseaux de réluctance lors d'une démarche de conception par optimisation.

Le chapitre 4 a mis en application la modélisation multi-structure dans un processus de conception par optimisation. La première partie a été portée sur l'optimisation de la stratégie de contrôle des générateurs. Après avoir mis en évidence les difficultés d'utilisation d'algorithme d'optimisation pour la résolution des points de fonctionnement d'une machine à rotor bobiné, différentes stratégies de contrôle ont été développées autour du prototype JEOLIS à attaque directe. Sur des données statistiques de distribution du vent, la stratégie de contrôle optimale a montré un gain sur la gestion des puissances active et réactive. La seconde partie a porté sur l'application de la conception par optimisation des structures de générateurs. Des optimisations ont été réalisées en vue de minimiser les pertes suivant le cahier des charges de JEOLIS et celui de la MSDEs aux points nominaux. Les résultats ont montré la dominance de certaines structures retranscrites sous formes de fronts de Pareto. Concernant le premier cahier des charges, l'impact du modèle technico-économique (coûts des matières premières et de main d'œuvre) a été quantifié. Suivant, le critère de masse, les MSDE série dominant l'ensemble des générateurs grâce à leurs efficacités énergétiques accrues. Dans le second cahier des charges, l'impact de variables géométriques et la considération de l'ensemble des générateurs en une unique optimisation ont été développés. Enfin, la dernière partie de ce chapitre a couplé l'optimisation de la stratégie de contrôle et l'optimisation géométrique multi-structure. La conception par optimisation a été réalisée suivant des données statistiques de fonctionnement de JEOLIS. Les optimisations ont démontré qu'un saut technologique vers une MSDE pouvait être amorti en très peu d'années. Cette information est particulièrement intéressante pour l'exploitant qui pourra produire annuellement une quantité plus importante d'énergie. Le dimensionnement sur données statiques à un réel impact lors de la phase de conception d'un générateur. Ce résultat est particulièrement important pour le fabricant. À performance équivalente, la conception sur données statistiques d'une MSDE série permet de réduire significativement la masse des aimants dans le dispositif par rapport à un dimensionnement au point nominal.

## Perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire ont proposé certains éléments de réponse quant à l'aide décisionnelle sur les structures de générateurs de forte puissance. Néanmoins, de plus amples investigations pourraient être apportées.

Les perspectives les plus proches portent sur le processus de conception par optimisation multi-structure sur données statistiques. Il serait intéressant de quantifier l'impact de la densité de probabilité sur le dimensionnement des générateurs. Concernant le processus en lui-même, l'emploi d'un algorithme génétique mixte (avec variables continues et discrètes) serait particulièrement appréciable, notamment lors du processus AIO (« All In One »).

Ensuite, la MSDEv bien que généralement en dessous des performances de la MSDEs, mériterait une étude de modélisation complète. Une analyse en régime transitoire, lors de court-circuit brusque, serait particulièrement appréciable afin de quantifier l'impact de la démagnétisation lors de ce fonctionnement.

Concernant le modèle multi-structure développé dans le chapitre 3, l'une des améliorations possible est la comparaison avec des machines à aimants permanents. Etendre ce modèle aux diverses topologies de structures à aimants (aimants en surface, en « V ») serait un réel atout pour l'aide décisionnelle. L'intégration d'autres topologies de MSDE telles que les MSDE à pôles conséquents, les MSDE homopolaire et bipolaire, serait particulièrement intéressante. Néanmoins, le passage des flux tridimensionnels obligerait à revoir la méthode d'obtention des flux par réseaux de réluctance.

Une voie d'amélioration serait de prendre en compte le mouvement dans le modèle magnétique. La corrélation entre le modèle multi-structure et la méthodologie d'estimation des pertes fer du chapitre 2 serait un atout supplémentaire. Un modèle magnétique temporel par réseaux de réluctance permettrait d'optimiser la géométrie du générateur en vue de minimiser de façon plus précise les pertes et également les pertes fer.

Une autre perspective porte sur un modèle thermique des topologies de générateurs de forte puissance. De par le lien précédemment évoqué entre le modèle considérant le mouvement pour les pertes fer, ces pertes viendraient alimenter un modèle thermique. L'interaction de cette approche multi-physique serait particulièrement intéressante comme critère de conception des MSDE en lien avec des phénomènes de démagnétisation.

Concernant le second chapitre, la thématique des pertes fer motive toujours de nombreuses équipes de recherches et industrielles. JEUMONT Electric développe de nouveaux procédés de fabrication des tôles magnétiques. Une des perspectives particulièrement prometteuse porte sur l'influence des procédés de découpage et d'imprégnation sur les caractéristiques magnétiques des matériaux. L'objectif serait de proposer des démarches autour des modèles classiques pour considérer ces procédés de fabrication.



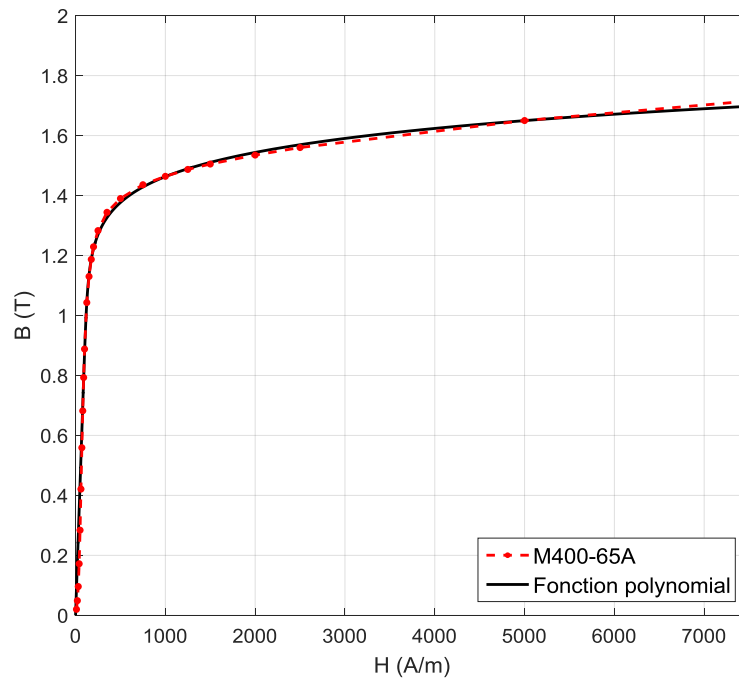


# Annexes

---

## Annexe a. Caractéristiques des matériaux ferromagnétiques doux

Cette annexe présente la caractéristique magnétique de la tôle de grade M400-65A mesurée sur le cadre d'Epstein à la fréquence de 50Hz. Le grade de cette tôle correspond à celles présentes sur le stator du prototype de la MSDEs. Cette caractéristique est issue de mesures à différentes valeurs d'inductions sinusoïdales. Le maximum de chaque cycle d'hystérésis (BH) permet d'obtenir cette unique caractéristique mesurée pour une fréquence de 50 Hz en figure a.1.



**Figure a.1** Caractéristique mesurée et estimée sur les tôles M400-65A

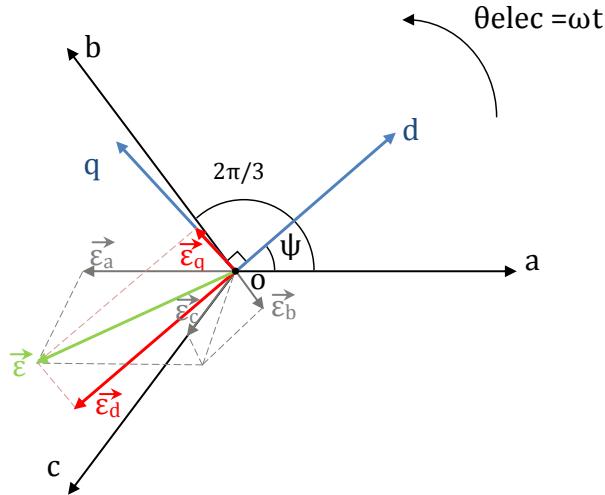
Lors des simulations EF, la loi de comportement mesurée est directement utilisée. Aucune méthode de mise en équation n'est requise. Dans le modèle multi-structure développé en chapitre 3, la prise en compte de la saturation est réalisée par une approximation polynomiale. Le choix d'utiliser un polynôme est porté par une dérivée simple qui allège un algorithme de Newton-Raphson. Néanmoins, de nombreuses fonctions peuvent être implémentées. L'auteur [109] les énumèrent.

Les coefficients du polynôme sont obtenus par une méthode des moindres carrés sur la caractéristique mesurée afin de considérer au mieux la loi de comportement des matériaux ferromagnétiques. La figure a.1 compare la loi comportement mesurée et estimée des tôles statoriques de la MSDEs.

## Annexe b. Généralité sur le modèle de Park

L'enjeu de cette annexe est de détailler de manière succincte les généralités sur le modèle de Park. Les démonstrations complètes sont détaillées dans [110]–[112].

La figure b.1 illustre la représentation d'un repère triphasé où trois vecteurs  $\vec{\varepsilon}_a$ ,  $\vec{\varepsilon}_b$  et  $\vec{\varepsilon}_c$  sont trois FMM créées respectivement par des courants suivant les axes  $o_a$ ,  $o_b$  et  $o_c$ . Ces FMM donnent naissance à une FMM  $\vec{\varepsilon}$  qui est la somme vectorielle de ces trois vecteurs.



**Figure b.1 Représentation d'un système triphasé (oabc) et diphasé (odq)**

Ce vecteur  $\vec{\varepsilon}$  peut-être également décomposé suivant deux axes perpendiculaires nommés axe direct  $o_d$ , et axe en quadrature  $o_q$ . Ce vecteur sera alors obtenu par la somme vectorielle de deux FMM suivant le repère  $o_{dq}$ . L'axe direct est généralement défini par rapport à  $o_a$  dans le repère triphasé par l'angle électrique  $\psi = (\vec{o}_a, \vec{o}_d)$ . Grâce aux projections suivant chaque axe du repère  $o_{dq}$ , l'équation suivante est déterminée :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \\ \varepsilon_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) \\ -\sin(\psi) & -\sin\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) \\ k_0 & k_0 & k_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_a \\ \varepsilon_b \\ \varepsilon_c \end{bmatrix} \quad (b.1)$$

Une équation supplémentaire est ajoutée à la relation (b.1) afin d'assurer la réversibilité de la matrice. Le terme  $\varepsilon_0$  correspond à la composante homolaire des FMM suivant :

$$\varepsilon_0 = k_0 \cdot (\varepsilon_a + \varepsilon_b + \varepsilon_c) \quad (b.2)$$

On définit trois FMM, suivant le repère triphasé :

$$\varepsilon_a = (N_s \cdot K_{bs}) \cdot I_a(t)$$

$$\varepsilon_b = (N_s \cdot K_{bs}) \cdot I_b(t) \quad (b.3)$$

$$\varepsilon_c = (N_s \cdot K_{bs}) \cdot I_c(t)$$

Les FMM résultantes de ces trois phases suivant les axes direct et quadrature sont obtenues par :

$$\begin{aligned}\varepsilon_d &= (N_s \cdot K_{bs}) \cdot \left[ I_a(t) \cdot \cos(\psi) + I_b(t) \cdot \cos\left(\psi - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + I_c(t) \cdot \cos\left(\psi - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \right] \\ \varepsilon_q &= (N_s \cdot K_{bs}) \cdot \left[ -I_a(t) \cdot \sin(\psi) - I_b(t) \cdot \sin\left(\psi - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - I_c(t) \cdot \sin\left(\psi - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \right]\end{aligned}\quad (b.4)$$

Soit  $\varepsilon_d$  et  $\varepsilon_q$  représentant deux FMM créées par des courants fictifs dans un repère statorique suivant respectivement les courants  $I_d$  et  $I_q$  :

$$\varepsilon_d = k \cdot I_d \qquad \varepsilon_q = k \cdot I_q \quad (b.5)$$

À partir des relations (b.4), on obtient les grandeurs des courants dans ce repère fictif :

$$\begin{aligned}I_d &= \frac{(N_s \cdot K_{bs})}{k} \cdot \left[ I_a(t) \cdot \cos(\psi) + I_b(t) \cdot \cos\left(\psi - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + I_c(t) \cdot \cos\left(\psi - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \right] \\ I_q &= \frac{(N_s \cdot K_{bs})}{k} \cdot \left[ -I_a(t) \cdot \sin(\psi) - I_b(t) \cdot \sin\left(\psi - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - I_c(t) \cdot \sin\left(\psi - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \right]\end{aligned}\quad (b.6)$$

Si l'on définit trois courants ( $I_a, I_b, I_c$ ) tels que :

$$\begin{aligned}I_a &= I \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) \\ I_b &= I \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \\ I_c &= I \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right)\end{aligned}\quad (b.7)$$

Le courant dans l'axe direct après simplifications devient :

$$I_d = \frac{(N_s \cdot K_{bs})}{k} \cdot I \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \cos(\omega \cdot t - \psi) \quad (b.8)$$

Afin de conserver les amplitudes des courants, on pose :

$$k = \frac{3}{2} \cdot (N_s \cdot K_{bs}) \quad (b.9)$$

En remplaçant l'expression de  $k$ , dans (b.6), la normalisation des courants est bien réalisée. On peut alors définir les équations des courants d'axe direct, quadrature, et homopolaire (b.10).

$$\begin{aligned}I_d &= \frac{2}{3} \cdot \left[ I_a(t) \cdot \cos(\psi) + I_b(t) \cdot \cos\left(\psi - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + I_c(t) \cdot \cos\left(\psi - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \right] \\ I_q &= \frac{2}{3} \cdot \left[ -I_a(t) \cdot \sin(\psi) - I_b(t) \cdot \sin\left(\psi - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - I_c(t) \cdot \sin\left(\psi - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \right] \\ I_0 &= \frac{1}{3} \cdot [I_a + I_b + I_c]\end{aligned}\quad (b.10)$$

Après mise sous forme matricielle, la transformation de Park est obtenue :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) \\ \sin(\psi) & \sin\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) & \sin\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{b.11})$$

Avec la conservation des courants, la transformation inverse est donnée en équation (b.12).

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) & 1 \\ \cos\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) & \sin\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) & \sin\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (\text{b.12})$$

Le choix de l'égalité des amplitudes ne mène pas à l'égalité des puissances. Si l'on souhaite conserver les puissances, il faut que la matrice de transformation soit orthogonale ( $[P] \cdot [P^T] = I$ ,  $[P^T] \cdot [P] = I$ ,  $[P^T] = [P^{-1}]$ ). À partir de l'équation (b.6), on calcule la norme de la matrice suivant l'expression :

$$k = \cos^2(\psi) + \cos^2\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) = \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (\text{b.13})$$

Après synthèse, la matrice de transformation est bien orthogonale et permet de conserver les puissances, mais ne conduit pas à l'égalité des courants.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (\text{b.14})$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) \\ -\sin(\psi) & -\sin\left(\psi - \frac{2.\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi - \frac{4.\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{b.15})$$

Enfin, on pose les propriétés de la transformation de Park  $[P]$  telles que :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [P] \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [P^T] \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{b.16})$$

$$[P] \cdot [P^T] = I \quad [P^T] = [P^{-1}] \quad (\text{b.17})$$

Ce formalisme de la transformation de Park avec conservation des puissances est utilisé dans la suite de ces travaux.

## Annexe c. Calculs des paramètres électriques d'une MSDE

Dans cette annexe, les calculs des inductances utilisés dans le niveau linéaire d'obtention des flux du chapitre 3 sont développés. Cette annexe fait référence à de nombreux livres et articles qui font office d'état de l'art sur les calculs des paramètres de machines synchrones [100], [113], [114]. Ainsi, les équations utilisées sont énumérées. Des détails quant à l'adaptation de ces équations usuelles aux MSDE à pôles saillants sont également développés. Afin de déterminer les paramètres des machines investiguées, la décomposition suivante est utilisée :

- Inductance de fuites d'encoches
- Inductance de fuites de dents
- Inductance de fuites des têtes de bobines
- Inductance de fuites différentielles
- Inductances d'axes direct et quadrature
- Résistances rotorique et statorique
- Comparaisons avec les mesures

Afin de déterminer les inductances des axes direct et quadrature, le calcul des inductances de fuites est nécessaire. Suivant la géométrie employée, le calcul de ces inductances est une tâche exigeante et suppose que l'on connaisse le trajet des lignes de fuites dans le générateur. Dans cette annexe, l'inductance de fuites est décomposée en quatre parties comme ci-dessous traité.

### ▫ Inductance de fuites d'encoches

La formulation analytique de la perméance d'une encoche dépend fortement de la forme de celle-ci [43], [114]. Nous développerons dans le cadre de ce document la formulation pour des encoches droites avec un bobinage à double couche comme illustré en figure c.1.

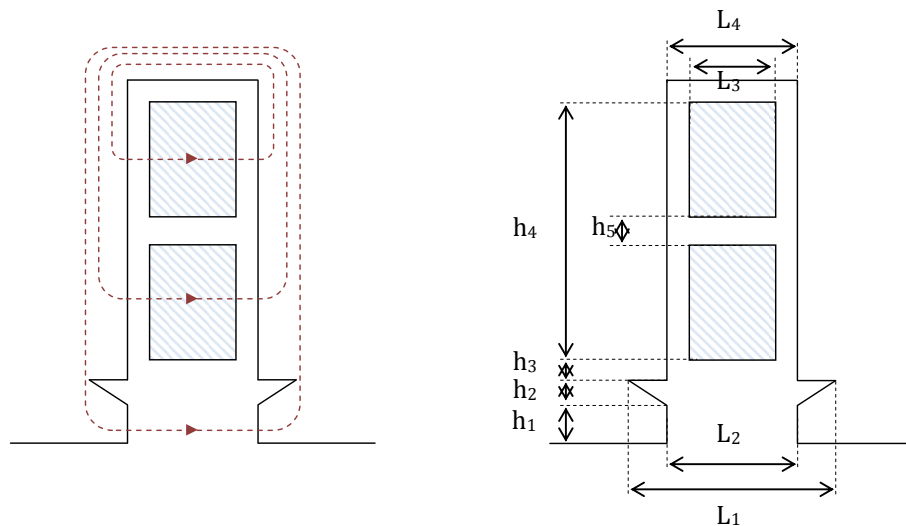


Figure c.1 Illustration des flux de fuites d'encoches et définition des variables

$$P_s = \mu_0 \cdot L_{fer} \cdot \left[ K_1 \cdot \left( \frac{h_4 - h_5}{3 \cdot L_4} \right) + \frac{h_5}{4 \cdot L_4} + K_2 \cdot \left( \frac{h_3}{L_4} + \frac{h_1}{L_2} + \frac{h_2}{L_1 + L_2} \cdot \ln \left( \frac{L_1}{L_4} \right) \right) \right] \quad (c.1)$$

Les coefficients  $K_1$  et  $K_2$  sont respectivement associés aux fuites au niveau des conducteurs et aux fuites au-dessus des conducteurs. Suivant la forme et le placement des conducteurs dans la machine, l'expression de la perméance varie. Si le système est à pas non-raccourci, ces coefficients sont de valeur unitaire. Dans le cas des deux prototypes, ils se calculent en fonction du coefficient  $\varepsilon$  qui représente la quantité de pas raccourci.

$$\varepsilon = 1 - \gamma \quad (c.2)$$

$$K_1 = 1 - \frac{3}{4} \cdot \varepsilon \quad K_2 = 1 - \left( \frac{3}{4} \right)^2 \cdot \varepsilon \quad (c.3)$$

Avec :

$\gamma$  Le rapport entre le pas raccourci et le pas normal

L'expression de l'inductance de fuites d'encoche est obtenue à partir de l'expression par :

$$L_{\sigma s} = \frac{4.3}{N_{enc}} \cdot (N_{ss} \cdot K_{bs})^2 \cdot P_s \quad (c.4)$$

Avec :

$N_{enc}$  Le nombre d'encoches

#### □ Inductance de fuites de dent à dent

Une certaine partie du flux de fuites se ferme d'une dent à la suivante. Ce phénomène est illustré en figure c.2. Dans les machines où l'entrefer est petit, ce flux sera faible. Dans le cas de machines à pôles saillants, où l'entrefer n'est pas uniforme, ce flux se développe principalement dans l'espace interpolaire.

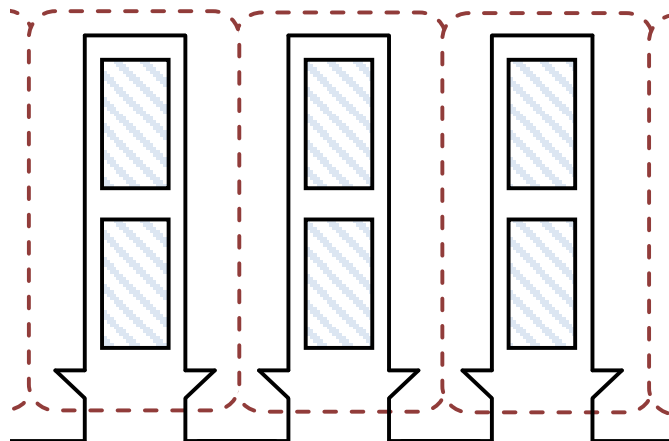


Figure c.2 Flux de fuites de dent à dent



L'inductance de flux de fuites de dent à dent est déterminée à partir de l'amplitude du flux allant dans l'entrefer par l'ouverture d'encoche. Cette inductance peut être déterminée en appliquant l'expression de la perméance  $P_d$  :

$$P_d = \mu_0 \cdot L_{fer} \cdot K_2 \cdot \frac{5 \cdot \left(\frac{e_{kc}}{l_{enc}}\right)}{5 + 4 \cdot \left(\frac{e_{kc}}{l_{enc}}\right)} \quad (c.5)$$

Avec  $K_2$  représentant le coefficient des fuites se formant au-dessus des conducteurs exprimé par l'équation (c.3). L'expression de l'inductance de fuites de dent à dent est alors définie par :

$$L_{\sigma d} = \frac{4.3}{N_{enc}} \cdot (N_{ss} \cdot K_{bs})^2 \cdot P_d \quad (c.6)$$

#### □ Inductance de fuites de têtes de bobines

L'inductance de têtes de bobines permet de considérer les trajets du flux dans l'air au niveau des têtes de bobines. Ce trajet de flux de fuites intervient par des effets 3D au voisinage des extrémités du bobinage. Un calcul précis reste difficile. Néanmoins des formules analytiques permettent d'approximer cette inductance de fuites.

Afin d'estimer cette inductance de fuites, il est nécessaire de déterminer la longueur des têtes de bobines. Le schéma, présenté en figure c.3, utilise une géométrie simplifiée des têtes de bobines, en supposant que leurs sections soient constantes.

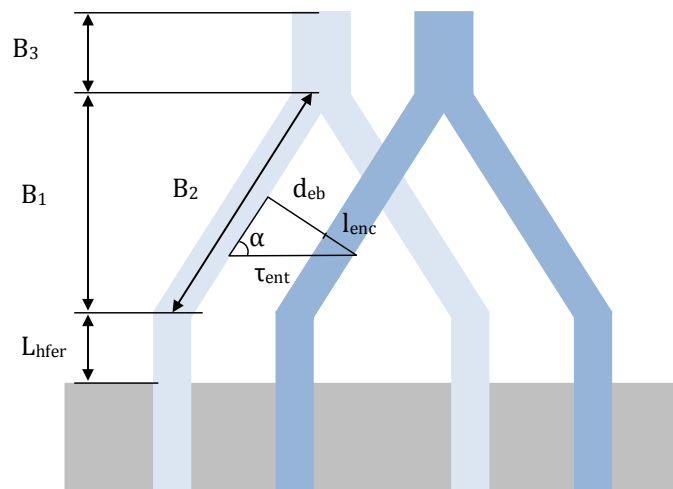


Figure c.3 Variables associées aux têtes de bobines

À partir de la figure c.3, la longueur peut être exprimée par l'équation (c.7).

$$l_{tb} = 2 \cdot \left( L_{hfer} + B_2 + \frac{B_3}{2} \right) \quad (c.7)$$

La longueur hors fer  $L_{hfer}$  et la distance entre bobines  $d_{eb}$  sont généralisées en fonction du niveau de tension simple d'alimentation. Ainsi, le tableau c.1 énumère ces distances pour différents seuils de tension [115]. Suivant la tension du générateur investigué, ces deux variables seront identifiées à partir du tableau c.1.

**Tableau c.1 Distance entre les têtes de bobines et longueur hors fer**

Tension (V)	$L_{hfer}$ (mm)	$d_{eb}$ (mm)
0 à 300	12	2
300 à 600	18	2,5
600 à 1500	22	3
1500 à 3000	25	3,5

À partir des équations (c.8) et (c.9) et des dimensions du générateur, la distance  $B_2$  est déterminée en (c.10).

$$\tau_{enm} = \frac{\pi \cdot (D_{ale} + h_{enc})}{N_{enc}} \quad (c.8)$$

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{d_{eb} + l_{enc}}{\tau_{enm}}\right) \quad (c.9)$$

$$B_2 = \frac{\pi \cdot (D_{ales} + h_{enc})}{2 \cdot p \cdot \cos(\alpha)} \cdot \gamma \cdot \frac{1}{2} \quad (c.10)$$

Avec :

$\tau_{enm}$  Le pas d'encoche au milieu de l'encoche

La longueur  $B_3$  de la figure c.3 est équivalente à la hauteur occupée par les conducteurs et l'isolant d'une encoche. Dans le cadre d'un bobinage à double couche, la longueur  $B_3$  correspond à la longueur  $h_4$  de la figure c.1.

Après avoir déterminé ces paramètres géométriques, l'inductance de fuite des têtes de bobines est exprimée par :

$$L_{\sigma tb} = \frac{4.3}{N_{enc}} \cdot N_{ep} (N_{ss} \cdot K_{bs})^2 \cdot \mu_0 \cdot l_{tb} \cdot \lambda_{tb} \quad (c.11)$$

Dans la référence [114], l'expression de cette inductance de fuites est déterminée selon un facteur de perméances  $\lambda_{tb}$  qui varie en fonction de l'arrangement du bobinage statorique.

#### □ Calcul de l'inductance de fuites différentielles

Généralement dans les calculs analytiques, on ne tient compte que de la composante fondamentale du flux dans l'entrefer. L'objectif de l'inductance de fuites différentielles est de considérer les harmoniques spatiaux induits dans les composantes des FMM du bobinage statorique. Pour calculer cette inductance de fuite, on déterminera préalablement l'inductance magnétisante. Ainsi, on définit la valeur de FEM induite à l'harmonique  $v$  à partir de l'équation suivante :

$$E_v = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \omega \cdot N_{ss} \cdot K_{bv} \cdot \widehat{\Phi}_v \quad (c.12)$$

La valeur maximale du flux peut être ensuite exprimée comme suivant :

$$\widehat{\Phi}_v = \frac{2}{\pi} \cdot \widehat{B}_{ev} \cdot \tau_v \cdot L_{fer} \quad \tau_v = \frac{\pi \cdot D_{rot}}{2 \cdot p \cdot v} \quad (c.13)$$

Avec :

$v$	Le rang de l'harmonique considéré
$K_{bv}$	Le coefficient de bobinage au rang $v$
$\widehat{B}_{ev}$	La valeur maximale de l'induction au rang $v$
$\tau_v$	le pas polaire à l'harmonique $v$

Dans le cas d'une machine triphasée, le courant magnétisant implique une valeur crête de l'induction dans l'entrefer :

$$\widehat{B}_{ev} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{3}{e_{kc}} \cdot \frac{K_{bv} \cdot N_{ss}}{v \cdot p} \cdot \sqrt{2} \cdot I_m \quad (c.14)$$

En remplaçant les équations (c.12) à (c.14), la FEM induite par tous les harmoniques est donnée par:

$$E = \sum_{v=-\infty}^{v=+\infty} \left[ \frac{6 \cdot \mu_0}{\pi^2 \cdot e_{kc} \cdot v \cdot p} \omega \cdot L_{fer} \cdot \tau_v \cdot (k_{bv} \cdot N_{ss})^2 \cdot I_m \right] \quad (c.15)$$

En remplaçant par l'expression de  $\tau_v$  (c.13), on obtient :

$$E = \sum_{v=-\infty}^{v=+\infty} \left[ \frac{3 \cdot \mu_0}{\pi \cdot e_{kc}} \omega \cdot D_{rot} \cdot L_{fer} \cdot \left( \frac{N_{ss}}{p} \right)^2 \cdot I_m \cdot \left( \frac{K_{bv}}{v} \right)^2 \right] \quad (c.16)$$

De par le lien entre la FEM et le courant, l'expression de l'inductance magnétisante comportant l'ensemble du contenu harmonique est exprimée :

$$L = \frac{E}{\omega \cdot I_m} = \frac{3 \cdot \mu_0}{\pi \cdot e_{kc}} \cdot D_{rot} \cdot L_{fer} \cdot \left( \frac{N_{ss}}{p} \right)^2 \sum_{v=-\infty}^{v=+\infty} \left[ \left( \frac{K_{bv}}{v} \right)^2 \right] \quad (c.17)$$

Si l'on considère uniquement le fondamental de l'expression (c.17), on obtient l'inductance magnétisante du générateur. La contribution des harmoniques dans l'entrefer peut alors se traduire par :

$$L_{\sigma_{diff}} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \frac{3}{e_{kc}} \omega \cdot D_{rot} \cdot L_{fer} \cdot \left( \frac{N_{ss}}{p} \right)^2 \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 1}}^{v=+\infty} \left[ \left( \frac{K_{bv}}{v} \right)^2 \right] = \sigma_{diff} \cdot L_m \quad (c.18)$$

Le coefficient de bobinage à l'harmonique  $v$  est donné par :

$$k_{bv} = \sin \left( v \cdot \gamma \cdot \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{2 \cdot \sin \left( \frac{v \cdot \pi}{2 \cdot m} \right)}{\frac{N_{enc}}{3 \cdot p} \cdot \sin \left( v \cdot \frac{\pi \cdot p}{N_{enc}} \right)} \quad (c.19)$$

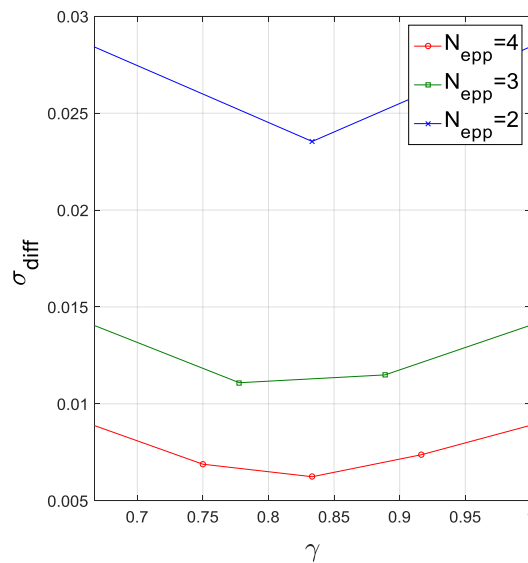
Le coefficient de bobinage considère le facteur de raccourcissement et celui de distribution. Le coefficient de fuites  $\sigma_{diff}$  est ensuite défini comme la somme des facteurs de bobinage supérieur au rang 1 :

$$\sigma_{diff} = \sum_{v \neq 1} \left( \frac{k_{bv}}{v \cdot k_{bs}} \right)^2 \quad (c.20)$$

Avec :

$k_{bs}$  Le coefficient de bobinage du rang 1

La grandeur du facteur  $\sigma_{diff}$  varie en fonction du nombre d'encoche par pôle et par phase  $N_{epp}$ , mais considère également le facteur de raccourcissement  $\gamma$ . La figure c.4 propose de représenter  $\sigma_{diff}$  suivant  $\gamma$  et  $N_{epp}$ .



**Figure c.4 Variation du facteur  $\sigma_{diff}$**

Ainsi, en fonction du  $N_{epp}$ , un pas de raccourcissement bien choisi permet de diminuer significativement le facteur de fuites différentielles. En raison de l'aspect discret du facteur de raccourcissement, la figure c.4 présente peu de points. Néanmoins, un bobinage à pas raccourcis de 5/6 ( $\gamma=0.83$ ), comme c'est le cas pour les deux prototypes, permet d'assurer un facteur de fuites différentielles minimal.

#### □ Inductances des axes direct et quadrature

Pour calculer les inductances des axes direct et quadrature, nous utilisons la méthode proposée par l'auteur [113] qui utilise des coefficients de saillance. On décompose la RMI suivant l'axe direct et l'axe en quadrature. Ensuite l'expression des inductances magnétisantes de chaque axe est obtenue par les équations (c.23) et (c.24).

$$C_{ad} = \frac{\beta \cdot \pi + \sin(\beta \cdot \pi)}{4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \beta\right)} \quad (c.21)$$

$$C_{aq} = \frac{\beta \cdot \pi - \sin(\beta \cdot \pi) + \frac{2}{3} \cdot \cos\left(\frac{\beta \pi}{2}\right)}{4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \beta\right)} \quad (c.22)$$

$$L_{md} = L_m \cdot C_{ad} = \frac{3 \cdot \mu_0}{\pi \cdot e_{kc}} \cdot D_{rot} \cdot L_{fer} \cdot \left(\frac{N_{ss} \cdot K_{bs}}{p}\right)^2 \cdot C_{ad} \quad (c.23)$$

$$L_{mq} = L_m \cdot C_{aq} = \frac{3 \cdot \mu_0}{\pi \cdot e_{kc}} \cdot D_{rot} \cdot L_{fer} \cdot \left(\frac{N_{ss} \cdot K_{bs}}{p}\right)^2 \cdot C_{aq} \quad (c.24)$$

À partir des inductances magnétisantes suivant chaque axe et l'inductance de fuites totales, les inductances des axes direct et quadrature sont déterminées par :

$$L_d = L_{md} + L_\sigma \quad (c.25)$$

$$L_q = L_{mq} + L_\sigma \quad (c.26)$$

Les spécificités du modèle multi-structure interviennent sur les calculs des inductances. Même si le modèle de calcul repose sur une machine à pôles saillants, les calculs des inductances varient suivant l'entrefer effectif de la structure du générateur investigué. Ainsi, pour une MSDE série, l'entrefer effectif deviendra :

$$e_{eq} = e + \frac{h_{as}}{\mu_a} \quad (c.27)$$

Avec :

- e L'entrefer mécanique
- $h_{as}$  La hauteur de l'aimant en surface
- $\mu_a$  La perméabilité de l'aimant

Dans le cas d'une MSDEs à aimants en surface, cet entrefer effectif appliqué au coefficient de Carter sera utilisé pour le calcul des réactances suivant les axes direct et quadrature. Concernant la MSDEv, les flux des axes direct et quadrature ne voient pas le même entrefer équivalent. La figure c.5 illustre le principe des trajets des flux selon chaque axe.

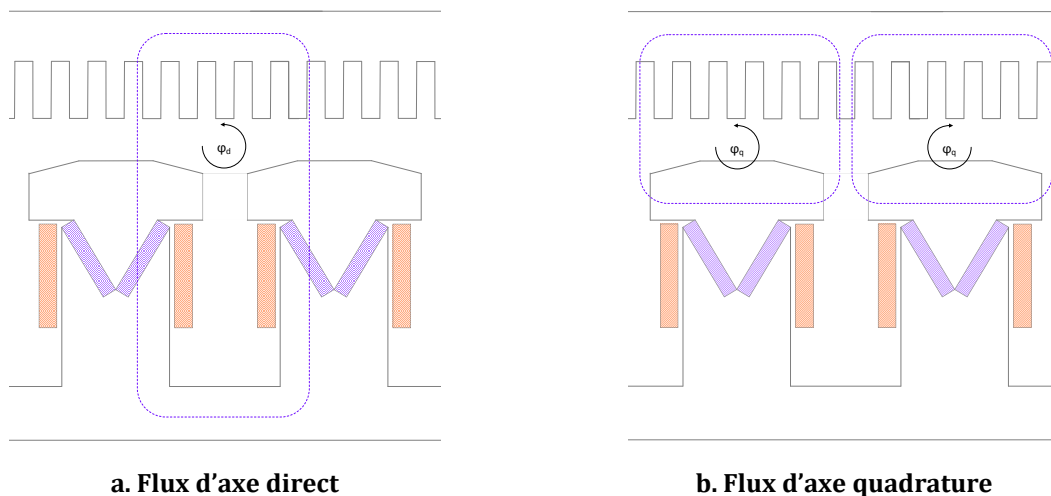


Figure c.5 Illustration des flux des axes direct et quadrature pour une MSDEv

Sur le flux d'axe direct, deux entrefers magnétiques sont traversés, à savoir l'entrefer mécanique et celui créé par les aimants. Ainsi, l'entrefer équivalent défini en équation (c.27) est utilisé pour calculer l'inductance d'axe direct. En revanche, l'inductance d'axe en quadrature ne traverse que l'entrefer mécanique. L'inductances d'axe en quadrature sera calculée suivant le même entrefer qu'une MSRB à pôles saillants.

#### □ Résistances rotorique et statorique

La résistance du bobinage d'excitation est calculée suivant les dimensions définies sur la figure c.6. Ce schéma représente une vue en coupe dans la longueur du pôle.

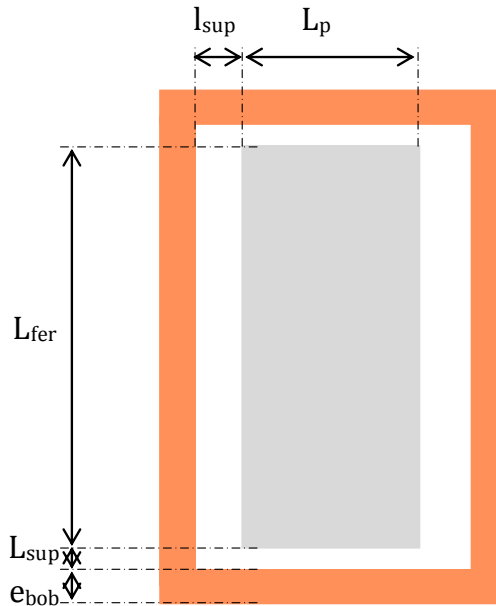


Figure c.6 Schéma du bobinage rotorique

$$R_r = 2 \cdot p \cdot \rho_{cu} \cdot \frac{2 \cdot (l_p + L_{fer} + 2 \cdot l_{sup} + 2 \cdot L_{sup} + e_{bob}) \cdot N_{sr}}{S_r} \quad (c.28)$$

La résistance du bobinage statorique est calculée suivant l'équation (c.29) qui considère la longueur de têtes de bobines.

$$R_s = \rho_{cu} \cdot \frac{2 \cdot (L_{fer} + L_{tb}) \cdot N_{ss}}{N_{venr} \cdot S_{cs}} \quad (c.29)$$

#### □ Comparaisons du modèle analytique avec les mesures

Le tableau c.2 propose une comparaison du modèle analytique aux grandeurs mesurées sur le prototype de la MSDEs avant le collage des aimants en surface des pôles. Les mesures des résistances statorique et rotorique sont réalisées à froid.

Les réactances des axes direct et quadrature sont mesurées par un essai de glissement qui consiste à alimenter les enroulements statoriques par des tensions triphasées équilibrées. Le rotor n'est pas alimenté mais entraîné à une vitesse proche de la vitesse de synchronisme. À partir des mesures des courants et des tensions, les réactances des axes direct et quadrature

sont déterminées à partir des équations (c.30). Ces résultats expérimentaux sont viables que si le glissement est faible.

$$X_d = \frac{V_{\max}}{I_{\min}} \qquad X_q = \frac{V_{\min}}{I_{\max}} \qquad (c.30)$$

À noter que la réactance d'axe direct aurait pu être obtenue à partir de la caractéristique en court-circuit.

**Tableau c.2 Comparaisons des paramètres électriques calculés et mesurés**

Paramètres électriques	Calculés	Mesurés
$R_r$	0,9092 $\Omega$	0,9 $\Omega$
$R_s$	0,0633 $\Omega$	0,07 $\Omega$
$X_d$	9,833 $\Omega$	8,736 $\Omega$
$X_q$	6,121 $\Omega$	5,906 $\Omega$

Le tableau c.2 démontre une bonne cohérence vis-à-vis des résultats obtenus par le modèle analytique et les mesures.

## Annexe d. Analyses des résultats d'optimisation

Cette annexe propose une analyse des résultats issus des optimisations sur le cahier des charges de JEOLIS. Ces optimisations ont été réalisées successivement pour quatre structures de générateurs en vue de minimiser les pertes sur le point de fonctionnement nominal. L'influence de trois critères tels que les coûts totaux (coût de MO et de matières premières), coûts de matières premières, et masse ont été réalisés. Cette annexe détaille l'évolution des variables, contraintes et différentes sorties des optimisations le long de chaque front. Ces résultats sont séparés suivant les critères économiques et de masse développés respectivement dans les sections 4.3.1.2 et 4.3.1.3 du chapitre 4.

### □ Impact du critère économique

L'impact du critère économique a pour objectif d'analyser l'influence des coûts des matières premières et ceux de MO. Aux vues des fronts de Pareto multi-structure, le modèle de coût de MO a un impact important sur les dominances des structures. La proposition ci-dessous détaille l'ensemble des résultats obtenus avec des coûts simplifiés. Seul le coût des matières premières est considéré. Les résultats sont normés par rapport au prototype JEOLIS. La figure d.1 illustre l'évolution des variables des fronts de Pareto.

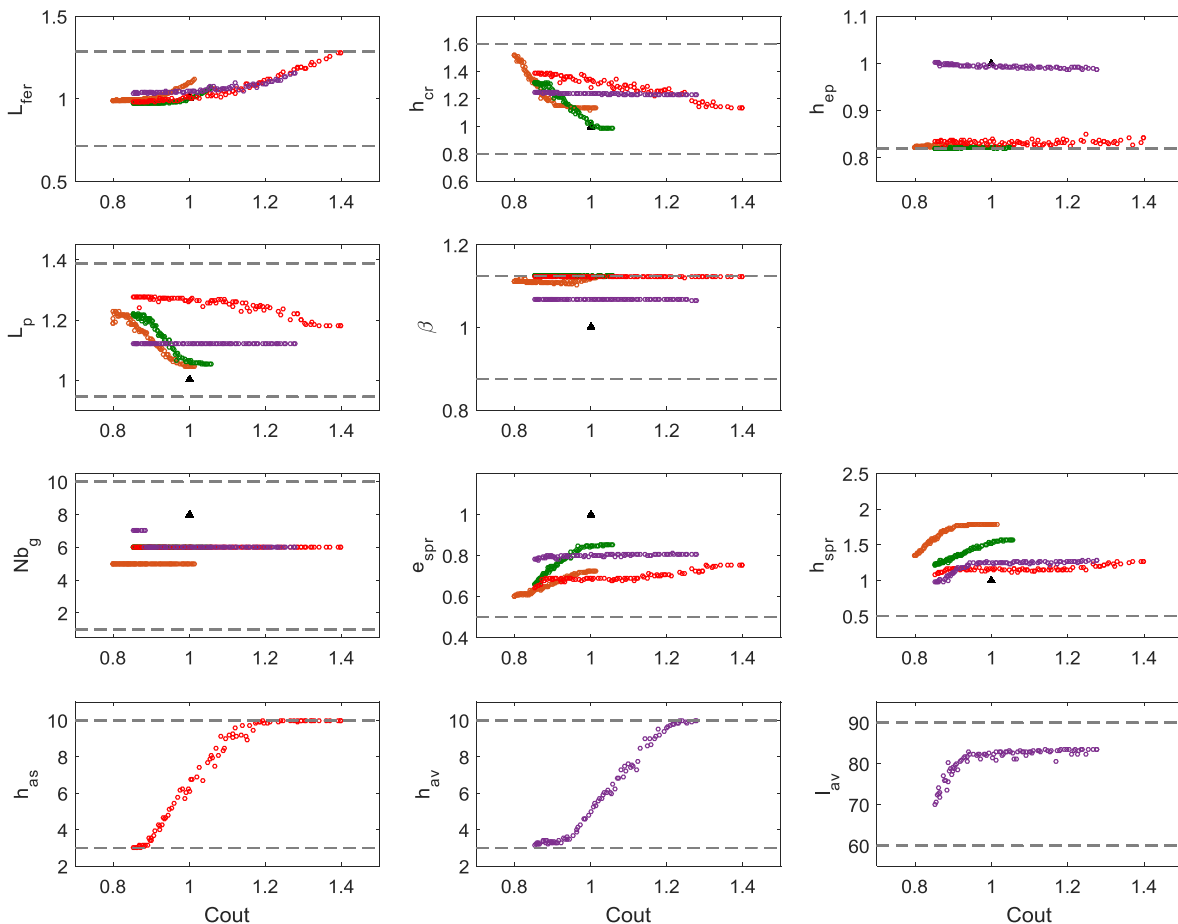


Figure d.1 Evolution des variables d'optimisation (scenario - coût simplifié)



Ainsi, les coûts sont croissants selon la longueur de fer et l'évolution des variables associées aux aimants pour chaque structure à double excitation série. En lien avec les variables de contrôle détaillées en figure d.2, ces mêmes variables permettent de décroître le courant d'excitation et ainsi réduire les pertes. La hauteur d'aimants  $h_{av}$  de la MSDEv parcourt les bornes minimales et maximales. En revanche, l'algorithme d'optimisation trouve les meilleurs compromis concernant la largeur des aimants  $l_{av}$ .

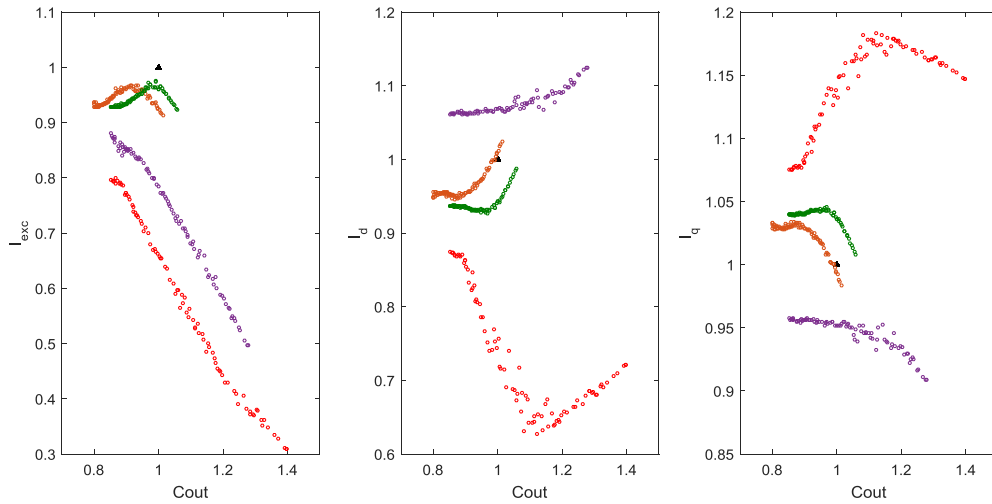


Figure d.2 Evolution des courants de contrôle (scenario - coût simplifié)

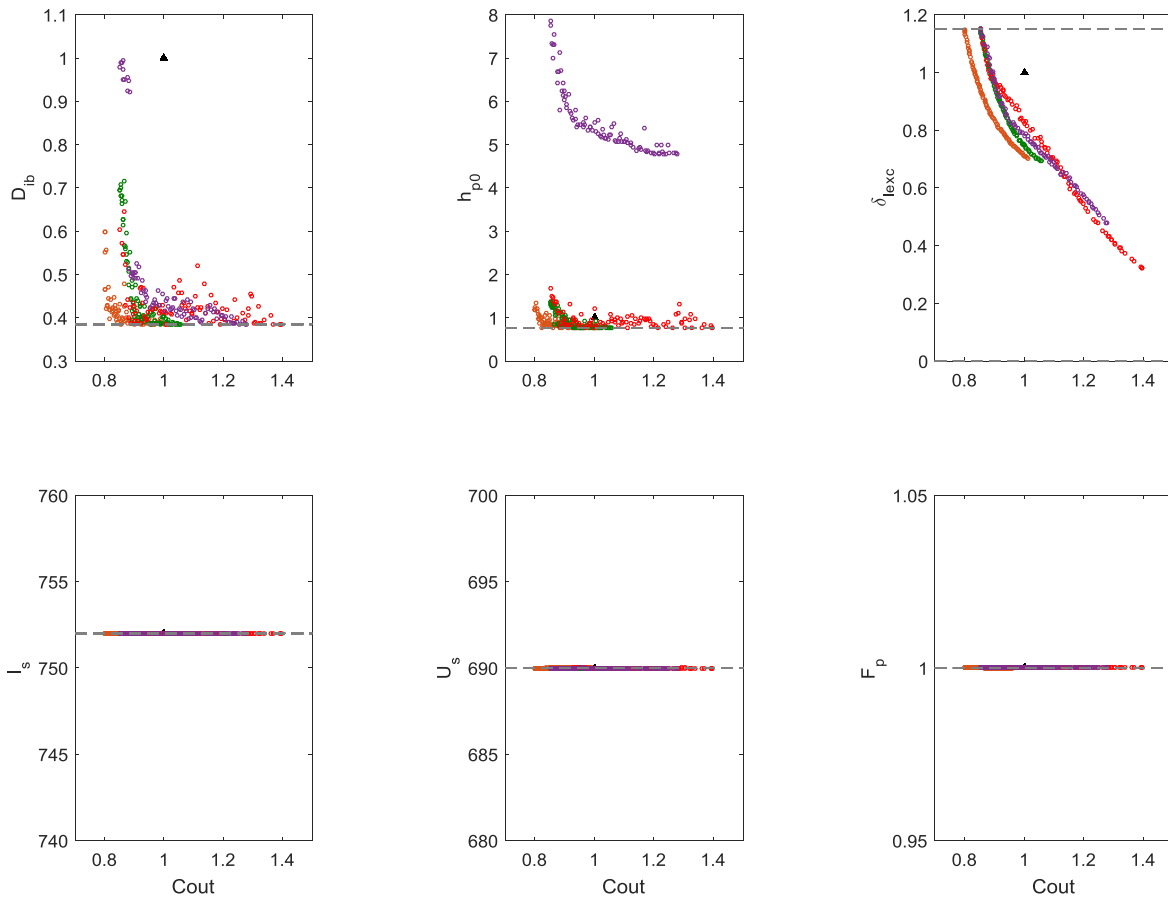
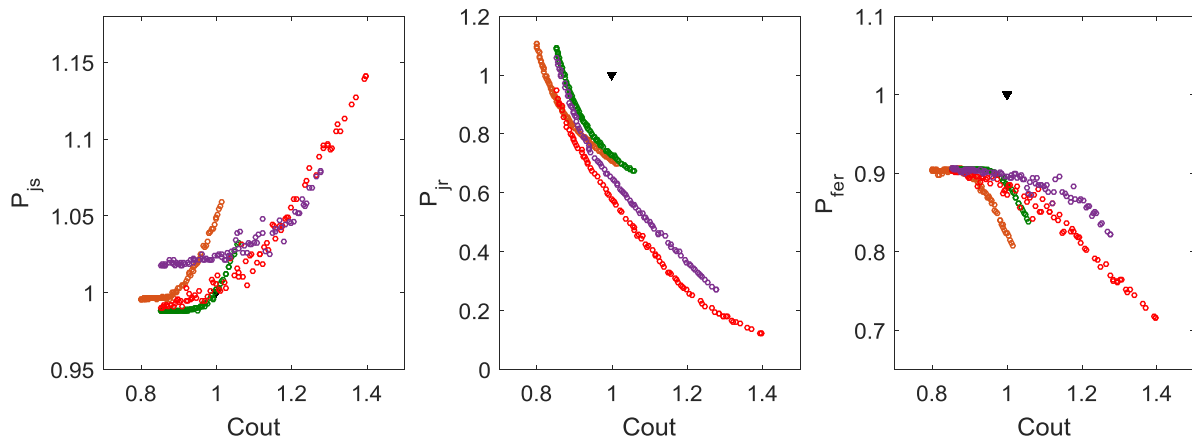


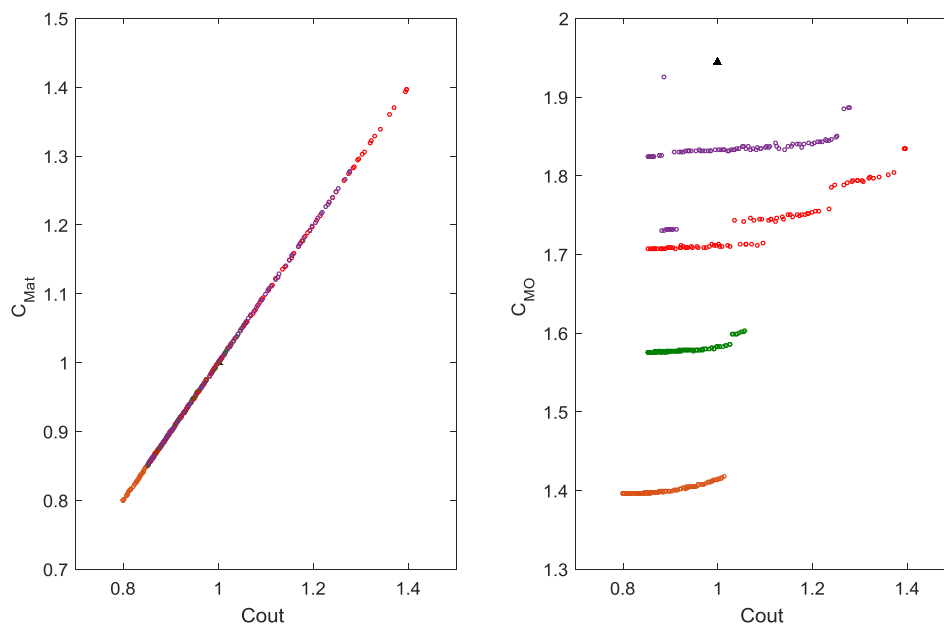
Figure d.3 Evolution des contraintes (scenario - coût simplifié)

Les contraintes de chaque boucle d'optimisation sont représentées en figure d.3, celles-ci sont parfaitement respectées. La figure d.4 représente l'évolution des principales pertes le long de chaque front. Au point de fonctionnement nominal, le courant dans l'armature statorique est imposé. En conséquence, l'augmentation des pertes Joules statoriques est liée à la croissance de la longueur de fer. À contrario, l'augmentation des sections ferromagnétiques permet de décroître les pertes fer. L'évolution des pertes Joules rotoriques reprend l'allure des fronts de Pareto. La diminution du courant rotoriques contribue fortement à améliorer l'efficacité énergétique des générateurs optimaux.



**Figure d.4 Evolution des pertes (scenario - coût simplifié)**

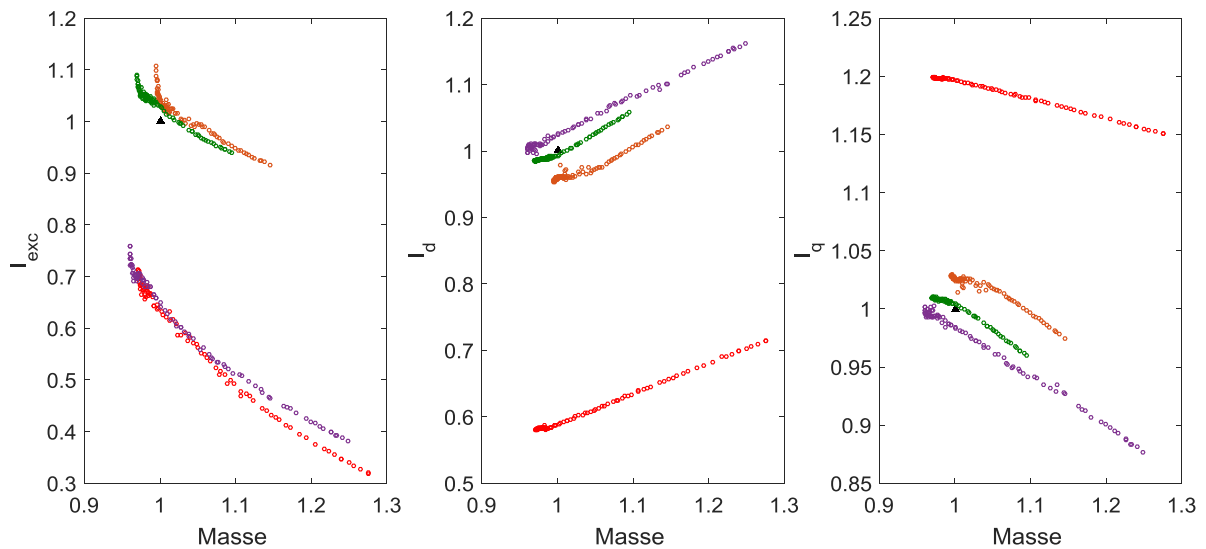
Enfin, pour compléter cette analyse, la figure d.5 illustre l'évolution des coûts. L'objectif est de considérer uniquement les coûts de matières premières. En conséquence, les coûts de matières premières sont linéaires le long du front. Les coûts de MO sont également illustrés, cependant ils ne sont pas considérés dans ces optimisations.



**Figure d.5 Evolution des coûts (scenario - coût simplifié)**

### □ Impact du critère de masse

Les optimisations ont ensuite été réalisées dans les mêmes conditions suivant le critère de masse. Les résultats ont montré que pour les structures de MSDEs et MSDEv, les variables des aimants permanents ( $h_{as}$ ,  $h_{av}$ ,  $l_{av}$ ) étaient constamment sur les bornes supérieures. Les solutions obtenues par l'algorithme démontrent l'intérêt des MSDE série. Les machines Pareto optimales sont la combinaison de la puissance massique des MSAP alliée à la flexibilité de contrôle des MSRB. Cette tendance est confirmée par l'évolution des variables de contrôle en figure d.6.



**Figure d.6 Evolution des courants de contrôle (scenario - masse)**

Les MSDE série permettent une réduction significative du courant d'excitation. Les optimisations sur JEOLIS et la MSRB présentent une diminution du courant relativement faible vis-à-vis du prototype.

Les contraintes d'optimisation de la boucle d'optimisation géométrique sont représentées en figure d.7. Sur cette même figure, les contraintes du point de fonctionnement de la boucle de contrôle sont parfaitement respectées. La figure d.8 illustre les principales pertes dans le générateur. Enfin, les coûts de matières premières et de MO sont énoncés en figure d.9. La MSDEv est une nouvelle fois la structure de générateur la plus coûteuse.

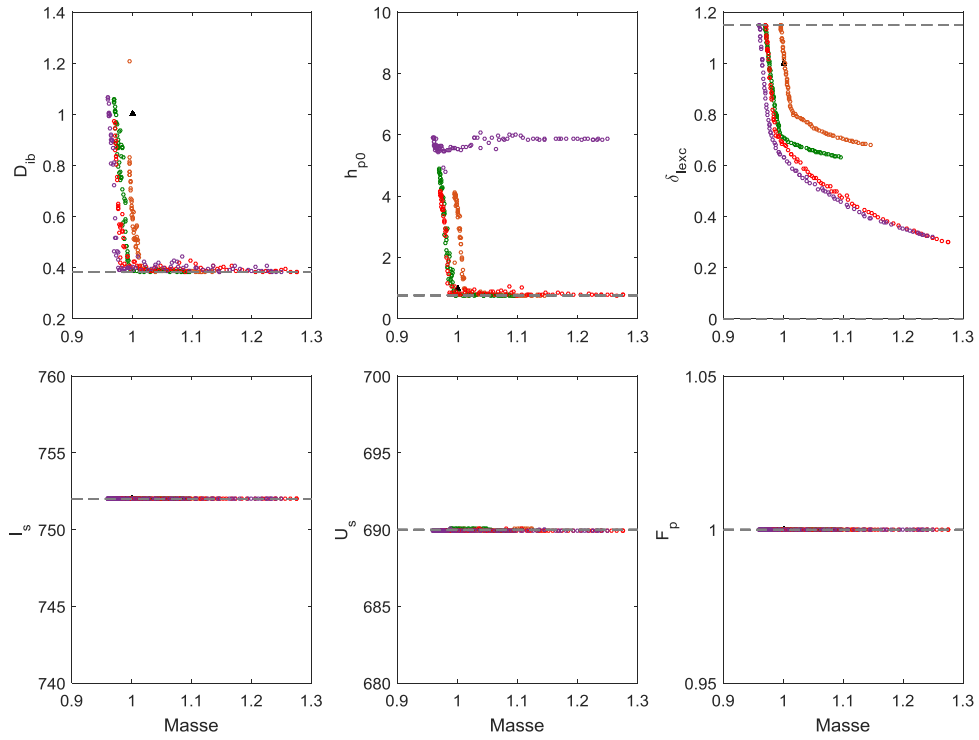


Figure d.7 Evolution des contraintes (scenario - masse)

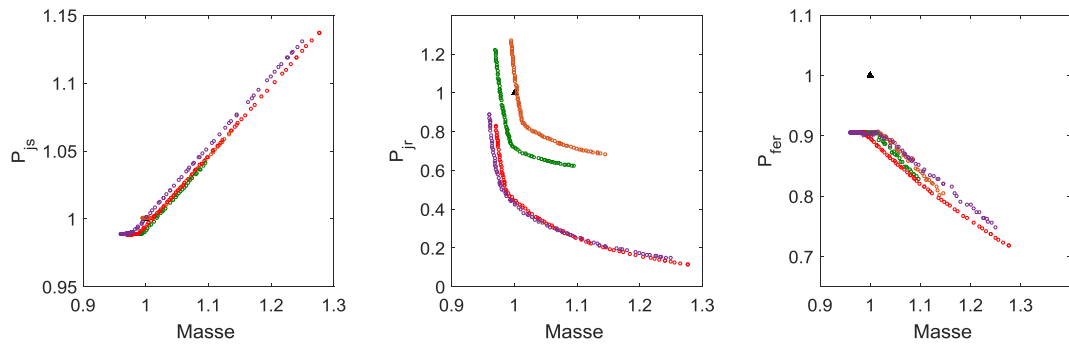


Figure d.8 Evolution des pertes (scenario - masse)

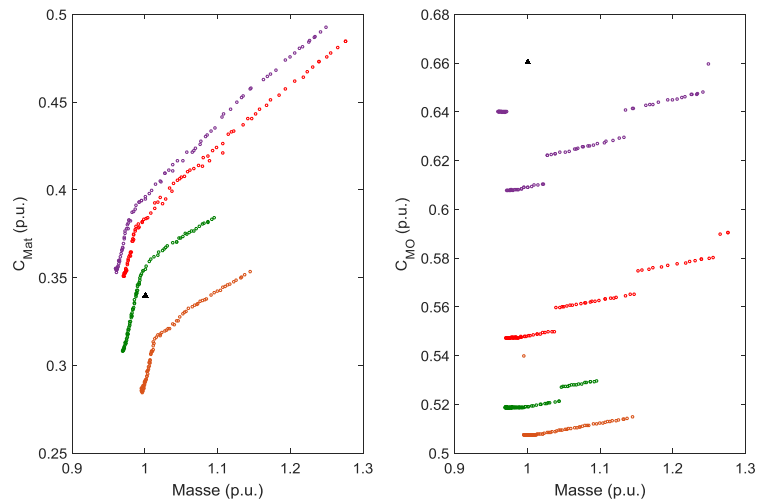


Figure d.9 Evolution des coûts (scenario - masse)



# Références bibliographiques

---

- [1] G. Henneberger, J. R. Hadji-Minaglou, et R. C. Giorba, « Design and test of permanent magnet synchronous motor with auxiliary excitation winding for electric vehicle application », *European Power Electronics Chapter Symposium*, p. 645-649, 1994.
- [2] T. Mizuno, « Hybrid excitation type permanent magnet synchronous », US Patents 5,682,073, 1997.
- [3] X. Luo et T. A. Lipo, « A synchronous/permanent magnet hybrid AC machine », *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 15, n° 2, p. 203-210, 2000.
- [4] D. A. Akemakou, « Dual excitation electrical machine, and especially motor vehicle alternator », US Patents 6,037,691, 2000.
- [5] Y. Amara, « Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation: application au véhicule hybride », Thèse de Doctorat, Paris 11, Orsay, 2001.
- [6] A. Ammar, « Modélisation et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation de Forte Puissance », Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, 2013.
- [7] « Chiffres clés de l'énergie - Edition 2016 », 2017.
- [8] « Chiffres clés du climat France et Monde - Édition 2017 », 2017.
- [9] « Energy balance flow for European Union (28 countries) - Eurostat » (URL).
- [10] « Chiffres clés des énergies renouvelables - Édition 2016 », 2017.
- [11] L. Vido, « Étude d'actionneurs électriques à double excitation destinés au transport. Dimensionnement de structures synchrones », Thèse de Doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, 2004.
- [12] D. Fodorean, « Conception et réalisation d'une machine synchrone à double excitation: Application à l'entraînement direct », Thèse de Doctorat, Université Technique de Cluj-Napoca, 2005.
- [13] L. Vido, Y. Amara, et M. Gabsi, « Machines synchrones à double excitation MSDE », *Techniques de l'ingénieur*, D3525, 2011.
- [14] C. Zhao et Y. Yan, « A review of development of hybrid excitation synchronous machine », *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, vol. 2, p. 857-862, 2005.
- [15] 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, École Normale Supérieure de Cachan, 2011.
- [16] W. Shanming, N. Shouhui, X. Yonghong, W. Xiangheng, S. Pengsheng, et H. Shaogang, « Hybrid excitation permanent magnet synchronous machines and their structures—Combination art of elements of machines », *IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, p. 2618-2624, 2014.
- [17] 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, École Normale Supérieure de Cachan, 2008.
- [18] K. Kamiev, « Design and testing of an armature-reaction-compensated permanent magnet synchronous generator for island operation », Thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, 2013.

- [19] L. Amuhaya et M. Kamper, « Effect of rotor field winding MMF on performance of grid-compliant hybrid-PM slip synchronous wind generator », *IEEE PES PowerAfrica*, p. 254–258, 2016.
- [20] T. A. Radomski, « Alternating current generator », US Patents 4,959,577, 1990.
- [21] K. Yamazaki, K. Nishioka, K. Shima, T. Fukami, et K. Shirai, « Estimation of Assist Effects by Additional Permanent Magnets in Salient-Pole Synchronous Generators », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 6, p. 2515–2523, 2012.
- [22] T. Fukami, T. Hayamizu, Y. Matsui, K. Shima, R. Hanaoka, et S. Takata, « Steady-State Analysis of a Permanent-Magnet-Assisted Salient-Pole Synchronous Generator », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, n° 2, p. 388–393, 2010.
- [23] K. Shima, Y. Matsui, T. Fukami, R. Hanaoka, et S. Takata, « Finite element analysis of permanent-magnet-assisted salient-pole synchronous machines under load conditions », *Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 33, p. 398, 2010.
- [24] T. Gundogdu et G. Komurgoz, « Implementation of fractional slot concentrated winding technique to large salient-pole synchronous generators & development with permanent magnets », *Electric Power Systems Research*, vol. 105, p. 57–70, 2013.
- [25] M. Ployard, F. Gillon, A. Ammar, D. Laloy, et L. Vido, « Hybrid excitation topologies of synchronous generator for direct drive wind turbine », *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, p. 1–7, 2016.
- [26] A. Simion, L. Livadaru, A. Munteanu, et D. Lucache, « Considerations on the experimental performance developed by a hybrid synchronous motor », *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, p. 560–565, 2007.
- [27] A. Munteanu, A. 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*, p. 1292–1296, 2008.
- [28] K. Kamiev, A. Parviainen, et J. Pyrhönen, « Hybrid excitation synchronous generators for small hydropower plants », *IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, p. 2529–2535, 2016.
- [29] J. A. Tapia, « Development of the consequent pole permanent magnet machine », Thèse de Doctorat, University of Wisconsin-Madison, 2002.
- [30] J. Tapia, F. Leonardi, et T. Lipo, « Consequent-pole permanent-magnet machine with extended field-weakening capability », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, n° 6, p. 1704–1709, 2003.
- [31] E. Spooner, S. A. W. Khatab, et N. G. Nicolaou, « Hybrid excitation of AC and DC machines », *International Conference on Electrical Machines and Drives*, p. 48–52, 1989.
- [32] S. Hlioui, « Etude 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, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.
- [33] B. Gaussens, « Machines synchrones à commutation de flux : de la modélisation numérique et analytique à l'exploration topologique », Thèse de Doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, 2013.
- [34] L. Vido, M. Gabsi, M. Lecrivain, Y. Amara, et F. Chabot, « Homopolar and bipolar hybrid excitation synchronous machines », *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, p. 1212–1218, 2005.
- [35] T.-K. Hoang, « Design optimization of double excitation synchronous machines in railway traction », Thèse de Doctorat, Université Paris-Saclay, 2016.

- [36] « Influence of the ratio of hybridization on the performances of synchronous generator with Hybrid Excitation », *IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, p. 2921–2926, 2012.
- [37] P. A. Hargreaves, B. C. Mecrow, et R. Hall, « Calculation of Iron Loss in Electrical Generators Using Finite-Element Analysis », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, n° 5, p. 1460–1466, 2012.
- [38] M. Ranlöf, A. Wolfbrandt, J. Lidenholm, et U. Lundin, « Core loss prediction in large hydropower generators: Influence of rotational fields », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, n° 8, p. 3200–3206, 2009.
- [39] H. Bouker, « Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques hybrides. », Thèse de Doctorat, Université Paris-Saclay, 2016.
- [40] M. Bash, S. Pekarek, S. Sudhoff, J. Whitmore, et M. Frantzen, « A comparison of permanent magnet and wound rotor synchronous machines for portable power generation », *Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, p. 1–6, 2010.
- [41] M. Hecquet, « Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des schémas équivalents magnétiques. Application à l’alternateur automobile », Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, 1995.
- [42] D. Petrichenko, « Contribution à la modélisation et à la conception optimale des turbo-alternateurs de faible puissance », Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, 2007.
- [43] N. Bracikowski, « Modélisation multi-physique par modèles à constantes localisées; application à une machine synchrone à aimants permanents en vue de son dimensionnement. », Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, 2012.
- [44] F. Gillon, « Methodologies of Optimal Design of the Electromagnetic Components », Habilitation à Diriger des Recherches, École Centrale de Lille, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2009.
- [45] A. Krings, « Iron losses in electrical machines-Influence of material properties, manufacturing processes, and inverter operation », Thèse de Doctorat, KTH School of Electrical Engineering, 2014.
- [46] M. Frătilă, « Contribution à la prise en compte des pertes fer dans la modélisation des machines électriques par éléments finis », Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, 2012.
- [47] W. M. Arshad *et al.*, « Incorporating Lamination Processing and Component Manufacturing in Electrical Machine Design Tools », *IEEE Industry Applications Annual Meeting*, p. 94–102, 2007.
- [48] G. Bertotti, « General properties of power losses in soft ferromagnetic materials », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, n° 1, p. 621–630, 1988.
- [49] A. Benabou, « Contribution à la caractérisation et à la modélisation de matériaux magnétiques en vue d’une implantation dans un code de calcul de champ », Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, 2002.
- [50] G. Bertotti, « Hysteresis in magnetism: for physicists, materials scientists, and engineers », *Gulf Professional Publishing*, 1998.
- [51] O. De La Barriere, « Modèles analytiques électromagnétiques bi et tri dimensionnels en vue de l’optimisation des actionneurs disques: étude théorique et expérimentale des pertes magnétiques dans les matériaux granulaires », Thèse de Doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, 2010.
- [52] O. Hamrit, « Etude des pertes magnétiques dans les matériaux magnétiques destinés aux applications de transport en haute fréquence et sous champ bidirectionnel », Thèse de Doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, 2015.



- [53] F. Fiorillo et A. Novikov, « An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, n° 5, p. 2904–2910, 1990.
- [54] C. P. Steinmetz, « On the law of hysteresis », *Proceeding of the IEEE*, vol. 72, p. 197–221, 1984.
- [55] A. Frias, « Minimisation des pertes fer des machines électriques de traction par la modélisation et l’optimisation », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2015.
- [56] A. Krings et J. Soulard, « Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines », *Journal of Electrical Engineering*, vol. 10, n° 3, p. 162–169, 2010.
- [57] J. Lorenz, « Electrical machine iron loss predictions - A unique engineering approach utilizing transient finite element methods - Part 1: Theory and calculation method », *IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, p. 36–42, 2013.
- [58] J. Lorenz, « Electrical Machine Iron Loss Predictions—A Unique Engineering Approach Utilizing Transient Finite-Element Methods—Part II: Application and Validation », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, n° 4, p. 2871–2875, 2014.
- [59] K. Komeza et M. Dems, « Finite-Element and Analytical Calculations of No-Load Core Losses in Energy-Saving Induction Motors », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 7, p. 2934–2946, 2012.
- [60] J.-J. Lee, Y.-K. Kim, H. Nam, K.-H. Ha, J.-P. Hong, et D.-H. Hwang, « Loss distribution of three-phase induction motor fed by pulsewidth-modulated inverter », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, n° 2, p. 762–765, 2004.
- [61] H. Jordan, « Die ferromagnetischen Konstanten für schwache Wechselfelder », *Elektrische Nachrichtentechnik*, vol. 1, p. 8, 1924.
- [62] E. Hoang, « Étude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance. », Thèse de Doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, 1995.
- [63] J. Lavers, P. Biringer, et H. Hollitscher, « A simple method of estimating the minor loop hysteresis loss in thin laminations », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 14, n° 5, p. 386–388, 1978.
- [64] F. Deng, « An improved iron loss estimation for permanent magnet brushless machines », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, n° 4, p. 1391–1395, 1999.
- [65] J. Saitz, « Computation of the core loss in an induction motor using the vector Preisach hysteresis model incorporated in finite element analysis », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, n° 4, p. 769–773, 2000.
- [66] P. Rasilo, A. Belahcen, et A. Arkkio, « Importance of Iron-Loss Modeling in Simulation of Wound-Field Synchronous Machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, n° 9, p. 2495–2504, 2012.
- [67] A. Kedous, D. Lebouc, et P. Brissonneau, « Etude des pertes dans des tôles magnétiques soumises à des variations d’induction  $B(t)$  de forme trapézoïdale », *Revue de Physique Appliquée*, vol. 21, n° 4, p. 269–275, 1986.
- [68] T. Gautreau, « Estimation des pertes fer dans les machines électriques: modèles d’hysteresis Loss Surface et application aux machines synchrones à aimants », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.
- [69] L. Li, « Etude et mise au point d’une nouvelle famille d’alternateur pour véhicules hybrides et électriques », Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2011.

- [70] C. Cester, « Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d’impulsion », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1996.
- [71] T. Chevalier, « Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999.
- [72] « Methods of measurement of the magnetic properties of electrical steel trip and sheet by means of an Epstein frame », International Standard, IEC 60404-2, 2008.
- [73] « Magnetic materials - Part 10: Methods of measurement of magnetic properties of electrical steel strip and sheet at medium frequencies », International Standard, IEC 60404-10, 1988.
- [74] E. Barbisio, F. Fiorillo, et C. Ragusa, « Predicting loss in magnetic steels under arbitrary induction waveform and with minor hysteresis loops », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, n° 4, p. 1810-1819, 2004.
- [75] S. Yanase, H. Kimata, Y. Okazaki, et S. Hashi, « A simple predicting method for magnetic losses of electrical steel sheets under arbitrary induction waveform », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, n° 11, p. 4365-4367, 2005.
- [76] J. Li, T. Abdallah, et C. R. Sullivan, « Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms », *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 4, p. 2203-2210, 2001.
- [77] A. Moses et G. Shirkoohi, « Iron loss in non-oriented electrical steels under distorted flux conditions », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 23, n° 5, p. 3217-3220, 1987.
- [78] J. Iamamura, M. Ployard, F. Gillon, A. Benabou, D. Laloy, et A. Ammar, « Iron loss evaluation on a hybrid synchronous generator using FEM », *Compumag*, vol. 4, p. 2203-2210, 2015.
- [79] J. C. Akiror, A. Merkhouf, C. Hudon, et P. Pillay, « Consideration of Design and Operation on Rotational Flux Density Distributions in Hydrogenerator Stators », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, n° 4, p. 1585-1594, 2015.
- [80] F. Fiorillo et A. Rietto, « Rotational versus alternating hysteresis losses in nonoriented soft magnetic laminations », *Journal of Applied Physics*, vol. 73, n° 10, p. 6615-6617, 1993.
- [81] M. Fratila, A. Benabou, A. Tounzi, et M. Dessoude, « Calculation of iron losses in solid rotor induction machine using FEM », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n° 2, p. 825-828, 2014.
- [82] J. Cheaytani, « Calcul par éléments finis des pertes supplémentaires dans les motorisations performantes », Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, 2016.
- [83] « Rotating machines - Part 2 Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles) », International Standard, IEC 60034-2, 1996.
- [84] A. Belot, « Calcul des machines électriques tournantes », édition les procédés DOREL, 1976.
- [85] O. Fall, « Contribution à l’étude de machines électriques polyphasées à aimants permanents en vue d’une meilleur gestion de la commande en modes dégradés pour des applications liées aux énergies renouvelables marines », Thèse de Doctorat, Arts et Métiers ParisTech, 2017.
- [86] « Aimants NdFeB, N38SH », ARNOLD Magnetic Technologies (URL).
- [87] V. Ostovic, « Dynamics of saturated electric machines », Springer-Verlag, 1989.
- [88] M. Ployard, A. Ammar, J. Iamamura, F. Gillon, L. Vido, et D. Laloy, « Multi-structure model to optimize a hybrid excitation synchronous generator », *IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, p. 2632-2637, 2014.

- [89] Y. Amara, L. Vido, M. Gabsi, E. Hoang, A. Hamid Ben Ahmed, et M. Lecrivain, « Hybrid Excitation Synchronous Machines: Energy-Efficient Solution for Vehicles Propulsion », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, n° 5, p. 2137-2149, 2009.
- [90] L. Chedot, « Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur », Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2004.
- [91] W. Q. Chu, Z. Q. Zhu, J. Zhang, X. Liu, D. A. Stone, et M. P. Foster, « Investigation on Operational Envelopes and Efficiency Maps of Electrically Excited Machines for Electrical Vehicle Applications », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, n° 4, p. 1-10, 2015.
- [92] M. Rossi, M. Ployard, F. Gillon, et S.-A. Randi, « Modèle Système de Machine Electrique pour l'Etude des Performances sur Cycle », *Symposium de Genie Electrique*, 2016.
- [93] M. Rahman, T. Little, et G. Slemon, « Analytical models for interior-type permanent magnet synchronous motors », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 21, n° 5, p. 1741-1743, 1985.
- [94] E. C. F. Lovelace, « Optimization of a magnetically saturable interior permanent-magnet synchronous machine drive », Thèse de doctorat, Massachusetts Institute of Technology, 2000.
- [95] A. Fonseca, « Comparaison de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques et hybrides », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [96] J. Legranger, « Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués », Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2009.
- [97] A. Daanoune, « Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides », Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2012.
- [98] D. Samarkanov, « Techno-economic multi-objective optimization of induction machines », Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, 2013.
- [99] « Guide de serrage contrôlé », Facom (URL).
- [100] J. F. Gieras, « Permanent Magnet Motor Technology-Design and Applications », 3ème édition, Edition Taylor and Francis, 2010.
- [101] F. Martin, « Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses », Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2013.
- [102] A. A. Bettayeb, « Pertes à haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension. », Thèse de Doctorat, Supélec, 2010.
- [103] M. S. Camara, M. B. Camara, B. Dakyo, et H. Gualous, « Modélisation et commande d'une génératrice synchrone à aimant permanent pour la production et l'injection des énergies offshore dans un réseau », *Symposium de Génie Électrique*, 2014.
- [104] P. Caillard, « Conception par optimisation d'une chaîne de traction électrique et de son contrôle par modélisation multi-physique », Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, 2015.
- [105] A. Teninge, « Participation aux services système de parcs éoliens mixtes : application en milieu insulaire », Theses, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2009.
- [106] A. Berbecea, « Multi-level approaches for optimal system design in railway applications », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2012.
- [107] K. Deb, « Multi-Objective Optimization Using Evolutionary Algorithms », John Wiley & Sons, 2001.

- [108] H. Tiegna, « Contribution à la modélisation analytique des machines synchrones à aimants permanents, à flux axial, à entraînement direct en vue de leur dimensionnement: application aux éoliennes », Thèse de Doctorat, Université du Havre, 2013.
- [109] F. Dubas, « Conception d'un moteur rapide à aimants permanents pour l'entraînement de compresseurs de piles à combustible », Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, 2006.
- [110] G. Séguier et F. Notelet, « Electrotechnique industrielle », Technique et documentation, 1977.
- [111] J.-P. Caron et J.-P. Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Technip, 1995.
- [112] L. Lasne, « Electrotechnique et énergie électrique », 2ème édition, Dunod, 2013.
- [113] M. Liwschitz-Garik, L. Maret, et J.-D. Chatelain, « Calcul des machines électriques », Edition Spes - Dunod, 1967.
- [114] J. Pyrhönen, T. Jokinen, et V. Hrabovcová, « Design of electrical rotating machine », Editions John Wiely & Sons,Ltd, 2008.
- [115] R.-P. Bouchard et G. Olivier, « Conception de moteurs asynchrones triphasés », Presses internationales Polytechnique, 1997.



## **Efficacité Énergétique des Machines de Production d'électricité**

### **Résumé**

Lors de la phase de dimensionnement d'un générateur électrique, des choix préliminaires imposent généralement la topologie. Cette thèse a pour objectif d'apporter une aide décisionnelle au choix des structures de générateurs de forte puissance. L'intérêt des machines à haute efficacité énergétique est porté par des objectifs environnementaux forts. En conséquence, maîtriser et comprendre l'origine des pertes dans les machines de production d'électricité est un enjeu capital. Ainsi, une méthodologie de calculs de pertes fer est développée pour des générateurs de forte puissance.

Dans les secteurs de la production et conversion d'énergie, les Machines Synchrones à Double Excitation présentent un fort potentiel pour répondre aux défis de la transition énergétique. Dès lors, il est important de quantifier l'impact de ces nouvelles structures par rapport aux solutions existantes. Cette thèse propose une modélisation par méthodes analytiques et semi-analytiques dans l'objectif de concevoir un ensemble de structures de générateurs. La modélisation est également comparée à deux prototypes de forte puissance, dont un pour une application éolienne à attaque directe.

Ensuite, cette modélisation est employée dans un processus de conception par optimisation. Les structures Pareto optimales sont comparées suivant différents cahiers des charges. Ces optimisations permettent de mettre en avant des gains significatifs par rapport aux solutions existantes notamment sur des données statistiques de fonctionnement éolien.

**Mots clefs:** Générateur Synchrone, Double Excitation, Modélisation Électromagnétique, Pertes fer, Optimisation, Topologies de générateurs, Eolienne à Attaque Directe.

---

## **Energy Efficiency of Large Electric Power Generators**

### **Abstract**

During the design phase of an electrical generator, the topology is generally imposed by preliminary criteria. This thesis aims at providing a decision support for the choice of high power generator structures. The interest for high efficiency machines is driven by strong environmental objectives. Consequently, understanding the origin of losses in power generation machines is a major issue. Thus, a methodology for iron loss calculation is developed for high power generators.

In the energy production and conversion sectors, Hybrid Excitation Synchronous Machines have a great potential to respond to the challenges of energy transition. It is important to quantify the impact of these new structures compared with existing solutions. This thesis proposes analytical and lumped models to design a set of generator structures. The modeling approach is also compared with two high power generators, including one for a direct drive wind turbine.

Then, this modeling is used in an optimization design process. The optimal Pareto structures are compared according to different specifications. These optimized designs show significant gains compared to the existing solutions, especially on wind profile from a Weibull probability density function.

**Keywords:** Synchronous Generator, Hybrid Excitation, Electromagnetic Modeling, Iron Losses, Optimization, Generator Topologies, Direct Drive Wind Turbine.